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

جامعة يحيى فارس بالمدية
Université Yahia Farès de Médéa

Faculté de technologie
Département de génie electrique

En vue de l'obtention du diplôme Master II

Option : Commande electroniques industrielles

Thème:

Optimisation de régulateur de tension de la commande DPC basée sur ACO et PSO

Proposé et dirigé par :
M: Hamedia .F
Mr :Morsli.A

Réalisé par :
Ould rouis.M

ANNEE UNIVERSITAIRE
2018

Remerciements.

Je tiens tout d'abord à exprimer mes profonds remerciements à :

'ALLAH TOUT-PUISSANT'

Qui ma donné la santé et volonté pour réaliser ce travail.

Ensuite, je tiens à exprimer ma profonde gratitude à ma promotrice Dr Hamedia Fethia directrice de ma thèse, pour m'avoir confié et dirigé ce projet et qui n'a jamais manqué de me conseiller et de m'orienter tout au long de ce travail .Qu'il trouve ici l'expression de mon respect.

Un grand merci à tous les professeurs qui ont contribué à notre formation.

Je remercie tous les membres du jury qui je faisais l'honneur de participer à l'examen de ce travail.

Enfin, je remercie touts les personnes qui ont contribué de près ou de loin, au bon déroulement de mon travail.

Sommaire

Introduction générale.....1
ChapitreI: qualite d'energie electrique.....2
I.1.Introduction.....3
I.2.Caracteristque des perturbations électriques.....3
I.3.Perturbations harmoniques de courant 4
I.3.1.Origine des harmoniques 4
I.3.2. problemes lies aux harmoniques..... 5
I.3.2.1.Echauffement.....5
I.3.2.2.Interférence avec les réseaux de telecommunication.....6
I.3.2.3. Défauts de fonctionnements de certains équipements électriques.....6
I.3.2.4.Risque d'excitation de résonance 6
I.3.2.5.Risque d'excitation de résonance.....6
I.3.3. Caractérisation des perturbations harmoniques 6
I.4 solutions de depollution harmoniques des reseaux electriques 8
I.4.1Les méthode traditionnelles 8
I.4 .2La méthode modern.....9
Chapitre II: Généralités sur les redresseurs PWM.....10
II.1.introduction..... 11
II.2 redresseur a commande PWM 11
II.3 le principe de fonctionnement 12
II.4 les techniques de commande pwm 12
II.4.1 PWM à Bande d'hystérésis.....12
II.4.2 PWM à échantillonnage périodique.....13
II.4.3 MLI à porteuse triangulaire.....13
II.4.4 MLI vectorielle.....14
II.5. Modélisation du redresseur PWM 14
II.6. Modèle mathématique du redresseur PWM triphasé.....18
II.6.1.Modèle dans le repère (α,β) 20
II.6.2Modèle dans le repère (d,q) de Parck.....22
II.7.Calcul des puissances instantanées..... 23
II.7.1.Calcul dans le repère (α,β) 24
II.7.2.Calcul dans le repère (d,q) 25
II.8.Dimensionnement des éléments de filtrage.....26
II.8.1. Dimensionnement du filtre d'entrée (inductance).....26
II.8.2.Dimensionnement du filtre de sortie (condensateur).....30
Chapitre III:Contrôle direct de puissance PWM.....32
III.1.Introduction.....33
III-2.Relation entre le contrôle des redresseurs et les onduleurs à MLI.....34
III.3.Commande directe de puissanceDPC.....35
III.3.1.Commande directe de puissance basée sur la tension en ligne.....43
III.3. 2.Régulation de la tension continue.....50
III.3.4.Résultats de simulation.....53

Chapitre IV:Optimisation d'un régulateur PI par les essaims particulaires.....55
IV.1.Introduction.....56
IV.2. Optimisation Par Essaims de Particule.....57
IV.3. Principe du PSO.....57
IV.4.Notion de voisinage.....59
IV.5.Algorithme de PSO.....60
V. 6. Avantages et inconvénients de PSO 62
IV. 7. Le modèle PSO à étudiér.....63
IV.8.Résultats de simulation.....64
Chapitre V : Optimisation par les colonies de fourmis (ACO).....66
V.1.Introduction.....67
V.2. Système de colonie de fourmis.....68
V.2.1.La sociabilité de la fourmi.....68
V.2.2.La communication.....68
V.2.3.La division du travail.....69
V.2.4.Capacités individuelles.....69
V.2.5.Les phéromone des fourmis.....69
V.2.6.Expérience du double pont binaire.....69
V.2.7.Effet de la coupure d'une piste de phéromone.....70
V.2.8.Similarités et différences avec les fourmis réelles.....70
V.2.8.1. Les points communs 70
V.3. Optimisation par les colonies de fourmis (Ant Colony Optimization) (ACO).....71
V.3.1. Introduction..... 71
V.3.2. L'exploration.....72
V.3.3. L'exploitation.....72
V.3.4. La diversification.....72
V.3.5. L'intensification.....72
V.4. Formulation mathématique de l'ACO.....72
V.4.1. le nombre de fourmis.....72
V.4.2. Le comportement d'une fourmi dans l'espace de recherche.....72
V.4.3. Reconstitution du chemin et la mise à jour du phéromone.....73
II.4.4. Evaporation de la trace de phéromone.....73
V.4.5. L'algorithme d'ACO.....74
V.4.6. La fourmi se comporte comme un automate.....76
V.5.Simulation et Résultat.....77
Conclusion générale.....82
bibliographi.....83

Listes des figures

Figure I.1 *a) Filtre passif résonnant b) Filtre passif amorti*.....9

Figure II.1 *topologies de base d`un redresseur de tension*.....12

Figure II.2 *Principe de fonctionnement de Modulateur*

PWM à bande d'hystérésis..... 13

Figure II.4. Modulateur MLI à porteuse triangulaire..... 14

Figure II.5 : Structure du redresseur PWM.....14

Fig.II.6: schéma équivalent d'une seule phase..... .15

Fig.II.7: a) Diagramme vectoriel du redresseur PWM général 17

Fig.II.8 : représentation du polygone de commutation..... 21

Figure II.9 : Principe de filtrage..... 26

Fig.II.10 : Diagramme d'une phase du réseau avec filtre d'entrée.....27

Fig.II.11: Ondulation du courant pendant une période de commutation..... 29

Figure III.1 :Relation entre le contrôle des redresseurs PWM

et les onduleurs PWM..... 35

Fig.III.2: Configuration générale de la commande DPC..... 35

Fig.III. 3: plan (α, β) en douze secteurs.....36

Fig.III.4: Régulateur à deux niveaux.....37

Fig.III.5 : Dérivée de la puissance active dans tous les secteurs..... 41

Fig.III.6: Dérivée de la puissance réactive dans tous les secteurs..... 41

Fig.III.7: configuration générale de la commande DPC

basée sur la tension de la ligne.....43

Figure III.9. Modèle dynamique pour le circuit du bus continu.....50

Fig. III.10: Schéma fonctionnel pour la boucle de réglage

de tension du bus continu..... ...51

Fig. III.11: Calcul de la puissance de référence..... 52

Fig. III.12 : Test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance..... 54

Fig.IV.1:Schéma de principe du déplacement d'une particule..... 57
Fig.IV.2 Un voisinage géographique..... 59
Fig.IV.3 Un voisinage en cercle..... 60
Fig.IV.4 Algorithme1-Algorithme de base,PSO..... 61
Fig.IV.5 Modèle PSO.....62
Figure IV.6 Performances du redresseur commandé par DPC
lors d'une variation de résistance de charge 64
Fig.V.1 Expérience du double pont binaire.....69
Fig V.2 Effet de la coupure d'une piste de phéromone.....70
Fig V.3 Automate représentant le comportement individuel d'une fourmi.....77
Fig V.4 : Le régulateur PI-ACO.....78
Figure V.5: Organigramme de l'ACO.....79
Fig V.6 Performances du redresseur commandé par DPC lors d'une variation de la résistance de charge optimisé par ACO. 81

Listes des tableaux

Tableau (II .1) *les huit états possibles des interrupteur*.....*17*
Tableau (III.1) Changement des puissances active
et réactive dans le secteur γ_1.....*41*

Tableau (III.3) Table de commutation de la DPC adaptée.....*42*

Tableau (IV.1) les paramètres de PSO.....*63*

Tableau (V.1) les paramètres de l'ACO.....*79*

Listes des symboles

Symboles

θ: Angle de déphasage.

E_m : Amplitude des tensions triphasées.

h_p: Bande d'hystérésis pour la puissance active.

h_q : Bande d'hystérésis pour la puissance réactive.

C : Capacité du filtre.

i_α : Composante du vecteur courant de ligne dans le repère stationnaire (α, β).

i_β : Composante du vecteur courant de ligne dans le repère stationnaire (α, β) .

i_d : Composante du vecteur courant de ligne dans le repère tournant (d, q).

i_q : Composante du vecteur courant de ligne dans le repère tournant (d, q) .

e_α : Composante du vecteur tension de ligne dans le repère stationnaire (α, β).

e_β : Composante du vecteur tension de ligne dans le repère stationnaire (α, β).

e_d : Composante du vecteur tension de ligne dans le repère tournant (d, q).

e_q : Composante du vecteur tension de ligne dans le repère tournant (d, q) .

$u_{c\alpha}$: Composante du vecteur tension convertisseur dans le repère stationnaire (α, β).

$u_{c\beta}$: Composante du vecteur tension convertisseur dans le repère stationnaire (α, β).

u_{cd} : Composante du vecteur tension convertisseur dans le repère tournant (d, q).

u_{cq} : Composante du vecteur tension convertisseur dans le repère tournant (d, q) .

I_{rd} : Courant redressé.

I_{ch} : Courant de charge.

$L_f h$: Dériver de lie.

r : Degré relatif totale.

S_a, S_b, S_c : Etats de commutation du redresseur.

f : Fréquence du fondamental.

f_e : Fréquence d'échantillonnage.

f_s : Fréquence de commutation.

w : Fréquence angulaire.

FP : Facteur de puissance

$h(x)$: Fonction scalaire lisse.

γ : Le gain d'adaptation.

L : Inductance de la ligne.

t : Le temps.

h : Ordre d'harmonique du courant et tension, composantes harmoniques.

T_s : Période de hachage.

p_j : Perte par effet joule.

D : Puissance déformante.

p : Puissance active.

q : Puissance réactive.

$\overline{S}$: Puissance apparente.

$\hat{p}$: Puissance active instantanée.

$\hat{q}$: Puissance réactive instantanée.

R : Résistance de la ligne.

u_c : Tension à l'entrée du redresseur.

u_l : Tension au borne de l'inductance.

v_{dc} : Tension continue.

$v_{dc\,ref}$: Tension continue de référence.

x : Vecteur d'état.

$g(x)$: Vecteur de commande de système non linéaire.

y : Vecteur de sortie.

v : Vecteur des nouvelles commandes.

u : Vecteur des commandes.

Abréviation

THD: Taux de Distorsion Harmonique.
PWM: Modulation de Largeurs d'Impulsions.
DPC : Commande Directe de Puissance.
DPC-VF: Commande Directe de Puissance basée sur le Flux Virtuel.
DTC : Commande Directe du Couple.
FOC : Commande par Orientation du Flux.
VOC : Commande par Orientation de la Tension.
FVOC: Commande par Orientation du Flux Virtuel.
SVM : (On anglais space vector modilation).

Introduction générale

Les distributeurs d'énergie électrique s'efforcent de fournir un produit de qualité caractérisé par un système triphasé équilibré de tensions sinusoïdales. Cependant, vu la prolifération d'équipements à caractéristiques courant /tension non linéaire, la distorsion harmonique de l'onde tension prend de plus en plus d'ampleur, c'est notamment le cas d'équipements à convertisseurs statiques (redresseurs, gradateurs et cyclo convertisseurs) dont la propriété est d'injecter des courants non sinusoïdaux dans le réseau d'alimentation, les redresseurs à diodes étant l'une des premières sources de perturbations harmoniques.

En effet, les perturbations provoquées par ces convertisseurs sont bien connues, il s'agit d'une dégradation du facteur de puissance et d'une génération des courants alternatifs non sinusoïdaux riches en harmoniques. Les incidences sont à l'origine de la déformation de la tension du réseau, de la réduction de sa capacité de transport et de l'augmentation des pertes [2].

Récemment, il y a plusieurs solutions permettant la dépollution des réseaux électriques. Celles qui répondent le mieux aux contraintes industrielles d'aujourd'hui sont les compensateurs actifs (filtres actifs de puissance) et les topologies dites non-polluantes [5].

L'une des techniques intéressantes de réduction des courants harmoniques est l'utilisation du redresseur PWM, qui permet de produire une tension continue à partir d'un réseau alternatif (comme un redresseur à diodes muni d'un filtre) mais en absorbant sur le dit réseau des courants sinusoïdaux et à facteur de puissance unitaire [4].

Grâce à leur capacité à réduire le contenu harmonique des courants prélevés sur le réseau et à assurer un transfert bidirectionnel de puissance, leur rapidité de réponse, leur limitation d'encombrement, de poids et de coût, les redresseurs PWM commandés deviennent de plus en plus un moyen intéressant d'interfaçage avec le réseau électrique pour différentes applications industrielles, surtout les entrainements électriques hautement performants[2].

Plusieurs stratégies de contrôle du redresseur PWM ont été proposées tel que la commande directe de puissance (Direct Power Control (DPC)), la commande directe de puissance basée sur le flux virtuel (Virtuel Flux based Direct Power Control (DPC-VF)), la commande directe de puissance avec le modulateur SVM (Direct Power Control with Space Vector Modulation, (DPC¬SVM)), la commande par orientation de la tension (Voltage Oriented Control (VOC)) et la commande par orientation du flux virtuel (Virtual Flux Oriented Control (VFOC)). Ces stratégies de contrôle puissent atteindre le même but global, tel que, un facteur de puissance élevé et un courant de forme pratiquement sinusoïdale [4].

De plus, l'application de ces techniques exige la connaissance des différents paramètres du modèle. Cela peut influer sur le fonctionnement du processus et peut entraîner une robustesse médiocre face à la variation de ces paramètres et des dépassements importants lors des régimes transitoire. Il y a plusieurs raisons qui poussent à développer des méthodes d'optimisation intelligente pour le réglage de contrôleurs PI. On peut citer la logique floue, les réseaux de neurones, l'algorithme génétique (GA) et l'optimisation par l'essaim particulaire (PSO), ainssi, l'optimisation par les colonies de fourmis.

L'optimisation par ces méthodes intelligente cherchent à déterminer les paramètres (Kp,Ki) optimums du régulateur PI tout en visualisant la fonction objective dont on cherche à minimiser l'erreur entre le signal de consigne et le signal de sortie[3].

Notre travail porte sur la présentation, l'étude et l'analyse des performances du redresseur PWM en introduisant une commande non linéaire telle que la commande directe de puissance classique, et par la suite, l'implantation de la technique de PSO et ACO, dans le but d'optimiser les paramètres du régulateur PI associé au controle du redresseur PWM.

Ce mémoire, comportant cinq chapitres, qui sont organisés comme suit :

Dans le premier chapitre nous effectuerons une étude sur les perturbations dans le réseau électrique, causées par l'accroissement considérable du nombre de convertisseurs statiques branchés sur ce réseau, ainsi que les solutions présentées pour le dépolluer.

Dans le deuxième chapitre sera consacrée à la modélisation du redresseur PWM triphasé.

Dans le troisème chapitre une commande sans capteur de la tension du réseau sera proposée pour un contrôle plus performant du redresseur tel que la commande directe de puissance DPC.

Le quatrième chapitre sera consacré à l'implantation de la technique de PSO en vu d'optimiser les paramètres du régulateur PI.

Le cinqième chapitre sera consacré à l'optimisation des paramaitres du régulateur de la tension de sortie basé sur ACO.

ChapitreI: QUALITE D'ENERGIE ELECTRIQUE

I.1.Introduction

Depuis de nombreuses années, le distributeur d'énergie électrique s'efforce de garantir la qualité de la fourniture d'électricité. Les premiers efforts se sont portés sur la continuité de service afin de rendre toujours disponible l'accès à l'énergie chez l'utilisateur. Aujourd'hui, les critères de qualité ont évolué avec le développement des équipements où l'électronique prend une place prépondérante dans les systèmes de commande et de contrôle.

La qualité d'énergie peut être affectée, soit du fait de certains incidents inhérents à la nature physique et aux sujétions liées à l'exploitation du réseau, soit du fait de certains, récepteurs. Ces défauts se manifestent sous forme de différentes perturbations affectant un ou plusieurs des quatre paramètres précédemment définis [1].

I.2.Caracteristque des perturbations électriques

La qualité de l'alimentation électrique ou qualité de l'onde fait référence à la mesure du degré de conformité d'une source d'alimentation électrique par rapport à un certain nombre de critères ou de normes à caractère quantitatif et absolu. L'énergie électrique est délivrée sous forme d'un système triphasé de tensions sinusoïdales. Les paramètres caractéristiques de ce système sont les suivants :

- ✓ La fréquence.
- ✓ L'amplitude des trois tensions.
- ✓ La forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde.
- ✓ la symétrie du système triphasé.

Tout phénomène physique affectant une ou plusieurs de ces caractéristiques peut être considéré comme perturbation. En pratique, ces perturbations sont classées selon la durée du phénomène.

Ainsi, il est possible de distinguer [2] :

- ✓ les altérations de l'onde de tension (harmoniques, déséquilibre, flicker). Ces phénomènes sont permanents ou durent au minimum plusieurs minutes.
- ✓ les creux de tension et coupures brèves d'une durée de l'ordre de quelques secondes,
- ✓ les surtensions transitoires, de durée inférieure à une période.

Dans ce qui suit, notre étude sera limitée aux perturbations de courant plus précisément les harmoniques de courant engendrées par les redresseurs.

I.3.Perturbations harmoniques de courant

I.3.1.Origine des harmoniques

La prolifération des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques a entraîné ces dernières années une augmentation sensible du niveau de la pollution harmonique des réseaux électriques.

Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale, ou parfois à des fréquences quelconques. Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les consommateurs alimentés par le même réseau électrique.

Les différents secteurs industriels concernés sont aussi bien du type secondaire (utilisation des gradateurs, des redresseurs, des variateurs de vitesse....), que du type tertiaire (informatique ou éclairage dans les bureaux, commerces...) ou domestique (téléviseurs, appareils électroménagers en grand nombre [4].

I.3.2. PROBLEMES LIES AUX HARMONIQUES

Les tensions et courants harmoniques superposés à l'onde fondamentale conjuguent leurs effets sur les appareils et équipements utilisés. Les effets les plus connus des harmoniques sont la destruction de condensateurs et de disjoncteurs suite à de fortes intensités dans les réseaux internes.

En présence des harmoniques, la valeur efficace résultante est la somme des valeurs efficaces de toutes les harmoniques et la fondamentale qui traversent le circuit. Les appareils dimensionnés pour un courant fondamental donné peuvent être soumis à de sévères contraintes supplémentaires. Alors comme traitement traditionnel de ces harmoniques on surdimensionnée ou on déclasse les installations.

Donc les courants et les tensions harmoniques ont des effets néfastes sur le fonctionnement, la rentabilité et la durée de vie decertains équipements électriques.

Parmi les effets instantanés, on peut citer :

I.3.2.1.Echauffement

Les pertes totales par effet Joule sont la somme de celles du fondamental et des harmoniques :

$$p_j = I_1^{\,2} \cdot R + \sum_{h=2}^{35} I_h^2 \cdot R \qquad \textbf{(I.1)}$$

Avec I_1 le courant du fondamental, I_h le courant harmonique de rang h, et R: la résistance traversée par le courant I.

Les harmoniques augmentent aussi les pertes fer (pertes par courant de Foucault). ILS prennent de l'importance dans les matériels utilisant les circuits magnétiques (moteurs, transformateurs...).

I.3.2.2.Interférence avec les réseaux de télécommunication

Le couplage électromagnétique entreles réseaux électriques et de télécommunication peut induire dans ces derniers des bruits importants. Dans le cas de résonances, une partie des réseaux de télécommunication peut être rendue inutilisable [4].

I.3.2.3. Défauts de fonctionnements de certains équipements électriques

En présence des harmoniques, la tension (ou le courant) peut changer plusieurs fois de signe dans une demi période ; par conséquent, tout appareil dont le fonctionnement est basé sur le passage par zéro des grandeurs électriques (appareils utilisant la tension comme référence) peut être perturbé [4].

I.3.2.4.Risque d'excitation de résonance

Lorsque des batteries de capacité sont raccordées au réseau pour relever le facteur de puissance, les fréquences de résonance peuvent devenir assez faibles, et coïncider ainsi avec celles des harmoniques engendrés par les convertisseurs statiques. Dans ce cas, il y aura des phénomènes d'amplification des harmoniques [4].

I.3.3. Caractérisation des perturbations harmoniques [1]

Différentes grandeurs sont définies pour caractériser la distorsion en régime de forme. Le taux global de distorsion harmonique (THD) et le facteur de puissance sont les plus employés pour quantifier respectivement les perturbations harmoniques et la consommation de puissance réactive.

I.3.3. 1. Le taux de distorsion harmoniques

Etude se limite au cas ou la source de tension est sinusoïdale et où le courant absorbé par la charge est entaché de composantes harmoniques. Dans ces conditions, le taux global de distorsion harmonique est bien adapté pour quantifier le degré de pollution harmonique sur les réseaux électriques.

Le THD s'exprime par rapport à la fréquence fondamentale et caractérise l'influence des harmoniques sur l'onde de courant déforme. Il est donné par l'expression suivante :

$$THD_I = \sqrt{\sum_{h=2}^{35} \left(\frac{i_h}{i_1} \right)^2} \qquad \textbf{(I.2)}$$

Avec i_1 la valeur efficace du courant fondamental et i_h les valeurs efficaces des différentes harmoniques du courant. Le domaine des fréquences qui correspond à l'étude des harmoniques est généralement compris entre 100 et 2000 Hz. Soit de l'harmonique de rang 2 jusqu'à l'harmonique de rang 40. Il est à signaler aussi que l'amplitude des harmoniques décroît généralement avec la fréquence.

I.3.3. 2. Facteur de puissance

En présence des harmoniques, la puissance apparente S est composée de trois parties : Active P, réactive Q et déformante D.

Son expression est donnée par l'équation suivante :

$$S = \sqrt{(P^2 + Q^2 + D^2)} \qquad \textbf{(I.3)}$$

La puissance réactive Q est associée au courant fondamental. La puissance déformante D est due aux harmoniques de courant avec :

$$D = 3E\sqrt{Ic^2 + Ic1^2} \qquad \textbf{(I.4)}$$

Où Ic est la valeur efficace du courant de la charge.

Pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance Fp est égal au quotient de la puissance active P par la puissance apparente S :

$$FP = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \qquad \textbf{(I.5)}$$

Le facteur de puissance sera toujours inférieur à 1, en posant :

$$P = 3E\, I_{C1}\, \mathrm{Cos}\Phi \qquad \textbf{(I.6)}$$

On aura :

$$Fp = \frac{I_{c1}}{I_c} cos\varphi = F_{dis} cos\Phi \qquad \textbf{(I.7)}$$

Où F_{Dis} représente le facteur de distorsion. Il vaut 1 lorsque le courant est parfaitement sinusoïdal et il décroît lorsque la déformation de l'onde s'accentue.Φ représente le déphasage entre le courant fondamental et la tension.

I.4 SOLUTIONS DE DEPOLLUTION HARMONIQUES DES RESEAUX ELECTRIQUES [1]

On peut regrouper les solutions visant à réduire les perturbations harmoniques en deux groupes: les solutions traditionnelles et les solutions modernes.

I.4.1. Les méthode traditionnelles

Ce sont des techniques qui doivent être connues par tous les électriciens. Elles apportent une solution facile et rapide pour certains cas de perturbations bien localisées et utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs) et/ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation. Plusieurs solutions existent pour limiter la propagation et l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques :

- ✓ l'augmentation de la puissance de court-circuit du réseau et l'utilisation de convertisseurs peu polluants qui ont pour effet de diminuer la distorsion harmonique,
- ✓ l'utilisation de dispositifs de filtrage pour réduire la propagation des harmoniques produits par des charges non linéaires.

Le filtrage consiste à placer en parallèle sur le réseau d'alimentation une impédance de valeur très faible autour de la fréquence à filtrer et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau. Parmi les dispositifs de filtrage les plus répandus, on distingue le filtre passif résonnant et le filtre passif amorti ou passe-haut.



Figure I.4 *a) Filtre passif résonnant* *b) Filtre passif amorti*

Ces dispositifs sont utilisés pour empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques. Ils peuvent aussi être utilisés pour compenser la puissance réactive.

Malgré leur large utilisation dans l'industrie, ces dispositifs peuvent présenter beaucoup d'inconvénients :

- ✓ manque de souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge.
- ✓ équipements volumineux.
- ✓ problèmes de résonance avec l'impédance du réseau.

I.4.2. La méthode modern

C'est l'utilisation du filtre actif, qui affiche la dynamique de meilleure qualité qui contrôle les courants harmoniques et fondamentaux. Les filtres actifs sont principalement divisés en deux types différents : le filtre shunt active et le filtre active série.

L'autre technique de réduction intéressante de courant harmonique est un redresseur PWM triphasé. Deux types de convertisseurs PWM, avec une sortie de la source de tension et une sortie source de courant peut être utilisé. Premier d'entre eux a appelé un redresseur Boost (augmente la tension), et le second, appelé un redresseur Buck (réduit la tension) [4].

I.5..Conclusion

L'énergie électrique, principalement produite et distribuée sous forme de tensions triphasées sinusoïdales, permet de fournir la puissance électrique nécessaire aux différentes charges sur le réseau électrique. Lorsque la forme d'onde n'est plus sinusoïdale, on rencontre des perturbations qui peuvent affecter le bon fonctionnement de nombreux équipements et de charges raccordés sur le réseau. Dans ces conditions, des problèmes de compatibilité électromagnétique peuvent survenir entre ces éléments connectés au réseau.Après avoir montré influences des perturbations harmoniques sur les réseaux de distribution, nous avons présenté un moyen de les réduire. La solution adoptée, dans ce travail, est le redresseur PWM commandé utilisant la technique de commande DPC.

Chapitre II

Généralités sur les redresseurs PWM

II.1. INTRODUCTION

L'avènement de l'électronique de puissance a eu un impact majeur sur le monde industriel au cours des dernières décennies. Cet avènement s'est produit par l'arrivée sur le marché des composants d'électronique de puissance tels les thyristors, les triacs, les GTO, les IGBT ou les transistors de forte puissance. Ces composantes ont permis le développement de convertisseurs statiques de grande puissance qui permettent la conversion de la puissance électrique d'une forme quelconque à une autre forme. Ces convertisseurs apportent un progrès considérable au niveaudes procédés industriels.

L'utilisation de ces convertisseurs statiques dans les installations de conversion d'énergie électrique participe à détériorer la "qualité" du courant et de la tension des réseaux de distribution. En effet, ces systèmes consomment des courants non sinusoïdaux, les paragraphes suivants présentent une synthèse des redresseurs commande PWM, qui sont classés comme une solution de ce problème [1].

II.2 REDRESSEUR A COMMANDE PWM [1]:

Contrairement aux redresseurs classiques, les redresseurs PWM sont réalisés à l'aide desemi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture. La possibilité de commande à l'ouverture permet un contrôle total du convertisseur, parce que les interrupteurs peuvent être commutés, selon les besoins, aussi bien à la fermeture qu'à l'ouverture avec une fréquence assez élevée, Il y a deux manières de mettre en application des redresseurs PWM, comme redresseur à source de courant, et redresseur à source de tension.

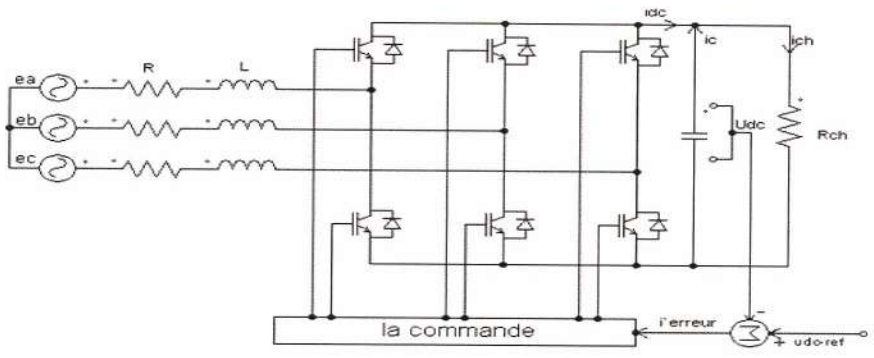


Figure II.1 ***topologies de base d`un redresseur de tension.***

II.3 LE PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT [1]:

Le redresseur de tension fonctionne en gardant la tension du bus continu à une valeur de référence désirée, en utilisant une commande en boucle fermée, comme montré dans la figure II.1. Pour accomplir cette tâche, la tension du bus continu Udc est mesurée et comparée avec une référence Udc- ref, le signal d'erreur produit de cette comparaison est employé pour commuter les six interrupteurs du redresseur à la fermeture et à l'ouverture.De cette façon, la puissance peut s'écouler dans les deux sens selon les conditions sur la tension du bus continu Udc mesurée aux bornes du condensateur C.

Quand le courant ich est positif (fonctionnement redresseur), le condensateur C est déchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande de plus de puissance de la source alternative. Le bloc de commande prend la puissance de la source alternative en produisant un signal MLI approprié pour les six interrupteurs. De cette façon, un écoulement plus de courant de la source alternative au côté continu, et la tension de condensateur est récupérée. Inversement, quand ich devient négatif (fonctionnement onduleur), le condensateur C est surchargé, et le signal d'erreur demande au block de commande pour décharger le condensateur, et la puissance retourne à la source alternative.

La commande MLI non seulement peut contrôler la puissance active, mais également lapuissance réactive, ce type du redresseur permet la correction du facteur de puissance. En outre, les formes d'onde des courants de la source peuvent être maintenu comme presque sinusoïdales, ce qui réduit la distorsion de la source.

II.4 LES TECHNIQUES DE COMMANDE PWM [1] :

II.4.1 PWM à Bande d'hystérésis

La méthode de la bande d'hystérésis permet la commutation des interrupteurs du redresseur lorsque l'erreur entre le signal et sa consigne excède une amplitude fixée. Cette amplitude est communément appelée fourchette ou bande d'hystérésis cette technique ne demande qu'un comparateur à hystérésis par phase.

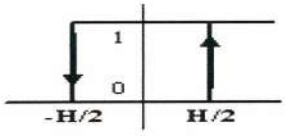


Figure II.2 *Principe de fonctionnement de Modulateur PWM à bande d'hystérésis.*

Le comparateur à hystérésis fonctionne selon le principe expliqué dans la Fig. II.2, l'interrupteur s'ouvre si l'erreur devient inférieure à –H/2, il se ferme si cette dernière est supérieure à +H/2, où H représente la fourchette (ou largeur) d'hystérésis. Si l'erreur est maintenant comprise entre –H/2 et +H/2 (c à d, qu'elle varie à l'intérieur de la fourchette d'hystérésis), l'interrupteur ne commute pas.

II.4.2 PWM à échantillonnage périodique

La méthode d'échantillonnage périodique permet aux semi-conducteurs constituant le filtre actif de commuter durant les transitions d'une horloge à onde carrée et à fréquence fixe (fréquence d'échantillonnage). Comme illustré à la Figure. II.3, ce type de commande est très simple à implanter dans la mesure où il ne nécessite qu'un comparateur et une bascule D type par phase. L'avantage principal de cette méthode est que le temps minimal entre les commutations est limité par la période d'échantillonnage de l'horloge. Cependant, la fréquence de commutation actuelle n'est pas clairement définie.

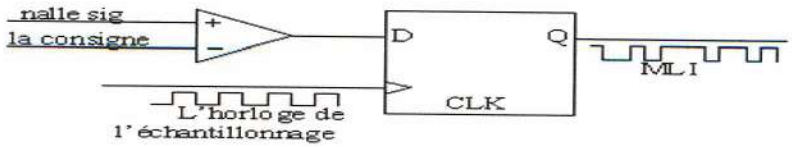


Figure II.3. ***Modulateur PWM à échantillonnage périodique.***

II.4.3 MLI à porteuse triangulaire

La méthode de la PWM à porteuse triangulaire, compare l'erreur entre le signal (courant ou tension) et sa consigne avec une onde triangulaire (porteuse) d'une amplitude et d'une fréquence fixées. L'erreur passe par un correcteur avant d'être comparée avec la porteuse triangulaire.

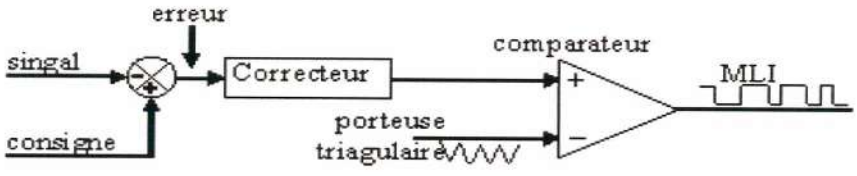


Figure II.4. Modulateur MLI à porteuse triangulaire.

II.4.4 MLI vectorielle

Dans la MLI vectorielle les vecteurs à appliquer et les temps d'application de ces vecteurs sont calculés analytiquement à travers des équations mathématiques. Chacun des états possibles du convertisseur est représenté par un vecteur de tension. L'ensemble de ces vecteurs forme le diagramme vectoriel des tensions du convertisseur. La modulation vectorielle diffère, entre d'autres techniques par le fait que les signaux de commandes sont élaborés en tenant compte de l'état des trois bras de redresseur en même temps.

II.5. Modélisation du redresseur PWM:

Le Figure II.5 donne les trois étages du circuit de puissance, le réseau, la charge et le convertisseur PWM, chaque étage sera présenté par la suite :

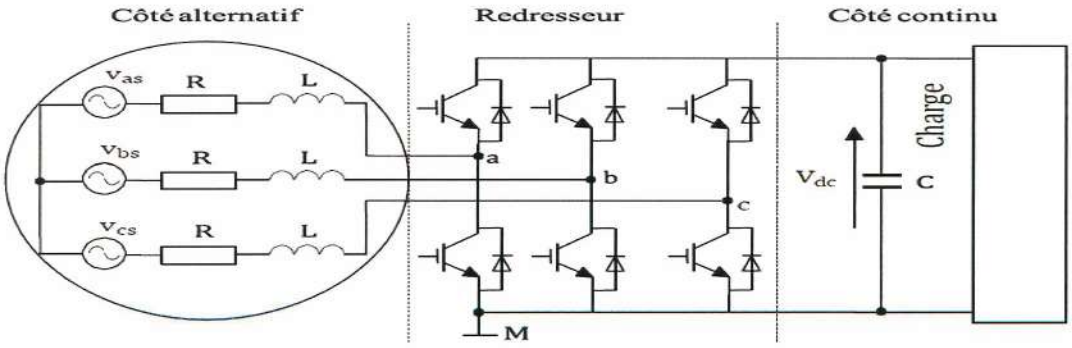


Figure II.5 : Structure du redresseur PWM

Dans ce travail, nous nous intéressons plus particulièrement à la structure de tension le redresseur PWM constitué de six IGBT avec six diodes antiparallèles pour assurer la continuité du courant.

La source est modélisée par une FEM triphasée sinusoïdale en série avec une inductance

On suppose que le réseau équilibré, avec les mêmes impédances dans les trois phases,

Les tensions de ligne sont exprimées comme suit :

$$\begin{cases} e_a = e_m \cos(wt) \\ e_b = e_m \cos(wt - \frac{2\pi}{3}) \\ e_c = e_m \cos(wt - \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$

Avec:

w : Pulsation de réseau
e_m : Amplitude des tensions de reseau.
La figure **Fig.II.6** montre le schéma équivalent du redresseur PWM par phase.

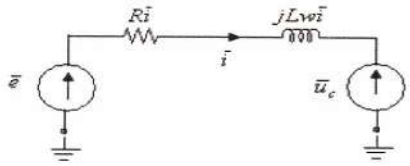


Fig.II.6: schéma équivalent d'une seule phase

Avec:
L: Inductance de ligne.
e: Tension de ligne.
u_c : Tension d'entrée du redresseur.

Les inductances connectées entre l'entrée du redresseur et la ligne, sont une partie intégrée du circuit. Elles fournissent à la source et au redresseur les caractères d'une source de courant et redresseur survolteur respectivement. La chute de tension aux bornes de l'inductance est égale à la différence entre la tension e et la tension u_c . Cette dernière permet le contrôle du courant en phase et en amplitude. La valeur moyenne et le signe de la tension redressée E sont proportionnels à la puissance active conduite par le redresseur.

La puissance réactive peut être contrôlée indépendamment par le décalage du courant fondamental i, par rapport à la tension de ligne e.

La figure II.7 présente le diagramme vectoriel du redresseur triphasé, général et sous un facteur de puissance unitaire.

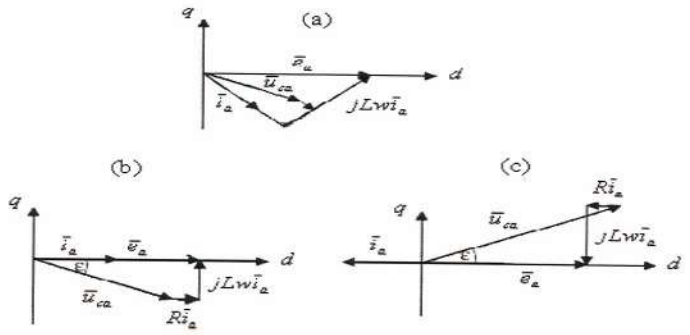


Fig.II.7: a) Diagramme vectoriel du redresseur PWM général
b) Facteur de puissance unitaire (courant direct).
c) Facteur de puissance unitaire (courant inverse).

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs du redresseur montré dans la figure ***Figure II.5*** dépendent de l'état des signaux de commande (S_a, S_b, S_c) , comme ils sont définis ci-dessous :

$Sa=\begin{cases} 1\ T1\ fermé\ et\ T4\ ouvet \\ 0\ T1\ ouvert\ et\ T4\ fermé \end{cases}$

$Sb=\begin{cases} 1\ T2\ fermé\ et\ T5\ ouvet \\ 0\ T2\ ouvert\ et\ T5\ fermé \end{cases}$

$Sc=\begin{cases} 1\ T3\ fermé\ et\ T6\ ouvet \\ 0\ T3\ ouvert\ et\ 65\ fermé \end{cases}$

Le tableau (II-1) ci-dessous représente toutes les configurations possibles du convertisseur en fonction des ordres de commande.

S_a	S_b	S_c	u_{ca}	u_{cb}	u_{cc}	$u_{c\alpha}$	$u_{c\beta}$	V_i
0	0	0	0	0	0	0	0	V_0
1	0	0	$\frac{2v_{dc}}{3}$	$\frac{-v_{dc}}{3}$	$\frac{-v_{dc}}{3}$	$\frac{2v_{dc}}{\sqrt{6}}$	0	V_1
1	1	0	$\frac{v_{dc}}{3}$	$\frac{v_{dc}}{3}$	$\frac{-2v_{dc}}{3}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{2}}$	V_2
0	1	0	$-\frac{v_{dc}}{3}$	$\frac{2v_{dc}}{3}$	$-\frac{v_{dc}}{3}$	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{2}}$	V_3
0	1	1	$\frac{-2v_{dc}}{3}$	$\frac{v_{dc}}{3}$	$\frac{v_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}v_{dc}$	0	V_4
0	0	1	$\frac{-v_{dc}}{3}$	$\frac{-v_{dc}}{3}$	$\frac{2v_{dc}}{3}$	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{-v_{dc}}{\sqrt{2}}$	V_5
1	0	1	$\frac{v_{dc}}{3}$	$\frac{-2v_{dc}}{3}$	$\frac{v_{dc}}{3}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{2}}$	V_6
1	1	1	0	0	0	0	0	V_7

Tableau (II .1) ***les huit états possibles des interrupteur***

II.6. Modèle mathématique du redresseur PWM triphasé

L'équation de tension par phase du redresseur triphasé PWM est donnée par:

$$\bar{e} = R\bar{i} + L\frac{d\bar{i}}{dt} + \bar{u}_c \qquad \textbf{(II-1)}$$

Alors les équations de trois phases est donnée par:

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \mathrm{R}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \mathrm{L}\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix} \qquad \textbf{(II-2)}$$

Le courant redressé est donné par:

$$I_{rd} = [S_a \quad S_b \quad S_c] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \qquad \textbf{(II-3)}$$

La somme des courants:

$$\mathrm{C}\frac{dv_{dc}}{dt} = (S_a \cdot i_a + S_b \cdot i_b + S_c \cdot i_c) - i_{ch} \qquad \textbf{(II-4)}$$

(e_a, e_b, e_c) : Les tensions du réseau.

(i_a, i_b, i_c) : Les courants de ligne.

(u_{ca}, u_{cb}, u_{cc}) : Les tensions à l'entrée du redresseur.

(S_a, S_b, S_c) : Les états des interrupteurs.

Connaissant l'état de chaque interrupteur, on peut définir la matrice de conversion du redresseur. Les tensions simples (u_{ca}, u_{cb}, u_{cc}) s'expriment par la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix} = v_{dc} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \qquad \textbf{(II-5)}$$

$$\begin{cases} u_{ca} = \dfrac{2S_a - S_b - S_c}{3} v_{dc} \\ u_{cb} = \dfrac{2S_b - S_a - S_c}{3} v_{dc} \\ u_{cc} = \dfrac{2S_c - S_a - S_b}{3} v_{dc} \end{cases} \qquad \textbf{(II-6)}$$

En remplaçant l'expression (II.6)dans (II.2), on trouve:

$$\begin{cases} e_a = L\dfrac{di_a}{dt} + \dfrac{2S_a - S_b - S_c}{3} v_{dc} + Ri_a \\ e_b = L\dfrac{di_b}{dt} + \dfrac{2S_b - S_a - S_c}{3} v_{dc} + Ri_b \\ e_c = L\dfrac{di_c}{dt} + \dfrac{2S_c - S_a - S_b}{3} v_{dc} + Ri_c \\ C\dfrac{dv_{dc}}{dt} = (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) - i_{ch} \end{cases} \qquad \textbf{(II-7)}$$

II.6.1.Modèle dans le repère (α, β)

Conformément au principe de transformation de clarcke, les trois vecteurs de tensions de réf peuvent être transformés comme suit:

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \qquad \textbf{(II-8)}$$

Et:
$$\begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix} \quad \textbf{(II-9)}$$

Les courants sont exprimés par :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad \textbf{(II-10)}$$

Les équations de tensions à l'entrée dans le repère fixe sont écrites comme :

$$\begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} \quad \textbf{(II-11)}$$

$$\begin{cases} u_{c\alpha} = S_{\alpha} \cdot v_{dc} \\ u_{c\beta} = S_{\beta} . v_{dc} \end{cases} \quad \textbf{(II-12)}$$

$$\begin{cases} S_{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{6}} (2S_a - S_b - S_c) \\ S_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) \end{cases} \quad \textbf{(II-13)}$$

D'ou :
$$\begin{aligned} e_{\alpha} &= Ri_{\alpha} + L\frac{di_{\alpha}}{dt} + u_{c\alpha} \\ e_{\beta} &= R \cdot i_{\beta} + L\frac{di_{\beta}}{dt} + u_{c\beta} \\ C\frac{dv_{dc}}{dt} &= S_{\alpha} i_{\alpha} + S_{\beta} i_{\beta} - i_{ch} \end{aligned} \quad \textbf{(II-14)}$$

Le vecteur obtenu dans le référentiel (α, β) donne le polygone de commutation de la figure **II.8** :

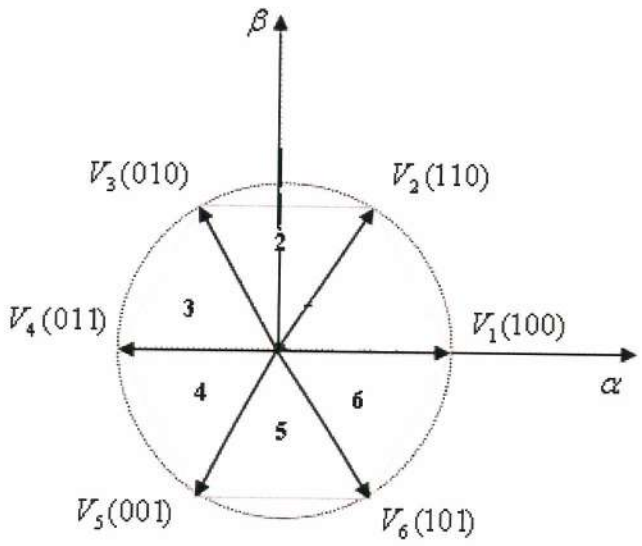


Fig.II.8 : représentation du polygone de commutation

Les huit états possibles de la tension d`entrée v dans un plan complexe $\alpha\beta$:

$$V_{K+1} = \sqrt{\frac{2}{3}}.v_{dC}.e^{jk\Pi/3} \qquad \textbf{(II-15)}$$

Avec :

$$k = 0,....,5 \quad \text{et } V_0 = V_7 = 0$$

II.6.2Modèle dans le repère (d,q)de Parck

Les équations dans le repère tournant d-q obtenues à l'aide de la transformation de Parck sont :

$$\begin{aligned} e_d &= Ri_d - Lwi_q + u_{cd} + L\frac{di_d}{dt} \\ e_q &= Ri_q + Lwi_d + u_{cq} + L\frac{di_q}{dt} \\ C\frac{v_{dc}}{dt} &= S_d i_d + S_q i_q - i_{ch} \end{aligned} \qquad \textbf{(II-16)}$$

La transformation du système biphasé **(II-14)** dans le repère (d,q)nécessite d'avoir les relations de transformation des tensions et des courants entre les deux repères :

$$\begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos wt & \sin wt \\ -\sin wt & \cos wt \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} \qquad \textbf{(II-17)}$$

En remplaçant l'équation (II-12) dans (II-17) , On Trouve :

$$\begin{cases} u_{cd} = S_d v_{dc} \\ u_{cq} = S_q v_{dc} \end{cases} \qquad \textbf{(II-18)}$$

$$\text{Avec :} \begin{cases} S_d = S_\alpha \cdot \cos wt + S_\beta \cdot \sin wt \\ S_q = S_\beta \cdot \cos wt - S_\alpha \cdot \sin wt \end{cases} \qquad \textbf{(II-19)}$$

Les tensions sont transformées par :

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos wt & \sin wt \\ -\sin wt & \cos wt \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \qquad \textbf{(II-20)}$$

$$\text{Et} \quad \begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos wt & \sin wt \\ -\sin wt & \cos wt \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} \qquad \textbf{(II-21)}$$

En remplaçant l'équation (II-8) dans (II-20) :

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} E_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \\ 0 \end{bmatrix} \qquad \textbf{(II-22)}$$

Les courants transformés sont :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos wt & \sin wt \\ -\sin wt & \cos wt \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \qquad \textbf{(II-23)}$$

II.7.Calcul des puissances instantanées

La puissance active instantanée est définie par le produit scalaire entre les courants et les tensions de ligne. Alors que, la puissance réactive est définie par le produit vectoriel entre eux [3].

$$\bar{S} = p + jq \qquad \textbf{(II-24)}$$

p :Vecteur de puissance active.

q : Vecteur de puissance réactive.

$$\bar{P} = \bar{E}_a \cdot \bar{I}_a + \bar{E}_b \cdot \bar{I}_b + \bar{E}_c \cdot \bar{I}_c$$

$$\bar{q} = \frac{1}{\sqrt{3}} (\bar{e}_{bc} \cdot \bar{i}_a + \bar{e}_{ca} \cdot \bar{I}_b + \bar{e}_{ab} \cdot \bar{i}_c) \qquad \textbf{(II-25)}$$

II.7.1.Calcul dans le repère (α, β)

Les tensions dans le référentiel (a,b,c) sont données par :

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \qquad \textbf{(II-26)}$$

Pour les courants :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \qquad \textbf{(II-27)}$$

En remplaçant **(II-27)** et **(II-26)** dans **(II-25)**, on trouve :

$$\begin{cases} p = e_\alpha \cdot i_\alpha + e_\beta \cdot i_\beta \\ q = e_\beta \cdot i_\alpha - e_\alpha \cdot i_\beta \end{cases} \qquad \textbf{(II-28)}$$

Dans le coté continu, on a :

$$p = v_{dc} \cdot I_{rd} \qquad \textbf{(II-29)}$$

Le courant redressé est calculé par :

$$I_{rd} = \frac{e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta}{v_{dc}} \qquad \textbf{(II-30)}$$

Le modèle d'état du redresseur PWM triphasé dans les coordonnés stationnaires :

$$\begin{cases} \dfrac{di_\alpha}{dt} = \dfrac{1}{L}\left(e_\alpha - u_{c\alpha} - Ri_\alpha\right) \\ \dfrac{di_\beta}{dt} = \dfrac{1}{L}\left(e_\beta - u_{c\beta} - Ri_\beta\right) \\ \dfrac{dv_{dc}}{dt} = \dfrac{e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta}{Cv_{dc}} + \dfrac{v_{dc}}{R_{ch}} \end{cases} \qquad \textbf{(II-31)}$$

II.7.2.Calcul dans le repère (d,q)

Après la relation entre les deux repères (α,β) et (d,q) on a :

Pour les tensions :

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos wt & -\sin wt \\ \sin wt & \cos wt \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos wt & -\sin wt \\ \sin wt & \cos wt \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix} \quad \textbf{(II-32)}$$

Pour les courants :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos wt & -\sin wt \\ \sin wt & \cos wt \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad \textbf{(II-33)}$$

En remplaçant (II-34), (II-35) dans (II-33), il vient :

$$\begin{cases} p = e_q \cdot i_q + e_d i_d \\ q = e_q \cdot i_d - e_d \cdot i_q \end{cases} \quad \textbf{(II-34)}$$

Le courant redressé dans le repère (d,q) est donné par :

$$I_{rd} = \frac{e_d i_d + e_q i_q}{v_{dc}} \quad \textbf{(II-35)}$$

Le modèle d'état du redresseur PWM triphasé dans les coordonnés synchrones :

$$\begin{cases} \dfrac{di_d}{dt} = \dfrac{1}{L}\left(e_d - u_{cd} - Ri_d\right) + wi_q \\ \dfrac{di_q}{dt} = \dfrac{1}{L}\left(e_d - u_{cq} - Ri_q\right) + wi_d \\ \dfrac{dv_{dc}}{dt} = \dfrac{e_d i_d + e_q i_q}{Cv_{dc}} - \dfrac{v_{dc}}{R_{ch}} \end{cases} \quad \textbf{(II-36)}$$

II.8.Dimensionnement des éléments de filtrage

II.8.1. Dimensionnement du filtre d'entrée (inductance)

Le filtrage est un procédé qui empêche les courants hannoniques de se propager dans le réseau. TI consiste à placer en parallèle sur le réseau d'alimentation une impédance de valeur très faible, autour de la fréquence à filtrer et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau (figure II.9).

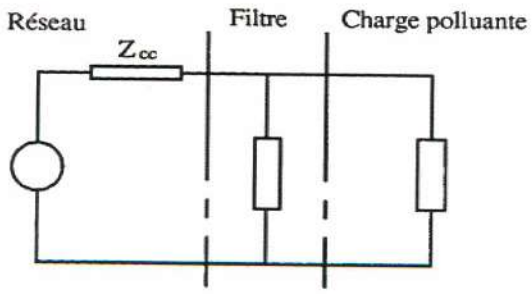


Figure II.9 : Principe de filtrage

Le dimensionnement des circuits de filtrage dépend d'une part des caractéristiques des harmoniques à filtrer et d'autre part de la performance exigée. Il est généralement plus facile et moins coûteux de filtrer des fréquences harmoniques de rang élevé que celles de rang bas [5].

L'impédance interne du réseau n'est jamais nulle. La ligne de transport est de nature inductive. Or, le redresseur se comporte comme un générateur de tensions harmoniques qui créent des courants harmoniques via l'impédance du réseau que l'on considèrera, dans le spectre des hautes fréquences, comme une inductance pure L (figure (1.9), $R = 0$). Toute propagation de ces courants harmoniques produit sur le réseau des chutes de tensions et augmente les pertes dans la ligne.

Il est donc souvent nécessaire d'atténuer l'amplitude de ces courants par l'utilisation d'un filtre placé au plus près du redresseur. La valeur de l'inductance d'entrée résulte d'un compromis entre :

* La minimisation de la chute de tension à la fréquence du réseau.
* La minimisation de l'ondulation du courant absorbé par le redresseur à la fréquence de découpage.

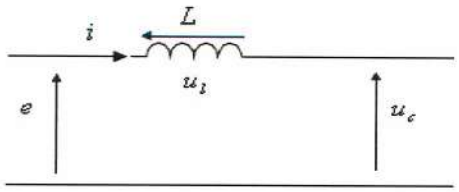


Fig.II.10 : Diagramme d'une phase du réseau avec filtre d'entrée

L'équation *II-37*, exprimée en valeurs efficaces, montre la chute de tension dans le filtre d'entrée à fréquence fondamentale :

$$U_l = LwI \qquad \textit{(II-37)}$$

Ainsi, la chute de tension maximale $U_{l\max}$ impliquera une valeur maximale de l'inductance $L_{\max}$:

$$L_{\max} = \frac{U_{l\max}}{wI} \qquad \textit{(II-38)}$$

Le courant sera maximum pour un facteur de puissance unitaire, on a :

$$I_m = \frac{P_{ch}}{3E_{eff}} \qquad \textbf{(II-39)}$$

Où :

$U_{l\max} << E_{ff}$

E_{eff} : La valeur efficace de la tension du réseau ;

I : La valeur efficace du courant nominal ;

p_{ch} : La puissance nominale consommée par la charge;

A hautes fréquences, nous pouvons considérer que sur une période de découpage, la tension du réseau est constante, noté comme: $e = e_0$.

D'après la figure (II-10) la chute de tension dans l'inductance peut être exprimée comme suit:

$$u_l = e_0 - u_c \qquad \textbf{(II-40)}$$

Puisque la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance est nulle, la valeur moyenne de la tension du réseau sur une période de découpage est donnée comme suit:

$$e_0 = \frac{2\alpha}{3} v_{dc} \qquad \textbf{(II-41)}$$

D'autre part, l'ondulation du courant est liée à la tension instantanée à l'entrée du redresseur u_c.dans la figure (II-10) ,l'ondulation est tracée pour la valeur instantanée maximale $de\, u_c$,soit $u_c = 2\frac{v_{dc}}{3}$ (tableau II-1) .

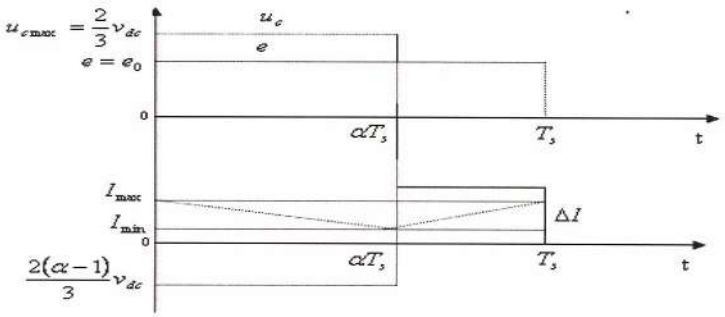


Fig.II.11: Ondulation du courant pendant une période de commutation

L'ondulation du courant est calculée par l'expression suivante :

$$\Delta I = \frac{2v_{dc}(1-\alpha)\alpha T}{3L} \qquad \textit{(II-42)}$$

D'après l'équation *(II-42)*, l'ondulation du courant sera maximale pour $\alpha = 1/2$.

Dans ce cas, la valeur de l'inductance minimale est donnée par :

$$L_{\min} = \frac{v_{dc} \cdot T}{6.\Delta I_{\max}} \qquad \textit{(II-43)}$$

Finalement, on doit choisir une valeur pour l'inductance entre les deux valeurs extrêmes $L_{\min}$ et de $L_{\max}$. Pour notre cas, on a :

$$T = 10^{-4}\,s, p_{ch} = \frac{v_{dc}^{\ 2}}{R_{ch}}, R_{chn} = 100\Omega, v_{dc} = 600V, E_{eff} = 220V, \Delta I_{\max} = 13.5\% I_m, U_{l\max} = 8.5\% E_{eff}$$

A partir les données ci-dessus on trouve: $L_{\max} = 13.5mH$ et

$L_{\min} = 1\,1mH$, alors que la valeur de l'inductance choisie est $L = 10mH$.

II.8.2.Dimensionnement du filtre de sortie (condensateur)

Le condensateur à une importance capitale dans le montage du fait qu'il stocke l'énergie nécessaire pour le système.

Par conséquent, la conception de ce composant dépendra de l'application et aura habituellement un effet significatif sur le poids, la taille et le coût final.

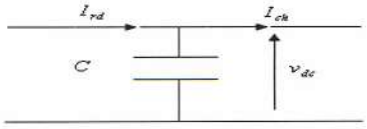


Fig.II.12.Filtre de sortie

Considérant l'énergie stockée dans le condensateur donnée comme suit :

$$W = \frac{1}{2} C \cdot v_{dc}^2 \qquad \textbf{(II-44)}$$

Sa variation peut être exprimée comme :

$$\frac{dW}{dt} = C \cdot v_{dc} \cdot \frac{dv_{dc}}{dt} \qquad \textbf{(II-45)}$$

Et on a :

$$\frac{dW}{dt} = p_c - p_{ch} = \Delta p \qquad \textbf{(II-46)}$$

Où :

p_c : La puissance active à la sortie du redresseur ;

p_{ch} : La puissance active consommée par la charge ;

A partir des équations (II-45), (II-46) et pour une variation maximale de la tension continue $\Delta U_{dc\,\max}$, la valeur du condensateur peut être approchée comme suit :

$$C \geq \frac{\Delta p \cdot \Delta t}{\Delta v_{dc\,\max} \cdot v_{dc}} \qquad \textbf{(II-47)}$$

Où:

Δt : est le retard du temps requis par la commande pour ajuster la puissance sortante p_{ch} à la nouvelle puissance entrante p_c.

Pour notre cas on a :

$\Delta p_{ch} = 5\% \cdot p_{ch}, \Delta v_{dc\,\max} = 5\% \cdot v_{dc}, v_{dc} = 600\ V$

Pour Δt=0.2s,on trouve:

$C \geq 2\ mF$ **(II-48)**

La valeur de la capacité adoptée de notre application est C = $5mF$.

II.9.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectué une étude théorique sur les redresseurs PWM de façon générale. Nous avons s'intéressé particulièrement au développement du modèle mathématique du redresseur PWM triphasé de tension. Ce modèle sera de grande utilité pour la conception de la commande relatif au redresseur proposé.

Chapitre III

Chapitre III :

Contrôle direct de puissance

PWM

III.1.Introduction

La DPC (Direct Power Control) est développée par analogie avec le contrôle direct de couple (DTC) des moteurs à induction. Elle consiste à contrôler les puissances instantanées, active et réactive, à la place du couple et du flux par le biais de deux boucles internes.

Pour le type de commande, la tension du bus continu est contrôlée par le biais du terme fondamental de la puissance active. Par exemple, si la tension du bus continu est supérieure par rapport à sa référence, la puissance active absorbée doit diminuer. Elle augmente dans le cas où la tensionUdc est inférieure par rapport à sa référence.

Cette nouvelle structure de commande, couramment nommée commande directe de puissance d'un convertisseur PWM AC/DC triphasé. on la trouve plus souvent, dans la nouvelle littérature, sous l'abréviation anglaise de DPC (Direct Power Control).

La Commande Directe de Puissance consiste à sélectionner un vecteur de commande à partir d'une table de commutation. Cette dernière est basée sur des boucles de régulation des puissances active et réactive instantanées, utilisant la position des tensions de ligne., cette dernière est basée sur l'erreur de puissance P et Q aussi bien que sur la position angulaire de la tension de ligne. Cette tension est estimée [2].

III-2.Relation entre le contrôle des redresseurs et les onduleurs à MLI:

Au fil des années, des stratégies variantes ont été proposées dans la littérature pour la commande du redresseur de tension triphasé PWM. Toutes ces stratégies visent à atteindre les mêmes objectifs, à savoir :

Un facteur de puissance élevé (proche de l'unité) et une formed'onde quasi-sinusoïdale des courants absorbés. Elles se différencient par la nature de la boucle d'asservissement utilisée. Cette dernière peut être en courant ou en puissance [2].

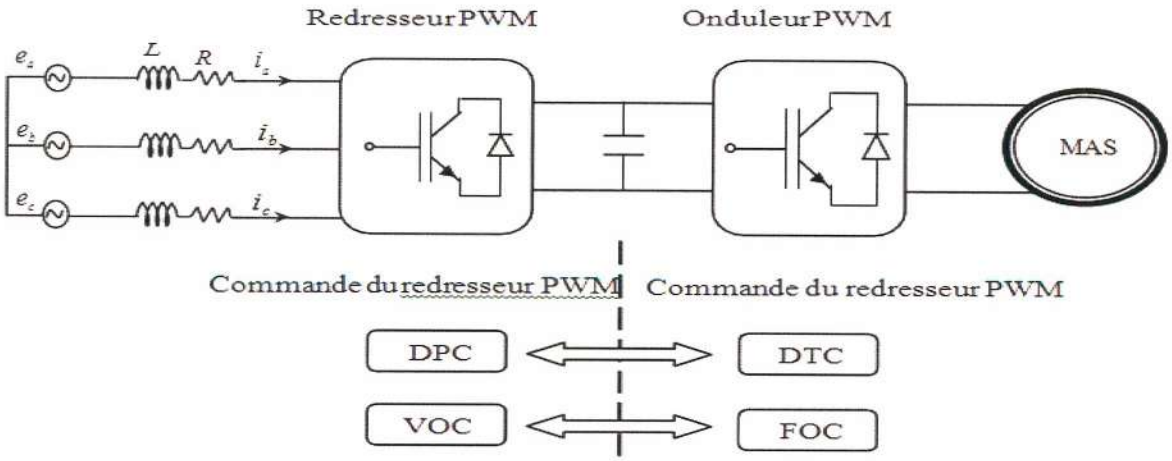


Figure III.1 :Relation entre le contrôle des redresseurs PWM et les onduleurs PWM Alimentant un moteur à induction.

III.3.Commande directe de puissance DPC

L'idée principale de la commande directe de puissance (DPC) proposée initialement par Ohnishi (1991) et développée ensuite par Noguchi et Takahachi en 1998, est similaire à la commande directe du couple (DTC) des machines asynchrones. Au lieu du flux statorique et du couple, les puissances active (p) et réactive (q) instantanées sont choisies comme deux grandeurs à contrôler (Fig.III.8).

Les commandes directes de puissance DPC et DPC-VF, sont basées sur le contrôle instantané des puissances active et réactive [6], [7]. Dans cette technique de commande il n'y a ni boucle interne de contrôle de courant ni bloc de modulation, dans ce cas les états des interrupteurs du redresseur sont sélectionnés à partir d'une table de commutation basée sur les erreurs instantanées entre les puissances active et réactive estimées et leurs valeurs de références.

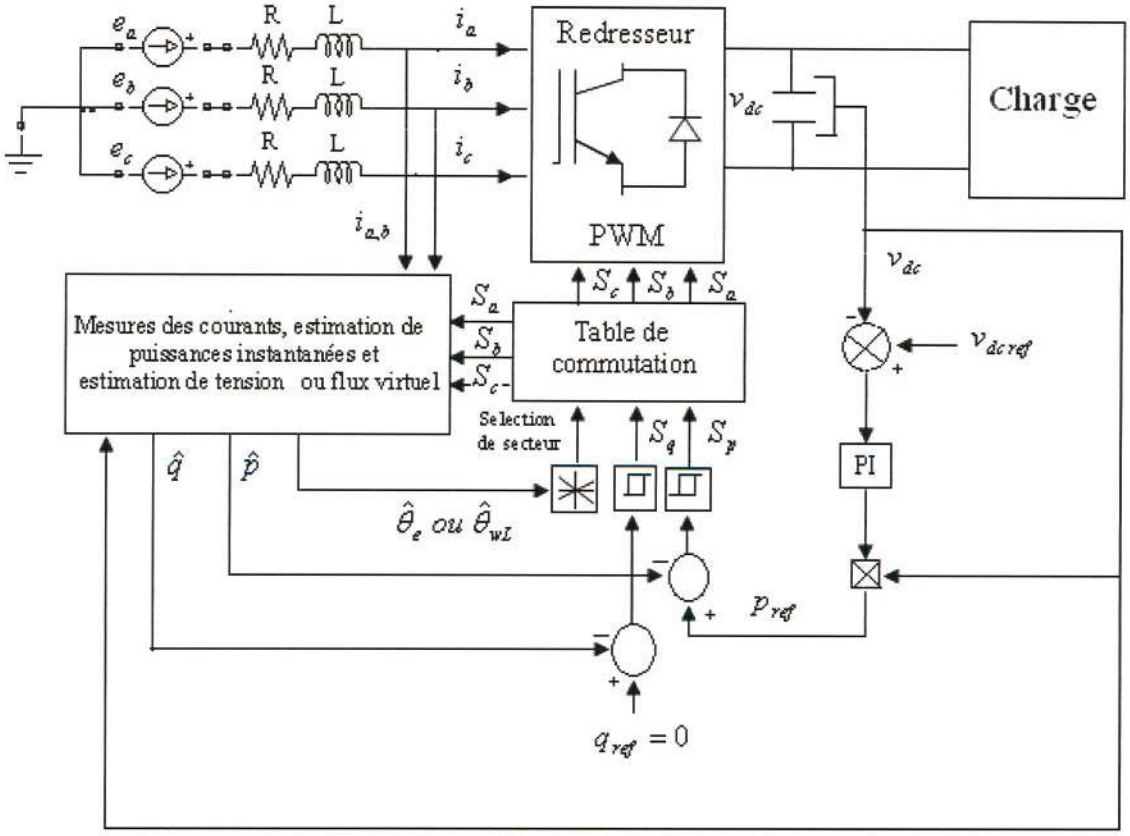


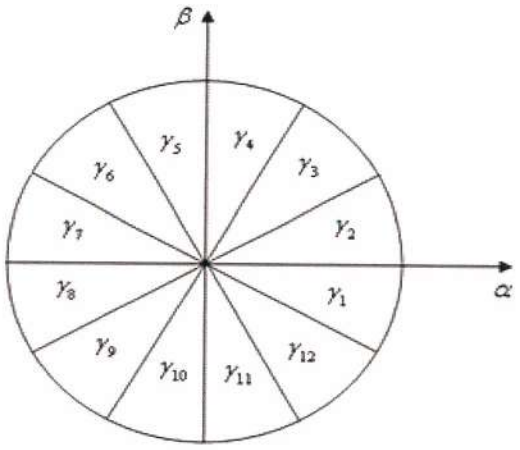
Fig.III.2: Configuration générale de la commande DPC

La **DPC** consiste à sélectionner un vecteur de commande d'après une table de commutation. Cette dernière est fondée sur les erreurs numérisées S_P, S_q des puissances active et réactive instantanées, fournies par les régulateurs à hystérésis à deux niveaux, aussi bien que sur la position angulaire du vecteur tension estimé $\hat{\theta}_e = arctg\left(\frac{e_\beta}{e_\alpha}\right)$ ou la position de vecteur de flux $\hat{\theta}_{\psi L} = arctg\left(\frac{\psi_{L\beta}}{\psi_{L\alpha}}\right)$. En fonction de la valeur de cette position, le plan (α, β) est divisé en douze secteurs où on doit associer à chaque secteur un état logique du redresseur. La référence de la puissance active est obtenue par régulation de la tension continue, en utilisant un régulateur PI. Tandis que pour assurer un facteur de puissance unitaire un contrôle de la puissance réactive à zéro est effectué [9].

III.3.1.Détermination du secteur

La connaissance du secteur de la tension estimée est nécessaire pour déterminer les états de commutation optimale. Pour cela, le plan de travail (α,β)est divisé en 12 secteurs (Fig.III. 3) ces derniers peuvent être déterminés par la relation suivante [8]:

$$(n-2)\frac{\pi}{6} < \gamma_n < (n-2)\frac{\pi}{6} \qquad n = 1,...,12 \qquad \textbf{(III-1)}$$



DPC

Fig.III. 4: plan (α,β) en douze secteurs

III.3.2.Régulateur à hystérésis

La grande simplicité de l'implémentation du comparateur à deux niveaux est derrière le choix de ce type de régulateur. De plus, les considérations énergétiques sur le redresseur imposent un nombre restreint de commutations. Or, pour une même largeur d'hystérésis de contrôle, le comparateur à deux niveaux nécessitera un nombre moins élevé de commutations [6].

La largeur de la bande des régulateurs à hystérésis a un effet considérable sur les performances du convertisseur. En particulier, la distorsion de courant harmonique, la fréquence de commutation moyenne du convertisseur, la pulsation de la puissance et les pertes sont fortement affectés par la bande à hystérésis. Le contrôleur proposé dans la DPC classique c'est le régulateur à deux niveaux pour la puissance active et réactive.

Les sorties des contrôleurs à hystérésis donnée par les variables booléennes S_P, S_q, indique les dépassements supérieurs et inférieurs de l'amplitude des puissances suivant la logique ci-dessous :



Fig.III.5: Régulateur à deux niveaux

Pour la puissance active :

Si $p_{ref} - \hat{p} > h_P \Rightarrow S_p = 1$

Si $p_{ref} - \hat{p} < -h_P \Rightarrow S_p = 0$

Si $-h_p < p_{ref} - \hat{p} < h_P$: on garde l'état précédent.

Et de même pour la puissance réactive :

Si $q_{ref} - \hat{q} > h_q \Rightarrow S_q = 1$

Si $q_{ref} - \hat{q} < -h_q \Rightarrow S_q = 0$

Si $-h_q < q_{ref} - \hat{q} < h_q$: on garde l'état précédent.

Où h_P, h_q sont les écarts des régulateurs à d'hystérésis à deux niveaux.

III.3.3.Table de commutation

Les signaux numériques d'erreurs S_p et S_q et le numéro du secteur de travail sont les entrées de la table de commutation, où les états de commutations S_a, S_b, S_c du redresseur **PWM** sont mémorisés.

En employant la table, l'état optimum de commutation du convertisseur peut être choisi à chaque état de commutation selon la combinaison des signaux numériques S_p, S_q et le numéro du secteur. C'est-à-dire, que le choix de l'état optimum de commutation est effectué de sorte que l'erreur de la puissance active puisse être restreinte dans une bande à hystérésis de largeur $2h_p$, et de même pour l'erreur de la puissance réactive, avec une bande de largeur $2h_q$.

L'expression des courants dans le repère (α, β) est donnée par :

$$\frac{di_\alpha}{dt} = \frac{1}{L}\left(e_\alpha - u_{c\alpha} - Ri_\alpha\right)$$
$$\frac{di_\beta}{dt} = \frac{1}{L}\left(e_\beta - u_{c\beta} - Ri_\beta\right) \qquad \textbf{(III-2)}$$

Le vecteur courant de ligne $\begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix}^T$ peut être commandé par le choix de vecteur de tension approprié à l'entrée du redresseur. Le changement du courant de ligne dépend par la tension du réseau $e_{\alpha\beta}$, par le choix de vecteur de tension à l'entrée du redresseur $u_{c\alpha\beta}$, et par les courants mesurés $i_{\alpha\beta}$. Le paramètre R est pratiquement négligé, c'est une première approximation de (III-2) qui peut être adaptée [10]. L'équation (III-2) devient donc :

$$\frac{di_\alpha}{dt} = \frac{1}{L}\left(e_\alpha - u_{c\alpha}\right)$$
$$\frac{di_\beta}{dt} = \frac{1}{L}\left(e_\beta - u_{c\beta}\right) \qquad \textbf{(III-3)}$$

Les dérivées des puissances active et réactive dans le repère (α, β) sont données par :

$$\frac{dp}{dt} = \frac{de_\alpha}{dt} i_\alpha + e_\alpha \frac{di_\alpha}{dt} + \frac{de_\beta}{dt} i_\beta + e_\beta \frac{di_\beta}{dt}$$
$$\frac{dq}{dt} = \frac{de_\beta}{dt} i_\alpha + e_\beta \frac{di_\alpha}{dt} - \frac{de_\alpha}{dt} i_\beta - e_\alpha \frac{di_\beta}{dt} \qquad \textbf{(III-4)}$$

Si la fréquence de commutation est assez élevée, le changement de la tension du réseau peut être négligé [10] .

La dynamique de la puissance active et réactive peut être donnée comme suit :

$$\begin{aligned}\frac{dp}{dt} &= e_\alpha \frac{di_\alpha}{dt} + e_\beta \frac{di_\beta}{dt} \\ \frac{dq}{dt} &= e_\beta \frac{di_\alpha}{dt} - e_\alpha \frac{di_\beta}{dt}\end{aligned} \qquad \textbf{(III-5)}$$

En remplaçant l'équation (III-3) dans (III-5)la dynamique des puissances devient :

$$\begin{aligned}\frac{dp}{dt} &= \frac{1}{L}(e_\alpha^2 + e_\beta^2) - \frac{1}{L}(e_\alpha u_{c\alpha} + e_\beta u_{c\beta}) \\ \frac{dq}{dt} &= \frac{1}{L}(e_\alpha u_{c\beta} - e_\beta u_{c\alpha})\end{aligned} \qquad \textbf{(III-6)}$$

Pour commander la puissance active et réactive il y a huit vecteurs de tension $V_i(0,...,7)$ dans le plan de la transformée de Clarke (α,β), dont deux sont nuls et six ont un module $\sqrt{\frac{2}{3}}v_{dc}$ et une direction donnée. La dynamique des puissances active et réactive dépend du choix du vecteur de tension à l'entrée du redresseur. Pour les huit vecteurs de tension de type V_i nous obtenons huit valeurs possibles des dérivées des puissances active et réactive. Pour i = 0,...7 la dynamique des puissances active et réactive est donnée par :

$$\begin{aligned}\frac{dp_i}{dt} &= \frac{1}{L}(e_\alpha^2 + e_\beta^2) - \frac{1}{L}(e_\alpha u_{c\alpha i} + e_\beta u_{c\beta i}) \\ \frac{dq_i}{dt} &= \frac{1}{L}(e_\alpha u_{c\beta i} - e_\beta u_{c\alpha i})\end{aligned} \qquad \textbf{(III-7)}$$

Le terme : $(e_\alpha^2 + e_\beta^2)$ représente le carré du module de la tension du réseau dans le repère (α,β) alors :

$$e_\alpha^2 + e_\beta^2 = \frac{3}{2}E_m^2 \qquad \textbf{(III-8)}$$

On pose : $E^2 = \frac{3}{2}E_m^2$, et les tensions e_α *et* e_β sont données par :

$$\begin{aligned} e_\alpha &= E\cos(wt) \\ e_\beta &= E\sin(wt), \quad \theta = wt \end{aligned} \qquad \textbf{(III-9)}$$

En remplaçant (III-7) dans (III-5) il vient :

$$\begin{aligned} \frac{dP_i}{dt} &= \frac{1}{L}E^2 - \frac{1}{L}E(\cos(\theta)u_{c\alpha i} + \sin(\theta)u_{c\beta i}) \\ \frac{dq_i}{dt} &= \frac{1}{L}E(\cos(\theta)u_{c\beta i} - \sin(\theta)u_{c\alpha i}) \end{aligned} \qquad \textbf{(III-10)}$$

L'expression normalisée de la dynamique des puissances active et réactive peut être donnée comme suit :

$$\begin{aligned} \bar{\dot{p}} &= \frac{\dot{p}_i}{\frac{1}{L}E\sqrt{\frac{2}{3}v_{dc}}} = \frac{E}{\sqrt{\frac{2}{3}v_{dc}}} - \left(\cos(\theta)\bar{u}_{c\alpha i} + \sin(\theta)\bar{u}_{c\beta i}\right) \\ \bar{\dot{q}} &= \frac{\dot{q}_i}{\frac{1}{L}E\sqrt{\frac{2}{3}v_{dc}}} = \cos(\theta)\bar{u}_{c\beta i} - \sin(\theta)\bar{u}_{c\alpha i} \end{aligned} \qquad \textbf{(III-11)}$$

Avec :

$$\bar{u}_{c\alpha i} = \frac{u_{c\alpha i}}{\sqrt{\frac{2}{3}v_{dc}}}, \quad \bar{u}_{c\beta i} = \frac{u_{c\beta i}}{\sqrt{\frac{2}{3}v_{dc}}}$$

On peut voir de l'équation (III-11) que la dynamique de la puissance réactive est de forme sinusoïdale pour tous les vecteurs de tension d'entrée du redresseur. Par contre, la dynamique de la puissance active à une forme d'onde sinusoïdale décalée comme le montre la figure (III.6) :

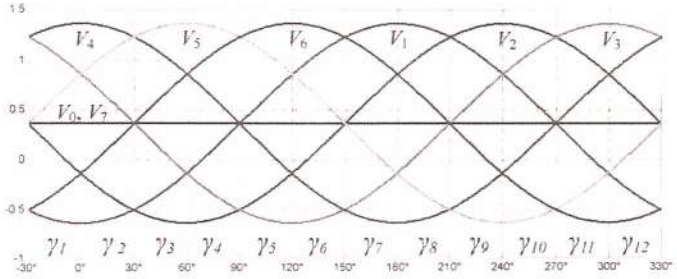


Fig.III.6 : Dérivée de la puissance active dans tous les secteurs

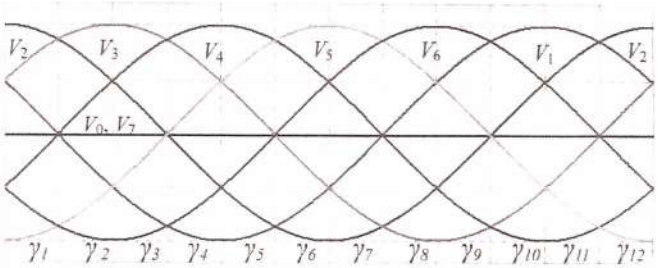


Fig.III.7: Dérivée de la puissance réactive dans tous les secteurs

La synthèse de la table de commutation est basée sur les signes des dérivées des puissances active et réactive dans chaque secteur.

Pour chaque secteur, le changement de la puissance réactive est positif pour trois vecteurs, négatif pour trois vecteurs, et zéro pour V_0, V_7.Le signe du changement de la puissance active est positif pour quatre vecteurs, négatif pour deux ou trois vecteurs. Par exemple, pour le premier secteur les vecteurs qui influent sur le signe du changement des puissances active et réactive sont résumés dans le Tableau (III.1):

$\dot{\overline{p}}_1 > 0$	$\dot{\overline{p}}_1 < 0$	$\dot{\overline{q}}_1 > 0$	$\dot{\overline{q}}_1 < 0$	$\dot{\overline{p}}_1 = 0$
$V_3, V_4 V_5, V_0$	V_1, V_6	V_1, V_2, V_3	V_4, V_5, V_6	V_0, V_7

Tableau (III.1): Changement des puissances active et réactive dans le secteur γ_1

Pour chaque combinaison des signaux de sortie d'hystérésis, S_P et S_q , les vecteurs de tension choisis pour le secteur γ_1, sont montrés dans le Tableau (III.2):

Secteur 1		$\dot{\bar{q}}_1$	
		$>0 \Leftrightarrow S_q = 1$	$<0 \Leftrightarrow S_q = 0$
$\dot{\bar{p}}_1$	$>0 \Leftrightarrow S_p = 1$	V_3	V_4, V_5
	$<0 \Leftrightarrow S_p = 1$	V_1	V_6

Tableau (III.2): vecteur de tension choisis pour le secteur γ_1

Pour tous les secteurs la table de commutation proposée est représentée dans le Tableau (III.3):

S_P	S_q	γ_1	γ_2	γ_3	γ_4	γ_5	γ_6	γ_7	γ_8	γ_9	γ_{10}	γ_{11}	γ_{12}
1	0	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4
1	1	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2
0	0	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
0	1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1

Tableau (III.3): Table de commutation de la DPC adaptée

III.4.Commande directe de puissance basée sur la tension en ligne

Dans cette section on s'intéresse à la commande directe de puissance basée sur la tension.

La figure (III.8) montre la configuration globale de la commande directe de puissance sans capteur de tension basée sur la tension en ligne pour un redresseur **PWM** triphasé.

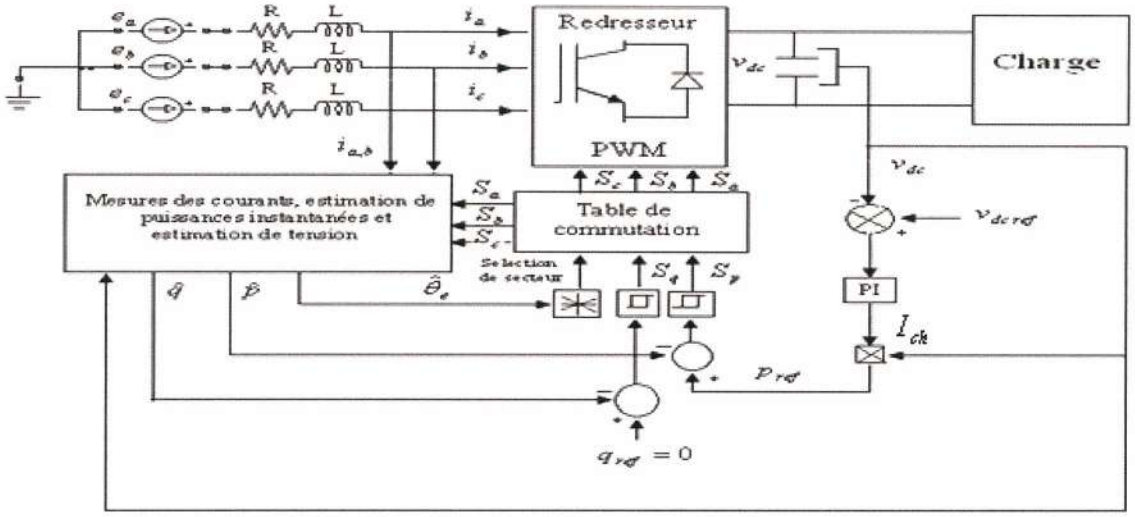


Fig.III.8: configuration générale de la commande DPC basée sur la tension de la ligne

➢Estimation de la puissance instantanée basée sur la tension en ligne

La puissance active instantanée est définie par le produit scalaire entre les courants et les tensions de ligne. Alors que, la puissance réactive instantanée est définie par le produit vectoriel entre eux.

La puissance apparente complexe S peut être exprimée par l'expression suivante:

$$\overline{S} = p + jq \qquad \textbf{(III-12)}$$

$$\overline{S} = e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c + \frac{1}{\sqrt{3}}\left[(e_b - e_c)\cdot i_a + (e_c - e_a)\cdot i_b + (e_a - e_b)\cdot i_c\right]$$

Sachant que :

e : Tension instantanée du réseau.

i : Courant instantané de ligne.

j : Désigne la partie imaginaire.

Cependant, l'expression (III-12) exige la connaissance des tensions du réseau. De ce fait, il faut exprimer les puissances par autres expressions indépendantes des tensions du réseau. Alors, les expressions qui donnent l'estimation des puissances active et réactive instantanées sans capter les tensions sont comme suit [8]:

$$\hat{p} = L\left(\frac{di_a}{dt}i_a + \frac{di_b}{dt}i_b + \frac{di_c}{dt}i_c\right) + v_{dc}\left(S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c\right) \qquad \textbf{(III-13)}$$

$$\hat{q} = \frac{1}{\sqrt{3}}\left[3L\left(\frac{di_a}{dt}i_c - \frac{di_c}{dt}i_a\right) - v_{dc}\left[S_a\left(i_b - i_c\right) + S_b\left(i_c - i_a\right) + S_c\left(i_a - i_b\right)\right]\right] \qquad \textbf{(III-14)}$$

La première partie des deux expressions, représente la puissance dans les inductances de ligne. En notant ici que les résistances internes de ces inductances sont négligeables car la puissance active dissipée dans ces résistances est en faite beaucoup plus faible devant la puissance mise en jeu, la deuxième partie représente la puissance de sortie du redresseur.

On peut voir que les deux équations III-13 et III-14 sont en fonction des états des interrupteurs S_a, S_b, S_c et aussi la connaissance de l'inductance de ligne L est nécessaire pour réaliser l'estimation des puissances.

Le secteur de tension de la ligne est nécessaire pour lire la table de la commutation, donc la connaissance de la tension de ligne est indispensable .Cependant, une fois les valeurs estimées de la puissance active et réactive sont calculées et les courants alternatifs de ligne sont connus, la tension de ligne peut être facilement calculé à partir de la théorie de puissance instantanée.

$$\begin{bmatrix}\hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta\end{bmatrix} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2}\begin{bmatrix}i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\hat{p} \\ \hat{q}\end{bmatrix} \qquad \textbf{(III-15)}$$

En dépit de la simplicité, cette méthode d'estimation a plusieurs inconvénients :

* haute valeurs de l'inductance de ligne et de la fréquence d'échantillonnage sont nécessaires (point important pour l'estimateur, parce qu'une forme plus lisse de courant est nécessaire).

* Estimation de puissance dépend de l'état de commutation .Par conséquent, le calcul de la puissance et de la tension doit être évité au moment de la commutation, raison de la forte erreur d'estimation.

•Démonstration des équations des puissances estimées :

▪Démontrons l'équation III-14 :

$$q = q_c + q_l \qquad \textbf{(III-16)}$$

Tel que :

q : La puissance réactive totale du réseau ;

q_l : La puissance réactive au bornes de la bobine ;

q_c : La puissance réactive à l'entrée du redresseur.

On sait que la puissance réactive est égale au produit vectoriel entre la tension et le courant donc :

$$q_l = \bar{u}_l \times \bar{I} \qquad \textbf{(III-17)}$$

Tel que : u_l la tension aux bornes des inductances, i le courant de ligne.

$$u_l = \begin{bmatrix} u_{la} \\ u_{lb} \\ u_{lc} \end{bmatrix} \quad , \bar{I} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Ce qui donne :

$$\vec{q}_l = \begin{bmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ u_{la} & u_{lb} & u_{lc} \\ i_a & i_b & i_c \end{bmatrix} \qquad \textbf{(III-18)}$$

Et donc :

$$\vec{q}_l = \vec{i} \cdot (u_{lb} \cdot i_c - u_{lc} \cdot i_b) - \vec{j} \cdot (u_{la} \cdot i_c - u_{lc} \cdot i_a) + \vec{k} \cdot (u_{la} \cdot i_b - u_{lb} \cdot i_a) \qquad \textbf{(III-19)}$$

Puisque le système est équilibré :

$$\begin{aligned} u_{lb} &= -u_{la} - u_{lc} \\ i_b &= -i_a - i_c \end{aligned} \qquad \textbf{(III-20)}$$

En remplaçant III-20 dans III-19, on aura :

$$\vec{q}_l = (u_{la} \cdot i_c - u_{lc} \cdot i_a) \cdot (-\vec{i} - \vec{j} - \vec{k}) \qquad \textbf{(III-21)}$$

Donc le module de q_l :

$$q_l = \sqrt{3}(u_{la} \cdot i_c - u_{lc} \cdot i_a) \qquad \textbf{(III-22)}$$

Puisque :

$$\begin{cases} u_{la} = L\dfrac{di_a}{dt} \\ u_{lc} = L\dfrac{di_c}{dt} \end{cases} \qquad \textbf{(III-23)}$$

Donc :

$$q_l = \sqrt{3} \cdot L\left(\frac{di_a}{dt} \cdot i_c - \frac{di_c}{dt} \cdot i_a\right) \qquad \textbf{(III-24)}$$

La puissance réactive à l'entrée du redresseur est donnée par :

$$q_c = \overline{u}_c \times \overline{i} \qquad \textbf{(III-25)}$$

Tel que : u_c la tension à l'entrée du redresseur.

Avec :

$$q_c = \begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix}, i = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Ce qui donne :

$$q_c = \begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ u_{ca} & u_{cb} & u_{cc} \\ i_a & i_b & i_c \end{vmatrix} \qquad \textbf{(III-26)}$$

Donc :

$$\vec{q}_c = \vec{i} \cdot \left(u_{cb} \cdot i_c - u_{cc} \cdot i_b\right) - \vec{j}\left(u_{ca} \cdot i_c - u_{cc} \cdot i_a\right) + \vec{k} \cdot \left(u_{ca} \cdot i_b - u_{cb} \cdot i_a\right) \qquad \textbf{(III-27)}$$

Puisque le système est équilibré :

$$\begin{aligned} u_{lb} &= -u_{la} - u_{lc} \\ i_b &= -i_a - i_c \end{aligned} \qquad \textbf{(III-28)}$$

L'équation III-28 remplacée dans III-27:

$$\vec{q}_c = \left(u_{ca} i_c - u_{cc} i_a\right) \cdot \left(-\vec{i} - \vec{j} - \vec{k}\right) \qquad \textbf{(III-29)}$$

Donc le module de q_c sera :

$$q_c = \sqrt{3} \cdot \left(u_{ca} \cdot i_c - u_{cc} \cdot i_a\right) \qquad \textbf{(III-30)}$$

D'après la matrice de conversion :

$$\begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \qquad \textbf{(III-31)}$$

On aura :

$$q_c = \sqrt{3} \frac{v_{dc}}{3} [(2S_a - S_b - S_c) i_c - (-S_a - S_b + 2S_b) i_a] \qquad \textbf{(III-32)}$$

Donc : $q_c = \frac{\sqrt{3}}{3} v_{dc} [S_a (2i_c + i_a) + S_b (i_a - i_c) + (-2i_a - i_c)]$ **(III-33)**

L'équilibre en courant nous permet d'écrire :

$$q_c = -\frac{\sqrt{3}}{3} v_{dc} [S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + S_c (i_a - i_b)] \qquad \textbf{(III-34)}$$

Donc la puissance réactive totale :

$$\hat{q} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[3L \left(\frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a \right) - v_{dc} [S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + S_c (i_a - i_b)] \right] \qquad \textbf{(III-35)}$$

▪Démontrons l'équation III-13:

Tel que:

p : La puissance active totale du réseau.

p_l : La puissance active des inductances.

p_c : La puissance active à l'entrée du redresseur.

On sait que la puissance active est égale au produit scalaire entre la tension et le courant donc :

$$p_l = u_l \cdot i \qquad \textbf{(III-36)}$$

Donc on aura :

$$p_l = u_{la} i_a + u_{lb} i_b + u_{lc} i_c \qquad \textbf{(III-37)}$$

Ce qui donne :

$$p_l = L\left(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c\right) \qquad \textbf{(III-38)}$$

La puissance active à la sortie du redresseur est donnée par :

$$p_c = v_{dc} \cdot I_{rd} \qquad \textbf{(III-39)}$$

Avec :

$$i_{rd} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \qquad \textbf{(III-40)}$$

Donc :

$$p = v_{dc}\left(S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c\right) \qquad \textbf{(III-41)}$$

Alors :

$$\hat{p} = L\left(\frac{di_a}{dt}i_a + \frac{di_b}{dt}i_b + \frac{di_c}{dt}i_c\right) + v_{dc}\left(S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c\right) \qquad \textbf{(III-42)}$$

III.4. 1.Régulation de la tension continue

Le modèle dynamique pour le circuit du bus continu aide sur le calcul de fonction de transfert de tension du bus continu, il est représenté par la figure III.9.

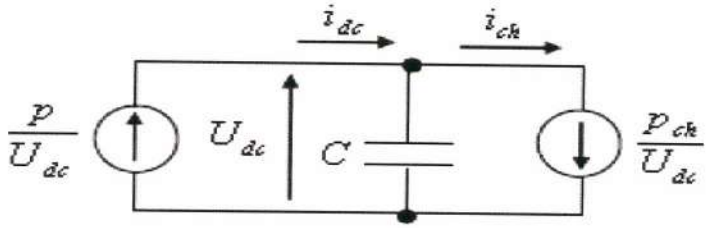


Figure III.9. *Modèle dynamique pour le circuit du bus continu*

La régulation de la tension continue est assurée par un régulateur de type PI. Ce dernier corrige l'erreur entre la tension continue mesurée et sa référence. Le produit du courant continu de référence avec la tension continue donne la puissance active de référence.

L'équation temporelle de ce correcteur est donnée comme suit :

$$u(t) = k_P e(t) + k_i \int_0^t e(\tau)\, d\tau \qquad \textbf{(III-43)}$$

Où : $e(t), u(t), k_P, k_i$ désignent respectivement l'erreur, la commande générée et les gains du correcteur.

La fonction de transfert correspondante est donnée par :

$$R(S) = k_P + \frac{k_i}{S} \qquad \textbf{(III-44)}$$

Où : S est l'opérateur de Laplace.

La figure (III.10) représente le schéma fonctionnel pour la boucle de réglage de tension du bus continu:

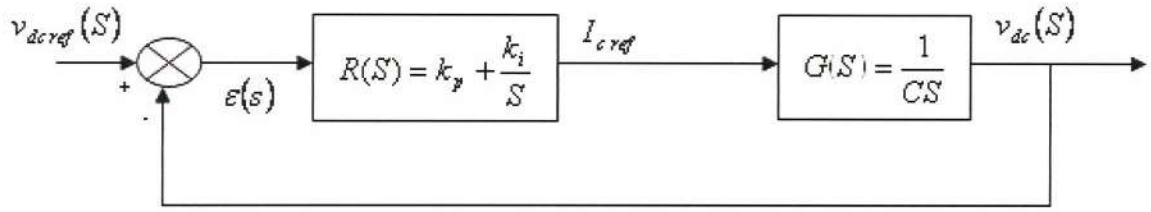


Fig. III.10: Schéma fonctionnel pour la boucle de réglage de tension du bus continu.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$H(S) = \frac{R(S) \cdot G(S)}{1 + R(S) \cdot G(S)} \qquad \textbf{(III-45)}$$

On obtient:

$$H(S) = \frac{k_P S + k_i}{CS^2 + k_P S + k_i} \qquad \textbf{(III-46)}$$

Pour commander le système en boucle fermée, il est nécessaire de bien choisir les coefficients k_P et k_i dans ce cas on utilise la méthode d'imposition des pôles [10].

La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est caractérisée par :

$$F(S) = \frac{1}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega^2} \qquad \textbf{(III-47)}$$

Par analogie entre les expressions III-46 et III -47 on trouve:

$$k_P = 2C\xi\omega_n$$
$$k_i = C\omega_n^2 \qquad \textbf{(III-48)}$$

Le courant continu de référence est exprimé par :

$$I_{rd\ ref} = i_{c\ ref} + I_{ch} \qquad \textbf{(III-49)}$$

$i_{c\ ref}$: Le courant de référence dans le condensateur donné par le régulateur PI de la tension.

I_{ch} : Courant de charge mesuré.

$I_{rd\ ref}$: Le courant continu de référence.

Le produit du courant continu de référence avec la tension continue donne la puissance active de référence (figure. III.11) :

$$P_{ref} = v_{dc\ ref} \cdot I_{rd\ ref}$$

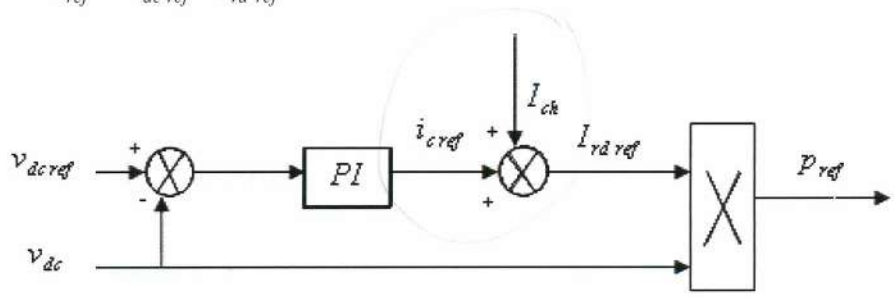


Fig. III.11: Calcul de la puissance de référence

Pour limiter le courant de ligne lors du régime transitoire, une limitation est introduite dans le régulateur de la tension pour maintenir la puissance de référence à une valeur maximale. Cette valeur est calculée à partir de la valeur maximale de la tension de sortie et la valeur minimale de la résistance de charge comme suit : $p_{\max} = \frac{v_{dc}^2}{R_{ch\ \min}}$, $p_{\max}$ est fixée à 9.8 kW pour $v_{dc\ \max} = 700\,\text{V}$ et $R_{ch\ \min} = 50\Omega$.

III.5..Résultats de simulation

Les résultats de simulation obtenus lors de la variation de la résistance de la charge sont représentés sur la figure (III.12), Cette variation entraîne un changement dans le courant nécessaire pour maintenir le bus continu chargé et donc dans la référence de la puissance active instantanée, ainssi, on remarque que La tension et le courant du réseau sont en phase, et donc confirme l'unicité du facteur de puissance. On vérifie que le courant du réseau est pratiquement sinusoïdal.

La figure (III.12) montre la réponse du redresseur lors d'une diminution de la résistance de charge de 50%à t=0.5s.

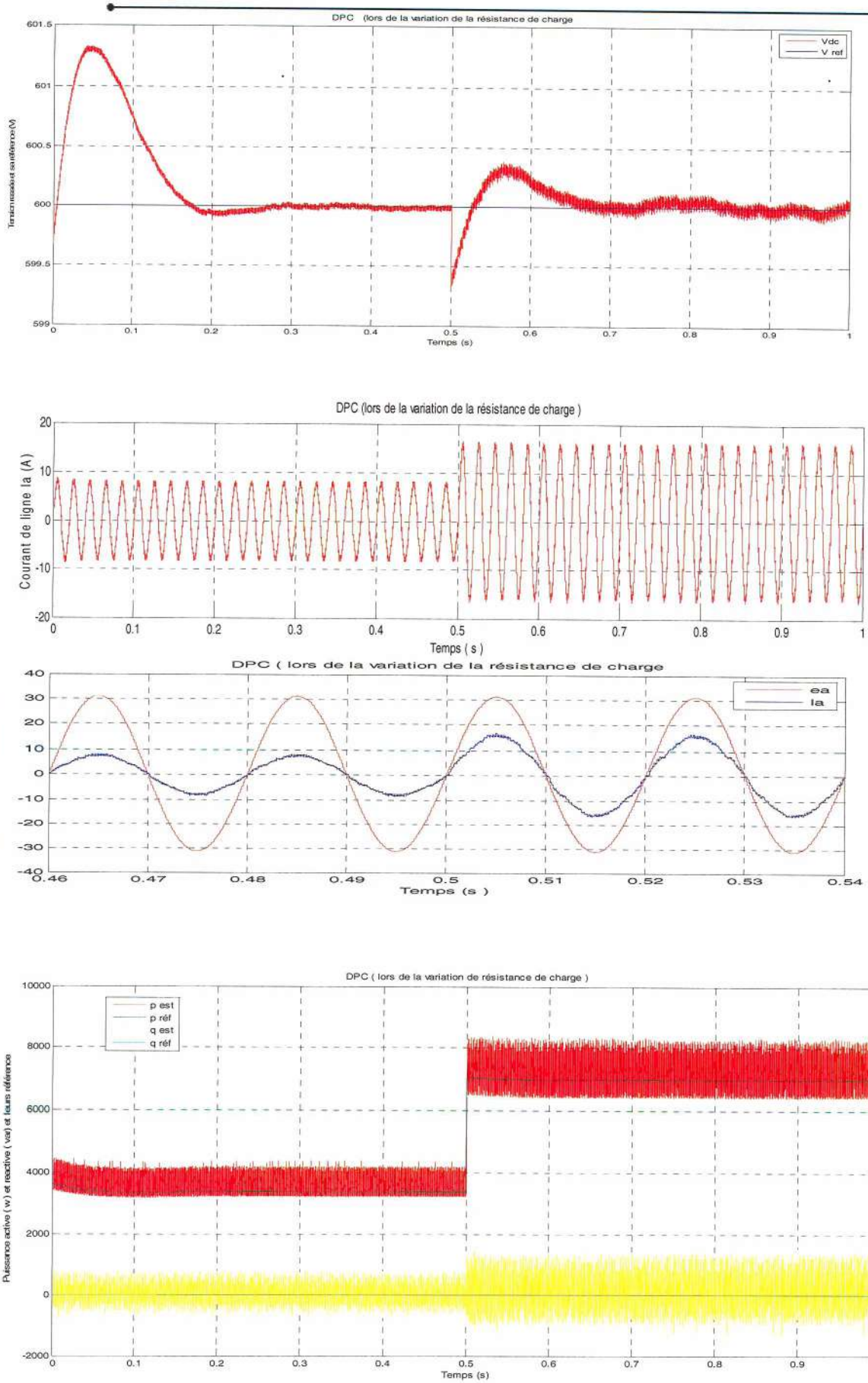


Fig. III.12 : Test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance

III.6.Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié la structure de contrôle DPC classique, suite, on résume les points forts et faibles de cette structure de contrôle :

Les avantages :

- Le calcul rapide des puissances instantanées permet l'obtention d'une dynamique très élevée.

- La simplicité, c'est-à-dire, la non utilisation de boucles imbriquées, ni des transformations de coordonnés ni de modulateur

.

Les inconvénients :

- L'emploi d'une fréquence d'échantillonnage très élevée entraîne l'utilisation d'un microprocesseur très rapide

.

- La fréquence de commutation n'étant pas constante, la valeur de l'inductance doit être assez élevée pour obtenir une forme d'onde du courant acceptable

Chapitre IV : Optimisation d'un régulateur PI par les essaims particulaires

IV.1.Introduction

L'histoire des régulateurs est déjà longue et il peut être intéressant de rappeler quelques étapes importantes. Les premiers régulateurs de type centrifuge apparaissent vers 1750 pour régler la vitesse des moulins à vent, suivi en 1788 du fameux contrôleur de vitesse d'une machine à vapeur de James Watt.

En 1942, Ziegler et Nichols [11] ont proposé deux démarches permettant de trouver facilement les paramètres optimums pour une installation donnée. Au fil des ans, les propositions de Ziegler et Nichols ont été adaptées ou modifiées selon les besoins.

il existe un certain nombre d'algorithmes qui ne nécessitent pas de calculer le gradient de la fonction de coût mais simplement de savoir l'évaluer (e.g. les algorithmes génétiques, les essaims particulaires, etc.).

Ces approches impliquent une population d'individus (chacun représentant un jeu de paramètres) qui sont combinés afin d'atteindre un optimum global de la fonction de coût. L'algorithme d'optimisation par essaim particulaire (Particle Swarm Optimization, PSO), introduit par Kennedy & Eberhart (1995), fait partie de cette classe d'algorithmes.

Plusieurs variations de l'algorithme de Kennedy ont été proposées et on trouvera une revue de ces variantes dans Engelbrecht (2005). Il a été montré expérimentalement que l'algorithme PSO (la version originale ou ses variantes) est très efficace pour résoudre des Problèmes d'optimisation uni- ou multimodaux avec une fonction de coût statique ou dynamique.

Dans notre travail, Nous présenterons l'optimisation des particules de l'essaim (PSO) algorithme, on va démontrer en détail comment on l'emploie pour une recherche efficace et optimal des paramètres du régulateur PI utilisé dans la commande relatif au redresseur PWM.

IV.2. Optimisation Par Essaims de Particule

L'optimisation par Essaim de particule (OEP) ou bien (PSO) est une technique utilisée pour explorer l'espace de recherche d'un problème quelconque pour trouver l'ensemble des paramètres qui maximise/minimise un objectif particulier. L'objectif est d'avoir les particules converge sur l'optimum de la fonction. Cet objectif est atteint en suivant un algorithme dédié que l'on verra par la suite.

IV.3. Principe du PSO

Un essaime est disposé de façon aléatoire et homogène dans l'espace de recherche et chaque particule possède la capacité de se déplacer avec une vitesse aléatoire. Ainsi, à chaque pas de temps, chaque particule :

- ✓ Evalue la qualité de sa position et garde en mémoire sa meilleure performance, c'està-dire la meilleure position atteinte jusqu'ici (elle peut être la position courante) et sa qualité (la valeur de la fonction à optimiser en cette position).
- ✓ Interroge un certain nombre de particules pour obtenir de chacune d'entre elles sa propre meilleure performance.
- ✓ Choisit la meilleure des meilleures performances dont elle a connaissance, puis adapte sa vitesse en fonction de cette information et de ses propres données et se déplace en conséquence.

Le principe de la méthode d'essaime de particule est résumé par la figure. Pour réaliser son prochain mouvement, chaque particule combine trois tendances : suivre sa vitesse propre, revenir vers sa meilleure performance, aller vers la meilleure performance de ses informatrices.[14]

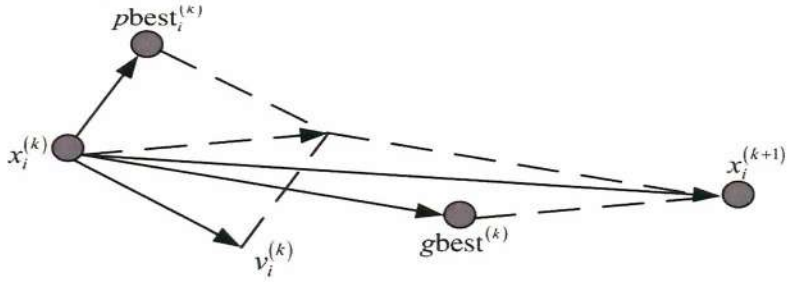


Fig.IV.1:Schéma de principe du déplacement d'une particule.

$X_i(k)$: la première position d'une particule 'i'.
$V_i(k)$: la vélocité de la particule 'i'.
$Pbest_i(k)$: la meilleure expérience (performance) d'une particule.
Gbest(k) : la meilleure expérience (performance) de tout l'essaime.
$X_i(k+1)$: la deuxième position de la particule 'i'.

Le principe de PSO développé par Kennedy et Eberhart se base sur le comportement des nuées d'oiseaux. Ainsi, le PSO a été fondamentalement développé à travers la simulation du comportement des nuées d'oiseaux dans l'espace bidimensionnel. La position de chaque agent (Individu ou particule) est représentée par ses coordonnées suivant les deux axes XY auxquels on associe les vitesses exprimée par vx (vitesse suivant l'axe X) et vy (vitesse suivant l'axe Y). La modification du comportement de chaque agent se base sur les informations de position et de vitesse.

A chaque itération l'agent procède via une fonction objective à l'évaluation de sa meilleure valeur jusque là (pbest) et sa position suivant les deux axes XY.

Cette information est obtenue à partir de l'analyse des expériences personnelles de chaque agent. En plus, chaque agent connaît la meilleure valeur globale du groupe (gbest) parmi les (pbests). Cette information représente la valeur autour de laquelle d'autres agents sont performants.

Ainsi, chaque agent essaye de modifier sa position en se basant sur les informations suivantes :

- ✓ Position courante (x, y),
- ✓ Vitesse courante (vx, vy),
- ✓ Distance entre la position courante et pbest,

Distance entre la position courante et gbest,

Cette modification peut être représentée par le concept de vitesse. La vitesse modifiée de chaque agent s'écrira de la manière suivante :

$$V_i^{K+1} = \omega V_i^K + C1.rand1.(X_{pbest} - VX_i^K) + C2.rand2.(X_{gbest} - X_i^K)$$

Où:

Vi^K : Vitesse de l'agent i à l'itération k.

C1et C2 : sont deux constantes d'accélérations régulant les vitesses relatives par rapport aux meilleurs postions locales et globales. Ces paramètres sont considérés comme des facteurs d'échelle utilisés pour déterminer les mouvements relatifs de la meilleure position de la particule ainsi que de la meilleure position globale. Ce sont des facteurs qui déterminent le degré d'influence des positions passées de la particule elles mêmes et celles des autres particules dans le swarm.

- ✓ rand 1 et rand 2 : sont des variables aléatoires générés d'une distribution uniforme dans l'intervalle [0,1] afin de fournir un poids stochastique aux différentes composantes participant dans la définition de la vitesse de la particule.
- ✓ Xi^K : Position courante de l'agent i à l'itération k qui réfère à une solution candidate pour le problème d'optimisation considéré à l'itération k
- ✓ XP best i : La meilleure position locale de l'agent i.
- ✓ Xgbesti : la meilleure position globale identifiée dans le processus de recherche pour toutes les particules dans le swarm. La position optimal est mesurée avec une fonction dit fitness définit suivant le problème d'optimisation.

- ✓ ω: Fonction de pondération, elle est utilisée comme un compromis entre l'exploration locale et globale du swarm. Des valeurs élevées de ce paramètre permettent une bonne exploration globale, tandis que pour des valeurs minimales une recherche fine est réalisée.

La fonction de pondération habituellement utilisée est la suivante :

$$W = Wmax - \frac{Wmax - wmin}{iter\,max} * iter$$

Ou :

- ✓ Wmin:Poids final,
- ✓ Wmax:Poids initial,
- ✓ $Iter_{max}$: Nombre maximum d'itération,
- ✓ Iter : Nombre courant d'itération. [12]

IV.4.Notion de voisinage

Le voisinage d'une particule est le sous-ensemble de particules de l'essaim avec lequel il a une communication directe. Ce réseau de rapports entre toutes les particules est connu comme la sociométrie, ou la topologie de l'essaim.

Il existe deux principaux types de voisinage:

- ✓ Les voisinages géographiques : les voisins sont considérés comme les particules les plus proches. Cependant, à chaque itération, les nouveaux voisins doivent être recalculés à partir d'une distance prédéfinie dans l'espace de recherche. C'est donc un voisinage dynamique.

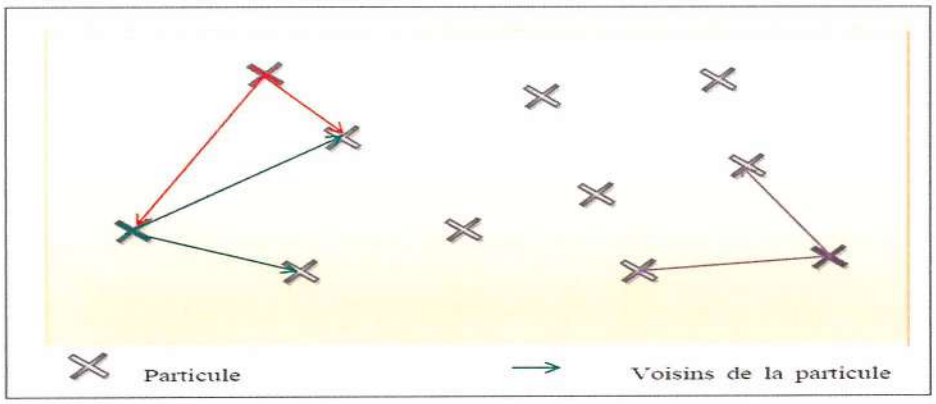


Fig.IV.2 Un voisinage géographique

Dans cet exemple, le voisinage de la particule est composé des deux particules les plus proches.

Les voisinages sociaux : les voisins sont définis à l'initialisation et ne sont pas modifiés ensuite. C'est le voisinage le plus utilisé, pour plusieurs raisons:

- ✓ Il est plus simple à programmer
- ✓ Il est moins coûteux en temps de calcul.
- ✓ En cas de convergence, un voisinage social tend à devenir un voisinage géographique.

Pour ce faire, on dispose (virtuellement) les particules en cercle puis, pour la particule étudiée, on inclut progressivement dans ses informatrices, d'abord elle même, puis les plus proches à sa droite et à sa gauche, jusqu'à atteindre la taille voulue. On peut aussi choisir les informatrices au hasard.

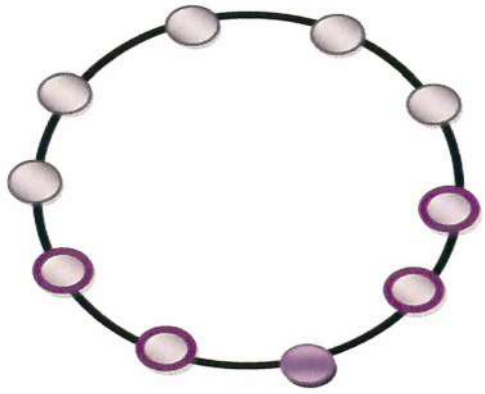


Fig.IV.3 Un voisinage en cercle

IV.5.Algorithme de PSO

Chaque particule représente une solution potentielle dans l'espace de recherche. La nouvelle position d'une particule est déterminée en fonction de sa propre valeur et celle de ses voisines.

Soit Xi(t) la position de particule Pi au temps t, sa position est modifiée en ajoutant une vitesse Vi(t) à sa position courante :

$$X_i(t)=X_i(t-1) + V_i(t)$$

C'est le vecteur vitesse qui dirige le processus de recherche reflète la 'sociabilité' desparticules. Si l'on considère N particules et que chaque particule compare sa nouvelle position à sa meilleure position obtenue, cela donne l'algorithme de la fig Fig.IV.4, f étant la fonction de fitness.

Les variables et paramétre de l'algorithme
N : nombre de particule
X_i : *Position de particules*
V_i : *vitesse de la particule* P_i
$P_{best\,i}$:*meilleur fitness obtenue pour la particule* P_i
P : valeur aléatoire positive
Initialiser aléatoire la position
Répéter
Pour i de 1 à N faire
Si $F(X_i) > P_{best\,i}$,*Alors*
$P_{best\,i} = F(X_i)$
$X_{Pbest\,i} = X_i$
Fin si
$V_i = V_i + (X_{Pbest\,i} + X_i)$
$X_i = X_i + V_i$
Fin pour
Jusqu' à ce que (le processus converge)

Fig.IV.4 Algorithme1-Algorithme de base PSO.

Ce premier algorithme ne prend pas en compte le voisinage, puisqu'on utilise uniquement l'amélioration obtenue sur la particule elle- même.

Plus une particule est éloignée de la meilleur solution globale et de sa meilleure solution,plus sera importante la variation de sa vitesse afin de faire la particule vers les meilleures solutions. [14]

V. 6. Avantages et inconvénients de PSO

L'algorithme du PSO présente un avantage certain sur les méthodes classiques dans le sens où il permet une exploration aléatoire de l'espace de solution. De plus de sa simplicité à mettre en oeuvre et son exécution conduit à l'obtention de très bon résultat, rapidement et facilement avec peu de paramètre à ajuster.

Bien que le PSO trouve de bonnes solutions dans un temps beaucoup plus court que d'autres algorithmes évolutionnaires, l'amélioration de la qualité des solutions ne peut être garantie en augmentant le nombre d'itération.

L'algorithme de PSO a deux inconvénients principaux:

- ✓ Le premier inconvénient est que l'essaim peut prématurément converger.
- ✓ Le deuxième inconvénient est que les approches stochastiques ont un problème de dépendance tout changement d'un de leurs paramètres peut avoir un effet sur le fonctionnement de l'algorithme tout comme sur la solution obtenue. [13]

IV. 7. Le modèle PSO à étudiér

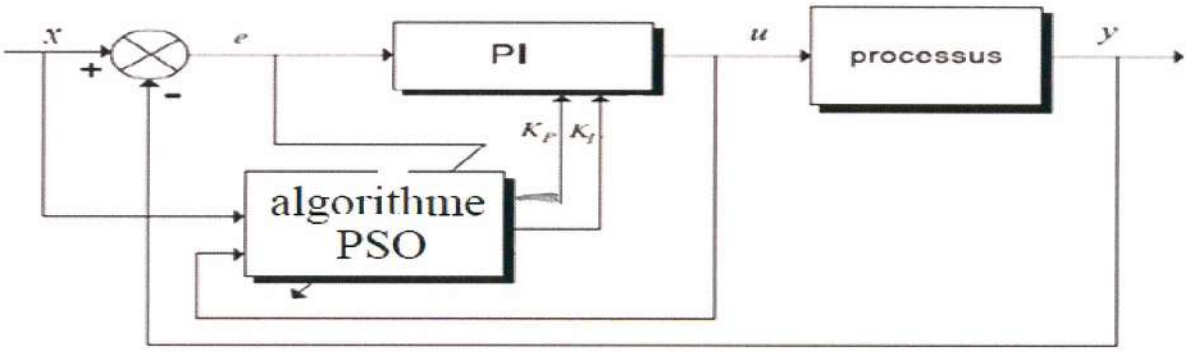


Fig.IV.5 Modèle PSO

les particules à étudier sont les gains (Kp, Ki,), utilisant un programme de PSO sur matlab pour obtenir les meilleures valeurs possibles pour les dites gains (Kp, Ki,) afin de déterminer le meilleur performance de régulateur PI

Les valeurs des paramètres de PSO sont présentées dans le tableau (**IV**.1).

les paramaitres	les valeurs
nombre de particule	25
nombre d'itération	50
constant d'accelération C1	2
constant d'accelération C2	2
poid d'inertie w	1

Tableau IV.1: les paramètres de PSO

IV.8.Résultats de simulation

La simulation est mise en oeuvre sur le modèle de la figure IV.5 avec Matlab / Simulink (R2009) ,les meilleurs résultats obtenus par l'algorithme PSO après la modification des valeurs de la taille de l'essaim (Swarm Size) et le nombre d'itération (MaxIter).

La figure (IV.6) montre les différentes formes d'ondes du système pour une variation de la charge résistive (diminution de 50% de sa valeur). On s'aperçoit que le courant augmente avec la diminution de la valeur de la résistance de charge et la variation du courant est accompagnée par celle de la puissance active, tandis que la puissance réactive reste fixée à sa valeur de référence (nulle), ce qui se traduit aussi par un déphasage nul entre le courant et la tension et confirme l'unicité du facteur de puissance .

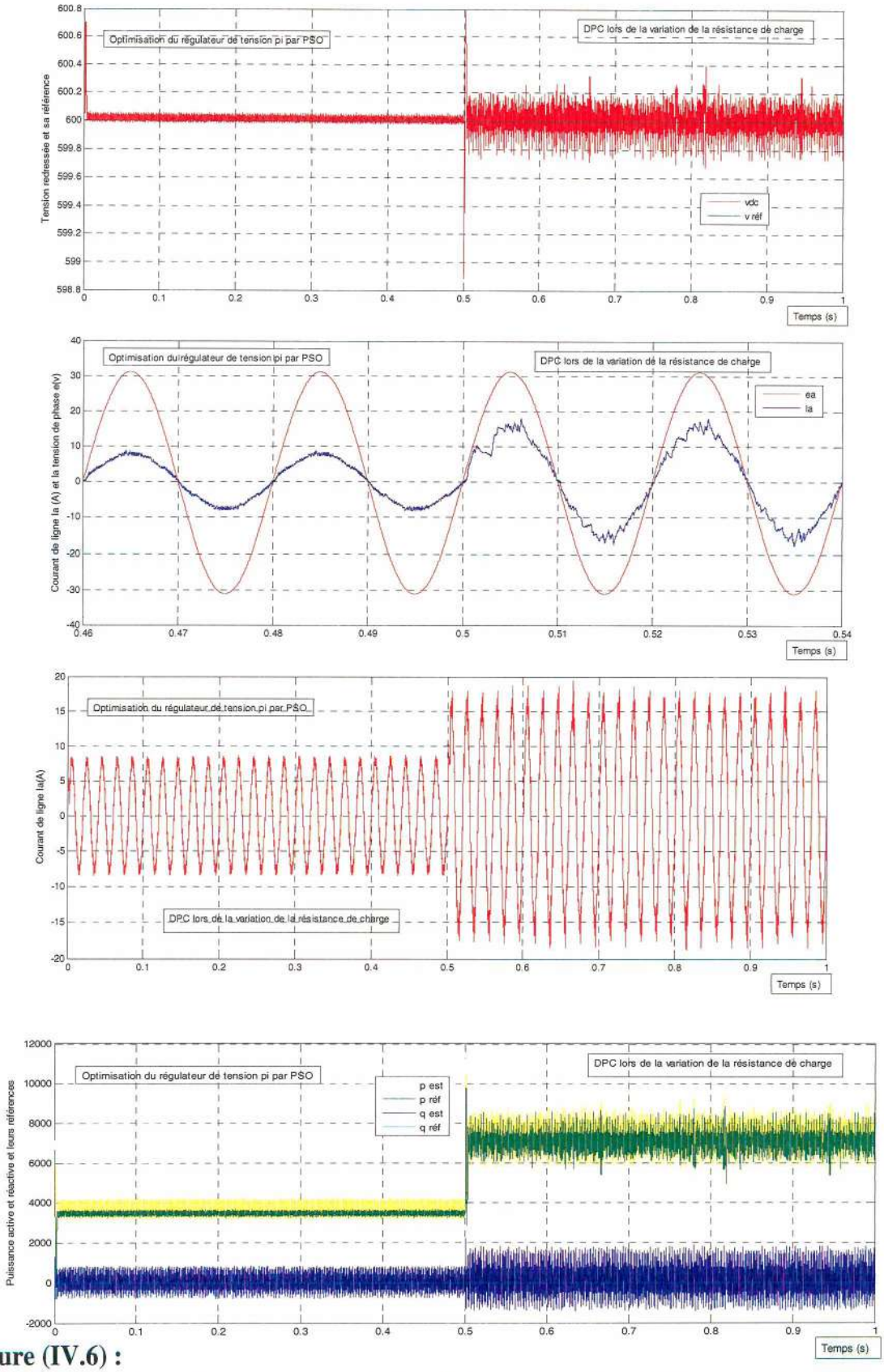


Figure (IV.6) :

Performances du redresseur commandé par DPC aprés optimisation par PSO lors d'une variation de la résistance de charge

IV.9.conclusion

Dans ce chapitre on a étudié les essaims particulaires en utilisant un programme matlab de PSO (méthode intelligente) pour une simulation de la performance du régulateur PI lors de la variation de la résistance de charge .

Chapitre V

Chapitre V :

Optimisation par les colonies de fourmis (ACO)

V.1.Introduction

Les colonies de fourmis sont des sociétés d'insectes sociaux. Elles sont des systèmes distribués, en dépit de la simplicité de leurs groupes, elles présentent une organisation très structurée sociale. En conséquence de cette organisation, les colonies de fourmis peuvent accomplir des tâches complexes qui, dans certains cas dépassent les capacités individuelles d'une seule fourmi.

L' algorithme de fourmis issut de l'observation du comportement des fourmis réelles, en l'utilisant comme une source d'inspiration pour la conception de nouveaux algorithmes pour la solution de problèmes d'optimisation. L'idée principale est que les principes d'auto-organisation qui permettent un comportement hautement coordonnée des fourmis réelles peuvent être exploités afin de coordonner les populations d'agents artificiels qui collaborent pour résoudre des problèmes.

L'optimisation par les colonies de fourmis (soit en anglais « Ant Colony Optimization » (ACO)) est inspirée du comportement des colonies de fourmis réelles. Ce chapitre d'introduction décrit comment les fourmis artificielles inspiré des fourmis réelles peuvent résoudre des problèmes d'optimisation complexes.

Le but de ce chapitre est le synthèse du régulateur PI-ACO. Selon les performances du système ,on détermine les paramètres optimales (Kp, Ki) du régulateur PI en utilisant la méthode d'optimisation par les colonies de fourmis (ACO), afin d'obtenir un système précis, rapide, stable et robuste.

V.2. Système de colonie de fourmis

V.2.1.La sociabilité de la fourmi

La vie en société est caractérisée par les échanges de signaux entre ses individus, la société est alors une unité qui repose sur le transfert d'informations [16]. Toutes les fourmis vivent en société. La sociabilité des insectes est dite avancée, si l'espèce présente les caractéristiques suivantes [28] :

- ✓ La superposition, dans un même groupe social, de plusieurs générations adultes.
- ✓ La cohésion entre les membres du groupe.
- ✓ La division des rôles avec spécialisation d'un nombre restreint d'individus dans, la fonction reproductrice, les autres étant stériles (au moins partiellement) et s'engagent dans des actes altruistes.
- ✓ L'élevage coopératif des jeunes.
- ✓

V.2.2.La communication

Les insectes sociaux en général, et les fourmis en particulier, ont développé des mécanismes de communication très élaborés pour les insectes sociaux et les animaux en général. Il a été défini douze types de réponse mettant en oeuvre une forme de communication [27] :

- ✓ L'alarme.
- ✓ L'attraction simple.
- ✓ Le recrutement (pour une source de nourriture ou un site de nidification).
- ✓ L'entretien et la transition.
- ✓ La trophallaxie (échange de liquides).
- ✓ L''echange d'aliments solides.
- ✓ Les effets de groupe (augmentation ou inhibition d'une activité).
- ✓ La reconnaissance des apparentés ou de caste.
- ✓ La détermination de caste.
- ✓ La compétition pour la reproduction.
- ✓ Le marquage du territoire et du nid.
- ✓ La reproduction (différenciation du sexe, de l'espèce, de la colonie...).

La communication chimique est la plus présente chez les fourmis. Les phéromones (mélange d'hydrocarbures) sont à la base de la communication de nombreuses espèces. Elle présente les avantages suivants [28] :

- ✓ La diversité des molécules pouvant intervenir permet de fournir des informations qualitatives.
- ✓ La stabilité du signal pour une molécule peu volatile permet d'assurer une certaine permanence.

Par contre, les principaux inconvénients de la communication chimique sont les suivants :

- ✓ Elle n'offre que peu d'informations sur la direction.
- ✓ Sa propagation est relativement lente et elle est peu adaptée pour la transmission de messages urgents ou pour l'intégration de deux stimulations successives sous une forme temporelle.

V.2.3.La division du travail

Une des caractéristiques particulièrement intéressante est la capacité des sociétés d'insectes à se partager le travail. Les tâches que doivent accomplir les ouvrières sont en effet multiples [14] :

- ✓ La recherche de nourriture.
- ✓ La défense du nid.
- ✓ L'entretien et la construction du nid.
- ✓ L'entretien des larves et leur approvisionnement en nourriture.

Toutes ces activités, dont l'importance est variable dans le temps et l'espace, doivent être assurés simultanément pour la survie et le développement de la colonie.

V.2.4.Capacités individuelles

Les capacités individuelles des fourmis peuvent servir de modèle à des systèmes artificiels tant leur adaptation à leur environnement qui peut être efficace. Nous citons par exemple les points suivants [15] :

- ✓ Individuellement, une fourmi possède certaines capacités d'apprentissage, et notamment quand elle se déplace autour du nid.
- ✓ les fourmis sont capables de faire des bonds impressionnants et dotées de capacités visuelles inhabituelles ce qui les a rendues difficiles à observer.

V.2.5.Les phéromone des fourmis

Les fourmis son équipées de glandes produisant des phéromones. Les phéromones sont des substances chimiques odorantes que seules les fourmis peuvent sentir. Ce signal chimique est formé d'hydrocarbures cuticulaires qui portent l'information à la fois sur l'espace, la société mais aussi sur la voisine et le stade auxquelles appartiennent les fourmis rencontrée. C'est en sécrétant cette substance qu'une fourmi éclaireuse marque le chemin qu'elle a utilisé et revient avertir ses semblables de la présence de nourriture ou d'un danger, ainsi que de sa localisation [30].

V.2.6.Expérience du double pont binaire

Dans la figure V.1- (a), on a utilisé un double pont avec quatre chemins possibles de différentes longueurs. On voit dans le dessin (b) que la plupart des fourmis finissent par choisir le chemin le plus court. Les expériences montrent que quand plusieurs fourmis ont déjà emprunté le pont, plus de 90% d'entre elles sélectionnent le chemin le plus court [26]: les fourmis convergent donc assez rapidement.



Fig.V.1 : Expérience du double pont binaire.

V.2.7.Effet de la coupure d'une piste de phéromone

Cette fois, les fourmis sont en train de suivre une piste de phéromones, comme présenté à la figure V.2-(a). On a un obstacle qui barre la route des fourmis. Les fourmis qui arrivent à côté de l'obstacle doivent choisir soit d'aller à gauche soit d'aller à droite (b). Puisqu'aucune phéromone n'est déposée le long de l'obstacle, il y a autant de fourmis qui partent à gauche qu'à droite.

Néanmoins, puisque le chemin de droite est plus court que celui de gauche, les fourmis qui l'empruntent, vont retrouver plus vite la piste de phéromone de départ. Le nombre de fourmis qui passent par la droite va augmenter (c), ce qui augmentera encore la concentration de phéromones. De plus, l'évaporation des phéromones sera plus forte sur la piste de gauche du fait que sa longueur est supérieure. La piste de gauche sera donc rapidement abandonnée [25].

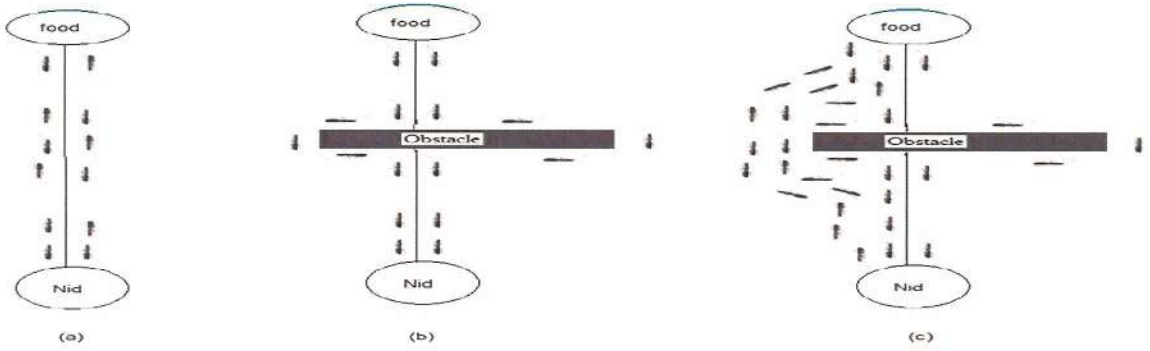


Figure (V.2) : Effet de la coupure d'une piste de phéromone.

V.2.8.Similarités et différences avec les fourmis réelles

Les fourmis artificielles ont une double nature. D'une part, elles modélisent les comportements abstraits de fourmis réelles, et d'autre part, elles peuvent être enrichies par des capacités que ne possèdent pas les fourmis réelles, afin de les rendre plus efficaces que ces dernières. Nous allons maintenant synthétiser ces ressemblances et différences [25].

V.2.8.1. Les points communs [17]

- ✓ Colonie de groupes coopérants : une colonie de fourmis réelles ou artificielle est un ensemble d'entités non-synchronisés, qui se rassemblent pour trouver une "bonne" solution au problème considéré.
- ✓ Pistes de phéromones : Ces entités communiquent par le mécanisme des pistes de phéromone.
- ✓ Évaporation des phéromones : Ce mécanisme permet d'oublier ce qui s'est passé avant. Ce qui permet de diriger sa recherche vers de nouvelles directions, sans être contrainte par ses anciennes décisions

- ✓ Recherche du plus court chemin : Les fourmis réelles et artificielles prennent et partagent le plus court chemin reliant un point de départ (le nid) à des sites de destination (la nourriture).
- ✓ Déplacement locaux : Les fourmis réelles et artificielles se déplacent entre sites adjacents du terrain.
- ✓ Choix aléatoire lors des transitions : La transition des fourmis réelles et artificielles se fait au hasard et dépend de l'information locale déposée sur le site courant.

V.2.8.2 Les Différences [17]

- ✓ Les fourmis artificielles possèdent des caractéristiques que ne possèdent pas les fourmis réelles :
- ✓ Elles vivent dans un monde non-continu : Leurs déplacements consistent en des transitions d'état.
- ✓ Mémoire de la fourmi : Les fourmis réelles ont une mémoire très limitée. Tandis que nos fourmis artificielles mémorisent leurs historiques et peuvent retenir des données sur leurs performances.
- ✓ Nature des phéromones déposées : Les fourmis réelles déposent une information physique sur la piste qu'elles parcourent, là où les fourmis artificielles modifient des informations dans les variables d'états associées au problème. Ainsi, l'évaporation des phéromones est une simple décrémentation de la valeur des variables d'états à chaque itération.
- ✓ Qualité de la solution : Les fourmis artificielles déposent une quantité de phéromone proportionnelle à la qualité de la solution qu'elles ont découverte.
- ✓ Retard dans le dépôt de phéromone : Les fourmis artificielles attendent d'avoir terminé la construction de leur solution pour mettre à jour les pistes de phéromones.
- ✓ L'anticipation : la fourmi étudie l'état local et les états suivants pour faire son choix.
- ✓ Le retour en arrière : une fourmi peut revenir à un état déjà parcouru car la décision qu'elle avait

V.3. Optimisation par les colonies de fourmis (Ant Colony Optimization) (ACO)

V.3.1. Introduction

L'optimisation par les colonies de fourmi (ACO) est une approche à base de population présentée par Marco Dorigo et collègues et inspirée par le comportement des colonies de fourmi réelles. Ce concept a été appliqué aux problèmes d'optimisation combinatoires qui recherche la solution optimale selon les contraintes du problème [21] [22].

Dans l'algorithme d'ACO, les fourmis artificielles sont définies en tant qu'agents simples qui construisent à plusieurs reprises des solutions candidates présentées comme des solutions partielles.

Des solutions partielles sont vues comme des états du procédé de construction et la fourmi transite d'un état à l'autre jusqu'à la construction de la solution complète.

Dans un cadre probabiliste, chaque fourmi, se déplaçant de l'état i à l'état j qui est guidée par la trace de phéromone artificiel τ (I, j). Chaque fourmi met à jour les traces de phéromone

(τ (I, j)) après chaque construction d'une solution complète. Le but de ce processus de mise à jour est l'augmentation de la probabilité de choisir les traces qui favorisent le chemin vers la bonne solution, tout en diminuant tous les autres traces.

Les algorithmes d'ACO ont été appliqués avec succès aux problèmes combinatoires d'optimisation comme le voyageur de commerce [23], la tâche quadratique [25] et le cheminement de véhicule [20].

V.3.2. L'exploration

Elle permet la construction de nouvelles solutions en choisissant d'une manière probabiliste les composants de la solution : une probabilité plus élevée est donnée aux composants avec une trace de phéromone forte [39].

V.3.3. L'exploitation

Elle est basée sur le choix des composants avec une trace de phéromone forte et un coût décroissant. En outre la phéromone est mise à jour dans deux étapes. Une règle local mettant à jour la phéromone est appliqué après qu'une fourmi ait établi une solution candidate au problème. Une fois que toutes les fourmis ont établi des solutions, seulement la bonne solution est employée pour augmenter globalement la trace de phéromone [29].

V.3.4. La diversification

La mise à jour locale a un effet de diversification. Chaque fois qu'une fourmi choisit un composant de la solution, la quantité de la trace de phéromone associée à ce choix est diminuée, et il devient moins attrayant que d'autres [29].

V.3.5. L'intensification

La mise à jour globale a un effet d'intensification parce qu'elle permet d'intensifier la recherche dans le voisinage de la bonne solution calculée pendant la prochaine itération [29].

V.4. Formulation mathématique de l'ACO

V.4.1. le nombre de fourmis

Il faut qu'il y ait suffisamment de fourmis pour qu'elles puissent interagir correctement. Si les résultats obtenus ne sont pas satisfaisants, le premier réflexe à avoir n'est pas de laisser tourner l'algorithme plus longtemps, mais en priorité d'augmenter la taille de la population des fourmis. À l'inverse, si on prend un nombre de fourmis trop important, le temps mis pour calculer une itération est trop long [18].

V.4.2. Le comportement d'une fourmi dans l'espace de recherche

Une fourmi k, quand elle est placée au noeud i, utilise la valeur de phéromone τ_{ij}

appelée trace pour calculer la probabilité de choisir j comme le noeud suivant[16]:

$$P_{ij}^{K} = \begin{cases} \dfrac{\tau_{ij}^{\alpha}}{\sum_{j \in N_i^K} \tau_{ij}^{\alpha}} & si\ j \in N_i^K \\ 0 & si\ j \in N_i^K \end{cases} \qquad \textbf{(V-1)}$$

Où α dénote le degré d'importance des phéromones et Ni^K indique l'ensemble des noeuds voisins de la fourmi k quand elle est placée au noeud i. Le voisinage de noeud contient tous les noeuds directement connectés au noeud i sauf le noeud de prédécesseur. Cela empêchera la fourmi de retourner au même noeud visité immédiatement avant le noeud i. Une fourmi voyage d'un noeud jusqu'à ce qu'elle trouve le noeud de destination.

V.4.3. Reconstitution du chemin et la mise à jour du phéromone

Avant le retour au noeud domestique, la K^{eme} fourmi dépose $\Delta\tau^K$de phéromone sur les arcs visités. La valeur de phéromone τ_{ij} sur l'arc (i,j) traversé est mise à jour comme suit [16]:

$$\tau_{ij} \leftarrow \tau_{ij} + \Delta\tau^K \qquad \textbf{(V-2)}$$

A cause de l'augmentation de la phéromone, la probabilité de cet arc étant choisie par les prochaines fourmis qui vont l'augmenter.

II.4.4. Evaporation de la trace de phéromone

Quand une fourmi k se déplace vers le noeud suivant, le phéromone s'évapore de touts les arcs (i,j) selon la relation [16]:

$$\tau_{ij} \leftarrow (1-\rho)\tau_{ij}; \forall(i,j) \in A \qquad \textbf{(V-3)}$$

Où $\rho \in (0,1)$ est un paramètre et A dénote l'ensemble des arcs traversés par la fourmi k dans son chemin de son départ à sa destination. La diminution dans l'intensité de phéromone favorise l'exploration de différents chemins pendant le processus de recherche. Cela favorise l'élimination de choix faibles faits dans la sélection de chemin. Cela aide aussi dans la limitation de la valeur du maximum atteinte par les traces de phéromone. Une itération est un cycle complet impliquant le mouvement de la fourmi. L'évaporation de phéromone et le dépôt de phéromone. Après le retour de toutes les fourmis au noeud domestique (le nid), les informations de phéromone sont mises à jour selon la relation suintante :

$$\tau_{ij} = (1-\rho)\tau_{ij} + \sum_{K=1}^{N} \Delta\tau_{ij}^K \qquad \text{(V-4)}$$

Où $\rho \in (0,1)$ est le taux d'évaporation (le facteur de décrépitude de phéromone) $\Delta\tau_{ij}^K$ est la quantité de phéromone déposée sur l'arc (i,j) par la meilleur fourmi k. Le but de la mise à jour de phéromone est d'augmenter la valeur de phéromone associée au chemin prometteur (le bon). La phéromone déposée sur l'arc (i,j) par la meilleur fourmis est prise comme :

$$\Delta_{ij}^K = \frac{Q}{I_K} \qquad \textbf{(V-5)}$$

Où Q est une constant et Lk est la longueur du chemin traversé par la kème fourmi. L'équation (V.5) peut être implémentée comme:

$$\Delta_{ij}^{K}=\begin{cases}\dfrac{\xi f_{best}}{f_{worst}} & si\ (i,j)\in la\ meilleur\ tour\ globale \\ 0 & si\ non\end{cases} \qquad \textbf{(V-6)}$$

Où f_{worst} est la mauvaise valeur et f_{gbest} est la meilleur valeur de la fonction objective parmi les chemins pris par les N fourmis et ζ est un paramètre utilisé pour le contrôle de la mise à jour globale de la phéromone. Plus la valeur de ζ est grande, plus la phéromone est déposée sur le meilleur chemin global et la capacité d'exploitation est meilleur. Le but de l'équation (V.6) est de fournir une quantité plus grande de phéromone aux tours des solutions avec les meilleures valeurs de la fonction objective.

V.4.5. L'algorithme d'ACO

Le problème de l'algorithme d'ACO pour résoudre un problème de minimisation peut être récapitulé comme suit [16]:

❖ **Etape 1** :

Supposer un nombre approprie de fourmis dans la colonie (N). Supposer un ensemble de valeurs discrètes permises pour chacun des n variable de l'espace. On note les valeur discrètes permises des variables de l'espace xi (i=1, 2, 3,...n) comme x_{i1}, x_{i2},...,x_{ip}. Supposer initialement les quantités de phéromone τ_{ij}^{1} pour tous les arcs (i,j). Mettez le nombre d'itération l=1.

❖ **Etape 2** :

(a). Calculer la probabilité (pij) pour choisir l'arc (ou la valeur discrète) xij comme :

$$p_{ij}=\frac{\tau_{ij}^{(1)}}{\sum_{m=1}^{p}\tau_{im}^{t}};i=1,2,...,n;j=1,2,...,p. \qquad \textbf{(V-7)}$$

(b). Le chemin spécifique (ou des valeur discrètes) choisi par la k eme fourmi peut être déterminé en utilisant des nombres aléatoire générés dans l'intervalle [0,1] . Pour cela, nous trouvons l'intervalle de probabilité cumulatives associées aux différent chemins de la figure (V.3) est basé sur les probabilité données par l'équation (V.7). Le chemin spécifique choisi par la fourmi k sera déterminé en utilisant le processus de sélection dans l'étape 2.(a).

❖ **Etape 3:**

(a). Générer N nombres aléatoires $r_1, r_2, \ldots, r_N$ dans l'intervalle [0,1] , pour chaque fourmis . Déterminez la valeur discrète ou le chemin supposer par la fourmi K pour la variable i comme celui pour lequel la probabilité cumulative s'étend (trouvé dans l'étape 2.(b)) inclut la valeur r_i .
(b). Répéter l'étape 3.(a) pour toutes les variables de l'espace i=1,2,…,n .
(c). Evaluer les valeur de fourmis objectives correspondant aux chemins complets (les valeur de l'espace X^K ou les valeur de x_{ij} choisi pour toutes les variable de l'espace i=1,2,…,n par la fourmis k , k=1,2,…,k);

$$f_K(X^K); K = 1,2,\ldots,N \qquad \textbf{(V-8)}$$

Déterminez le meilleur et le mauvais chemin parmi les N chemins choisis par différent fourmis:

$$\begin{cases} f_{best} = \min(f_K) & \textbf{(V-9)} \\ f_{worst} = \max(f_K) & \textbf{(V-10)} \end{cases}$$

❖ **Etape 4:**

Tester la convergence du processus. Le processus est supposé avoir convergé si toutes les N fourmis prennent le même meilleur chemin. Si la convergence n'est pas réalisées, supposez que les fourmis rentrent à la maison et recommence de nouveau dans la recherche de nourriture. Poser le nombre d'itération l =l+1 et mettre à jour les phéromones sur différent arcs comme:

$$\tau_{ij}^{l} = \tau_{ij}^{old} + \sum_K \Delta\tau_{ij}^{K} \qquad \textbf{(V-11)}$$

Où τ_{ij}^{old} dénote la quantité de phéromone de l'itération précédente laissée après l'évaporation, qui est prise comme:

$$\tau_{ij}^{old} = (1-\rho)\tau_{ij}^{(l-1)} \qquad \textbf{(V-12)}$$

$\Delta\tau_{ij}^{K}$ est le phéromone déposée par la meilleure fourmi k sur son chemin et s'étend sur toutes les meilleures fourmis k (si les fourmis prennent le même meilleur chemin). Notez que le meilleur chemin implique seulement un arc (i,j) pour la variable de l'espace i . Le taux d'évaporation de phéromone ρ est supposé pour être dans l'intervalle [0.5 à 0.8] et la phéromone déposée $\Delta\tau_{ij}^{K}$ calculée en utilisant l'équation (V.6).

Avec les nouvelles valeurs de τ_{ij}^{1} allez à l'étape 2. Les étape 2, 3 et 4 sont répétés jusqu'à que le processus converge, c'est-à-dire jusqu' à ce que toutes les fourmis choisissent le même meilleur chemin. Dans quelques cas, le processus itératif est arrêté après l' achèvement d'un nombre maximal d'itération prédéterminés .

V.4.6. La fourmi se comporte comme un automate

L'automate de la figure (V.3) résume le comportement individuel d'une fourmi. *ns* représente le nombre de sites que la fourmi mémorise à un instant donnée (le nombre de sites de chasse dans la mémoire de la fourmi). *ej* donne le nombre d'échecs successifs du site *sj* mémorisé (le nombre d'échecs successifs rencontres sur le site *sj*) [16].

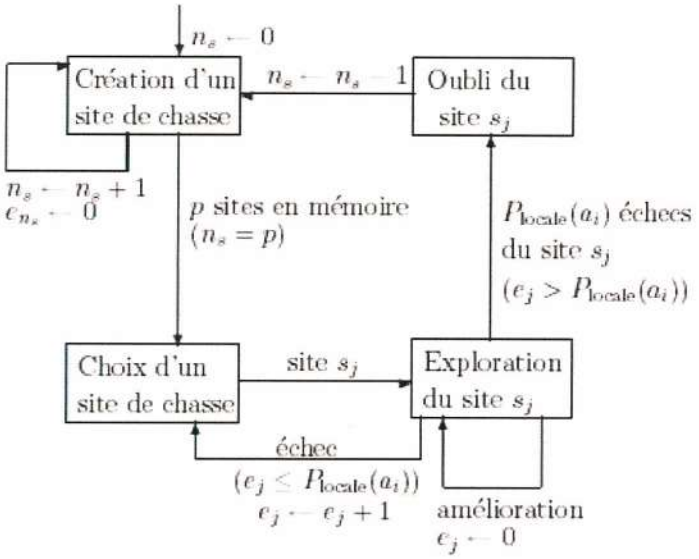


Figure (V.3) : Automate représentant le comportement individuel d'une fourmi.

V.5.Simulation et résultat

Les régulateurs PI sont les plus populaires dans les milieux industriels de production et les plus utilisés dans le processus industriel car ils permettent de régler à l'aide de ses trois paramètres des performances (dépassement, temps de monté, temps de réponse). L'idée de cet organe de régulation est de modifier intentionnellement la valeur de l'erreur qui subsiste entre la consigne et la mesure effectuée.

Le but de ce chapitre est la synthèse du régulateur PI-ACO. Selon les performances du système (annuler l'erreur statique, diminuer le dépassement, le temps de réponse et le temps de monté), on détermine les paramètres optimales (Kp, Ki) du régulateur PI en utilisant la méthode d'optimisation par les colonies de fourmis (ACO), afin d'obtenir un système précis, rapide, stable et robuste .

On propose le régulateur PI-ACO, dont l'algorithme d'ACO est utilisé pour optimiser les gains (KP, KI) qui seront appliquées dans le contrôle du processus comme le montre la figure V.4 [19].

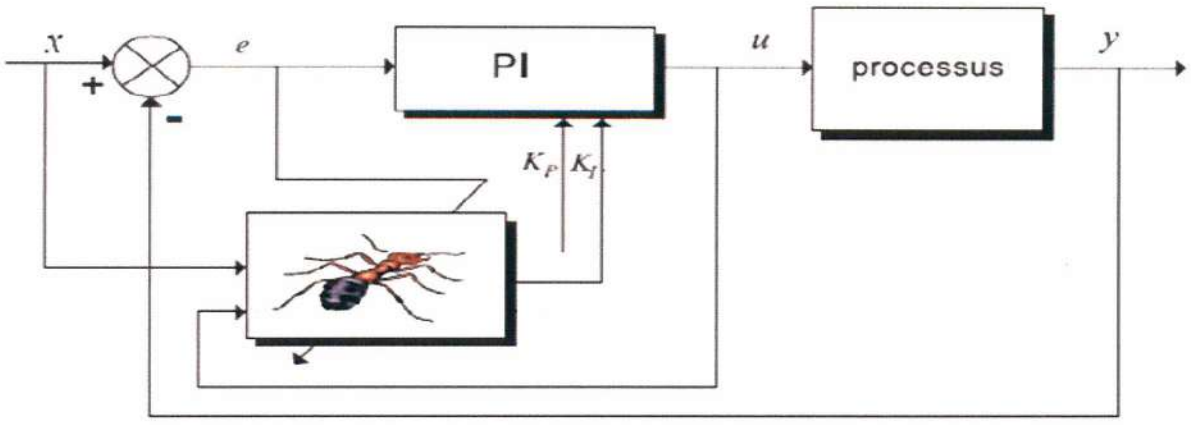


Figure V.4 : Le régulateur PI-ACO

L'organigramme pour le contrôleur PI basé sur l'ACO est présenté sur la figure V.5.

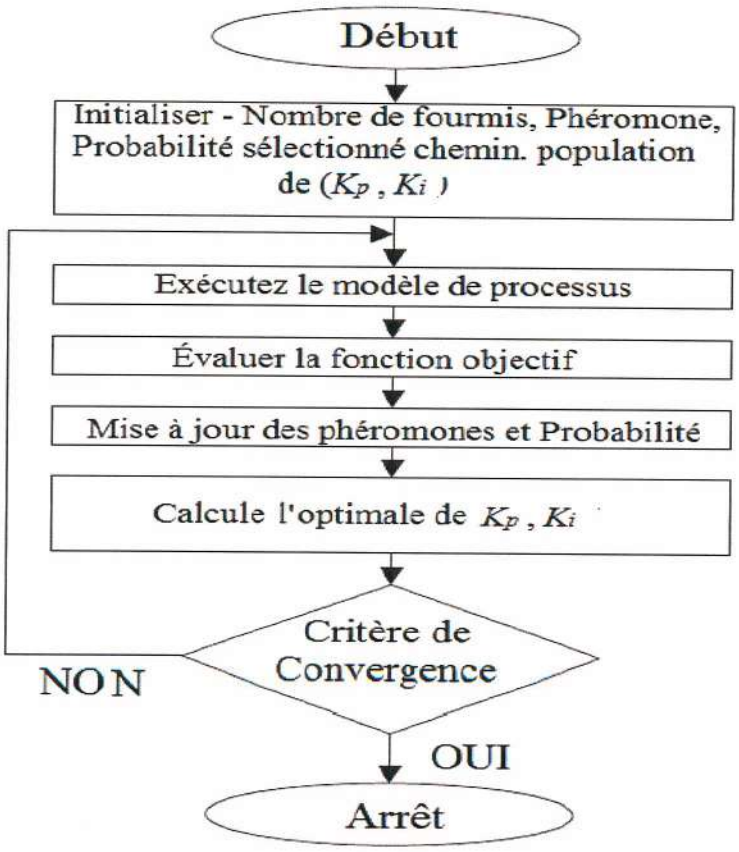


Figure V.5: Organigramme de l'ACO.

Dans cette section, tout le calcul est mis en oeuvre sur le méme modéle étudié dans le chapitre IV avec Matlab / Simulink (R2009). Les valeurs des paramètres dans ACO sont présentées dans le tableau (V.1).

les paramaitres	les valeurs
nombre de fourmis	25
nombre d'itération	50
Taux d'évaporation de phéromoneρ	0.7
α	0.8
ζ	0.2
P est les valeurs discrètes permises des variables de l'espace de recherche.	20
nombre de l'espace de recherche m.	2

Tableau V.1: les paramètres de l'ACO

pour la recherche et selection des paramètres Kp, Ki dans la région de stabilité , un program d' ACO sous matlab est lancé pour 50 itérations pour un espace de recherche de 25 fourmis ,

les résultats de simulation lors une variation de la résistance à t=0.5ssont représentés par . la figure (V.6) qui montre l'allure du courant de ligne et de la tension de sortie avec la commande DPC lors d'une réduction brusque de la charge de 50%. Le courant de ligne reste en phase avec la tension de ligne, ce qui prouve qu'il n'y a pas de consommation de la puissance réactive et confirme l'unicité du facteur de puissance.

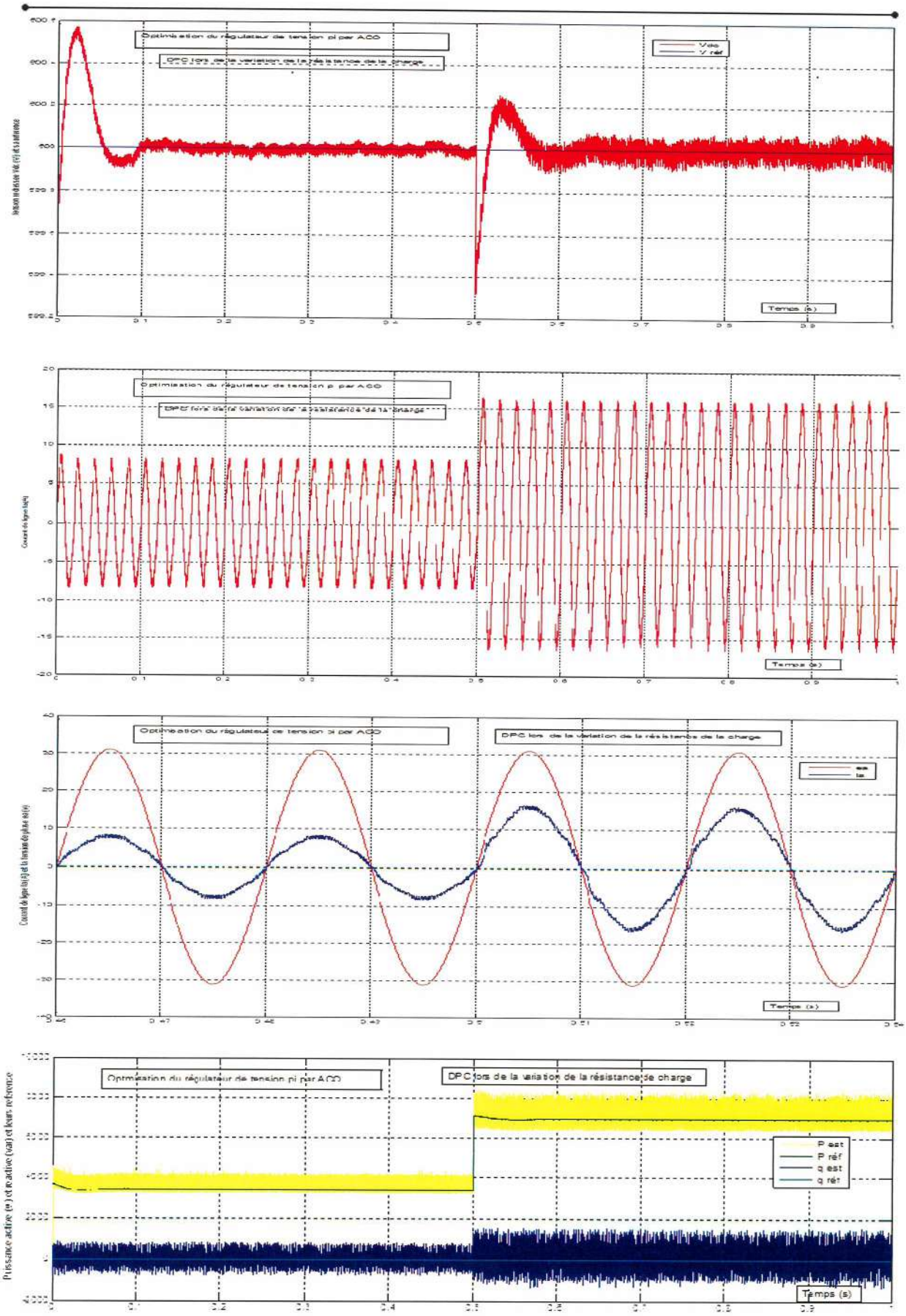


Figure V.6: Performances du redresseur commandé par DPC lors d'une variation de la résistance de charge optimisé par ACO.

V.6.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un exemple d'application de la méthode d'optimisation basée sur les colonies de fourmis artificielles (ACO) décrite dans le chapitre.

Le but est le synthèse d'un régulateur PI optimale. Durant le processus d'optimisation, les solutions possibles sont évaluées par l'intermédiaire d'une fonction qui fait intervenir les critères de performance calculés sur la réponse de notre redresseur .

Conclusion générale

Le travail réalisé dans ce mémoire a été consacré à l'étude et l'analyse des performances du redresseur PWM avec sa partie commande DPC (contrôle directe de puissance), offrant une consommation des courants proche de la sinusoïdal et le contrôle de la puissance reactive.

Dans notre travail, nous nous sommes intéressés à une seule méthode de commande, il s'agit de la commande directe en puissance (DPC). Les résultats de simulation montrent que cette dernière possède de bonnes performances en régimes transitoire et permanant. Elle permet un contrôle précis et simultané des puissances instantanées active et réactive et un réglage appréciable de la tension de bus continu. Les courants absorbés par le redresseur sont en phase avec les tensions des phases correspondantes et possèdent une allure très proche de la forme sinusoïdale,par ailleur,elle présente aussi des inconvinients on peut les cités comme suite:

- ✓ L'emploi d'une fréquence d'échantillonnage très élevée entraîne l'utilisation d'un microprocesseur très rapide

.

- ✓ La fréquence de commutation n'étant pas constante, la valeur de l'inductance doit être assez élevée pour obtenir une forme d'onde du courant acceptable

Nous avons présenté aussi deux méthodes d'optimisations par les essaims particulaires PSO, ainssi, par les colonies de fourmis dont l' importance et l' efficacité pour trouver la meilleure performance pour notre régulateur. La simulation de notre algorithme ACO à donnée des résultats plus efficaces et robustes que la 1 eme méthode (PSO) pour tout ce qui concerne la robustesse vis-à-vis des changements de la résistance de charge au terme du THD par rapport à la technique PSO .

Suite à l'examen et analyse des résultats obtenus durant notre travail, le performance du redresseur PWM commandé vis-à-vis la variation de la résistace de charge a été amélioré par l'utilisation de la technique d'optimisation du régulateur de la tension par l'algorithme de ACO.

ملخص

هدف شبكة الكهرباء هو ضمان توزيع الطاقة الكهربائية بين المنتجين والمستهلكين، ويعتبر الامتثال الصحيح للجهود والترددات حسب دفتر المواصفات أمرًا ضروريًا لضمان التشغيل السليم لنظام الطاقة. الهدف من هذا العمل هو تقديم مقوم PWM ذو ثلاث مراحلا المتحكم فيه كحل، في الواقع، تم تطوير إستراتيجيات تحكم مختلفة ، والغرض منها هو الحصول على التشغيل مع عامل قدرة وحدوي و تنظيم فعا ل للجهد. إن التحكم المعتمد في هذه الأطروحة هو مقوم PWM باستخدام التحكم المباشر في القدرة كتقنية تحكم، ثم استخدام خوارزميتين ACOو PSO التي اجتذبت الباحثين لاستغلالها في مجالات التحسين المختلفة. تستخدم هذه الأساليب مجموعة من الحلول لايجاد الحل الأمثل للمشكلة، في حالتنا، يتمثل الهدف في تحديد المعلمات(Ki,Kp) الأمثل لأداء المنظم PI التي نحاول من خلالها تقليل الخطأ بين إشارة الدخول وإشارة الخروج.

الكلمات المفتاحية: متناسق، حمل غير خطي، مقوم PWM، PSO، ACO، DPC

Résumé

Un réseau électrique est destiné à assurer la distribution de l'énergie électrique entre des producteurs et des consommateurs, la bonne conformité des tensions et fréquences par rapport à un cahier des charges fixé constitue une donnée essentielle pour assurer le bon fonctionnement du dispositif de transport d'énergie. L'objectif de ce travail est de présenter un redresseur PWM triphasé commandé comme solution, en effet, différentes stratégies de commandes ont été développées et simulées dont le but est d'obtenir un fonctionnement à un facteur de puissance unitaire et un réglage performant de la tension du bus continu. La commande adoptée dans ce mémoire est le redresseur PWM utilisant le contrôle directe de puissance comme technique de commande .en suite, en utilisant deux algorithmes d'ACO et PSO qui ont attiré les chercheurs à les exploiter dans différents domaines d'optimisation .ces deux méthodes utilisent une population de solutions candidates pour développer une solution optimal au problème, dans notre cas, le but est la détermination des paramètres (Kp,Ki) optimums du régulateur PI tout visualisant notre fonction objective dont on cherche à minimiser l'erreur entre le signa d'entrée et le signal de sortie.

Mots clés : harmoniques, charge non linéaires, redresseur MLI, PSO, ACO, DPC

abstract

An electricity grid is intended to ensure the distribution of electrical energy between producers and consumers, the correct compliance of voltages and frequencies with respect to a set of specifications is essential to ensure the proper functioning of the transmission system.The objective of this work is to present a controlled three-phase PWM rectifier as a solution, in fact, different control strategies have been developed and simulated, the purpose of which is to obtain operation at a unit power factor and an efficient control of DC bus voltage. The control adopted in this thesis is the PWM rectifier using direct power control as a control technique. Then, using two algorithms of ACO and PSO which attracted the researchers to exploit them in different areas of optimization. methods use a population of candidate solutions to develop an optimal solution to the problem, in our case, the goal is the determination of the parameters (Kp, Ki) optimums of the PI regulator while visualizing our objective function which we try to minimize the error between the input signal and the output signal.

Key words: harmonic, non-linear load, PWM rectifier, PSO, ACO, CPD

Bibliographie

[1] Boulahia.A, Etude des Convertisseurs Statiques destinés à la Qualité de l'Energie Electrique,thése,université de constantin,Avril 2009.

[2]Megherbi H,Hamri S, Etude et modélisation des convertisseurs statiques destinés à améliorer la qualité de l'énergie électrique,université de saiida,join2016.

[3] Ben selem K,Kot Y, Modélisation et Simulation D'un Convertisseur AC/DC triphasé,université del oued,join 2014.

[4] Baghdadi A, Modélisation et commande non linéaire d'un redresseur triphasé à PWM basée sur les structures de commande VOC et DPC,université de Médéa,2010.

[5] Lianhong X, FILTRAGE ACTIF' PARALLELE DES HARMONIQUES DES RESEAUX DE DISTRIBUTION D'ELECTRICITE,université de loraine,Janvier 1994.

[6] M.Malinowski, M.P. Kazemierkowski, S.Hansen, F Blaabjerg and G.D Marques,"Virtual flux based direct power control of three-phase PWM rectifiers", IEEE Trans. Ind Applicant, vol 37, 2001, pp.1019-1027,July/aug

[7] T.Ohnishi, "Three phase PWM converter /inverter by means of instantaneous active and rective power control ", Tokushima-Japan. 1991, IEEE

[8] M.Sc.Mariusz Malinowski,"Sensorless Control Strategies For Three –Phes PWM Rectifiers", Ph.D Thesis Warsaw university of technology faculty of electrical engineering institute of control and industrial electronics. WARSAW, Poland-2001

[9] T.Nogochi, H .Tomoki, S.Kondo et I.Takahashi,"Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors,"IEEE, Mai, Juin 1998, Transaction on industry application, Vol 34, N° 3

[10]Abdelouahab Bouafia, Fateh Krim, Jean-Paul Gaubert, " Design and implementation of high performance direct power control of three-phase PWM rectifier , via Fuzzy and PI controller for output voltage regulation ", laboratoire d'automatique et d'informatique industrielle (*LAII*), ESIP, université de poitiers ,france

[11] https://www.emse.fr/~brodhag/TRAITEME/fich13_2.htm..

[12] PSO ([CLERC 2003] Discrete Particle Swarm Optimization illustrated by the Traveling Salesman probleme, 2003)

[13] M. A. Nekoui, M. A. Khameneh and M. Kazemi, «Optimal design of PID controller for a CSTR system using particle swarm optimization», 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC, Tehran-Iran, pp.63-66, 2010

[14] Y.Chaudhari, « Design and implementation of intelligent controller for a continuous stirred tank reactor system using genetic algorithm », International Journal of Advances in Engineering and Technology,India, pp.325-335, Mars,2013.

[15] Algorithmes de fourmis artificielles : applications à la classification et à l'optimisation ('Professeur Gilles Venturini') ,Université François Rabelais Tours ,Ecole Doctorale : Santé, Sciences et Technologies Année Universitaire : 1999-2000 ,p 7, 9-12

[16] Engineering Optimization: Theory and Practice, Fourth Edition Singiresu S. Rao Copyright © 2009 by John Wiley & Sons, Inc. p715-716,718

[17] Optimisation par colonies de fourmis ('COSTANZO Andrea, LUONG Thé, Van MARILL Guillaume'), 19 mai 2006.p6-9

[18] Résolution de conflits par algorithmes stochastiques parallèles (' Xavier OLIVE ') , École Nationale Supérieure de l'Aéronautique et de l'Espace ,Février à juillet 2006 à Toulouse .p11

[19] Tuning PID controller using Multi-Objective Ant Colony Optimization ('Ibtissem Chiha, Noureddine Liouane and Pieree Borne') ,p2-3,6

[20] BULLNHEIMER B., HARTL R., STRAUSS C. « An Improved Ant system Algorithm for the Vehicle Routing Problem », Annals of Operations Research, vol. 89, 1999, p. 319

[21] DORIGO M., « Optimization, Learning and Natural Algorithms (in Italian) », PhD thesis, Dipartimento di Elettronica, Politecnico di Milano, Italy, 1992

[22] DORIGO M., MANIEZZO V., COLORNI A., « The Ant System : Optimization by a Colony of Cooperating Agents », IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics – Part B, vol. 26, no 1, 1996, p. 29–41

[23] DORIGO M., GAMBARDELLA L., « Ant Colony System : A Cooperative Learning Approach to the Traveling Salesman Problem », IEEE Transactions on Evolutionary Computation, vol. 1, no 1, 1997,p. 53–66

[24] Dréo ,Un chapitre dans son livre qui parle de la méta-heuristique ACO, d'une manière simplifiée

[25] GAMBARDELLA L., TAILLARD E., DORIGO M., « Ant Colonies for the Quadratic Assignment Problem », Journal of the Operational Research Society, vol. 50, 1999, p. 167-176

[26] Dorigo ,Un chapitre dans son livre qui parle des algorithmes élaborés des colonies de fourmis notamment adaptés pour le TSP et divers problèmes d'optimisation dynamiques

[27] H¨olldobler, B. and Wilson, E. (1990). The Ants. Springer Verlag, Berlin, Germany

[28] H¨olldobler, B. and Wilson, E. (1996). Voyage chez les Fourmis. Seuil

Les sites Internet

[29] liris.cnrs.fr/Documents/Liris-4147.pdf

[30]http://www.artezia.net/animaux/fourmis/fourmis.htm.