REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE YAHIA FARES DE MEDEA



Faculté de **T**echnologie

Département du **G**énie **E**lectrique

Mémoire de fin d'études de Master

Filière : **G**énie **E**lectrique

Spécialité : **C**ommande **E**lectrique

Commande Indépendante de deux moteurs asynchrones alimentés par un convertisseur à cinq bras

---

Présenté par :

HALLOUANE Mohamed

Proposés et Dirigés par :

Dr.HENINI Noureddine

Promotion 2022

REMERCIMENTS

Premièrement, je remercie Dieu source de toutes connaissances et espoires.

Au terme de ce travail, j'adresse mes remerciements les plus sincères à mon encadreur Dr.HeniniNoureddine , pour son soutien, modestie et ses multiples conseils.

J'exprime ma profonde reconnaissance pour les personnes qui m'ont aidé et accompagné au cours de mon expérience. Je remercie vivement les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'évaluer notre travail .Je ne pourrai terminer cette page sans dire un énorme merci à ma petite et grande famille.

Dédicace

À mes très chers mère et père. Que Dieu le protège.

À ma très chère épouse Soumia et mes enfants Hiba,Riadhet Rahma.

À mes frères et mes sœurs.

Sommaire

***Introduction générale*……1**

***Introduction générale*…… 2**

Chapitre I : Systèmes multi-machines mono-convertisseur

I :Introduction……..3

I.1 : Association convertisseur machine ……..3

I.2 : Systèmesmulti machines ……..... ..3

I.3 : Exemples de systèmesmulti machinesmono convertisseur ……..3

I.3.1 : Structure à quatre bras ……..3

I.3.2 : Structure à bras et à neutre commun ……..4

I.3.3 : Structure à six bras ……5

I.3.4 : Structure à quatre bras et à point milieu ……6

I.3.5 : Structure à cinq bras ……..7

I.4 : Conclusion **…… *7.***

Chapitre II : onduleur à 5 bras : Etude, modélisation et commande

II : Introduction…….. 8.

II.1 : Modélisation de l'onduleur…….. 8

II.2 : Techniques de commande…….. 9

II.2.1 : Modulation triangulo-sinusoïdale …….. 9

II.2.1.1 : Stratégie 1…….. 11

II.2.1.2 : Stratégie 2 …….. 13

II.2.1.3 : Stratégie 3…….. 16

II.2.2 : Modulation vectorielle …… 18

II.2.2.1 : Stratégie 1…….. 22

II.2.2.2 : Stratégie 2…….. 24

II.3 : Conclusion …….. 27

Chapitre III : : Commande indépendante de deux MAS alimentées par onduleurs à cinq bras

III : Introduction …….. 28

III.1:Modelisation d'un système de deux machines asynchrones pentaphasées....28

III.2 : Commande vectorielle d'un système multi machines polyphaseé…… 29

III.2.1 : principe de la commande vetorielle ……. 29

III.2.2 : commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone pentaphasée. 30

III.3.1 : Régulation PI de vitesse ……...30

III.3.2 :Régulation floue de vitesse ……...32

III.3.3 : Commande vectorielle de deux machines pnetaphasées en série … .41

III.4 : Conclusion…… .45

Conclusion générale…… .46

Conclusion générale…… 47

Liste Des Figures

Chapitre I : Systèmes multi-machines mono-convertisseur

Figure I.1 : Structure à bras commun……..……4

Figure I-2 : Structure mixte ……5

Figure I-3 : Structure classique……6

Figure I-4 : Structure à point milieu commun ……6

Figure I-5 : Structure à bras commun ……..7

Chapitre II : onduleur à 5 bras : Etude, modélisation et commande

Figure.II.1- Structure de l'onduleur triphasé à cinq bras ……8

Figure. II.2- Schéma sous Simulink de l'onduleur triphasé a cinq bras……..9

Figure II .3- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale ……..…10

Figure II.4- Les différents signaux des tensions de référence……11

Figure II.5- La tension simple et son spectre d'harmoniques des phases a1 et a2… 11

Figure II.6- Le fonction en mode linéaire…….. 14

Figure II.7- Les différents signaux des tensions de référence ……...14

Figure II.8- La tension simple et son spectre d'harmoniques des phases a1 et a2….15

Figure II.9- La tension simple et son spectre d'harmonique des phases a1 et a2 ($r_1 = 0.6, r_2 = 0.4$)……15

Figure II.10- Les différents signaux des tensions de référence …….. 17

Figure II.11- La tension simple et son spectre d'harmoniques des phases a1 ***e***t a2.. 18

Figure II.12- Les huit états de l'onduleur à deux niveaux…… 19

Figure. II.13- Diagramme vectoriels…….. 20

Figure. II.14- Forme de signaux de commande dans le secteur 1 ……..22

Figure. II.15 : Forme des signaux de commande …….....23

Figure. II.16- La tension simple et son spectre d'harmonique des phases a1et a2 …24

Figure. II.17- Schéma de principe de la stratégie ……..25

Figure. II.18- Forme des signaux de commande…… 26

Figure.II.19- La tension simple et son spectre d'harmoniques des phases a1et a2 ...27

Chapitre III : : Commande indépendante de deux MAS alimentées par onduleurs à cinq bras

Figure III.1 : Schéma de la commande vectorielle indirect d'une machine asynchrone..30

Figure III.2 : Schéma réduit de régulation de vitesse……. 30

Figure III.3 : Réglage de vitesse d'une machine pentaphasée par un régulateur PI…… 32

Figure.III.4 : Structure générale d'un système basé sur la logique floue…… 33

FigureIII.5 : Schéma de principe de la régulation floue (FLC)……..34

Figure. III.6: Fuzzification continue avec sept fonctions d'appartnance……35

Figure. III .7 Schéma bloc d'un régulateur flou (FLC)……..37

Figure. III.8: Réglage de vitesse par la méthode indirecte avec un régulateur flou à gain fixe……..40

Figure. III.9 : Schéma bloc de la commande vectorielle directe pour deux MAS pentaphasées…….41

Figure.. III.10 : Performance de la commande vectorielle indirecte de deux machines asynchrone en série alimentées par onduleur deux niveaux(Régulation PI de vitesse). 44

Liste des tableaux

tableau III.1 : Tableau de calcul de la variation commande de la Δu…….. 35

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

Grâce aux nombreuses avancées technologiques, aussi bien dans le domaine des semiconducteurs de puissance, de la conception des machines électriques, que dans les méthodes de traitement de l'énergie électrique, les applications de moyennes et fortes puissances à vitesse variable sont de plus en plus réalisées à base d'ensembles convertisseurs statiques -machines électriques.

C'est dans le domaine des fortes puissances que les problèmes sont les plus marqués. Des problèmes apparaissent au niveau de l'onduleur de la machine, puisque les interrupteurs statiques doivent commuter des courants importants, plusieurs solutions sont proposées, une solutions consiste à réaliser des onduleurs multi niveaux ([16], [20], [25], [26], [30], [43], [53], [55] procurant une alimentation de meilleur qualité, Une autre approche cherche, dans la multiplication du nombre de phases ([37], [45], [46], [50], [62]), à répartir la puissance fournie à la machine. Cela permet de conserver des structures simples et éprouvées pour les onduleurs, avec réduction des problèmes thermiques et des perturbations électromagnétiques.

Les machines polyphasées offrent une alternativeintéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages, qui peuvent être employée pour commander d'autres machines. En plus, les machines électriques polyphasées possèdent des degrés de libertés supplémentaires, permettent une association nouvelle de machines. Ces derniers peuvent être utilisés pour la commande d'un système d'entrainement multi machines.

Cependant, la structure de la commande des systèmes multi machines polyphasées doit être bien étudiés. Avec la théorie de la commande vectorielle introduite dans les années 70[14]. Ce principe est basé sur le modèle de Park établi dès 1927. Le handicap majeur était l'implantation pratique puisque, à cette époque, le développement des microprocesseurs et des composants électroniques de puissances ne faisaient que commencer. Dans les années 80, ces problèmes ont été progressivement surmontés grâce à des avancées majeures dans les domaines de l'Electronique de puissance et de la micro-informatique.

La théorie de la logique floue a été mise au point au milieu des années soixante, leur développement se fait à travers les méthodes par lesquelles l'homme essaye de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propres. Elle est utilisée dans les domaines de l'électrotechnique et de l'industrie afin de résoudre les problèmes d'identification, de régulation de processus, d'optimisation, de classification, de détection de défauts ou de prise de décision.

Le présent travail est consacré à la modélisation de la machine polyphasée asynchrone, puis l'application de la technique de la logique floue pour la commande indépendante de deux machines connectées en série et alimentées par un seul onduleur. Nous l'avons donc organisé de la manière suivante :

Le premier chapitre est consacré à la présentation de l'état de l'art concernant les architectures multi-machines. après un aperçu sur les différentes structures des systèmes multi machines triphasées, on donnera l'idée fondamentale et le principe d'un système multi machines polyphasées (n>3).

Le deuxième chapitre abordera la modélisation d'une machine asynchrone polyphasée et son alimentation. Nousprésenterons un modèleanalytique multidimensionnel simplifié de la machine pouvant s'intégrer dans un algorithme de commande « Modèle de PARK ». Ensuite, la modélisation et de la commande par MLI de l'onduleur de tension multi bras deux niveaux seront détaillés.

Le troisième chapitre est consacré à la commande vectorielle par orientation de flux rotorique d'un système multi machines. En premier temps, nous présenterons le modèle d'un système de deux machines pentaphasées connectées en série. Ensuite, les résultats de simulation de la commande vectorielle de ce système alimenté par un seul onduleur à cinq bras avec des régulateurs PI de vitesse seront présentés. Puis, après un rappel sur la théorie des régulateurs flous, les résultats de la même commande appliquée avec des régulateurs flous de vitesse seront présentés. Dans ces résultats la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale développée en deuxième chapitre est appliquée. Enfin,uneconclusionrésumeralesrésultatsetdonneralesperspectivesà nos travaux.

Chapitre I

Systèmesmulti- machines mono-convertisseur

I : Introduction

L'association des convertisseurs statiques avec les moteurs électriques peut concevoir un système mono-convertisseur- multi-machines pour réduire le nombre de composants et le cout de la chainede traction. Ces systèmes peuvent avoir des différentes structures.

I.1 :Association convertisseur machine

L'étude des performances d'associationconvertisseur machine fait l'objet d'innombrable publication scientifique. Les possibilités de la variation de vitesse des machines à courant alternatif intéressent tous les domaines industriels et techniques.

La réalisation de la variation de vitesse des machines à courant continu est la plus répandue, et constitue une solution fiable, souple et d'un rendement excellent.

Des vitesses élevées ou des grandes puissances limitent l'application de la machine à courant continu, la solution des machines à courant alternatif à vitesse variable devient très intéressante.

Cette discipline du génie électrique touche des domaines d'applications vastes et très divers pour des puissances couvrant une large gamme (quelque watt à plusieurs centaines de mégawatts). Les structures de conversion d'énergie, principales actrices de cette spécialité, commutent des puissances de plus en plus importantes.

I.2 : Systèmesmulti- machines

Un certain nombre d'application industrielle exigent l'utilisation des systèmes d'entrainement multi-moteurs à vitesse variable. La majorité des cas, chaque moteur est associe à un onduleur. On trouve ce type des systèmes dans l'industrie : minière, textile, papetière et sidérurgiques**.**

I.3 : Exemples de systèmesmulti-machinesmono-convertisseur

I.3.1 :Structure à quatre bras

Dans cette structure, deux bras de l'onduleur sont mis en commun pour deux phases des deux moteurs. La troisième phase de chaque machine est connectée à son

propre bras. Il y a donc quatre bras pour deux machines, c'est une structure de type, SM (4n/2, n), (Figure I.1).

Dans cette configuration, la commande séparée des deux moteurs est irréalisable.

Dans cette figure, les bras d'onduleur ne sont pas tous reliés au même nombre de phases de machines ce qui nécessite le dimensionnement des composants de puissance des bras communs.

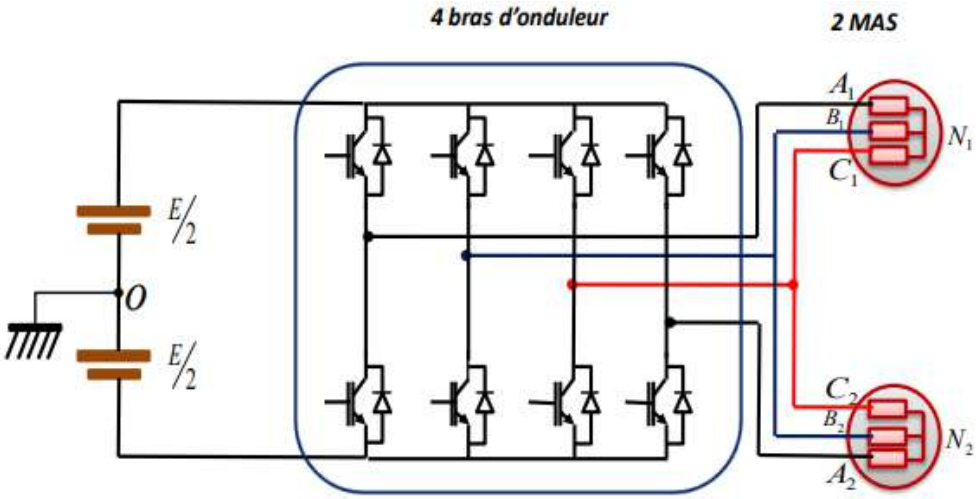


Figure I.1 : Structure à bras commun

I.3.2 : Structure à bras et à neutre commun

Dans cette structure, un onduleur à trois bras est utilisé pour assurer le fonctionnement des deux machines, comme dans la structure précédente à bras commun, un bras d'onduleur est mis en commun pour une phase de chaque moteur (les phases *C*1 et *C*2) (FigureI .2).

D'autre part, les deux moteurs ont leur deuxième phase (notées *A*1 et *A*2) reliée au point milieu. Les troisièmes phases (*B*1 et *B*2) sont connectées à leur propre bras d'onduleur.

Cependant dans cette structure, les bras d'onduleur ne sont pas tous reliés au même nombre de phases de machines, alors le dimensionnement des composants de puissance par rapport au courant n'est pas le même.

En plus, cette configuration nécessite l'accès et le réglage du potentiel du point milieu «O» ainsi que le surdimensionnement du bras commun, ce qui rend cette solution moins Intéressante

Dans ce cas de figure, les deux machines doivent fonctionner dans le même sens de rotation ou en sens opposés mais avec la même vitesse.

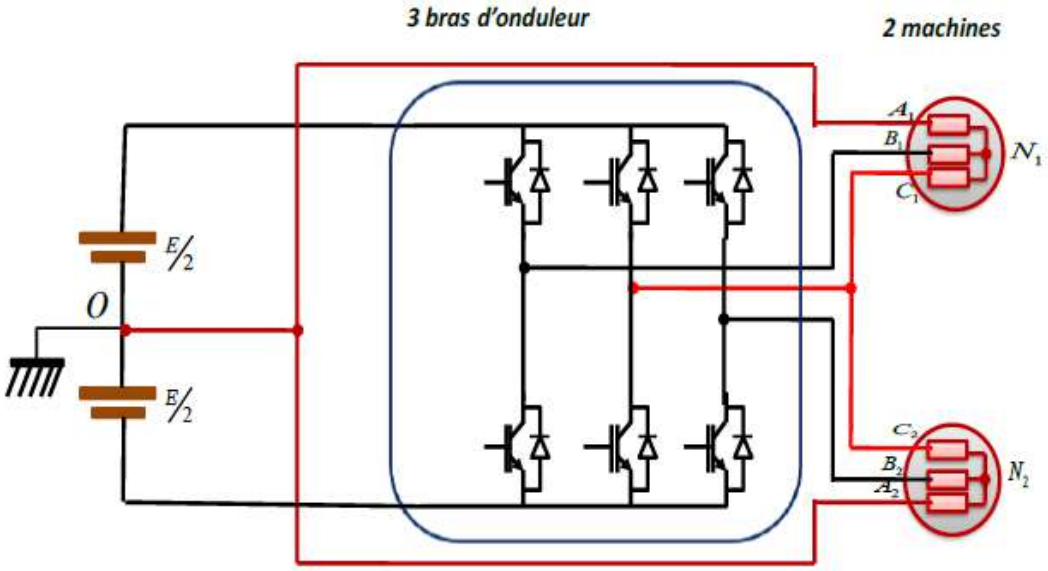


Figure I-2 : Structure mixte

I.3.3 : Structure à six bras

Dans les structures classiques à six bras, chaque phase de la machine est connectée et commandée par son propre bras d'onduleur. Deux moteurs sont commandés par six bras d'onduleur comme représenté dans la (figure I.3), où les six bras de l'onduleur sont reliés au même bus continu. Dans cette structure la commande des deux moteurs est découplée.

Néanmoins, le nombre des composants d'électronique de puissance utilisés conduit à une augmentation du volume et du prix de la structure.

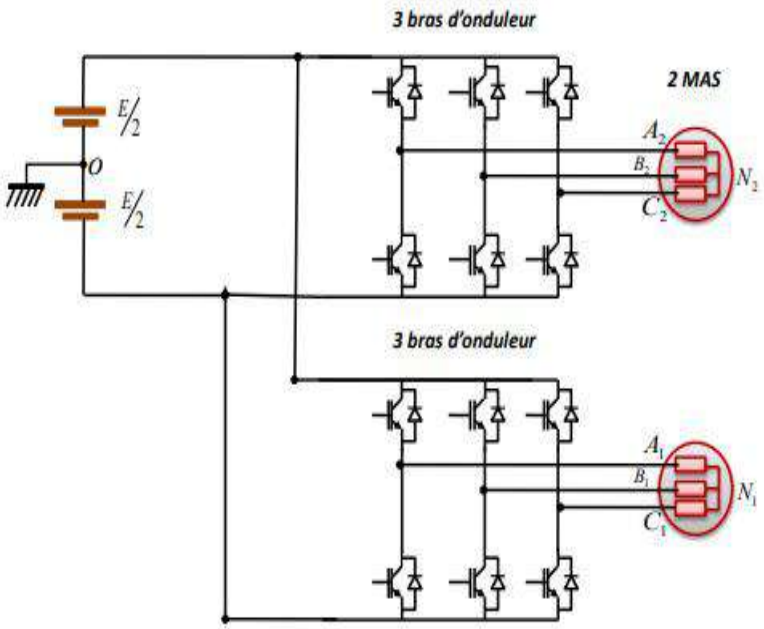


Figure I-3 : Structure classique

I.3.4 : Structure à quatre bras et à point milieu

Dans cette structure, deux phases du moteur sont reliées à deux bras d'onduleur et la troisième phase est reliée au point milieu du bus continu (figure I.4). Dans ce cas la troisième phase des deux moteurs est connectée au point milieu capacitif.

Cette structure permet de réduire le nombre de bras et donc de minimiser le coût du système. L'inconvénient principal de cette structure est l'accès au point milieu du bus continu et le surdimensionnement des condensateurs.

Chacune des deux machines peut fonctionner à son propre vitesse. Dans cette configuration, la tension du point milieu n'est pas nécessairement égale à la moitié du bus continu, donc il est nécessaire de l'équilibrer.

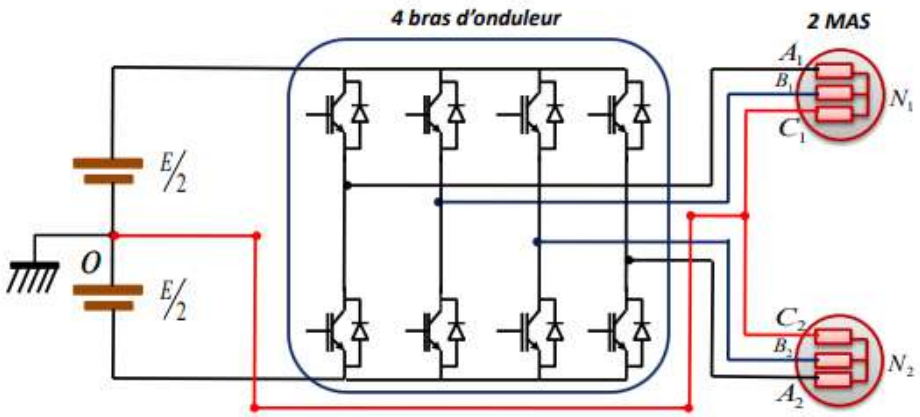


Figure I-4 : Structure à point milieu commun

I.3.5 : Structure à cinq bras

Cette structure de type SM (2n+1, n) est de la même catégorie que celle de type SM (4n/2, n). Elle est constituée(2n+1) de bras pour machines, un bras étant commun àtoutes les machines(figureI .5). Dans cetteconfiguration, les n machines peuvent fonctionner à des vitesses identiques ou différentes.

La Figure (I.5) représente un onduleur à cinq bras alimentant deux moteurs, une seule phase est mise en commun entre les deux machines, dans ce cas les deux machines peuvent fonctionner indépendamment.

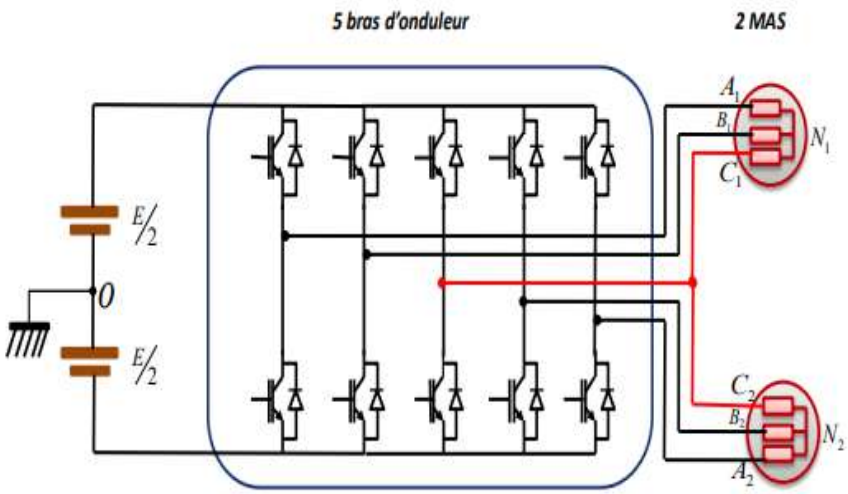


Figure I-5 : Structure à bras commun

I.4 : Conclusion

Dans ce chapitre, nousavons présenté les systèmes multi-machines mono convertisseurs. Ensuite, nous avons présenté des schémas des différents structures d'association convertisseurs machines.

Chapitre II

Onduleur à 5 bras : Etude, modélisation et commande

II : Introduction

L'amélioration des performances d'entrainement multi-moteur est un axe de recherche très riche. Cette amélioration peut être atteinte soit par la modification de la structure de l'onduleur ou soit par le développement des nouvelles stratégies de commande.

Les onduleurs multi-bras ont une topologie typique pour réduire le nombre de composants d'électroniques de puissance car un bras est commun entre les moteurs. Dans cette optique, nous nous intéressons, au cours de ce chapitre à l'onduleur à cinq bras.

De nombreuses stratégies de modulation de largeurs d'impulsions (MLI) ont été appliquées au onduleur à cinq bras, les plus connues sont : la modulation triangulo-sinusoïdale et la modulation vectorielle, ces stratégies sont des extensions de celles de l'onduleur triphasé à deux niveaux . Les premières stratégies de commande sont limitées car la tension disponible à chaque moteur est limitée à 50% de la tension de bus continu par contre, les nouvelles stratégies permettent une distribution arbitraire de la tension de bus continu entre les deux moteurs.

II.1 : Modélisation de l'onduleur

L'onduleur triphasé à cinq bras étudie est composé de cinq bras. Chaque bras comporte deux interrupteurs qui fonctionnent de manière complémentaire. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montée en tète bèche.

Les bras *A*et*B*de l'onduleur sont reliés directement aux phases$a_1$et $b_1$respectivement de MAS 1.

De même les bras *D* et *E* de l'onduleur sont reliés directement aux phases $a_2$et b_2 respectivement, de MAS 2. Les deux moteurs partagent le bras *C* (phasec_1 etc_2).

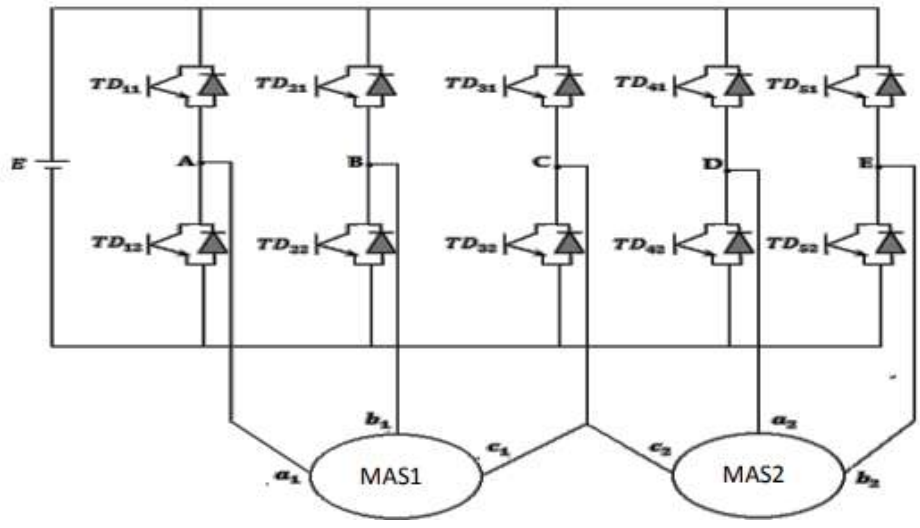


Figure.II.1- Structure de l'onduleur triphasé à cinq bras

Les fonctions des signaux de commande F_{ij} des interrupteurs TD_{ij} définies de la manière suivante :

$$Fij = \begin{cases} 1 \; si \; TD_{ij} \; est \; fermé \\ 0 \; si \; TD_{ij} \; est \; ouvert \end{cases} \qquad (i=1\ldots5,\ j=1.2) \qquad (II.1)$$

Les deux interrupteurs de chaque bras sont commandés d'une façon complémentaire, donc :

$$Fi1 = 1 - Fi2 \; (i = 1 \ldots 5) \qquad (II.2)$$

Le schéma de l'onduleur étudie sous MATLAB est indiqué à la figure. II.2 :

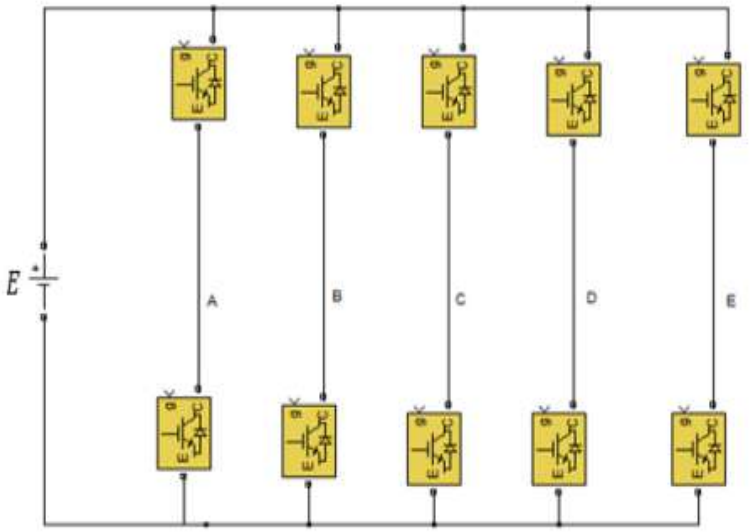


Figure. II.2- Schéma sous Simulink de l'onduleur triphasé a cinq bras

II.2 : Techniques de commande

La commande par la modulation de largeurs d'impulsions (MLI) consiste à multiplier le nombre de commutations des interrupteurs durant chaque période de la tension de sortie, de manière à pousser les harmoniques vers des rangs les plus élevés et d'éliminer les harmoniques de faibles fréquences.

Plusieurs techniques de la MLI ont été développées aux cours des années.

II.2.1 : Modulation triangulo-sinusoïdale

Elle peut être effectuée en faisant la comparaison entre un signal de référence sinusoïdale, appelé signal de référence, et un signal triangulaire appelé porteuse de

fréquence élevé. La commutation est effectuée aux instants d'intersection des deux signaux.

On va utiliser deux systèmes de références triphasées et une porteuse triangulaire :

$$\begin{cases} v_{ak}^{*} = V_{mk}\ \sin\ (w_k.t) \\ v_{bk}^{*} = V_{mk}\ sin\ (w_k.t - 2\frac{\pi}{3}) \\ v_{ck}^{*} = V_{mk}\ sin\ (w_k.t + 2\frac{\pi}{3}) \end{cases} ,(w_k = 2\,.\pi.f_k),(k = 1,2) \qquad \text{(II.3)}$$

Trois paramètres caractérisent cette modulation :

Indice de modulation m_k: égal au rapport de la fréquence fp, de la porteuse à la fréquence fk de la référence :

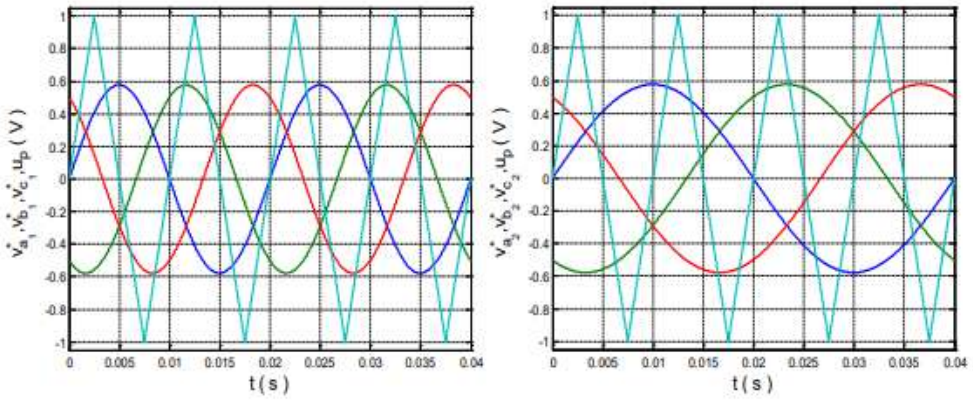
$$m_k = \frac{f_p}{f_k}\ ;(k = 1,2) \qquad \text{(II.4)}$$

Taux de modulation ou coefficient de réglage de tension r_k: égalau rapport de l'amplitude de la tension de référence Vm à la valeur crête U_{pm} de la porteuse:

$$r_k = \frac{V_{mk}}{U_{pm}}\ ;\text{(k=1,2)} \qquad \text{(II.5)}$$

Facteur d'utilisation du bus continu (voltage utility facteur)VUF:qui est le rapport entre la tension de ligne de chaque moteur et la tension de bus continu :

$$\text{VUF} = r_k\,.\frac{\sqrt{3}}{2}\ ;\ (k = 1,2) \qquad \text{(II.6)}$$



FigureII .3- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale

($r_1 = 0.6$; f_1=50HZ ; $r_2 = 0.6$; $f_2 = 25HZ$; $f_p = 100HZ$)

II.2.1.1 : Stratégie 1

Pour cette stratégie, la tension disponible pour chaque moteur est restreinte à la moitié de la tension du bus continu. Il est important de mettre la référence de tension du bras commun à zéro par la méthode de modulation étendue à deux bras. En donnant les tensions de référence

$v_A^* = v_{a1}^* - v_{c1}^*$

$v_B^* = v_{b1}^* - v_{c1}^*$

$v_C^* = v_{c1}^* - v_{c1}^* = v_{c2}^* - v_{c2}^* = 0$, (k = 1,2) (II.7)

$v_D^* = v_{a2}^* - v_{c2}^*$

$v_E^* = v_{b2}^* - v_{c2}^*$

Les valeurs limites de cette technique sont :

$r_{k\,max} = 1/\sqrt{3}$(k =1,2) (II.8)

$VUF_{k\,max} = 0.5$

L'algorithme de cette stratégie peut être résumé comme suit :

Si $v_j^* \geq U_p$, $Alors$ $F_{i1} = 1$,(j= A…..E) , (i= 1 ….5) (II.9)

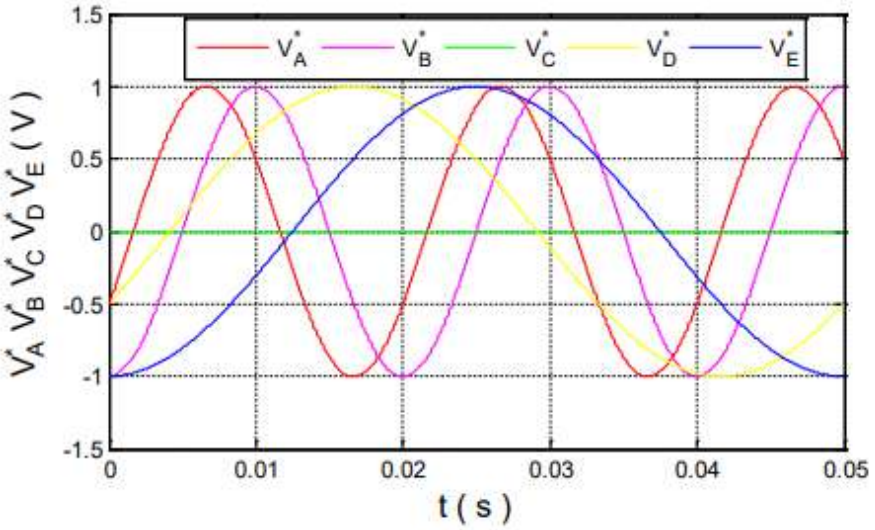
Si non $F_{i1} = 0$

Paramètres de simulation sont :

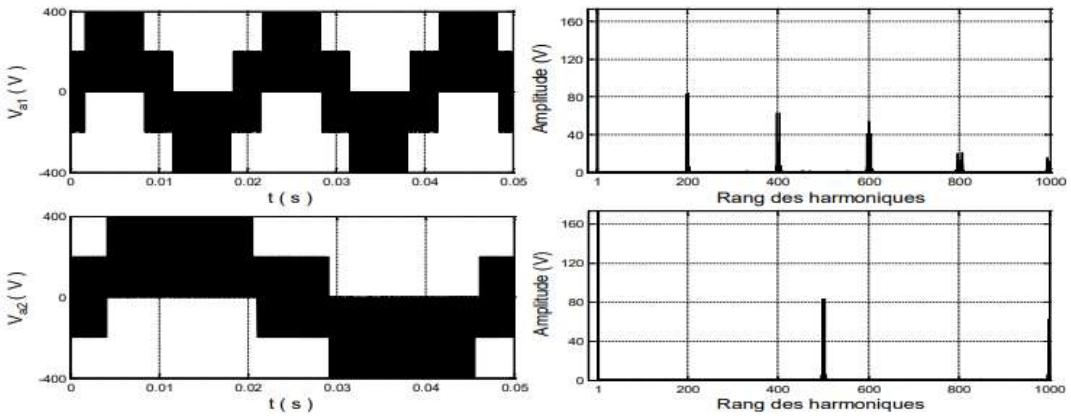
La tension du bus continu : $E = 600V$

La fréquence des tensions de références : $f1 = 50$hz, $f2 = 20$hz,

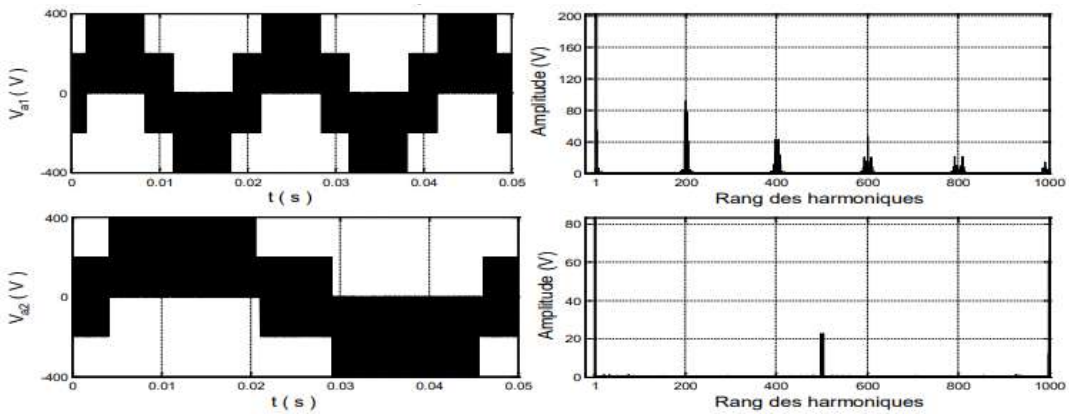
La fréquence de la porteuse : $fp = 10k$Hz



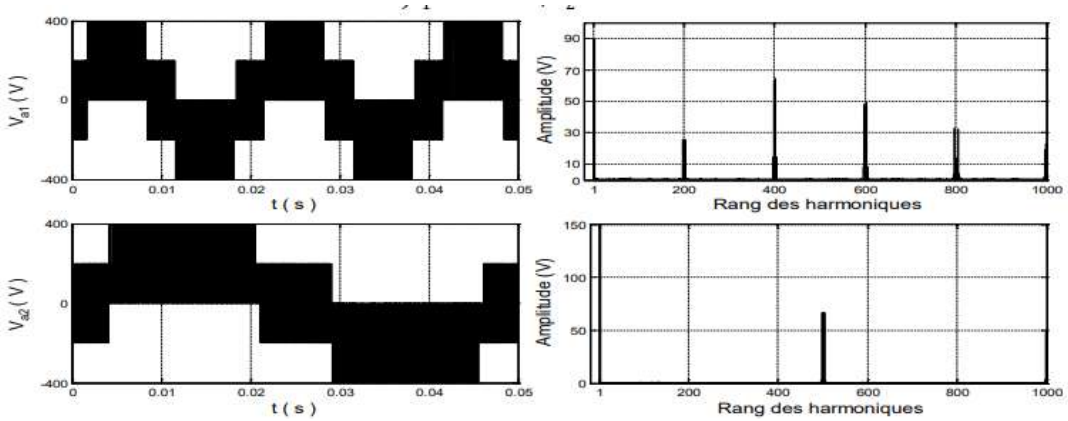
FigureII.4- Les différents signaux des tensions de référence



$a)\ r_1 = 1/\sqrt{3}\ , r_2 = 1/\sqrt{3}$



$b)\ r_1 = 0.8773\ , r_2 = 0.2774$



$c)\ r_1 = 0.3\ , r_2 = 0.5$

FigureII.5- La tension simple et son spectre d'harmoniques des phases a1 et a2

La figure (II.5.a) montre que cette stratégie est valable, l'allure des tensions des phases$a1$ et $a2$ est similaire à l'allure générer par un onduleur triphasé à deux niveaux.

Les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence de la porteuse.

Dans la figure (II.5.b), et pour la phase $a1$ l'onduleur nefournit que $203V$, où il devrait fournier une amplitude égale à:$r_1 . \frac{E}{2} = 243\ V$.

La limite maximale du taux de modulation exige une limitation de l'application de cettestratégie.Lesdeux moteurs doiventfonctionner d'une manière indépendamment, aucune relation entre ces deux moteurs.

II.2.1.2 : Stratégie 2

Cette stratégie permet une distribution linéaire c'est-à-dire la tension du bus continu est divisée entre les deux moteurs d'une façon linéaire, donc le problème de la stratégie précédente (50% du bus continu pour chaque moteur) a été résolu

$$\begin{cases} VUF = VUF_1 + VUF_2 = 1 \\ r_1 + r_2 = 1.1547 \end{cases} \quad \text{(II.10)}$$

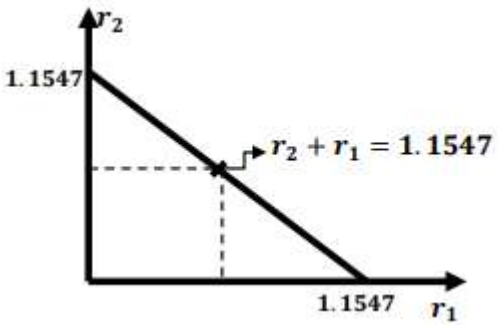


Figure II.6- Le fonction en mode linéaire

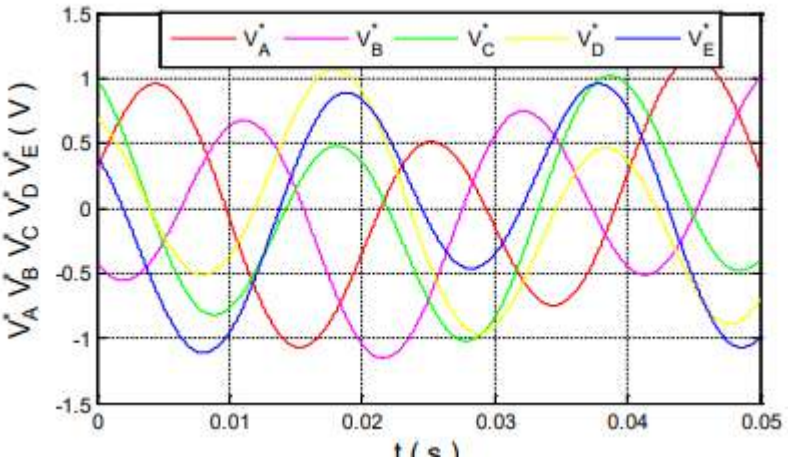
Le système de référence devient :

$$\begin{cases} v_A^* = v_{a1}^* + v_{c2}^* \\ v_B^* = v_{b1}^* + v_{c2}^* \\ v_C^* = v_{c1}^* + v_{c2}^* \\ v_D^* = v_{a2}^* + v_{c1}^* \\ v_E^* = v_{b2}^* + v_{c1}^* \end{cases} \text{(II.11)}$$

La tension du bus continu est divisée entre les deux moteurs à un pourcentage de 70% et 30% respectivement :

$$\begin{cases} r_1 = \frac{70 \times 1.1547}{100} = 0.8083 \\ r_1 = \frac{30 \times 1.1547}{100} = 0.3464 \end{cases} \quad \text{(II.12)}$$

Les paramètres de simulation sont les mêmes que la stratégie 1.



FigureII.7- Les différents signaux des tensions de référence

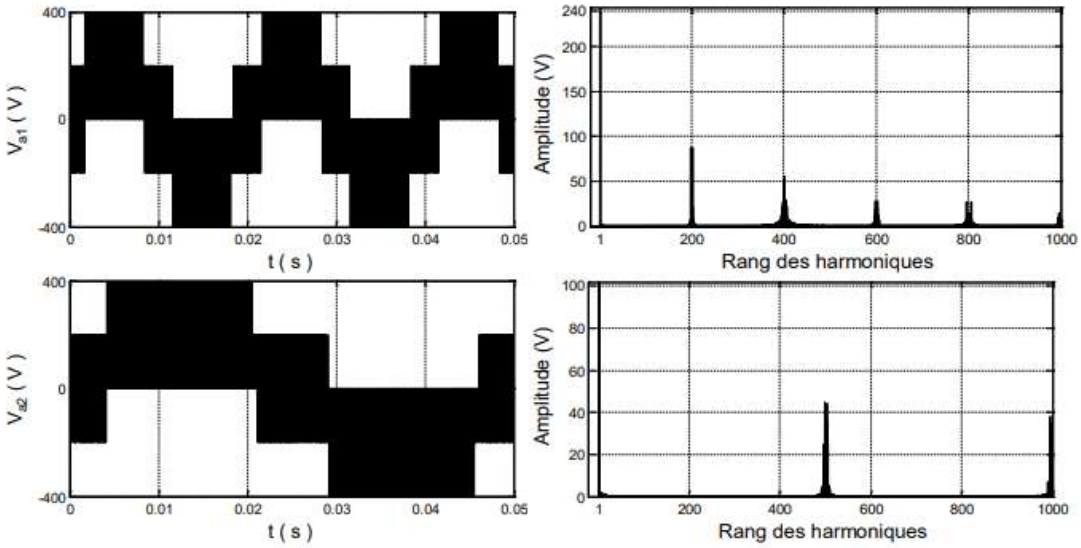


Figure II.8- La tension simple et son spectre d'harmoniques des phases a1 et a2

L'allure des tensions des phases$a1$ et $a2$ est similaire à l'allure générer par un onduleur triphasé à deux niveaux. L'amplitude du fondamentale de chaque phase (239.6V, 102V)donne un facteur d'utilisation du bus continu inferieur à l'unité (VUF = 0.98). D'autre part les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence de la porteuse (FigureII.8).

Le fonctionnement en mode non linéaire avec $r_1 + r_2 < 1.1547$

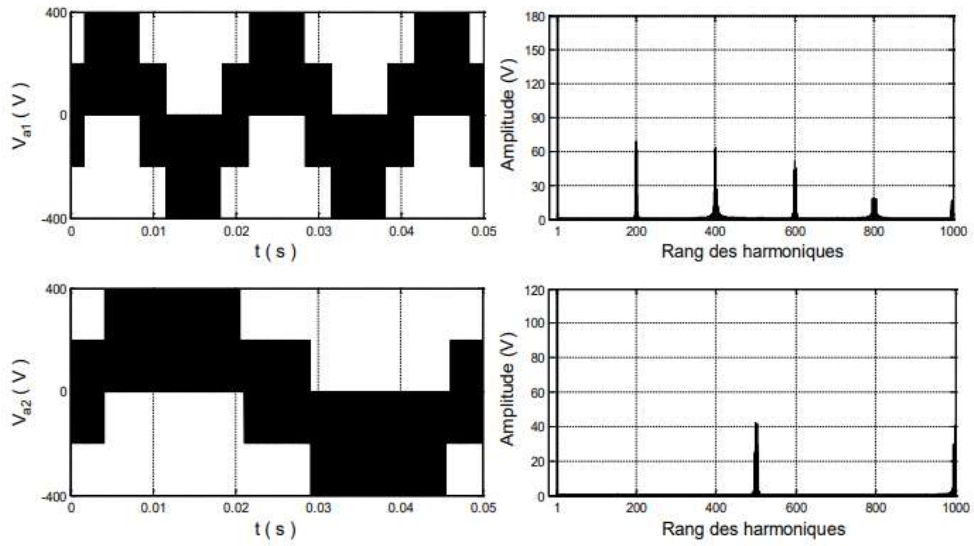


Figure II.9- La tension simple et son spectre d'harmonique des phases a1et a2($r_1 = 0.6, r_2 = 0.4$)

Cette stratégie est souvent appliquée dans le cas où les deux moteurs fonctionnent d'une manière dépendante, on trouve ce fonctionnement dans plusieurs applications telles que l'industrie de textile.

II.2.1.3 : Stratégie 3

Cette stratégie rendre le facteur d'utilisation du bus continu égale à l'unité par l'injection de l'harmonique d'ordre trois dans la référence.

Cette addition permet d'augmenter l'amplitude maximale du fondamental dans la tension de sortie.

Par l'injection de la composante d'harmonique d'ordre trois dans le signal de référence de l'onduleur, on obtient :

$$\begin{cases} v_{ak}^{*} = V_{mk} \,.sin(w_k \,.t) + v_{h3k}^{*} \\ v_{bk}^{*} = V_{mk} \,.sin(w_k \,.t - \frac{2\pi}{3}) + v_{h3k}^{*} \\ v_{ck}^{*} = V_{mk} \,.sin(w_k \,.t + \frac{2\pi}{3}) + v_{h3k}^{*} \end{cases}$$, (k=1,2)(II.13)

Avec : $v_{h3k}^{*} = \propto V_{mk} \,.\sin(3.w_k \,.t)$

On prend par exemple la tension de référencev_{a1}^{*}pour calculer la valeur optimale de $\propto$; donc on doit passer par le calcul de la dérivée de cette tension par rapport a $w_1 \,.t$

$$\frac{dv_{a1}^{*}}{w_1.t} = v_{m1}.\cos(w_1.t) + 3.\propto.v_{m1}.\cos(3.w_1.t) = 0 \qquad \text{(II.14)}$$

On a :

$$\text{Cos}\,(3.w_1.t) = 4.cos^3(w_1.t) - 3.\cos(w_1.t) \qquad \text{(II.15)}$$

La solution de l'équation (I-14) conduit à :

$$\cos\,(w_1.t) = \pm\sqrt{\frac{9.\propto-1}{12.\propto}} \qquad \text{(II.16)}$$

La tension de référence v_{a1}^{*} peut être mise aussi sous la forme :

$$v_{a1}^{*} = (1 + 3.\propto).v_{m1}.\sin(w_1.t) - 4.\propto.v_{m1}.sin^3(w_1.t) \qquad \text{(II.17)}$$

En substituant (I.16) dans (I.17), v_{a1}^{*} prend sa valeur maximale :

$$v_{a1}^{*,max} = 8.\propto.v_{m1}.\left(\frac{3.\propto+1}{12.\propto}\right)^{\frac{3}{2}} \qquad \text{(II.18)}$$

La valeur optimale du taux $\propto$ est égale à la valeur maximale de$v_{a1}^{*,max}$, tel que :

$$\frac{dv_{a1}^{*,max}}{d\ \propto} = v_{m1}.\left(\frac{6.\propto -1}{3.\propto}\right).\left(\frac{3.\propto +1}{12.\propto}\right)^{\frac{1}{2}} = 0$$

La valeur $\propto = -\frac{1}{3}$est exclue du fait qu'elle annule$v_{a1}^{*,max}$, ceci nous conduit à la valeur optimale de taux d'injection $\propto = \frac{1}{6}$

Le système (I.11) devient :

$$\begin{cases} v_A^* = v_{a_1}^* + v_{c_2}^* + v_{h3_1}^* + v_{h3_2}^* \\ v_B^* = v_{b_1}^* + v_{c_2}^* + v_{h3_1}^* + v_{h3_2}^* \\ v_C^* = v_{c_1}^* + v_{c_2}^* + v_{h3_1}^* + v_{h3_2}^* \\ v_D^* = v_{a_2}^* + v_{c_1}^* + v_{h3_1}^* + v_{h3_2}^* \\ v_E^* = v_{b_2}^* + v_{c_1}^* + v_{h3_1}^* + v_{h3_2}^* \end{cases} \quad \text{(II.19)}$$

Les paramètres de la simulation sont les mêmes que la stratégie 2.

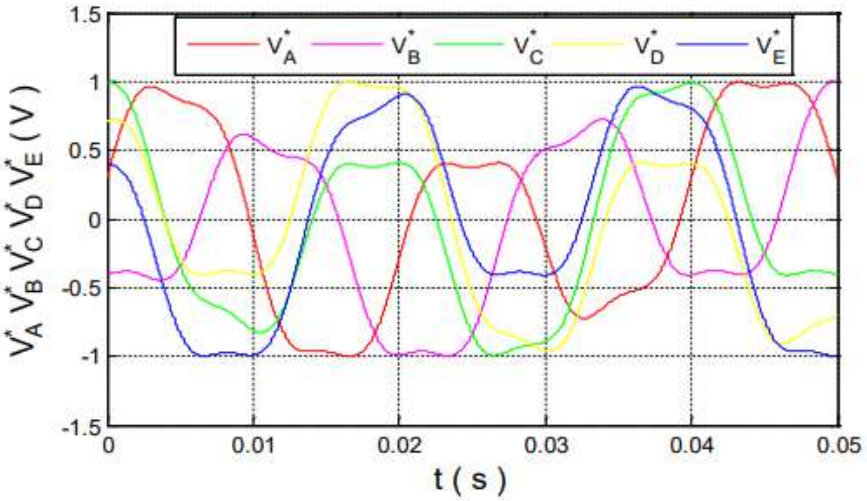
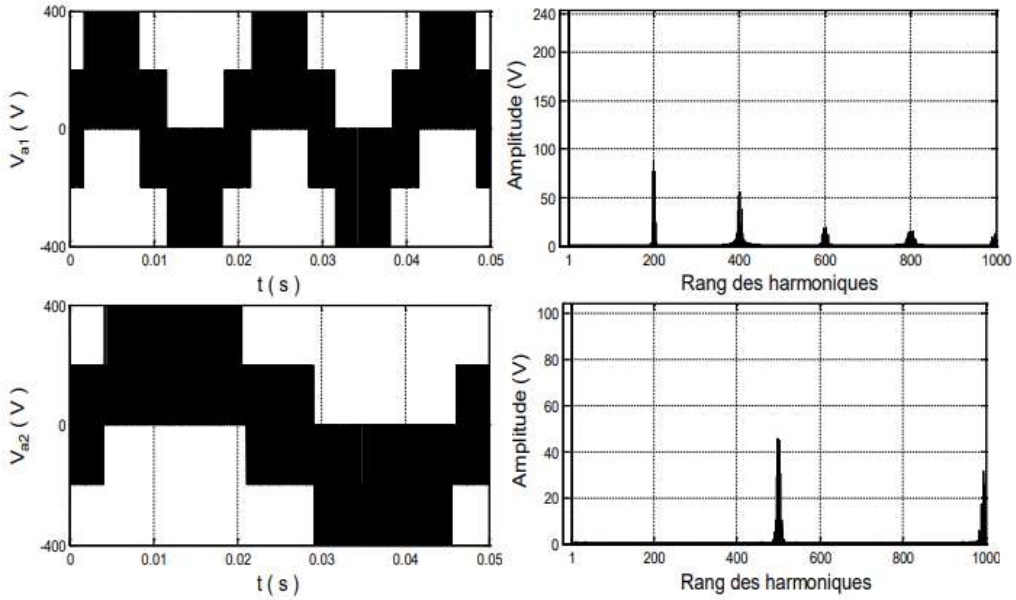


Figure II.10- Les différents signaux des tensions de référence



FigureII.11- La tension simple et son spectre d'harmoniques des phases a1***e***t a2

La figure. II.11 indique les tensions des phases et le spectre d'harmoniques.

L'allure des tensions des phases $a1$ et $a2$est similaire à l'allure générer par un onduleur triphasé à deux niveaux.

L'analyse harmonique montre que l'amplitude du fondamental des tensions simples des phases a1 et a2 sont respectivement 242.5 V et 104 V; ce qui donne un facteur d'utilisation du bus continu unitaire.

Les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence de la porteuse.

II.2.2 : Modulation vectorielle

La modulation vectorielle est basée sur la notion du vecteur de tension, qui est un vecteur virtuel calculé à partir d'un système de tensions triphasé. Les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur dépendent de la position de ce vecteur.

Donc pour l'onduleur à cinq bras et à partir de deux systèmes de tension triphasé de référence, on définit le vecteur de tension de sortie de la manière suivante:

$$v_{s_k} = v_{a_k} e^{j0} + v_{b_k} e^{-j\frac{2\pi}{3}} + v_{c_k} e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad ; (k = 1,2) \tag{II.20}$$

On effectue le passage du plan triphasé au plan biphasé d-q :

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \tag{II.21}$$

Dans le repère stationnaire d-q, le vecteur s'écrit:

$v_{s_k} = v_{d_k} + j.v_{q_k}$;(k=1,2) (II.22)

On définit le vecteur tension de référence par l'équation suivante :

$v_{s_k}^* = v_{a_k}^* e^{j0} + v_{b_k}^* e^{-j\frac{2.\pi}{3}} + v_{c_k}^* e^{j\frac{2.\pi}{3}}$;(k=1,2) (II.23)

Dans le repère d-q :

$v_{s_k}^* = v_{d_k}^* + j.v_{q_k}^*$;(k=1,2) (II.24)

L'onduleur triphasé possède 2^3 = 8 états possibles, chaque état correspond à une configuration donnée des bras de l'onduleur (Figure. II.12).

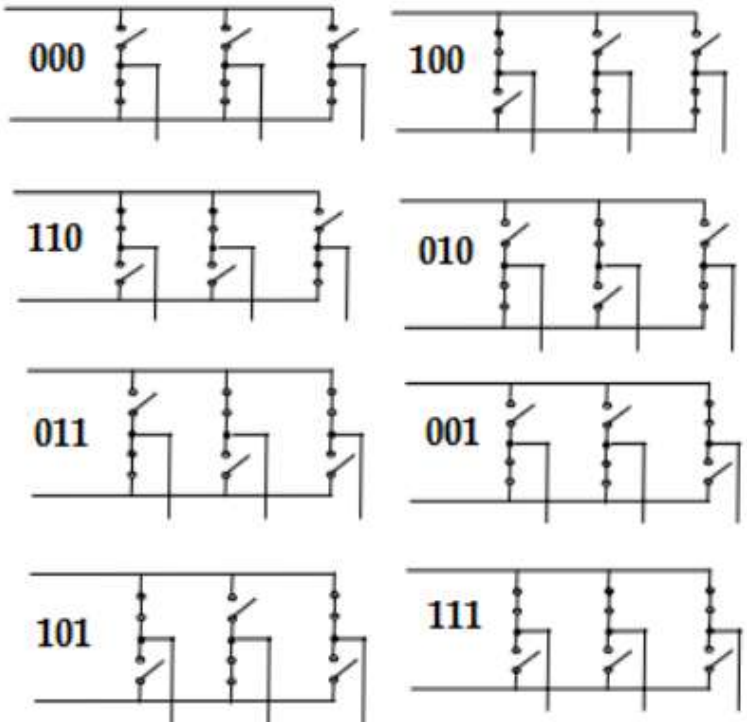


Figure II.12- Les huit états de l'onduleur à deux niveaux

Les huit états de l'onduleur provoquent huit positions discrètes pour le vecteur de tension de sortiecorrespondant.Six positions à tensions non nulles $(\overrightarrow{v_1}, \overrightarrow{v_2}, \overrightarrow{v_3}, \overrightarrow{v_4}, \overrightarrow{v_5}, \overrightarrow{v_6})$et deux positions à tensions nulles $(\overrightarrow{v_o}, \overrightarrow{v_7})$.Ses positions divisent le plan d-q en six secteurs triangulaires égaux (I, II, III, IV, V, VI) de largeur 60°. La figure. II.13 représente les positions du vecteur$v_{s_1}^* et\ v_{s_2}^*$ dans le plan d-q.

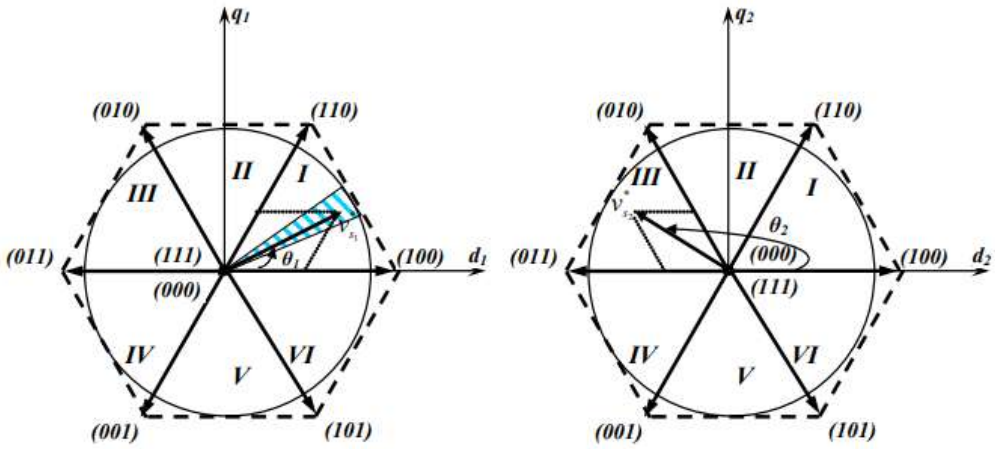


Figure. II.13- Diagramme vectoriels

$\theta_1 \; et \; \theta_2$: représentent la position angulaire des vecteurs $v_{s_1}^* et \; v_{s_2}^*$respectivement. L'objectif de la commande de l'onduleur est de rendre les tensions de sortie aussi proches que possible des trois tensions de référence sinusoïdale. Durant chaque période de commutation on applique une combinaison des vecteurs de tension de sortie, de sort que le vecteur de tension de référence coïncide avec la moyenne, sur la période d'échantillonnage de l'onduleur, du vecteur de tension de sortie, généré par les trois vecteurs $v_x, v_y \; et \; v_z$représentant les sommets du secteur triangulaire contenant le vecteur $v_{s_k}^*$:

$$\overrightarrow{v_{s_k}} = \overrightarrow{v_{s_k}^*} = d_x \, . v_x + d_y . v_y + d_z . v_z \qquad \text{(II.25)}$$

On prend l'exemple pour le vecteur $v_{s_k}^*$appartient au premier secteur :

$$\overrightarrow{v_{s_k}} = \overrightarrow{v_{s_k}^*} = d_{x_1} \, . v_{x_1} + d_{2_k} . v_{2_k} + d_{0_k} . (v_{0_k} ou v_{7_k}) \qquad \text{(II.26)}$$

Avec :

$$d_{1_k} = \frac{T_{1_k}}{T_s}; \; d_{2_k} = \frac{T_{2_k}}{T_s} \; ; d_{0_k} = \frac{T_{0_k}}{T_s} \qquad \text{(II.27)}$$

T_s:Période d'échantillonnage de l'onduleur.

$T_{1_k}, T_{2_k}, T_{0_k}$: $Durées \; d^{'} application \; des \; vecteurs \; \overrightarrow{v_{1_k}}, \overrightarrow{v_{2_k}} \; et \; \overrightarrow{v_{0_k}} \; (ou \; \overrightarrow{v_{7_k}})$ respectivement à la sortie de l'onduleur.

$$T_s = T_{1_k} + T_{2_k} + T_{0_k} \; et \; \; d_{1_k} + d_{2_k} + d_{0_k} = 1 \qquad \text{(II.28)}$$

On peut déterminer les rapports $d_{1_k}, d_{2_k} et \; d_{0_k}$ par les équations suivantes :

$$d_{1_k} = r_1 \, . \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_1\right) \Rightarrow \; d_{j_k} = r_k . \sin(\frac{\pi}{3} - \theta_1)$$

$d_{2_k} = r_2.\sin(\theta_1) \Rightarrow d_{l_k} = r_k.\sin(\frac{\pi}{3} - \theta_1)$; k=1,2 ; j=1..6 ; l=1..6 ; (l≠ j) (II.29)

$d_{0_k} = 1 - d_{1_k} - d_{2_k} \Rightarrow d_{0_k} = 1 - d_{j_k} - d_{l_k}$

Dans ces conditions, l'ensemble des secteurs possibles pour le vecteur $v_{s_k}^*$ constitue la forme hexagonale délimitée par les six positions discrètes du vecteur tension de sortie $v_{s_k}^*$ (Figure II.13).

Pour éviter les harmoniques de tension résultantes de la forme non circulaire de cet hexagone, on impose au vecteur $v_{s_k}^*$ de se positionner à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone, comme indiqué sur la figure. II.13.

La période d'échantillonnageT_S représente une fraction minime de la période des tensions de référence. Elle corresponde à un intervalle de largeur sur le diagramme vectoriel $(T_s/T).2\pi$, appelé intervalle d'échantillonnage. Cet intervalle est représenté par la partie hachurée de la figure. II.13

La séquence d'application des différents vecteurs pendant chaque période de commutation peut être effectuée de plusieurs manières. On choisit la séquence à appliquer de manière à satisfaire deux objectifs : La minimisation des harmoniques de la tension de sortie ; et la minimisation du nombre de commutations par période, c.à.d. la minimisation des pertes par commutation.

Dans un secteur donnée i, on applique en générale la séquence suivante des vecteurs de tension durant chaque période de commutation :

$|\overrightarrow{v_{0_k}} \quad \overrightarrow{v_{j_k}}\overrightarrow{v_{l_k}} \quad \overrightarrow{v_{7_k}}|\overrightarrow{v_{7_k}} \quad \overrightarrow{v_{l_k}}\overrightarrow{v_{j_k}} \quad \overrightarrow{v_{0_k}}|$ Si s =1,3 ou 5

$|\overrightarrow{v_{0_k}} \quad \overrightarrow{v_{l_k}}\overrightarrow{v_{j_k}} \quad \overrightarrow{v_{7_k}}|\overrightarrow{v_{7_k}} \quad \overrightarrow{v_{j_k}}\overrightarrow{v_{l_k}} \quad \overrightarrow{v_{0_k}}|$Si s = 2,4 ou 6 (II.30)

A partir de cette séquence des états, on déduit les fonctions logiques associées aux interrupteursF_{ij} .

Leurs formes sur une période d'échantillonnage dans l'un des secteurs sont indiquées sur la figure.II.14.

On remarque que chaque interrupteur change son état deux fois seulement par période d'échantillonnage.

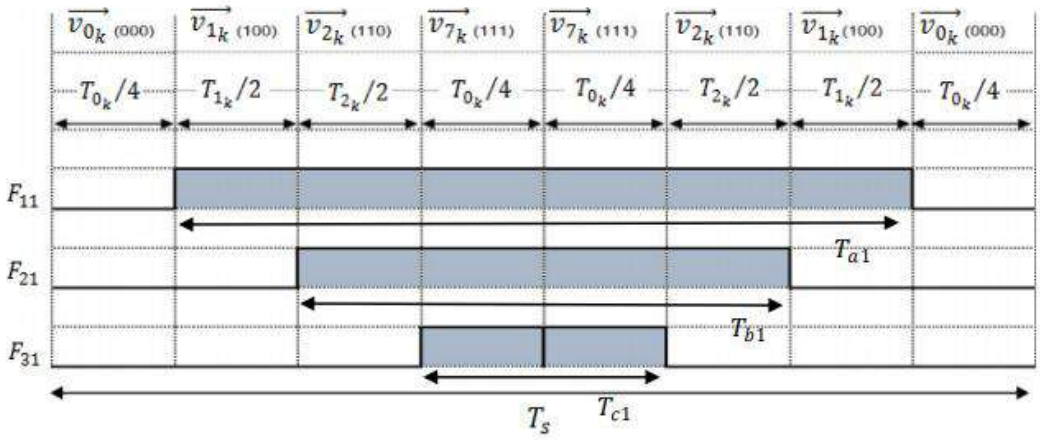


Figure. II.14- Forme de signaux de commande dans le secteur 1

II.2.2.1 :Stratégie 1

Son principe est simple ; il est basé sur l'utilisation de deux périodes d'échantillonnage successive, pour que les deux moteurs alimentent d'une façon alternative. Pendant la première période d'échantillonnage le premier moteur est alimentée c'est-à-dire l'application l'un parmi les six vecteurs de tension non nul ($\vec{v}_1, \vec{v}_2, \vec{v}_3, \vec{v}_4, \vec{v}_5, \vec{v}_6$), alors que le deuxième moteur est en court-circuit au moyen de l'application l'un parmi les deux vecteur de tension nul ($\vec{v}_0, \vec{v}_7$) et vis versa pendant la deuxième période de d'échantillonnage.

Cette stratégie exploite seulement 14 états parmi les 32 (2^5) possible de l'onduleur à cinq bras.

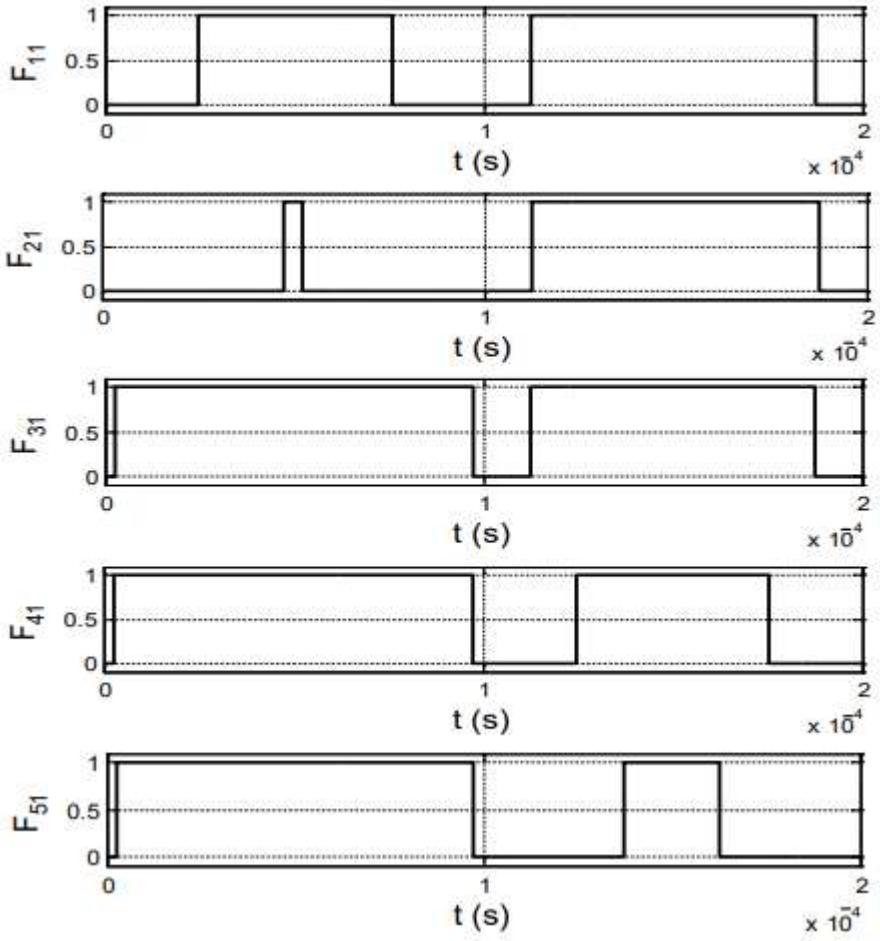


Figure. II.15 : Forme des signaux de commande

La tension maximale disponible pour chaque moteur est limitée à 50% de la tension du bus continu c'est-à-dire :

$$\begin{cases} VUF_{1_{max}} = VUF_{2_{max}} = 0{,}5 \\ r_{1_{max}} = r_{2_{max}} = 1 \end{cases} \quad \text{(II.31)}$$

La tension du bus continu : $E = 600V$

La fréquence des tensions de référence : $f1 = 50\ Hz, f2 = 20\ Hz$

La fréquence d'échantillonnage : $fs = 10\ k\text{Hz}$

Le taux de modulation des tensions de référence : $r1 = 0.9,\quad r2 = 0.5$

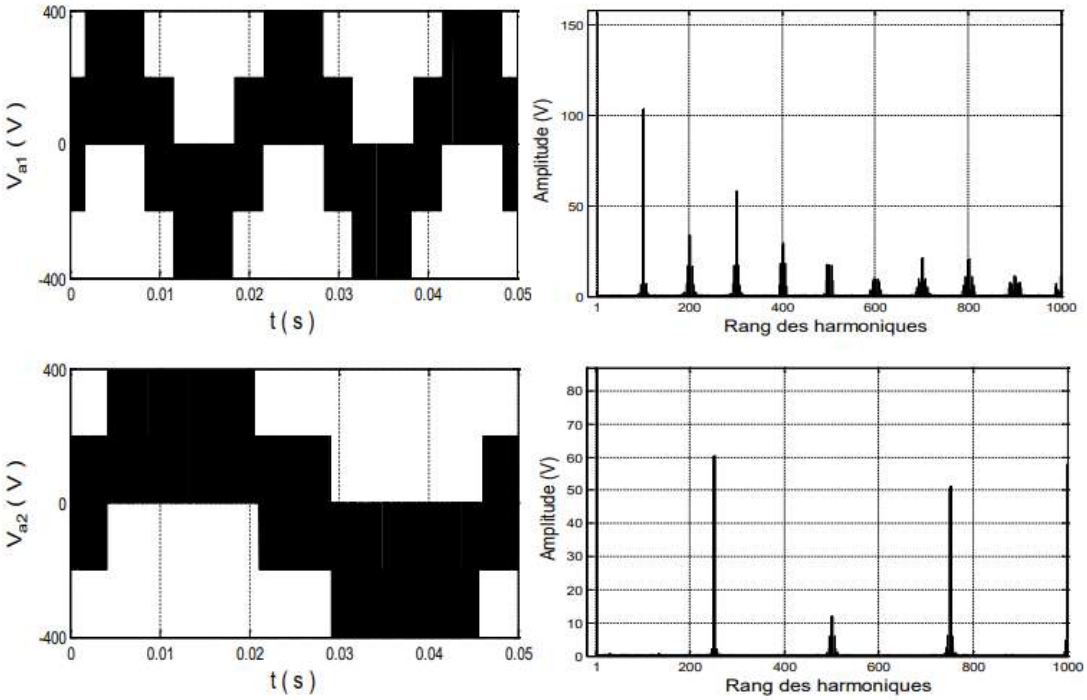


Figure. II.16- La tension simple et son spectre d'harmonique des phases a1et a2

De la figure.II.16, l'allure des tensions des phases $a1$et $a2$ est similaire à l'allure quand on génère ces tensions à partir d'un onduleur triphasé à deux niveaux avec la moitié de la tension du bus continu. Si un onduleur triphasé à deux niveau alimenté par 300 V, et un taux de modulation r_k= 0.9; l'amplitude du fondamental est : $300.r_k\ /\ \sqrt{3}$, ce qui est montré par les résultats de simulation par un onduleur à cinq bras. Les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la moitié de la fréquence de la porteuse.

II.2.2.2 : Stratégie 2

C'est une amélioration de la stratégie 1, qui permet à l'un des moteurs de fonctionner à grande vitesse à condition que le deuxième moteur fonctionne à basse vitesse.

En d'autres termes, un mécanisme pour une distribution adéquate de la tension de bus continue, afin que les besoins des deux moteurs soient automatiquement satisfaits. La méthode est basée sur une simple sommation des durées d'application des vecteurs (T_{1k}, T_{2k}, T_{7k}) générés par la modulation vectorielle respective de chaque moteur :

$$\begin{cases} T_A = T_{a_1} + T_{c_2} \\ T_B = T_{b_1} + T_{c_2} \\ T_C = T_{c_1} + T_{c_2} \\ T_D = T_{a_2} + T_{c_1} \\ T_E = T_{b_1} + T_{c_1} \end{cases} \quad \text{(II.32)}$$

$$VUF_1 + VUF_2 = 1$$

$$r_1 + r_2 = 1 \quad \text{(II.33)}$$

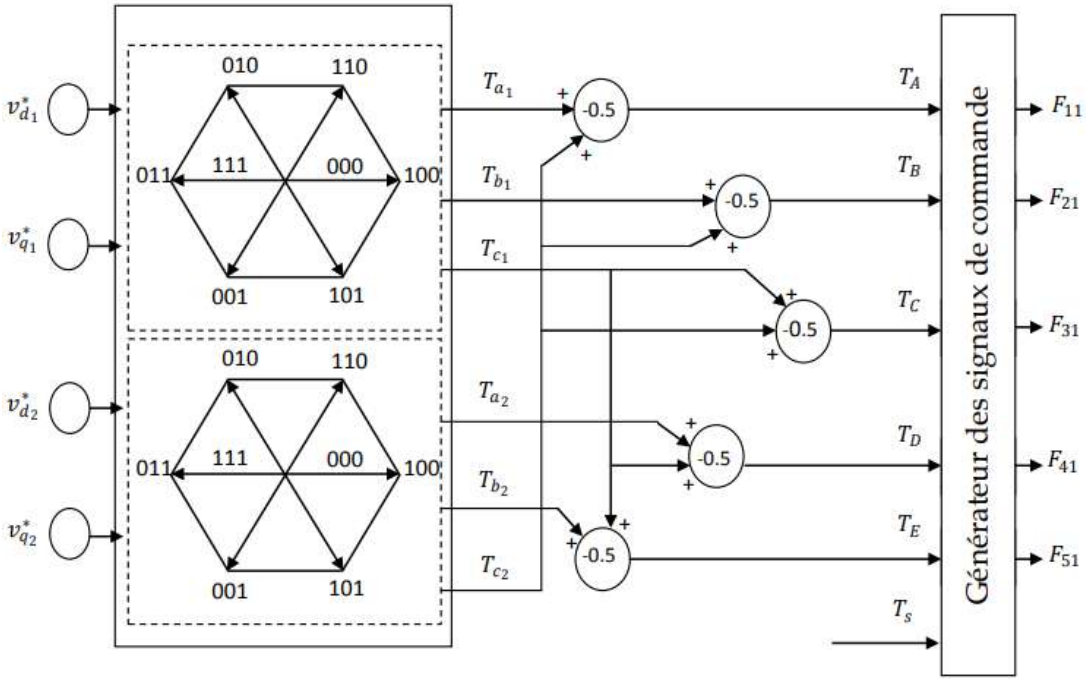


Figure. II.17- Schéma de principe de la stratégie

Cette stratégie exploite tous les 32 états possibles de l'onduleur à cinq bras. Les fonctions de commande de l'onduleur à cinq bras sont indiquées dans la figure.II.18 :

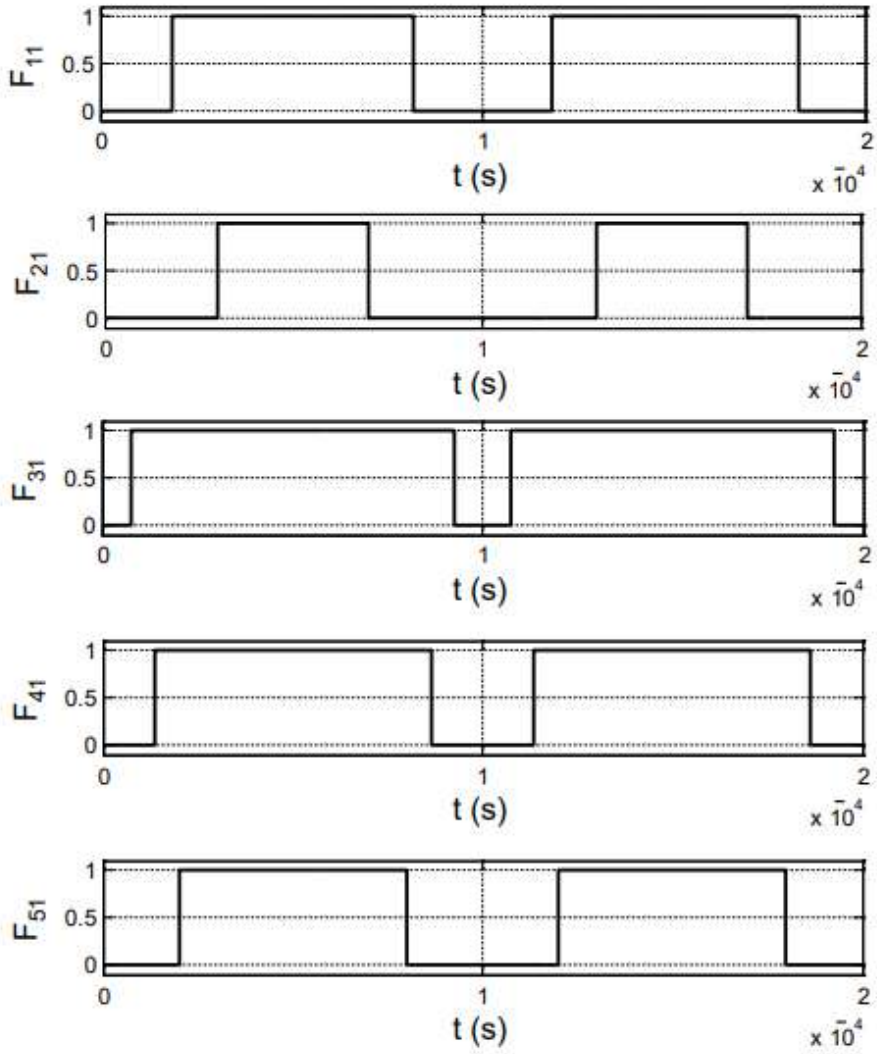


Figure. II.18- Forme des signaux de commande

Paramètres de simulation sont :

La tension du bus continu : $E = 600V$

La fréquence des tensions de référence : $f1 = 50\ Hz$, $f2 = 20\ Hz$

La fréquence d'échantillonnage : $fs = 10\ k$Hz

Le taux de modulation des tensions de référence : $r_1 = 0.45, r_2 = 0.25$

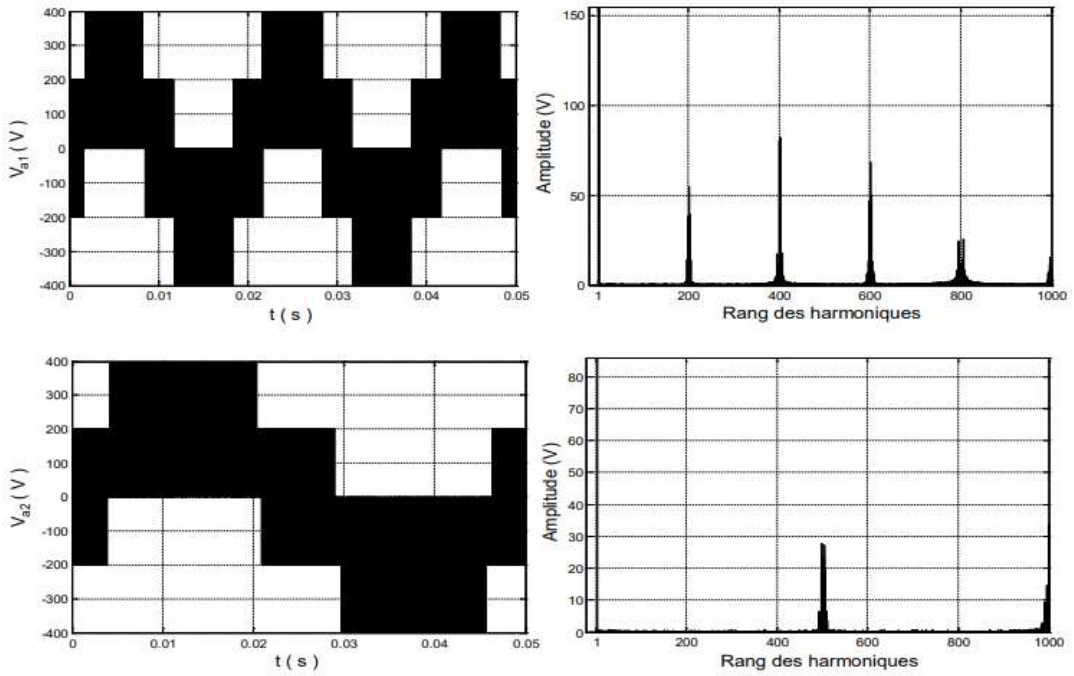


Figure.II.19- La tension simple et son spectre d'harmoniques des phases a1et a2

Les tensions de sortie sont presque : 156 V et 86 V respectivement, donc on constate pour cette stratégie que l'allure des tensions des phases a1 et a2 est similaire à l'allure quand on génère ces tensions à partir d'un onduleur triphasé à deux niveaux avec la tension complète du bus continu ($600.r_k$ / $\sqrt{3}$). Les harmoniques se regroupent en familles centrées autour de $10Kh\ z$ et multiple de $10Kh\ z$.

II.3 : Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté quelques stratégies de la commande de l'onduleur triphasé à cinq bras. La commande de l'onduleur soit par la modulation sinusoïdale ou soit par la modulation vectorielle, nous a permis de générer deux systèmes de tension triphasé chaque un à sa propre fréquence et taux de modulation.

Nous avons présenté les résultats de simulation de la commande de l'onduleur, ces résultats montrent que la troisième stratégie de la modulation sinusoïdale offre les meilleures performances.

La première stratégie de la modulation vectorielle exploite seulement 14 états parmi les 32 états possibles de l'onduleur à cinq bras, de plus elle est moins performante au terme contenu harmonique. Par contre, la deuxième stratégie exploite tous les 32 états possibles de l'onduleur à cinq bras, est permet l'allocation du bus continu disponible selon les besoins de chaque moteur.

Chapitre III

Commande indépendante de deux MAS alimentées par onduleur à cinq bras

Introduction

III.1 MODELISATION D'UNSYSTEME DE DEUX MACHINES ASYNCHRONES PENTAPHASEES

I1 est supposé pour la modélisation, que toutes les hypothèses standards dela théorie générale des machines électriques sont applicables , y compris celle relatif à la distribution sinusoïdale du champ résultant dans la machine.

Le modèle du circuit électrique est d'ordre 15, i1 peut être représenté sous une forme matricielle par:

$$[v]=[R][i]+\frac{d([L][i])}{dt} \tag{III.1}$$

Avec : $[R]=\begin{bmatrix}[R_{s1}]+[R_{s2}] & [0] & [0]\\ [0] & [R_{r1}] & [0]\\ [0] & [0] & [R_{r2}]\end{bmatrix}$ $\quad [L]=\begin{bmatrix}[L_{s1}]+[L_{s2}] & [L_{sr1}] & [L_{sr2}]\\ [L_{sr1}] & [L_{r1}] & [0]\\ [L_{sr2}] & [0] & [L_{r2}]\end{bmatrix}$ (III.2)

$$[v]=\left[\ [v^{inv}],[0],[0]\right]^T, \qquad [i]=\left[\ [i^{inv}],[0],[0]\right]^T \tag{III.3}$$

$$\begin{aligned}\underline{v}^{inv}&=[V_A,V_B,V_C,V_D,V_E]^T\\ \underline{i}^{inv}&=[i_A,i_B,i_C,i_D,i_E]^T\\ \underline{i}^{r1}&=[i_{ar1},i_{br1},i_{cr1},i_{dr1},i_{er1}]^T\\ \underline{i}^{r2}&=[i_{ar2},i_{br2},i_{cr2},i_{dr2},i_{er2}]^T\end{aligned} \tag{III.4}$$

En appliquant la transformation de Clark aux vecteurs tension et courant de l'onduleur on aura:

$$\begin{bmatrix}V_\alpha\\ V_\beta\\ V_x\\ V_y\\ V_0\end{bmatrix}=\underline{C}\begin{bmatrix}v_{as1}+v_{as2}\\ v_{bs1}+v_{cs2}\\ v_{cs1}+v_{es2}\\ v_{ds1}+v_{bs2}\\ v_{es1}+v_{ds2}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}v_{\alpha s1}+v_{xs2}\\ v_{\beta s1}+v_{ys2}\\ v_{xs1}+v_{\alpha s2}\\ v_{ys1}+v_{\beta s2}\\ 0\end{bmatrix} \tag{III.5}$$

Avec C est la matrice de Clark

$$\begin{aligned}i_\alpha&=i_{\alpha s1}=i_{xs2}\\ i_\beta&=i_{\beta s1}=-i_{ys2}\\ i_x&=i_{xs1}=i_{\alpha s2}\\ i_y&=i_{ys1}=i_{\beta s2}\end{aligned} \tag{III.6}$$

Il résulte que les courants α,β de l'onduleur représentent simultanément les courants α,β (production flux / couple) de la machine 1, alors quelles apparaissent comme des courants x-y pour la machine 2 . D'autre part, les courant x-y de l'onduleur sont respectivement égaux aux courants α,β (production flux / couple) de la machine 2.

Alors que le couple électromagnétique et le flux dune machine sont produits uniquement par les courants α,β, il s'ensuit que le flux et le couple de la machine 1 peuvent être contrôlés au moyen des courants α,β de l'onduleur; même chose; le flux et le couple de la machine 2 peuvent être contrôlés au moyen des courants x-y de l'onduleur.

III.2 COMMANDE VECTORIELLE D'UN SYSTEME MULTI MACHINES POLYPHASEE

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la vitesse d'une machine asynchrone réside dans le fait que le couple et leflux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une se répercute sur l'autre.

Les machines asynchrones ont fait l'objet de nombreuses études validant les concepts d'augmentation de couple massique en mode normal et de fonctionnement en mode dégradé. Le fait que c'est l'alimentation/commande qui impose la magnétisation de la machine permet de contrôler les harmoniques présents dans le flux. De ce fait on peut se placer dans des conditions où les hypothèses se fondant sur une approche au premier harmonique se vérifient, notamment en mode dégradé.

Dans ce qui suit, nous essayons decommander defaçonindépendante deux machines asynchrone à cinq phases dont les bobinages ont été mis en série à travers un seul onduleur 5 bras.

III.2.1 Principe de la commande vectorielle

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse ou la position.

Pour la machine asynchrone polyphasée, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique.

L'expression du couple électromagnétique de la machine asynchrone polyphasée est donnée par (III.7):

$$C_{em} = PL_m\left[\left(i_{\alpha r} i_{\beta s} - i_{\beta r} i_{\alpha s}\right)\cos\theta - \left(i_{\alpha r} i_{\beta s} + i_{\beta r} i_{\alpha s}\right)\sin\theta\right] \qquad \text{(III.7)}$$

Puisque les flux et le couple sont indépendant des composants x/y, le schéma de la commande vectoriel pour la machine asynchrone à n phases est la même qu'une machine triphasée, sauf que la transformation de coordonné comporte la création de n courants de phase indépendants (plus que trois) de la référence du stator.

III.2.2 Commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone pentaphasée

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais simplement sa position calculée en fonction des grandeurs de référence. Cette méthode élimine donc le besoin d'utiliser un capteur de flux, mais nécessite d'utilisation d'un capteur de vitesse rotorique.

Le schéma de réglage de la vitesse de la machine est donné par la figure suivante :

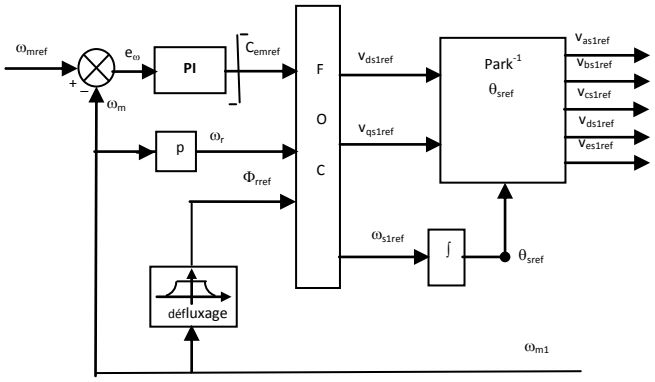


Figure III.1 : Schéma de la commande vectorielle indirect d'une machine asynchrone.

III.3.1. Régulation PI de vitesse

A. Synthèse du régulateur

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. Les régulateurs utilisés dans notre étude sont des correcteurs à action proportionnelle-intégrale (PI).

Le schéma de régulation de la vitesse est présenté sur la figure suivante :

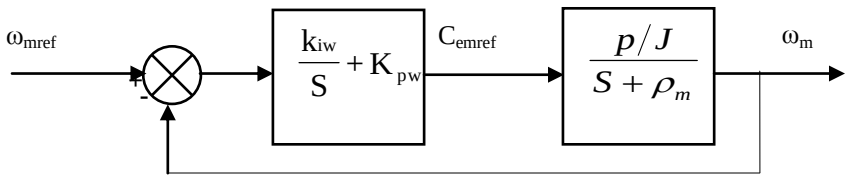


Fig. III.2 : Schéma réduit de régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{\omega m}{\omega ref} = \frac{(k_{iw} + k_{pw}S)\frac{p}{J}}{S^2 + (\rho_m + k_{pw}\frac{p}{J})S + k_{iw}\frac{p}{J}} \qquad \text{(III.8)}$$

En imposant une paire de pôles complexe conjugués $S_{1,2}=-\rho\pm j\rho$.

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$k_{pw}=(2\rho-\rho_m)J/p$ (III.9)

$k_{iw}=2\rho^2 J/p$

La commande doit être limité par un dispositif de saturation définie par :

$C_{emref}[k]$ si $C_{emref}[k]| \leq C_{em}^{max}$ (III.10)

$C_{em}^{max} sign(C_{emref}[k])$ si $C_{emref}[k] \geq C_{em}^{max}$

avec

$C_{em}^{max} = 30Nm$;

Cette limitation provoque un effet d'emballement (effet windup), il faut donc associer le régulateur à un système d'anti-windup.

$$e_{\omega}^{L}[k] = e_{\omega}[k] \quad \frac{1}{k_{p\omega} + hk_{i\omega}} (C_{mref}[k] - C_{mref}[k](\text{limité})) \quad \text{(III.11)}$$

e_{ω}^{L} :L'erreurde vitesse qui aurait produit le couple de sortie du régulateur obtenu après la fonction de saturation

B. Les résultats de simulation

Les performances de la commande indirecte avec régulation PI de vitesse de la machine asynchronepentaphasée ont été visualisées pour une variation de vitesse à l'instant t=1s.

on constate que :

–La vitesse atteint sa valeur de consigne au bout de (0,4s) avec un petit dépassement). Le rejet de perturbation est effectué pendant (0,05s).

–Le couple électromagnétique compense le couple de charge et atteint au démarrage une valeur (15N.m).

–Le courant statorique ias1 a une allure sinusoïdale et présente au démarrage un pic de courant de 10A.

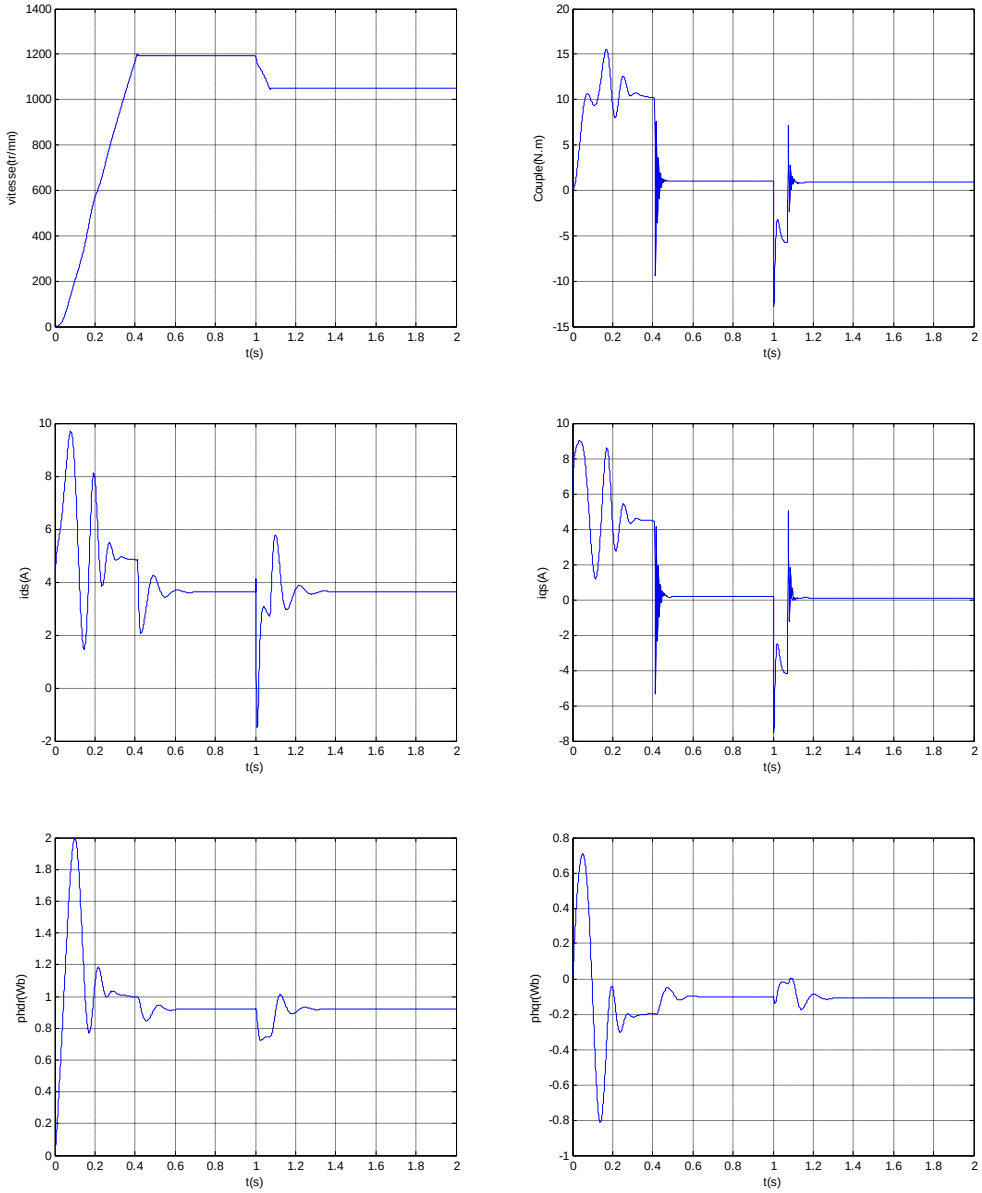


Fig. III.3 : Réglage de vitesse d'une machine pentaphasée par un régulateur PI.

III.3.2. Régulation floue de vitesse

A. Structure générale d'un système flou

Chaque système basé sur la logique floue est composé de quatre blocs principaux (Figure III.4))

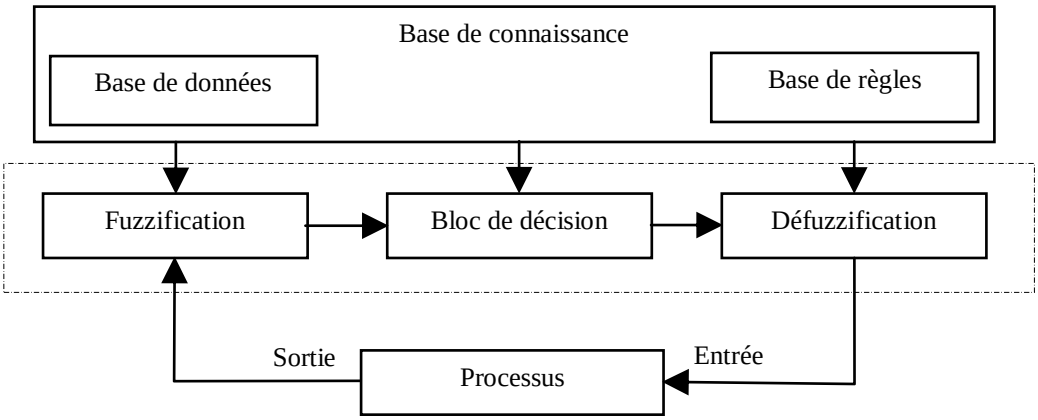


Fig.III.4 : Structure générale d'un système basé sur la logique floue.

- Base de connaissance : règles et paramètres des fonctions d'appartenance.
- Bloc de décision ou le moteur d'inférence : inférence des opérations sur les règles.
- Fuzzification : transformation des entrées précises en degrés d'appartenance.
- Défuzzification : transformation des résultats flous en sorties précises.

B. Régulateur flou

La commande floue aux mêmes objectifs de régulation et de poursuite qu'une commande réalisée en automatique classique. Cependant, il est possible de se passer d'un modèle explicite du procédé à commander. C'est le plus souvent, le savoir-faire d'un expert ou d'opérateurs qualifiés manipulant le procédé qui est pris en compte pour l'élaboration de la loi de commande.

Cette approche est basée sur deux concepts essentiels : celui de la décomposition d'une plage de variation d'une variable sous forme de nuances linguistique : « faible, moyen, élevé …..», et sur règles provenant de l'expertise de l'opérateur humain, qui expriment, sous forme linguistique, comment doivent évoluer les commandes du système en fonction des variables observées.

« **Si** l'erreur est positivement grande

Etla variation de l'erreur est positivement grande

Alorsla variation de la sortie est négative »

Ces concepts sont basés sur une partie de la théorie des sous-ensembles flous introduite par Zadeh.

Un régulateur flou peut être présenté de différentes façons, mais en générale la présentation adoptée se scinde en trois parties : la fuzzification qui permet de passer de variables réelles à des variables floues, le cœur du régulateur représenté par les règles reliant les entrées et

sorties, et enfin l'inférence et la défuzzification qui permettent à partir des ensembles flous d'entrée de déterminer la valeur réelle de sortie, (Figure III.5). L'ensemble des entrées du procédé et noté U (ensembles des actions calculées par le régulateur flou appliqué au procédé commandé). L'ensemble des sorties observées S, l'ensembles des consignes C et l'ensemble des entrées du régulateur flou X (par exemple : taille, température, vitesse…). L'ensemble des gains de normalisation des entrées GE et les gains de sorties GS du régulateur permettent d'adapter le domaine normalisé de définition des différentes variables.

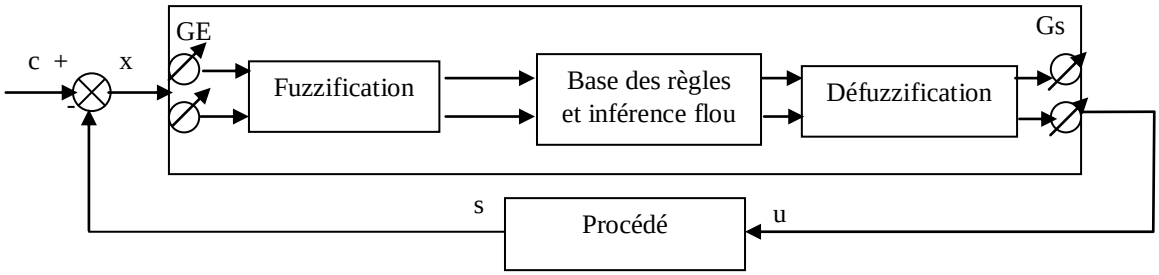


Fig. III.5 : Schéma de principe de la régulation floue (FLC).

B.1. Fuzzification des entrées

L'objectif de la fuzzification est de transformer les variables déterministes d'entrée en variables floues, c'est-à-dire en variables linguistiques, en définissant des fonctions d'appartenance pour ces différentes variables d'entrée.

Les grandeurs physiques d'entrée X sont réduites à des grandeurs normalisées x dans une plage de variation, souvent, appelée univers de discours, qui peut être soit discret, soit continu. Bien souvent, cet univers de discours est borné, en appliquant une limitation sur la valeur numérique de $|x| \leq 1$, pourpallier le problème des grandes variations de X. Les gains de normalisation caractérisent des facteurs d'échelles d'entrée x et X.

Dans le cas d'un univers de discours continu, le nombre de valeur linguistique (négative petite, négative moyenne, positive grande,……), représenté par des fonctions d'appartenance, pour une variable x_1 peut varie (par exemple trois, cinq ou sept). Un exemple de fuzzification continue est illustré (figure III.6) pour une seule variable de x, avec les fonctions d'appartenance triangulaire ; les valeurs linguistique correspondantes sont caractérisées par des symboles tel que :

NG: négative grande ; NM: négative moyenne ; NP: négative petite ; ZE: zéro environ ;
PP: positive petite ; PM: positive moyenne ; PG: positive grande.

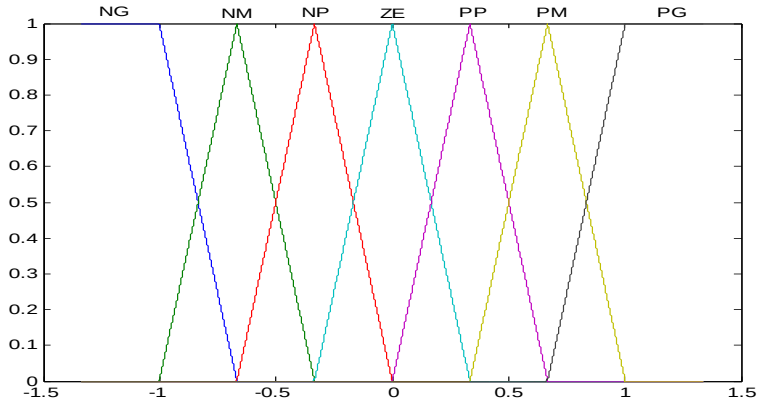


Fig. III.6: Fuzzification continue avec sept fonctions d'appartenance.

B.2. Base des règles et inférence floue

Les floues représentent le cœur du régulateur, est permettent d'exprimer sous forme linguistique les variables d'entrée du régulateur aux variables de commande du système.

Un type de règle peut-être par exemple :

Si x_1 est ‘’positif grand ‘’ et x_2 est ‘‘zéro environ ‘’ alors u est ‘’ négatif grand ‘’.

Où x_1 et x_2 représentent deux variables d'entrée du régulateur telles que : l'écart de réglage, sa variation et u la commande. L'expérience dans l'élaboration de ces règles joue un rôle important.

Une représentation graphique de l'ensemble des règles, appelée matrice d'inférence ou table des règles, permet de synthétiser le cœur de régulateur flou.

La table III.1 représente une table d'inférence pour les deux variables linguistiques d'entrée l'erreur de vitesse « e_w » et la variation de cette dernière « Δe_w » et la variable de sortie « u »

$\Delta \setminus e$	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	*PG*
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	*ZE*
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	*PP*
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	*PM*
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	*PG*
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	*PG*
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	*PG*
PG	*ZE*	*PP*	*PM*	*PG*	*PG*	*PG*	*PG*

III.1 : Tableau de calcul de la variation commande de la Δu.

B.3. Défuzzification

La défuzzification fournit une action de contrôle à partir d'une action floue.

Il existe plusieurs méthodes de défuzzification à noter :

- **Méthode de maximum**

De l'ensemble flou résultant C', on choisit comme valeur significative u, celle pour la quelle la fonction d'appartenance $\mu c_i'(u)$ est maximale. Cependant, cette méthode présent un certaine inconvénient lorsqu'il existe plusieurs valeurs pour lesquelles $\mu c_i'(u)$ est maximale.

- **Méthode du centre de gravité**

Le résultat de la défuzzification est le centre de gravité de la surface de l'ensemble flou $\mu c_i'(u)$ donnée par :

Version continue

$$u = \frac{\int_u uc'(u).udu}{\int_u uc'(u)du} \qquad \text{(III.12)}$$

Version discrète

$$u = \frac{\sum_i u_i.\mu c'(u_i)}{\sum_i \mu c'(u_i)} \qquad \text{(III.13)}$$

- **Méthode des hauteurs pondérées**

Cette méthode effectue une moyenne pondérée entre les centres de gravité de la conséquence des règles :

$$u = \frac{\sum_i^m \omega_i.C_i.\psi_i^2}{\sum_i^m \omega_i.\psi_i^2} \qquad \text{(III.14)}$$

- **Méthode des hauteurs pondérées modifiées**

On fait intervenir, dans la détermination de la sortie u en plus du centre de gravité C_i la largeur ψ_i de chaque fonction d'appartenance de la conséquence par :

$$u = \frac{\sum_{i}^{m} \omega_i . C_i . \psi_i^2}{\sum_{i}^{m} \omega_i . \psi_i^2} \qquad \text{(III.15)}$$

La largeur ψ_i de la fonction d'appartenance de la conséquence $\mu c_i'(u)$ peut être prise comme la base des fonction du type trianguler ou trapézoïdal.

C. Réglage de la vitesse par régulateur flou

La figure III.7 présente le schéma de principe d'un régulateur flou (FLC, fuzzy logique-controller) proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie.

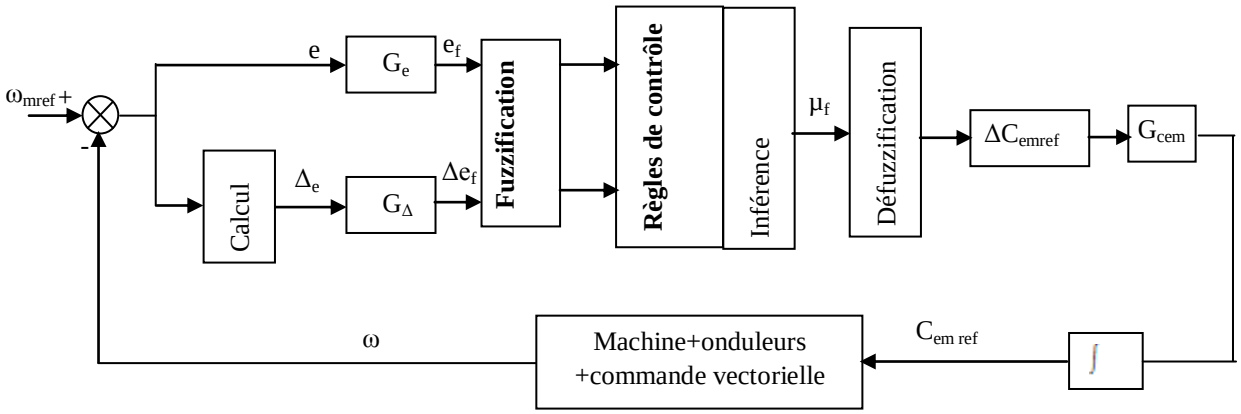


Fig. III .7 Schéma bloc d'un régulateur flou (FLC).

D'après ce schéma, le régulateur est composé:

- D'un bloc de calcul de la variation de l'erreur :

L'erreur (e) et sa variation (Δe) sont normalisées comme suit :

$$x_e = \frac{e}{G_e} \qquad \text{(III.16)}$$

$$x_{\Delta e} = \frac{\Delta e}{G_{\Delta e}} \qquad \text{(III.17)}$$

$G_e, G_{\Delta e}$ et $G_{\Delta u}$ représentent les gains d'adaptation et de normalisation. Ils jouent un rôle extrêmement important. En effet, ces gains fixeront les performances de la commande.

- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation :

Pour lafuzzificationde l'erreur (e) et sa variation (Δe) de vitesse on prend les fonctions d'appartenances triangulaire pour l'univers de discoure suivant :

$NG_{e,\Delta e} = \max(\min(1, -(x+b)/(c-b)), 0)$,

$NM_{e,\Delta e} = \max(\min((x+c)/(c-b), -(x+a)/(b-a)), 0)$,

$NP_{e,\Delta e} = \max(\min((x+b)/(b-a), -x/a), 0)$

$ZE_{e,\Delta e} = \max(\min(x/a+1, -x/a+1), 0)$

$PP_{e,\Delta e} = \max(\min(x/a, (-x+b)/(b-a)), 0)$

$PM_{e,\Delta e} = \max(\min((x-a)/(b-a), (-x+c)/(c-b)), 0)$

$PG_{e,\Delta e} = \max(\min(1, (x-b)/(c-b)), 0)$

Avec : a, b, c, d : constantes ; x prendre e_f ou Δe_f.

- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en une valeur numérique : Dans cette étape la variation de la commande ΔC_{emref} est calculée selon le (tableau (III.1)). La défuzzification de ΔC_{emref} par la méthode de moyenne pondérée.

$$\Delta U = \frac{\sum_{i=1}^{n} u_i \mu_{\Delta u_i}}{\sum_{i=1}^{n} \mu_{\Delta \mu_i}} \qquad \text{(III.18)}$$

- D'un bloc de Normalisation de la commande ΔC_{emref} qui doit être multiplie par G_{cem}.

C.1. La loi de commande

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation μ=f(e, Δe) par conséquence, l'activation de l'ensemble des règles de décision donne la variation de la commande (Δμ) nécessaire, permettant l'ajustement d'une telle commande μ.

La forme la plus générale de cette commande est :

$$C_{emref}(k+1) = C_{emref}(k) + G_{cem}\Delta C_{emref} \qquad \text{(III.19)}$$

Où : G_{cem} gain associer à la commande $C_{emref}(k+1)$, en général choisi faible pour assurer la stabilité du système.

ΔC_{emref} : La variation de la commande.

D. Simulation numérique

Le principe de la commande est le même que celui déjà présenté dans la figure 4.5 mais en remplaçant le régulateur classique de vitesse avec un régulateur flou type PI.

(tableau (III.1)). La défuzzification de ΔC_{emref} par la méthode de moyenne pondérée.

$$\Delta U = \frac{\sum_{i=1}^{n} u_i \mu_{\Delta u_i}}{\sum_{i=1}^{n} \mu_{\Delta \mu_i}} \quad \text{(III.20)}$$

- D'un bloc de Normalisation de la commande ΔC_{emref} qui doit être multiplie par G_{cem}.

C.1. La loi de commande

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation $\mu=f(e, \Delta e)$ par conséquence, l'activation de l'ensemble des règles de décision donne la variation de la commande ($\Delta\mu$) nécessaire, permettant l'ajustement d'une telle commande μ.

La forme la plus générale de cette commande est :

$$C_{emref}(k+1) = C_{emref}(k) + G_{cem}\Delta C_{emref} \quad \text{(III.21)}$$

Où : G_{cem} gain associer à la commande $C_{emref}(k+1)$, en général choisi faible pour assurer la stabilité du système.

ΔC_{emref} : La variation de la commande.

D. Simulation numérique

Le principe de la commande est le même que celui déjà présenté dans la figure 4.5 mais en remplaçant le régulateur classique de vitesse avec un régulateur flou type PI.

Les résultats de simulation sont effectués pour le gain fixe du régulateur flou de vitesse : G_{cem}=0.725;

Les résultats de simulation montrent les performances de commande vectorielle de la machine asynchrone pentaphasée avec un régulateur flou.

De ces résultats on remarque que la vitesse suit bien sa référence sans dépassement, avec un temps de réponse (0.4s) au démarrage (Figure III.8).

Le régulateur flou rejette rapidement et efficacement la perturbation, d'où l'amélioration de la robustesse du réglage de vitesse vis-à-vis de la perturbation.

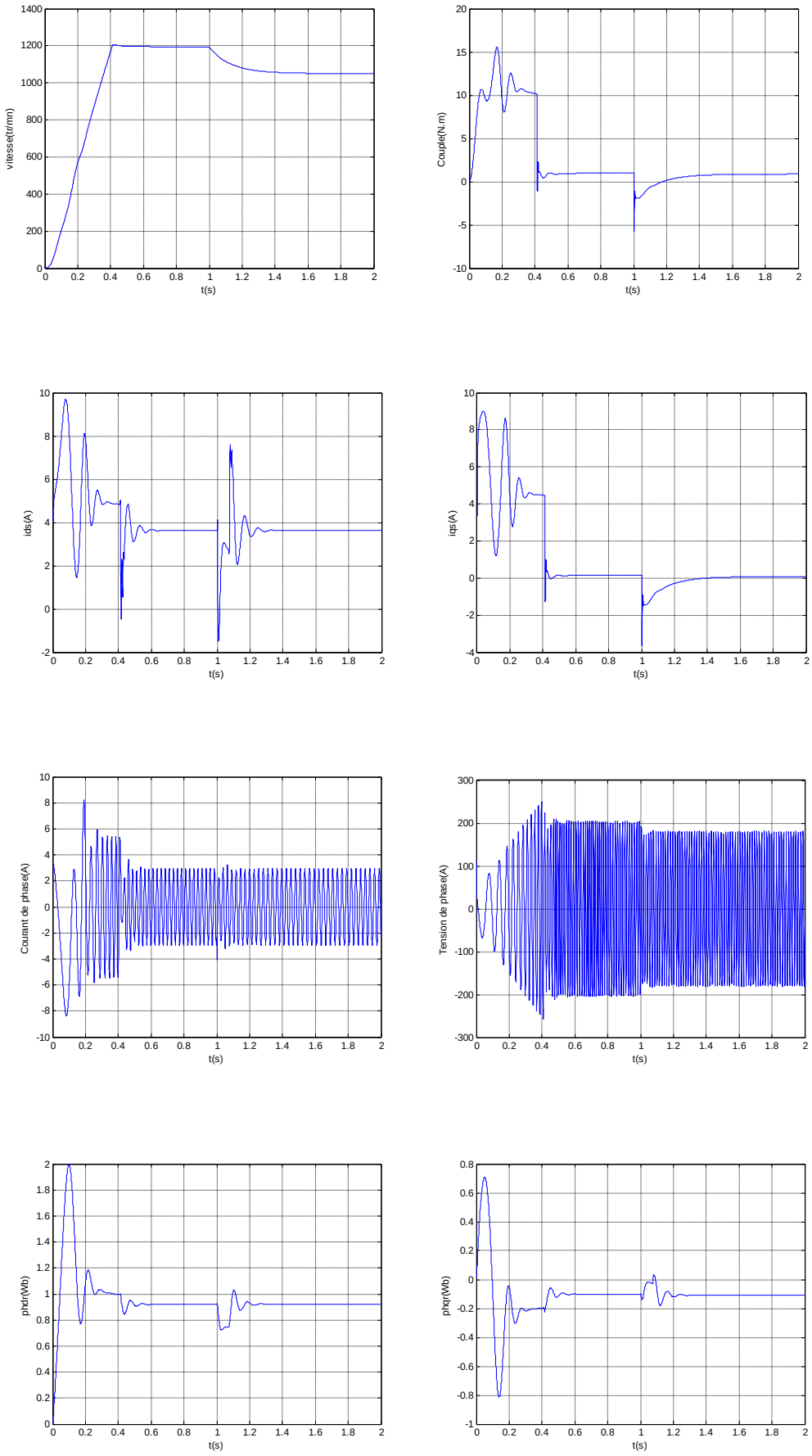


Fig. III.8: Réglage de vitesse par la méthode indirecte avec un régulateur flou à gain fixe.

III.3.3 COMMANDE VECTORIELLE DE DEUX MACHINES PENTAPHASEES EN SERIE

Le modèle des deux machines alimentées en courant dans un référentiel lié au champ tournant est donné par les équations suivantes:

Pour la machine 1:

$$\begin{cases} V_{ds1} = (R_{s1} + R_{s1})I_{ds1} + (\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})I_{ds1} - \omega_{r1}(\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})I_{qs1} \\ V_{qs1} = (R_{s1} + R_{s1})I_{qs1} + (\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})I_{qs1} - \omega_{r1}\left(\Phi_{r1}\frac{L_{s1}}{M_1} + L_{s2}I_{ds1}\right) \end{cases} \quad \text{(III.22)}$$

Pour la machine 2:

$$\begin{cases} V_{ds2} = (R_{s1} + R_{s2})I_{ds2} + (\sigma_2 L_{s2} + L_{s1})I_{ds2} - \omega_{r2}(\sigma_2 L_{s2} + L_{s1})I_{qs2} \\ V_{qs2} = (R_{s1} + R_{s2})I_{qs2} + (\sigma_2 L_{s2} + L_{s1})I_{qs2} - \omega_{r2}\left(\Phi_{r2}\frac{L_{s2}}{M_2} + L_{s1}I_{ds2}\right) \end{cases} \quad \text{(III.23)}$$

La commande vectorielle classique permet la création des tensions de références de la même manière qu'en triphasé comme le montre la figure III.9.

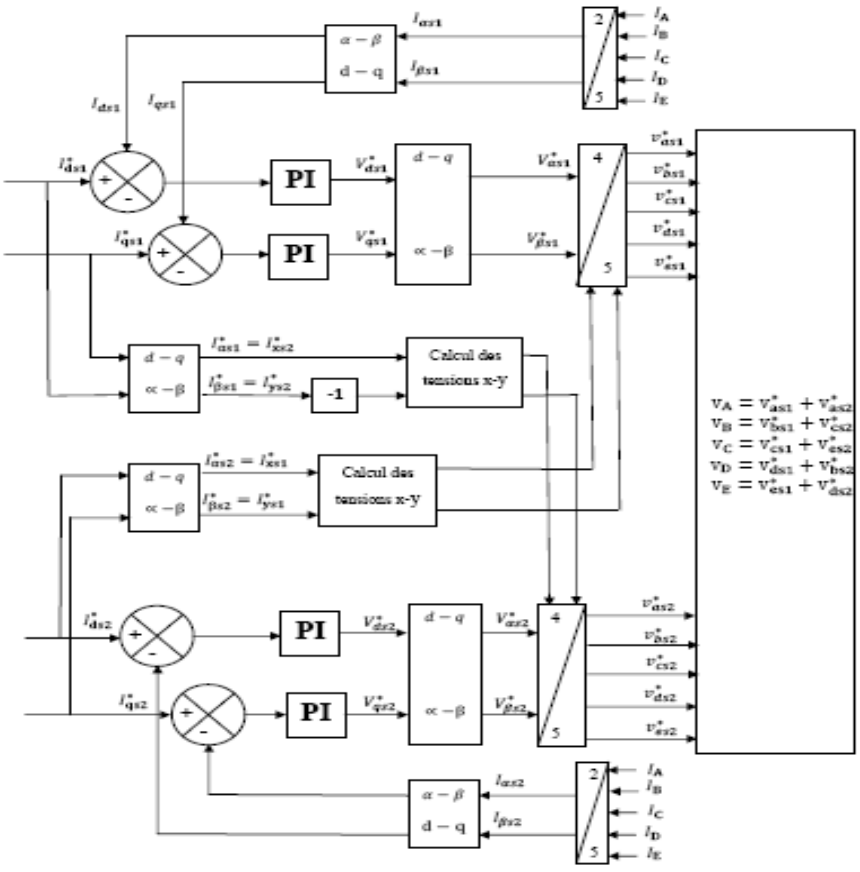


Fig. III.9 : Schéma bloc de la commande vectorielle directe pour deux MAS pentaphasées.

Après le calcul des tensions de références, on procède à la somme des tensions pour obtenir les tensions d'alimentation pour les deux machines en série, en utilisant la transposition des tensions indiquées précédemment.

Simulation numérique

Le principe de la commande est le même que celui déjà présenté dans la figure 4.5 mais en remplaçant le régulateur classique de vitesse avec un régulateur flou type PI.

Les résultats de simulation sont effectués pour le gain fixe du régulateur flou de vitesse : G_{cem}=0.725;

Les résultats de simulation montrent les performances de commande vectorielle de la machine asynchrone pentaphasée avec un régulateur flou.

De ces résultats on remarque que la vitesse suit bien sa référence sans dépassement, avec un temps de réponse (0.4s) au démarrage (FigureIII.8).

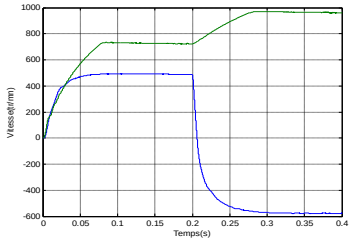
Le régulateur flou rejette rapidement et efficacement la perturbation, d'où l'amélioration de la robustesse du réglage de vitesse vis-à-vis de la perturbation.

Les résultats de simulation ont été effectués pour les mêmes conditions que précédemment.

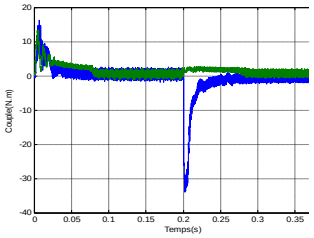
On constate que la vitesse atteint sa référence au bout de 0,4s sans dépassement, le couple électromagnétique compense le couple de charge.

Des résultats de simulation sont obtenus pour deux machines asynchrones à cage identiques avec des paramètres montrés dans l'annexe A.

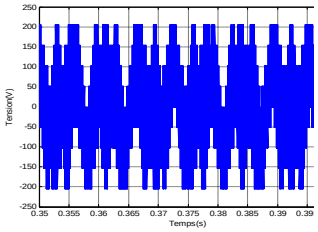
La figure III.10 représente les Performances de la commande vectorielle indirecte de deux machines asynchrone en série alimentées par onduleur deux niveaux (Régulation PI de vitesse).



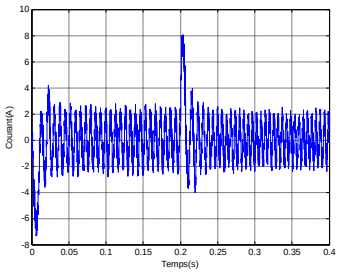
Vitesses des deux moteurs



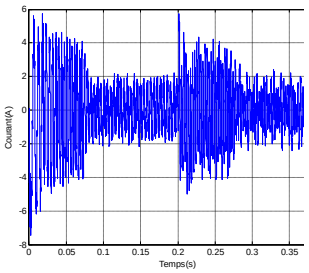
Couples des deux moteurs



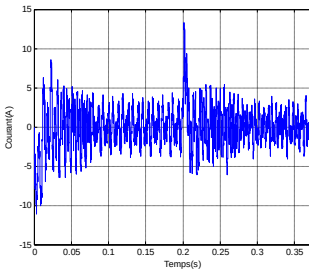
Tension de la première phase de l'onduleur



Courant de la première phase du moteur 1



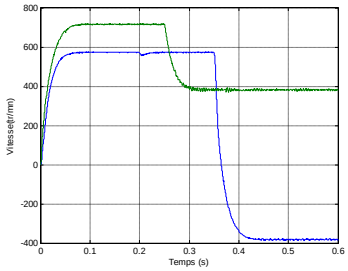
Courant de la première phase du moteur 2



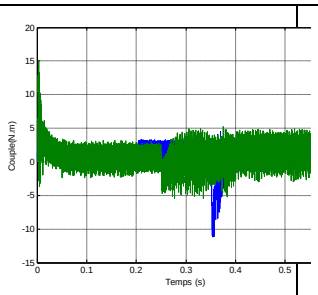
Courant de la première phase de l'onduleur

Fig. III.10 : Performance de la commande vectorielle indirecte de deux machines asynchrone en série alimentées par onduleur deux niveaux
(Régulation PI de vitesse)

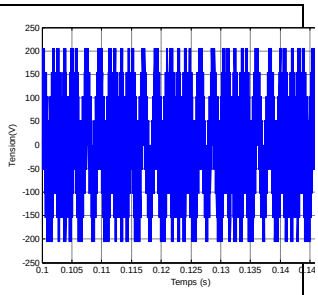
floue



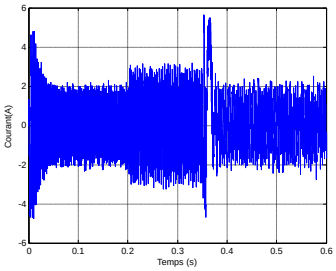
Vitesses des deux moteurs



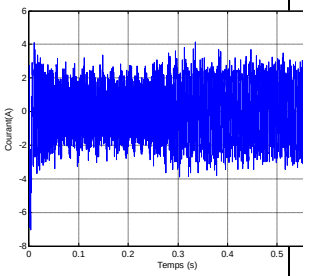
Couples des deux moteurs



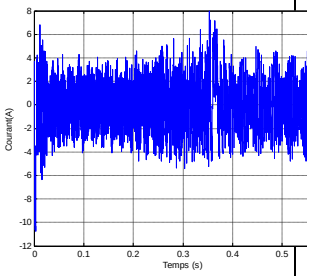
Tension de la première phase de l'onduleur



Courant de la première phase du moteur 1



Courant de la première phase du moteur 2



Courant de la première phase de l'onduleur

Performance de la commande vectorielle indirecte de deux machines asynchrone en série alimentées par onduleur deux niveaux

(Régulation floue de vitesse)

Les performances de la commande indirecte avec régulation PI de vitesse de deux machines asynchronespentaphasées ont été visualisées pour une variation de vitesse à l'instant $t=.2s$.

On constate que :

- La vitesse atteint sa valeur de consigne pour un onduleur multi-niveaux à un temps plus court par rapport à celui de deux niveaux.
- La réponse en vitesse indique le découplage complet de la commande des deux machines.

Les courants et les tensions de l'onduleur ont une allure sinusoïdale déformée à cause de l'interférence entre les tensions et les courants des deux machines.

III.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons étudié la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'un système multi-machines polyphasées.

Nous avons présenté la commande vectorielle de deux machines asynchrones pentaphasées et trois machines heptaphasées connectées en série alimentées par un onduleur MLI de deux et neuf niveaux. La transposition de phases des deux nous a permet de commander les deux machines indépendamment.

Les résultats de simulation montrent un bon suivi de la vitesse de référence. Cette commande dépendent d'un choix approprié des paramètres de contrôleurs proportionnel-intégral ou des gains de normalisation pour les régulateurs flous.

L'inconvénient de régulation par ces dernières méthodes c'est la sensibilité du régulateur PI aux variations paramétriques de la machine.

Conclusion générale

Conclusion générale

La voie investiguée dans le cadre de notre mémoire correspond à une volonté de prospecter plus avant les potentialités inhérentes d'une machine polyphasée notamment celle de la commande indépendante d'un groupe de machines interconnectées et alimentées par un seul onduleur. Cette vision ne se fait pas sans encombre, vu qu'elle implique une complexitéau niveau de la commande.

Nous avons présenté un travail axé sur l'application des régulateurs flous dans la commande d'un système multi-machines polyphasées en série.

Après une modélisation des machines polyphasées en utilisant les hypothèses simplificatrices habituelles et la modélisation d'unealimentation présentée parun onduleur deux niveaux n bras commandé par MLI triangulo-sinusoidale. Le système développé est un système d'équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques de temps, la résolution de ce système est difficile malgré l'utilisation de l'outil informatique, un changement de base est nécessaire, la transformation de ce modèle au repère de Park a permit d'avoir un système d'équations facilement exploitable. Ensuite on a simulé l'alimentation directe de la machine asynchrone pentaphasée. Les résultats de simulation nous ont permis de validé notre modèle.

Enfin, une commande vectorielle indépendante avec régulateur floue de deux machines asynchrone pentaphasées est simulée, les résultats de simulation ont montrés le parfait découplage de la commande de flux et du couple pour les deux machines.

Perspectives

Indépendante d'un groupe de machines interconnectées et alimentées par un seul onduleur. Cette vision ne se fait pas sans encombre, vu qu'elle implique une complexitéau niveau de la commande.

Nous avons présenté un travail axé sur l'application des régulateurs flous dans la commande d'un système multi-machines polyphasées en série.

Les résultats obtenus lors de nos analyses démontrent donc la faisabilité et la pertinence de la technique floue développée pour la commande des systèmes multi machines. Cependant, afin de compléter cette étude, quelques éléments semblent nécessiter une poursuite des recherches, notamment :

- Une modélisation fine des systèmes multi-machines est sans doute un point central à atteindre, pour arriver un jour à contrôler des systèmes multi-machines comme on le fait pour un moteur électrique.
- s'inspirer des différentes approches, méthodes et outils développés par ces diverses disciplines scientifiques (robotique, éthologie, systèmes multi-agents) afin de pouvoir proposer la commande la plus viable et la plus appropriée pour faire coopérer un groupe de machines.

Références Bibliographiques

[Baghli_99] Baghli .L, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, France 1999.

[Baghli_20] Baghli. L, « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone», Note de cours, Université de Tlemcen 2020

[Bouhoune_05] Bouhoune .K, « Application de nouvelles techniques de commandes aux machines asynchrones : monophasée et triphasé », Thèse de magister, université Houari Boumediene, Alger 2005

[Chauvet_90] Chauvet. Jp, « Conception d'une commande rapprochée pour onduleur de tension à cinq niveaux », mémoire CNAM ,Paris 1990.

[Chekima_14] Chekima. Dj, « Commande d'un moteur asynchrone par logique floue », Mémoire de master université d'El-oued 2014

E. Schaeffer, "Diagnostic des machines asynchrones

Lalili_09] Lalili. Dj, « MLI vectorielle et commande non linéaire du bus continu des onduleurs multiniveaux. application à la conduite de la machine asynchrone », Thèse de doctorat, ENP, Alger 2009

[Nait-Said_99] Nait-Said. M.S, « Contribution à la commande vectorielle d'une machine asynchrone a cage d'écureuil », Thèse de doctorat, université de Batna, 1999.

[Nasir_02] Nasir. U, T.S. Radwan, M.A. Rahman, « Performances of fuzzy-logic-based indirect vector control for induction motor drive », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.38, No. 5, pp. 1219- 1225, September/October 2002.

[P. Brunet) « Introduction à la commande vectorielle »

[Rajesh_07] Rajesh. K, Gupta. R.A, Bhangale. S.V, « Indirect vectorcontrolled induction motor drive withfuzzylogicbased intelligent controller », IET-UK International conference on information and communication technology in electrical science, Tamil Nadu 2007, pp. 368-373.

ملخص

الهدف من هذه الأطروحة هو دراسة التحكم في نظام متعدد المحركات يتكون من عاكس بخمسة أذرع ومحركين غير متزامنين ، وهذه التقنيات هي امتداد MLI) ثلاثي المراحل. يتم التحكم في العاكس ذو الخمسة أذرع بواسطة تقنيات تعديل عرض النبض للاستراتيجيات المطبقة على العاكسات ثلاثية المراحل ذات المرحلتين. يتم تطبيق مكافحة النواقل غير المباشرة مع تدفق الدوار الموجه للتحكم في المحرك غير المتزامنمن أجل تحليل أداء شلال العاكس ذو الخمسة أذرع - محركان غير متزامنين ، وهو عمل يركز على تطبيق المنظمين الضبابيين في التحكم في نظام متعدد المراحل متعدد الآلات في سلسلة

الكلمات المفتاحية

نظام متعدد المحركات ، عاكس بخمسة أذرع ، MLI، محرك غير متزامن ، مكافحة النواقل

Résumé

L'objectif de ce mémoire est d'étudier la commande d'un système de multi-moteurs composé d'un onduleur à cinq bras et deux moteurs asynchrones triphasé. L'onduleur à cinq bras est commandé par les techniques de la modulation de largeurs d'impulsions (MLI), ces techniques sont des extensions des stratégies appliquées aux onduleurs triphasés à deux niveaux. Le contrôle vectoriel indirect à flux rotorique orienté est appliqué pour commander le moteur asynchrone. Afin d'analyser les performances de la cascade onduleur à cinq bras – deux moteurs asynchrones, un travail axé sur l'application des régulateurs flous dans la commande d'un système multi-machines polyphasées en série.

Mots clés

Système multi-moteurs, onduleur à cinq bras, MLI, moteur asynchrone, contrôle vectoriel

Abstrat

The objective of thisthesisis to study the control of a multi-motor system consisting of a five-arm inverter and twothree-phase asynchronousmotors. The five-arm inverteriscontrolled by pulse width modulation (MLI) techniques, these techniques are extensions of the strategiesapplied to two-stage three-phase inverters. Indirect vector control withoriented rotor flow isapplied to control the asynchronousmotor.In order to analyze the performance of the five-arm inverter cascade – twoasynchronousmotors, a workfocused on the application of fuzzyregulators in the control of a multi-phase multi-machine system in series.

Key words

Multi-motor system, five-arm inverter, MLI, asynchronousmotor, vector control