



République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de  
la Recherche Scientifique  
Université Ibn Khaldoun – Tiaret –



**Faculté des Sciences et de la Technologie et Sciences de la Matière**

**Département des Sciences et de la Technologie**

## **MEMOIRE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE MAGISTER**

**SPECIALITE: Génie Electrique**

**OPTION: Analyse et Commande des Systèmes Electriques**

Présenté par

**CHEDNI YAHIA**

**Ingénieur d'Etat en Electrotechnique de l'Université Ibn Khaldoun Tiaret**

**SUJET DU MEMOIRE :**

### **Commande Directe du Couple de Deux Machines Asynchrones Pentaphasées Connectées en Série**

SOUTENU LE ...../...../ 2012 Devant Le Jury Composé de :

Mr Mimouni Abdenbi	M.C.A	Université Ibn Khaldoun-Tiaret	Président
Mr Nezli Lazhari	M.C.A	E.N.P- Alger	Rapporteur
Mr Tadjine Mohamed	PROF	E.N.P- Alger	Examineur
Mr Allaoui Tayeb	M.C.A	Université Ibn Khaldoun-Tiaret	Examineur

**Année Universitaire : 2011/2012**

Dédicace .....	I
Remerciements .....	III
Sommaire.....	IV
Notations et symboles.....	VIII
Introduction générale .....	1

**Chapitre I**

**Généralité et modélisation de la machine asynchrone pentaphasée**

---

<b>I.1. Introduction.....</b>	<b>6</b>
<b>I.2. Généralité.....</b>	<b>6</b>
<b>I.2.1.Principe de fonctionnement da la machine asynchrone .....</b>	<b>7</b>
<b>I.2.2. Avantages de la machine asynchrone.....</b>	<b>8</b>
<b>I.2.3. Inconvénients de la machine asynchrone.....</b>	<b>8</b>
<b>I.3. Présentation de la machines polyphasée.....</b>	<b>8</b>
<b>A. Fiabilité des machines polyphasées.....</b>	<b>9</b>
<b>B. Fiabilité des machines polyphasées.....</b>	<b>9</b>
<b>I.4. Modélisation de la machine asynchrone pentaphasée.....</b>	<b>10</b>
<b>I.4.1. Hypothèses simplificatrices.....</b>	<b>10</b>
<b>I.4.2.Modèle dynamique de la machine dans la base naturelle.....</b>	<b>10</b>
<b>I.4.2.1. Equations électriques de la machine.....</b>	<b>11</b>
<b>I.4.2.2. Equation mécanique de la machine.....</b>	<b>13</b>
<b>I.5. Modèle de transformation.....</b>	<b>14</b>
<b>I.5.1. Transformation de Park.....</b>	<b>14</b>
<b>A. Transformation de Concordia.....</b>	<b>15</b>
<b>B. Matrice de rotation.....</b>	<b>16</b>
<b>I.5.1.1. Equations électriques de la machine.....</b>	<b>17</b>
<b>I.5.1.2. Equations magnétiques de la machine.....</b>	<b>18</b>

---

---

<b>I.6. Modèle de la machine dans un repère défini.....</b>	<b>19</b>
<b>A. Modèle de la machine dans un repère stationnaire (<math>\alpha,\beta</math>).....</b>	<b>19</b>
<b>B. Modèle de la machine dans un repère tournant (<math>d,q</math>).....</b>	<b>19</b>
<b>I.6.1. Equations d'état de la machine.....</b>	<b>20</b>
<b>I.7. Modélisation de l'alimentation.....</b>	<b>21</b>
<b>I.7.1. Modélisation du redresseur.....</b>	<b>22</b>
<b>I.7.2. Modélisation du filtre intermédiaire.....</b>	<b>23</b>
<b>I.7.3. Modélisation du pont de Clamping.....</b>	<b>24</b>
<b>I.7.4. Modélisation de l'onduleur.....</b>	<b>25</b>
<b>I.7.4.1. Introduction.....</b>	<b>25</b>
<b>I.7.4.2. Choix des interrupteurs.....</b>	<b>25</b>
<b>I.7.5. Modèle mathématique de l'onduleur à deux niveaux.....</b>	<b>26</b>
<b>I.7.5.1. Les tensions dans les phases de la MAS.....</b>	<b>27</b>
<b>I.7.6. Structure de l'onduleur à trois niveaux (type NPC).....</b>	<b>28</b>
<b>I.7.6.1. Modélisation de l'onduleur à trois niveaux.....</b>	<b>30</b>
<b>I.7.6.1.1. Hypothèses simplificatrices.....</b>	<b>30</b>
<b>I.7.6.1.2. Commandabilité de l'onduleur.....</b>	<b>31</b>
<b>A. Fonction de connexion des interrupteurs.....</b>	<b>31</b>
<b>B. Fonction de conversion.....</b>	<b>32</b>
<b>I.7.6.1.3. Stratégies de commande de l'onduleur pentaphasé à trois                 niveaux.....</b>	<b>33</b>
<b>I.7.6.1.4. Caractéristique de la MLI.....</b>	<b>34</b>
<b>A. Commande Triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse.....</b>	<b>34</b>
<b>B. Commande Triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.....</b>	<b>35</b>

---

---

<b>I.8. Résultats de la simulation.....</b>	<b>37</b>
<b>I.8.1. Alimentation directe et par onduleur de tension.....</b>	<b>37</b>
<b>I.8.2. Interprétation des résultats de simulation.....</b>	<b>41</b>
<b>I.9. Conclusion.....</b>	<b>42</b>

## Chapitre II

### La commande Direct du Couple de la machine asynchrone pentaphasée

---

<b>II.1. Introduction.....</b>	<b>44</b>
<b>II.2. Principe de la commande directe du couple.....</b>	<b>44</b>
<b>II.3. Détermination des vecteurs de tensions .....</b>	<b>44</b>
<b>II.4. Contrôle de vecteur flux statorique.....</b>	<b>46</b>
<b>II.5. Contrôle du couple électromagnétique .....</b>	<b>48</b>
<b>II.6. Sélection du vecteur de tension .....</b>	<b>49</b>
<b>II.7. Structure de la commande directe du couple .....</b>	<b>50</b>
<b>II.8. Estimation du flux statorique et du couple .....</b>	<b>51</b>
<b>II.8.1. Modèle en tension .....</b>	<b>51</b>
<b>II.9. Correction du flux statorique et du couple électromagnétique .....</b>	<b>52</b>
<b>II.9.1. Correction du flux statorique .....</b>	<b>52</b>
<b>II.9.2. Correction du couple électromagnétique .....</b>	<b>53</b>
<b>II.10. Elaboration de la commande directe du couple ... ..</b>	<b>54</b>
<b>II.10.1. Elaboration de la table de commande par application</b> <b>de quatre vecteurs .....</b>	<b>55</b>
<b>II.10.2. Elaboration de la table de commande par application</b> <b>de huit vecteurs .....</b>	<b>58</b>
<b>II.10.2.1. Technique d'application de dix vecteurs .....</b>	<b>59</b>
<b>II.11. Résultats de simulation et comparaison entre les différentes</b> <b>stratégies de la DTC .....</b>	<b>61</b>

---

<b>II.12. Effet de la bande d'hystérésis des régulateurs et de la résistance statorique</b> ....	<b>64</b>
<b>II.12.1. Effet de la bande d'hystérésis du régulateur de flux statorique</b> .....	<b>64</b>
<b>II.12.2. Effet de la bande d'hystérésis du régulateur du couple</b> .....	<b>64</b>
<b>II.12.3. Effet de la variation de la résistance statorique</b> .....	<b>64</b>
<b>II.13. Etude en boucle fermée</b> .....	<b>68</b>
<b>II.13.1 Réglage de la vitesse de la machine</b> .....	<b>68</b>
<b>II.14. Résultats de simulation et interprétation</b> .....	<b>70</b>
<b>II.15. Conclusion</b> .....	<b>72</b>

### **Chapitre III**

#### **Modélisation de deux machines asynchrone pentaphasée connectées en série**

---

<b>III.1. Introduction</b> .....	<b>74</b>
<b>III.2. Présentation du système de deux MAS pentaphasée en série</b> .....	<b>75</b>
<b>III.3. Modélisation du système de deux machines asynchrones pentaphasées connectées en série</b> .....	<b>77</b>
<b>III.3.1. Modèle dans la base naturelle</b> .....	<b>77</b>
<b>III.3.2. Modèle dans la base de Park</b> .....	<b>80</b>
<b>A. Transformation de découplage de Clark</b> .....	<b>81</b>
<b>B. Modèle dans un repère rotatif</b> .....	<b>84</b>
<b>III.5. Modélisation de l'alimentation</b> .....	<b>86</b>
<b>III.6. Résultats de simulation et interprétation</b> .....	<b>87</b>
<b>III.7. Conclusion</b> .....	<b>91</b>

### **Chapitre IV**

#### **Commande directe du couple de deux machines asynchrones pentaphasées**

##### **Connectées en série**

---

<b>IV.1. introduction</b> .....	<b>93</b>
---------------------------------	-----------

---

---

<b>IV.2. Principe de la commande directe du couple de deux machines</b>	
<b>asynchrones pentaphasées connectées en série</b> .....	<b>94</b>
<b>IV.2.1. Introduction</b> .....	<b>94</b>
<b>IV.2.2. Synoptique de la commande directe du couple de deux machines</b>	
<b>pentaphasée connectées en série</b> .....	<b>94</b>
<b>IV.3. Détermination des vecteurs de tensions</b> .....	<b>95</b>
<b>IV.4. Contrôle du flux statorique et couple électromagnétique</b> .....	<b>98</b>
<b>IV.4.1. Contrôle du flux statorique</b> .....	<b>98</b>
<b>IV.4.2. Contrôle du couple électromagnétique</b> .....	<b>99</b>
<b>IV.5. Sélection du vecteur de tension</b> .....	<b>100</b>
<b>IV.6. Correction du flux et couple électromagnétique</b> .....	<b>101</b>
<b>IV.6.1. Correction du flux</b> .....	<b>101</b>
<b>IV.6.2. Correction du couple électromagnétique</b> .....	<b>101</b>
<b>IV.7. Elaboration de la table de commutation</b> .....	<b>102</b>
<b>IV.7.1. Elaboration de la table de commutation</b>	
<b>par application de six vecteurs</b> .....	<b>103</b>
<b>IV.7.2. Elaboration de la table de commutation</b>	
<b>par application de dix vecteurs</b> .....	<b>104</b>
<b>IV.8. Résultats de simulation en boucle ouverte des différentes stratégies</b> .....	<b>105</b>
<b>IV.9. Influence des paramètres de réglage sur la commande directe du couple</b> .....	<b>109</b>
<b>VI.10. Etude en boucle fermée</b> .....	<b>111</b>
<b>IV.11. Résultats de simulation et interprétation</b> .....	<b>112</b>
<b>IV.12. Conclusion</b> .....	<b>115</b>
<b>Conclusion générale</b> .....	<b>117</b>
<b>Annexe</b> .....	<b>120</b>
<b>Bibliographie</b>	

---

**Notation et symboles**

$s, r$	: Indices d'axes correspondant au stator et rotor.
$a, b, c, d, e$	: Indices correspondant aux cinq phases a, b, c, d, e de la machine.
$A, B, C, D, E$	: Indices correspondant aux cinq phases A, B, C, D, E de l'onduleur.
$X_{1,2}$	: Variable de la machine1 ou la machine2.
$(\alpha, \beta)$	: Indices des axes dans le repère de Concordia.
$(d, q)$	: Indices des axes dans le repère de Park.
$v_{abcde}^s$	: Tension d'alimentation des phases statoriques.
$v_{abcde}^r$	: Tension d'alimentation des phases rotoriques.
$i_{abcde}^s$	: Courants statoriques.
$i_{abcde}^r$	: Courants rotoriques.
$\varphi_{abcde}^s$	: Flux des phases statoriques.
$\varphi_{abcde}^r$	: Flux des phases rotoriques.
$R_s, L_s$	: Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
$R_r, L_r$	: Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
$[L_{ss}]$	: Matrice inductance statorique.
$[L_{rr}]$	: Matrice inductance rotorique.
$[L_{ls}]$	: Inductance de fuite d'une phase statorique.
$[L_{lr}]$	: Inductance de fuite d'une phase rotorique.
$[M_{sr}]$	: Matrice mutuelle stator/rotor.
$[R_s]$	: Matrice résistance statorique.
$[R_r]$	: Matrice résistance rotorique.
$[T]$	: Matrice de Concordia.
$[R]$	: Matrice de rotation.
$[P]$	: Matrice de rotation.
$p$	: Nombre de paires de pôles de la machine.
$J$	: moment d'inertie de la machine.
$K_f$	: Coefficient de frottement.

---

$T_e$	: Couple électromagnétique.
$C_r$	: Couple résistant.
$g$	: glissement de la machine
$\theta$	: Angle électrique.
$\theta_s, \theta_r$	: Déphasage de l'axe direct par rapport au stator/rotor.
$\omega_s$	: Pulsation statorique.
$\omega_r$	: Pulsation rotorique.
$\omega$	: Pulsation mécanique du rotor.
$\Omega_s$	: vitesse angulaire synchrone.
$\Omega_r$	: vitesse de rotation mécanique.
$f$	: fréquence du réseaux
$T_s$	: Constante de temps statorique.
$T_r$	: Constante de temps rotorique.
$\sigma$	: Coefficient de dispersion.
$s$	: Operateur dérivée de Laplace $\frac{d}{dt}$
$K_p$	: Facteur de proportionnalité.
$K_i$	: Facteur intégral.
MAS	: Machine asynchrone.
MLI	: Modulation de largeur d'impulsion
MMF	: Force magnétomotrice

---

### Introduction générale

La machine asynchrone, en raison de son faible coût et de sa robustesse, constitue actuellement la machine la plus utilisée pour réaliser des variateurs de vitesse. De par sa structure, la machine asynchrone à cage d'écureuil possède un défaut important par rapport à la machine à courant continu et aux machines de type synchrone [**Faq-03**].

En effet, l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple et ainsi les variations du couple provoquent des variations du flux. Ce type de couplage donne à la machine asynchrone un modèle complètement non linéaire, ce qui complexifie beaucoup la commande de cette machine.

En forte puissance, comme dans les domaines de la marine, la traction ferroviaire, l'industrie pétrochimique, l'aviation...etc. Les contraintes que subit la machine asynchrone triphasée deviennent énormes, de ce fait, la machine polyphasée à nombre de phase élevés devient une alternative très intéressante. En effet, la multiplication du nombre de phase permet une segmentation de la puissance transitée donc une répartition des courants commutés par phase et par conséquent, moins de contraintes sur les enroulements du bobinage de la machine d'une part et sur les interrupteurs des convertisseurs d'autres part [**Kes-03**], [**Jon-04**].

L'apparition des thyristors *GTO* et, par la suite, les transistors *IGBT* ont permis le développement d'onduleurs à *MLI* performants, fiables et à faible coût. Les onduleurs multi-niveaux peuvent apporter une solution au prix d'un accroissement de la complexité de l'onduleur. Un fractionnement de la puissance par augmentation du nombre de phase de la machine est une autre solution dans laquelle la complexité de conception et de commande s'équilibre mieux entre convertisseur et machine. Cela permet entre autre d'utiliser des composants de puissance fonctionnant avec une fréquence de commutation élevée et ainsi de réduire le taux d'harmonique [**Seg-89**].

Les entraînements électriques multi machines triphasés avec alimentation commune sont limités à des cas où les machines fonctionnant dans les mêmes conditions, par contre, les machines polyphasées possèdent des degrés de liberté supplémentaires qui peuvent être utilisés pour la commande indépendante de plusieurs machines connectées en série.

D'innombrables travaux ont été réalisés pour mettre au point des commandes performantes de la machine asynchrone à cage.

- Le **contrôle scalaire**, bien adapté à certains types de variateurs, ne permet pas d'obtenir des performances très élevées, surtout dans les basses vitesses et forts couples. Il ne convient pas du tout pour réaliser un positionnement de la machine asynchrone.
- Le **contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique** a été développé pour supprimer le couplage interne de la machine, provoquant des variations du flux liées à celles du couple. Beaucoup de travaux ont été effectués sur le contrôle vectoriel et de nombreux variateurs avec cette commande sont réalisés et utilisés pour de multiples applications, dans des domaines de puissance et de vitesse très variés. Cependant, bien qu'il donne des performances élevées à la machine asynchrone, le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients
  - Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique ;
  - nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction ;
  - présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle estimé ;
  - la vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.
- La **commande directe DSC** (« direct self control ») a été mise au point pour une application spécifique qui est la traction ferroviaire de grande puissance. Celle-ci ne nécessite pas a priori de performances dynamiques très élevées, excepté que les

transitoires de couple doivent être très rapides pour contrer les phénomènes de patinage et d'enrayage.

- La **commande directe de couple** (*DTC*) découle, dans ses principes, du *DSC* mais correspond à d'autres types d'applications pour pallier les inconvénients inhérents au contrôle vectoriel [Mar-05].

Un algorithme de commande de la machine asynchrone, selon ces principes, sera présenté ici : Le contrôle direct de couple (*DTC* : « *direct torque control* »).

Cette méthode directe, apparue dans les années 1980 [Tak-86] [Dep-88] a été perçue comme concurrente du contrôle vectoriel, car présentant plusieurs avantages :

- réduction du temps de réponse du couple ;
- amélioration de la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques ;
- contrôle des amplitudes de modulation du couple et du flux ;
- suppression du modulateur et des transformations de coordonnées.

Ces avantages déterminants attribués aux techniques *DTC* classiques (dynamique, robustesse, facilité d'implémentation, performances aux faibles vitesses) sont néanmoins contre balancés par l'utilisation d'un comparateur à hystérésis échantillonné. Par principe, le comparateur conduit à un fonctionnement à fréquence de commutation variable qui augmente les risques d'excitation de résonances mécaniques ou acoustiques. L'échantillonnage à fréquence finie se traduit par un dépassement pseudo-aléatoire de la bande d'hystérésis [Zol-96]. Cette loi de commande qui est donc bien adaptée aux fonctionnements sans capteur de vitesse, présente plusieurs inconvénients :

- non-maîtrise de la fréquence de modulation de l'onduleur (compatibilité électromagnétique : *CEM*, *pertes de commutation...etc.*)
- fréquence d'échantillonnage élevée ;
- sensibilité de la commande aux variations de la résistance statorique, surtout à basse fréquence.

Ce manuscrit qui comporte quatre chapitres va être reparti comme suit:

Dans la première partie du *chapitre I*, sera présentée la représentation mathématique de la machine asynchrone pentaphasée dans son référentiel de base avant d'utiliser la

transformation de *Park* pour réduire sa représentation à des référentiels biphasés. Dans la seconde partie on procèdera à la modélisation de l'alimentation de la machine qui sera assurée par un onduleur de tension deux niveaux et trois niveaux à structure *NPC* et voir l'avantage qu'apporte l'augmentation dans le niveau de tension d'une part sur les interrupteurs et d'autres part sur la machine (forte réduction d'harmonique) et par suite, la réduction de pertes et de bruit.

Dans la première partie du *chapitre II*, nous développons le principe de commande directe du couple de la machine asynchrone pentaphasée. Pour cette stratégie de commande, nous expliquerons le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique en se basant sur le modèle discret de l'onduleur de tension à deux niveaux et en utilisant les vecteurs de tension générés. La deuxième partie de ce chapitre est destinée à l'implantation d'autres tables de commutations profitant des degrés de liberté qu'apporte le système multi-phasé. En parallèle l'étude sera faite en tenant compte des paramètres de réglage de la commande (l'effet des bandes hystérésis et la résistance statorique sur les performances de la commande *DTC*).

Dans la première partie du *chapitre III*, nous allons procéder à la modélisation mathématique du système de deux machines asynchrones connectées en série et démontrer la possibilité de commande indépendante du système de deux machines. Dans la seconde partie, une simulation est présentée pour valider notre modélisation.

Au *chapitre IV*, nous allons commencer par développer les notions de la commande directe du couple ainsi déterminées au *chapitre II* pour les appliquer au système de deux machines pentaphasées connectées en série noyau de notre thème et montrer les degrés de liberté que possèdent les machines polyphasées pour un control indépendant. Dans la dernière partie, nous allons procéder à une simulation et voir l'impact de la commande *DTC* sur le système ainsi que l'influence de quelque paramètre sur cette commande.

## I.1. Introduction

Aujourd'hui, les machines triphasées se sont standardisées dans les applications industrielles. Cependant, le concept multiphasé attire de plus en plus les chercheurs et les industriels depuis une vingtaine d'années.

Cette structure de bobinage multiphasé présente plusieurs avantages par rapport aux enroulements triphasés classiques tels que:

- La structure multiphasée permet de réaliser la segmentation de puissance, ce qui diminue le courant maximal pour chacun des interrupteurs de puissance et permet également de travailler avec une fréquence de commutation élevée (les interrupteurs de puissance à fort courant sont limités en fréquence);
- Elle offre une bonne qualité du couple puisque ses ondulations se trouvent fortement atténuées. On réduit aussi les pertes rotoriques ;
- Le bobinage multiphasé assure aussi le fonctionnement en cas de défaut survenu sur un ou plusieurs bras de l'onduleur, on peut ouvrir les phases associées à ces bras défectueux et continuer à faire fonctionner l'actionneur électrique en régime dégradé jusqu'à la phase de maintenance de l'onduleur.

L'objectif de ce chapitre est d'établir la modélisation mathématique de la machine asynchrone pentaphasée et valider enfin cette modélisation par une simulation dans l'environnement *Matlab/simulink*.

L'étude de la machine pentaphasée seule, va nous permettre de prévoir le comportement d'un système de plusieurs machines en série ou en parallèle dont l'alimentation sera générée par une seule source d'énergie. Cela, va être le but visé par ce thème dans ce manuscrit.

## I.2. Généralité

La machine à courant continu a régné longtemps sur le marché de l'industrie ces dernières années car bien que le coût de fabrication soit assez élevé, les possibilités de réglage et leurs mise en œuvre sont simple vu le découplage qui existe entre flux et couple alors que la présence du système collecteur –balais limite sa puissance, sa vitesse et exige entre autre

une maintenance permanente ainsi l'interdiction de son emploi dans les domaines poussiéreux et explosifs.

Actuellement, une autre alternative est mise en jeu, la machine asynchrone vu sa robustesse et son faible coût, est de plus en plus utilisée pour effectuer de la vitesse variable ou de positionnement.

Malgré ces avantages, la commande de la machine asynchrone est accompagnée de plusieurs contraintes du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé qui, à l'opposé de la simplicité de sa structure plus d'autres contraintes liées aux paramètres de la machine qui peuvent varier avec le temps .

### I.2.1. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone se comporte comme un transformateur à couplage par champ tournant et à secondaire en court circuit et comprend :

- Un stator (enroulement primaire du transformateur)
- Un rotor (enroulement secondaire du transformateur)

Le primaire qui, recevant des courants de pulsation  $\omega$ , crée un flux tournant à la vitesse angulaire ( $\Omega_s = \omega_s / p$ ). Ce flux balayant l'enroulement secondaire y induit des F.E.M (des courants). L'action du flux primaire sur les courants secondaire engendre un couple moteur et tourne à une vitesse ( $\Omega_m$ ) d'autant plus inférieure à ( $\Omega_s$ ) que le couple résistant sur son arbre est plus grand.

On définit le glissement ( $g$ ) comme étant l'écart des vitesses synchrones et réelles :

$$g = (\Omega_s - \Omega_m) / \Omega_s = (\omega_s - \omega_m / \omega_s) = (N_s - N_m / N_s)$$

$g$  : glissement de la machine asynchrone.

$p$  : nombre de paire de pôles

$$\begin{cases} \omega_s = p \cdot \Omega_s : \text{pulsation statorique} \\ \omega_r = p \cdot \Omega_r : \text{pulsation rotorique} \end{cases}$$

### I.2.2. Avantages de la machine asynchrone

La machine asynchrone en fonctionnement moteur à l'avantage d'être alimentée directement par le réseau triphasé, elle est pratiquement séduisante sur le plan industriel par sa robustesse électromécanique, son faible coût et sa très grande standardisation.

### I.2.3. Inconvénients de la machine asynchrone

Dans un moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois de générer le flux et le couple de la machine ainsi, le découplage naturel n'existe pas. D'autres inconvénients sont liés à l'absorption du réactif qu'il faut parfois compenser aux pertes de glissement et surtout à la nécessité de fonctionner au voisinage de la vitesse du synchronisme.

## I.3. Présentation de la machine polyphasée

Les machines triphasées à courant alternatif dominant assez largement le domaine des machines électriques, mais depuis longtemps déjà on s'intéressait aux machines ayant un nombre de phase supérieur à trois(3). Ces machines sont souvent appelées machines polyphasées.

Dés la fin des années 1920, les machines à deux enroulement triphasés au stator avaient été introduite pour accroître la puissance des alternateurs synchrones [All-05]. Les machines à grand nombre de phases ont par la suite fait l'objet d'un intérêt grandissant, pour différentes raison :

- Segmenter la puissance afin de réaliser des ensembles convertisseurs-machine de forte puissance avec de composants de calibre réduit [Lip-80].
- Améliorer les performances des machines alimentées par des tensions ou courants de forme rectangulaire (onduleurs fonctionnant à pleine onde [Lip-84].
- Diminuer les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques [Chr-84].
- Améliorer la fiabilité, en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régime dégradé (un ou plusieurs phases ouvertes) [Jan-80].

- Elargir les possibilités de commande par commutation de la vitesse, en changeant la séquence des tensions appliquées à la machine [Bra-94].
- Diminuer le contenu harmonique du courant du bus continu lors d'une alimentation par onduleurs [Fer-85].

On distingue habituellement deux types de machines polyphasées, suivant que le nombre de phases est ou non multiple de trois [Kli-83].

- Machines polyphasées de « type 1 » qui sont des machines dont le nombre de phases statorique  $q$  est multiple de trois, de sorte que l'on peut les regrouper en  $n$  étoiles triphasées ( $q=3.n$   $n=1, 2, 3, 4, \dots$ ).
- Machines polyphasées de « type 2 » qui sont des machines dont le nombre de phases  $q$  est un nombre impair différent de 3.

#### A. Fiabilité des machines polyphasées

Lorsque une machine triphasée est alimentée par un onduleur, il se peut qu'un des bras de l'onduleur soit défectueux, la machine fonctionne alors sur deux phases, cela engendre une perte de contrôle de la machine et des ondulations importantes du couple.

Pour pouvoir commander la machine dans ce régime dégradé, une solution consiste à relier le neutre de la machine au point milieu du bus continu afin de pouvoir contrôler les deux courants restants indépendamment l'un de l'autre [Liu-93].

#### B. Segmentation de la puissance

A puissance donnée, lorsque on augmente le nombre de phase on diminue le courant par phase sans augmenter la tension par phase (ou l'inverse). La puissance totale est donc répartie sur un nombre plus important de phases, la puissance demandée par chacune d'elle est alors réduite.

Ainsi, l'alimentation de la machine par onduleur pourra se faire avec des composants de puissance de calibre inférieur pouvant fonctionner à des fréquences de commutations plus élevées et par conséquent, minimisation des ondulations du couple et de courants [Had-01].

La segmentation de la puissance offre un atout aux machines polyphasées que l'ont met le plus en avant de nos jours, surtout pour les applications de forte puissance.

#### I.4. Modélisation de la machine asynchrone pentaphasée

##### I.4.1. Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone présente des phénomènes très compliqués qui interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation magnétique, les courants de Foucault...etc. Ces phénomènes ont des formules mathématiques complexes quoique leurs influences sur la machine soient négligeables.

Donc on suppose certaines hypothèses simplificatrices [Mah-07], [Tam-06], [Bus-01] pour élaborer la modélisation de la machine asynchrone :

- Une symétrie parfaite de la machine;
- Le bobinage statorique est reparti de telle sorte à donner une F.M.M sinusoïdale et les barres du rotor sont assimilées à un bobinage triphasé en court circuit ;
- On néglige la saturation, l'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.

Ces hypothèses impliquent que :

- Les flux sont additifs ;
- Les inductances propres sont constantes ;
- La mutuelle inductance varie sinusoïdalement.

##### I.4.2. Modèle dynamique de la machine asynchrone pentaphasée dans la base naturelle

La machine asynchrone pentaphasée qui suit le même principe de fonctionnement des machines asynchrones possède cinq enroulements statoriques décalés de  $(2\pi/5)$  ( $72^\circ$ ) dans l'espace comme l'indique la *Fig. I.1* et sont parcourus par cinq courants variables formant un système pentaphasée équilibré.

Le rotor, comme le stator possède lui aussi cinq enroulements rotoriques court-circuitée décalés de  $(2\pi/5)$  dans l'espace.

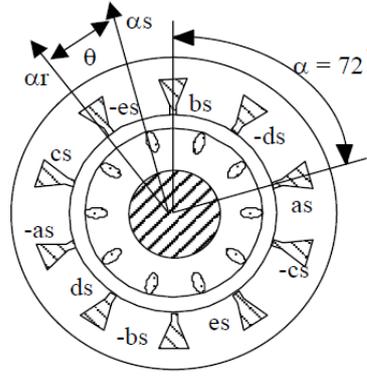


Fig. I.1: Représentation symbolique d'une machine asynchrone pentaphasée.

#### I.4.2.1. Equations électriques de la machine asynchrone pentaphasée

Les équations des tensions et flux des cinq phases statoriques et rotoriques sous forme matricielle :

$$\underline{v}^s_{abcde} = R_s \underline{i}^s_{abcde} + \frac{d}{dt} \underline{\varphi}^s_{abcde} \quad (\text{I.1})$$

$$\underline{v}^r_{abcde} = 0 = R_s \underline{i}^r_{abcde} + \frac{d}{dt} \underline{\varphi}^r_{abcde}$$

Les flux sont donnés par:

$$\underline{\varphi}^s_{abcde} = L_s \underline{i}^s_{abcde} + L_{sr} \underline{i}^r_{abcde} \quad (\text{I.2})$$

$$\underline{\varphi}^r_{abcde} = L_r \underline{i}^r_{abcde} + L_{rs} \underline{i}^s_{abcde}$$

En substituant (I.2) dans (I.1) on obtient :

$$\underline{v}^s_{abcde} = R_s \underline{i}^s_{abcde} + \frac{d}{dt} (L_s \underline{i}^s_{abcde} + L_{sr} \underline{i}^r_{abcde}) \quad (\text{I.3})$$

$$\underline{v}^r_{abcde} = 0 = R_s \underline{i}^r_{abcde} + \frac{d}{dt} (L_r \underline{i}^r_{abcde} + L_{rs} \underline{i}^s_{abcde})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} \underline{v}^s_{abcde} = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs} \ v_{ds} \ v_{es}]T \\ \underline{i}^s_{abcde} = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs} \ i_{ds} \ i_{es}]T \\ \underline{\varphi}^s_{abcde} = [\varphi_{as} \ \varphi_{bs} \ \varphi_{cs} \ \varphi_{ds} \ \varphi_{es}]T \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \underline{v}^r_{abcde} = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr} \ v_{dr} \ v_{er}]^T \\ \underline{i}^r_{abcde} = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr} \ i_{dr} \ i_{er}]^T \\ \underline{\varphi}^r_{abcde} = [\varphi_{ar} \ \varphi_{br} \ \varphi_{cr} \ \varphi_{dr} \ \varphi_{er}]^T \end{array} \right. \quad (I.5)$$

Et ;

$$\left\{ \begin{array}{l} R_S = \text{diag}(R_S \ R_S \ R_S \ R_S \ R_S) \\ R_r = \text{diag}(R_r \ R_r \ R_r \ R_r \ R_r) \end{array} \right. \quad (I.6)$$

Vecteurs des résistances statoriques et rotoriques.

Les inductances du stator et rotor sont données avec ( $\alpha=2\pi/5$ )

$$\underline{L}_S = \begin{bmatrix} L_{aas} & L_{abs} & L_{acs} & L_{ads} & L_{aes} \\ L_{abs} & L_{bbs} & L_{bcs} & L_{bds} & L_{bes} \\ L_{acs} & L_{bcs} & L_{ccs} & L_{cds} & L_{ces} \\ L_{ads} & L_{bds} & L_{cds} & L_{dds} & L_{des} \\ L_{aes} & L_{bes} & L_{ces} & L_{dds} & L_{ees} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$\underline{L}_S = \begin{bmatrix} L_{l_s}+M & M \cos \alpha & M \cos 2\alpha & M \cos 2\alpha & M \cos \alpha \\ M \cos \alpha & L_{l_s}+M & M \cos \alpha & M \cos 2\alpha & M \cos 2\alpha \\ M \cos 2\alpha & M \cos \alpha & L_{l_s}+M & M \cos \alpha & M \cos 2\alpha \\ M \cos 2\alpha & M \cos 2\alpha & M \cos \alpha & L_{l_s}+M & M \cos \alpha \\ M \cos \alpha & M \cos 2\alpha & M \cos 2\alpha & M \cos \alpha & L_{l_s}+M \end{bmatrix}$$

$$\underline{L}_r = \begin{bmatrix} L_{aar} & L_{abr} & L_{acr} & L_{adr} & L_{aer} \\ L_{abr} & L_{bbr} & L_{bcr} & L_{bdr} & L_{ber} \\ L_{acr} & L_{bcr} & L_{ccr} & L_{cdr} & L_{cer} \\ L_{adr} & L_{bdr} & L_{cdr} & L_{ddr} & L_{der} \\ L_{aer} & L_{ber} & L_{cer} & L_{ddr} & L_{eer} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$$\underline{L}_r = \begin{bmatrix} L_{l_r}+M & M \cos \alpha & M \cos 2\alpha & M \cos 2\alpha & M \cos \alpha \\ M \cos \alpha & L_{l_r}+M & M \cos \alpha & M \cos 2\alpha & M \cos 2\alpha \\ M \cos 2\alpha & M \cos \alpha & L_{l_r}+M & M \cos \alpha & M \cos 2\alpha \\ M \cos 2\alpha & M \cos 2\alpha & M \cos \alpha & L_{l_r}+M & M \cos \alpha \\ M \cos \alpha & M \cos 2\alpha & M \cos 2\alpha & M \cos \alpha & L_{l_r}+M \end{bmatrix}$$

Les inductances mutuelles entre stator et rotor sont données avec :

$\theta$  : Angle électrique entre les axes des phases du stator et rotor.

$$\underline{L}_{sr} = M \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta+\alpha) & \cos(\theta+2\alpha) & \cos(\theta-2\alpha) & \cos(\theta-\alpha) \\ \cos(\theta-\alpha) & \cos\theta & \cos(\theta+\alpha) & \cos(\theta+2\alpha) & \cos(\theta-2\alpha) \\ \cos(\theta-2\alpha) & \cos(\theta-\alpha) & \cos\theta & \cos(\theta+\alpha) & \cos(\theta+2\alpha) \\ \cos(\theta+2\alpha) & \cos(\theta-2\alpha) & \cos(\theta-\alpha) & \cos\theta & \cos(\theta+\alpha) \\ \cos(\theta+\alpha) & \cos(\theta+2\alpha) & \cos(\theta-2\alpha) & \cos(\theta-\alpha) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$$\underline{L}_{rs} = (\underline{L}_{sr})^T$$

Puisque le flux est lié au courant par la relation :

$$\varphi = [L] \cdot [I]$$

Alors :

$$\begin{aligned} [v] &= [R][I] + \frac{d([L][I])}{dt} \\ &= [R][I] + [I] \frac{d[L]}{dt} + [L] \frac{d[I]}{dt} \\ &= [R][I] + [I] \frac{d[\theta]}{dt} \frac{d[L]}{d[\theta]} + [L] \frac{d[I]}{dt} \\ &= [R][I] + [I] \Omega_r \frac{d[L]}{d[\theta]} + [L] \frac{d[I]}{dt} \end{aligned} \quad (\text{I.10})$$

#### I.4.2.2. Equation mécanique de la machine asynchrone pentaphasée

Le couple électromagnétique de la machine s'exprime par :

$$T_e = \frac{P}{2} \cdot \dot{i}^T \cdot \frac{d\underline{L}_{abcde}}{d\theta} \cdot \dot{i} = \frac{P}{2} \cdot \begin{bmatrix} \dot{i}^{sT} & \dot{i}^{rT} \end{bmatrix} \cdot \frac{d\underline{L}_{abcde}}{d\theta} \begin{bmatrix} \dot{i}^s_{abcde} \\ \dot{i}^r_{abcde} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11.a})$$

$$T_e = P \cdot (\dot{i}^s_{abcde})^T \cdot \frac{d\underline{L}_{sr}}{d\theta} \cdot (\dot{i}^r_{abcde})^T \quad (\text{I.11.b})$$

Substituant les expressions des courants statoriques et rotorique de (I.4)-(I.5) et (I.9) dans l'équation (I.11.b), Le couple électromagnétique de la machine s'exprime dans sa forme développée par :

$$\begin{aligned}
T_e = -P.M\{ & (i_{as}i_{ar} + i_{bs}i_{br} + i_{cs}i_{cr} + i_{ds}i_{dr} + i_{es}i_{er}).\sin(\theta) \\
& + (i_{es}i_{ar} + i_{as}i_{br} + i_{bs}i_{cr} + i_{cs}i_{dr} + i_{ds}i_{er}).\sin(\theta + \alpha) \\
& + (i_{ds}i_{ar} + i_{es}i_{br} + i_{as}i_{cr} + i_{bs}i_{dr} + i_{cs}i_{er}).\sin(\theta + 2\alpha) \\
& + (i_{cs}i_{ar} + i_{ds}i_{br} + i_{es}i_{cr} + i_{as}i_{dr} + i_{bs}i_{er}).\sin(\theta - 2\alpha) \\
& + (i_{bs}i_{ar} + i_{cs}i_{br} + i_{ds}i_{cr} + i_{es}i_{dr} + i_{as}i_{er}).\sin(\theta - \alpha)\} \\
T_e - C_r = J \cdot \frac{d}{dt} \Omega_r + K_f \cdot \Omega_r & \quad (I.12)
\end{aligned}$$

$$\text{Avec :} \quad \Omega_r = \frac{d}{dt} \theta_r \quad \text{et} \quad \omega_r = p \cdot \Omega_r$$

$J$  : Moment d'inertie

$K_f$  : coefficient de frottement

$C_r$  : Couple résistant imposé par la charge mécanique

$T_e$  : Couple électromagnétique

$\Omega_r$  : La vitesse mécanique de rotation

## I.5. Modèle de transformation

Les équations (I.9) et (I.12) ainsi obtenues, sont à coefficients variables (les termes des inductances mutuelles stator/rotor sont en fonction de la position du rotor ( $\theta_r$ ) entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (I.1) pour la commande. Dès lors la nécessité de changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, courant et flux) est indispensable pour simplifier les équations.

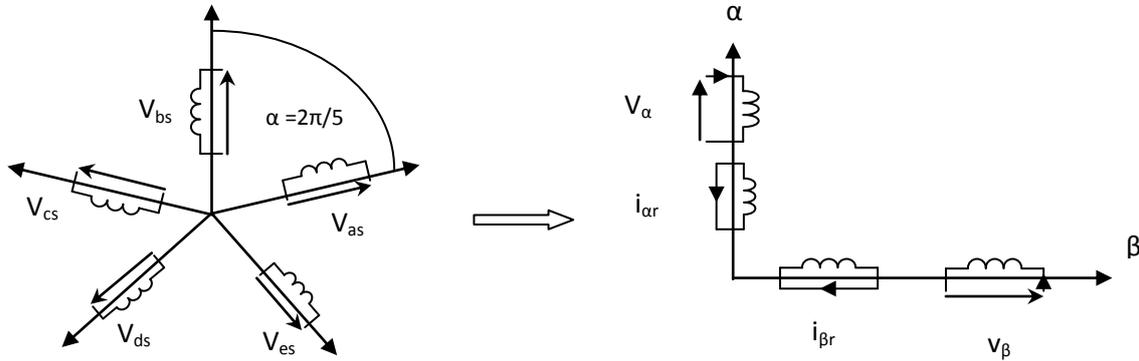
Cette transformation qui conserve la puissance instantanée [Mic-04], va permettre de transformer les enroulements statoriques ( $A, B, C, D, E$ ) et rotoriques ( $a, b, c, d, e$ ) en des enroulements équivalents du point de vue électrique et disposés selon deux axes ( $d, q$ ) orthogonaux.

### I.5.1. Transformation de Park

La transformation de Park permet donc de transformer un système électrique polyphasé équilibré en un système biphasé magnétiquement équivalent. La transformation de Park généralisée se fait en deux étapes :

**A. Transformation de Concordia**

Cette transformation permet de transformer le système polyphasé dans un système biphasé fixe ou stationnaire ( $\alpha, \beta$ ).



*Fig. I.2 : Transformation de Concordia.*

Le passage d'un repère à l'autre est régi par la matrice suivante [Ibb-05] :

$$T = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\alpha) & \cos(2\alpha) & \cos(3\alpha) & \cos(4\alpha) \\ 0 & \sin(\alpha) & \sin(2\alpha) & \sin(3\alpha) & \sin(4\alpha) \\ 1 & \cos(2\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(6\alpha) & \cos(8\alpha) \\ 0 & \sin(2\alpha) & \sin(4\alpha) & \sin(6\alpha) & \sin(8\alpha) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

Cette matrice est caractérisée par :

- La matrice transposée est elle-même la matrice inverse, ce qui conserve la puissance instantanée.
- Les amplitudes des grandeurs transformées ne sont pas conservées.

Sa matrice inverse est donnée alors par :

$$T^{-1} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\alpha) & \sin(\alpha) & \cos(2\alpha) & \sin(2\alpha) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(2\alpha) & \sin(2\alpha) & \cos(4\alpha) & \sin(4\alpha) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(3\alpha) & \sin(3\alpha) & \cos(6\alpha) & \sin(6\alpha) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(4\alpha) & \sin(4\alpha) & \cos(8\alpha) & \sin(8\alpha) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Les variables dans la nouvelle base seront exprimées par :

$$\begin{cases} \underline{v}_{\alpha\beta xy}^s = T \underline{v}_{abcde}^s \\ \underline{i}_{\alpha\beta xy}^s = T \underline{i}_{abcde}^s \\ \underline{\varphi}_{\alpha\beta xy}^s = T \underline{\varphi}_{abcde}^s \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} \underline{v}_{\alpha\beta xy}^r = T \underline{v}_{abcde}^r \\ \underline{i}_{\alpha\beta xy}^r = T \underline{i}_{abcde}^r \\ \underline{\varphi}_{\alpha\beta xy}^r = T \underline{\varphi}_{abcde}^r \end{cases} \quad (I.15)$$

Il est à noter que la transformation de Concordia ne simplifie pas toutes les équations du modèle de la machine, la matrice inductance mutuelle stator/rotor reste encore en fonction de la position ( $\theta_r$ ).

### Matrice de rotation

Dans la première étape et malgré la transformation faites au niveau du stator et rotor, il a été remarqué la présence de la position ( $\theta_r$ ) dans les équations des inductances mutuelles, chose qui rend la résolution du système d'équations fastidieuse, de ce fait on va procéder à un autre changement de base qui va conduire à des relations indépendante de la position ( $\theta_r$ ). Les équations du système seront écrites dans un repère rotatif décalé de ( $\Psi$ ) par rapport au stator (**Fig. I.3**).

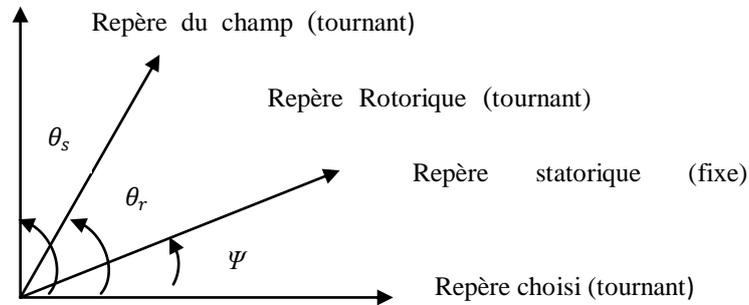


Fig. I.3 : Différents repère de la machine.

Ce repère est obtenu en combinant la matrice de Concordia avec une matrice de rotation[R], tel que :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos(\psi) & & & \\ -\sin(\psi) & \sin(\psi) & & & \\ & & 1 & & \\ & & & 1 & \\ & & & & 1 \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

Afin d'exprimer toutes les grandeurs dans un même repère, la transformation sera faite avec l'angle ( $\Psi$ ) pour les grandeurs statoriques et avec ( $\Psi - \theta_r$ ) pour les grandeurs rotoriques. La nouvelle matrice de passage [P] est :

$$[P]=[R]x[T]=$$

$$\sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\psi) & \cos(\psi-2\alpha) & \cos(\psi-3\alpha) & \cos(\psi-4\alpha) \\ 0 & \sin(\psi-\alpha) & \sin(\psi-2\alpha) & \sin(\psi-3\alpha) & \sin(\psi-4\alpha) \\ 1 & \cos(2\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(6\alpha) & \cos(8\alpha) \\ 0 & \cos(2\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(6\alpha) & \cos(8\alpha) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

Avec :  $\alpha=2\pi/5$ .

### I.5.1.1. Equations électriques de la machine

Après toutes les transformations faites au niveau du stator et rotor, les équations de la machines se résument par le système suivant :

$$\left| \begin{array}{ll} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} & v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} & v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} \\ v_{xs} = R_s i_{xs} + \frac{d}{dt} \varphi_{xs} & v_{xr} = R_r i_{xr} + \frac{d}{dt} \varphi_{xr} \\ v_{ys} = R_s i_{ys} + \frac{d}{dt} \varphi_{ys} & v_{yr} = R_r i_{yr} + \frac{d}{dt} \varphi_{yr} \\ v_{os} = R_s i_{os} + \frac{d}{dt} \varphi_{os} & v_{or} = R_r i_{or} + \frac{d}{dt} \varphi_{or} \end{array} \right. \quad (I-18)$$

### I.5.1.2. Equations magnétiques de la machine

Les équations de flux sont :

$$\begin{cases}
 \varphi_{ds} = (L_{ls} + 2.5M)i_{ds} + 2.5Mi_{dr} & \varphi_{dr} = (L_{lr} + 2.5M)i_{dr} + 2.5Mi_{ds} \\
 \varphi_{qs} = (L_{ls} + 2.5M)i_{qs} + 2.5Mi_{qr} & \varphi_{ds} = (L_{lr} + 2.5M)i_{qr} + 2.5Mi_{qs} \\
 \varphi_{xs} = L_{ls}i_{xs} & \varphi_{xr} = L_{lr}i_{xr} \\
 \varphi_{ys} = L_{ls}i_{ys} & \varphi_{yr} = L_{lr}i_{yr} \\
 \varphi_{0s} = L_{ls}i_{0s} & \varphi_{0s} = L_{ls}i_{0s}
 \end{cases} \quad (I-19)$$

Si on introduit l'inductance magnétisante ( $L_m$ ) les équations (I-19) deviennent :

$$\text{Avec:} \quad L_m = \frac{5}{2}M, L_s = L_{ls} + \frac{5}{2}M, L_r = L_{lr} + \frac{5}{2}M \quad (I-20)$$

$$\begin{cases}
 \varphi_{ds} = (L_{ls} + L_m)i_{ds} + L_m i_{dr} & \varphi_{dr} = (L_{lr} + L_m)i_{dr} + L_m i_{ds} \\
 \varphi_{qs} = (L_{ls} + L_m)i_{qs} + L_m i_{qr} & \varphi_{ds} = (L_{lr} + L_m)i_{qr} + L_m i_{qs} \\
 \varphi_{xs} = L_{ls}i_{xs} & \varphi_{xr} = L_{lr}i_{xr} \\
 \varphi_{ys} = L_{ls}i_{ys} & \varphi_{yr} = L_{lr}i_{yr} \\
 \varphi_{0s} = L_{ls}i_{0s} & \varphi_{0s} = L_{ls}i_{0s}
 \end{cases} \quad (I-21)$$

Finalement, la transformation de l'équation originale du couple (I-12) devient :

$$\begin{aligned}
 T_e &= \frac{5P}{2} M \{i_{dr}i_{qs} - i_{ds}i_{qr}\} \\
 T_e &= pL_m \{i_{dr}i_{qs} - i_{ds}i_{qr}\}
 \end{aligned} \quad (I-22)$$

#### Choix du référentiel :

**Référentiel lié au stator :** ce référentiel est immobile par rapport au stator, utilisé pour les démarrages et freinages des machines à courant alternatif avec branchement de résistances et est le mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

$$\omega_s = \int \theta_s dt = 0 \quad \omega_{sl} = \omega_g = -\omega$$

**Référentiel lié au rotor :** ce référentiel est immobile par rapport au rotor, utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

$$\omega_s = \int \theta_s dt = \omega \quad \omega_{sl} = 0$$

**Référentiel lié au champ tournant :** ce dernier est le mieux adopté pour la commande des machines asynchrones et synchrones.

$$\frac{d}{dt}\theta_s = \omega_s \quad \omega_{sl} = \omega_s - \omega$$

Où

- $\omega_s$  : La pulsation statorique
- $\omega$  : La pulsation mécanique
- $\omega_{sl}$  : La pulsation de glissement

## I.6. Modèle de la machine dans un repère défini

### A. Modèle de la machine dans un repère stationnaire ( $\alpha - \beta$ )

En vertu des équations (I-18)- (I-20), et vu que les composantes du sous-espace ( $x$ - $y$ ) sont négligeables parce qu'elles ne collaborent pas à la production du flux et couple et vu que le rotor est en court-circuit, donc la composante homopolaire est nulle, et vu que le repère est fixe par rapport au stator ( $\theta_s = 0$ ), les équations de la machine asynchrone pentaphasée se déduisent directement par:

$$\begin{cases} v_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \frac{d}{dt} \varphi_{\alpha s} & v_{\alpha r} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} + \omega_r \varphi_{\beta s} \\ v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d}{dt} \varphi_{\beta s} & v_{\beta r} = 0 = R_r i_{\beta r} + \frac{d}{dt} \varphi_{\beta r} - \omega_r \phi_{\alpha r} \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

$$\begin{cases} \varphi_{\alpha s} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} & \varphi_{\alpha r} = L_r i_{\alpha r} + L_m i_{\alpha s} \\ \varphi_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} & \varphi_{\beta r} = L_r i_{\beta r} + L_m i_{\beta s} \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

Notons enfin que ce repère qui sera pris en considération dans la commande de la machine.

### B. Modèle de la machine dans un repère tournant ( $d - q$ )

De même, les équations de la machine se déduisent en vertu des relations (I-18)- (I-20) et en tenant compte que  $\omega_s \neq 0$ ,  $\omega_{sl} = \omega_s - \omega$ :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} & v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} & v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} & \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} & \varphi_{dq} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{cases} \quad (I.26)$$

### I.6.1. Equations d'état de la machine

Vu la nécessité de représenter le modèle non linéaire de la machine sous forme d'équations

$$\text{d'état :} \quad \begin{cases} \frac{d}{dt} X = A.X + B.U \\ Y = C.X + D.U \end{cases}$$

Avec :

X : vecteur d'état

U : vecteur d'entrée

Si on choisit les composantes du vecteur X telle que :

$$\begin{aligned} X &= (\varphi_{ds}, \varphi_{qs}, i_{ds}, i_{qs}, \Omega)t \\ \begin{cases} \frac{d}{dt} X = A.X + B.U \\ \frac{d}{dt} \Omega = \frac{1}{J} (T_e - C_r - K_f \Omega) \end{cases} & \quad \Omega = \frac{\omega}{p} \end{aligned} \quad (I.27)$$

On aboutit finalement au modèle d'état de la machine dans un référentiel rotatif avec :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \omega_s & -R_s & 0 \\ -\omega_s & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{\sigma T_r L_s} & \frac{\omega}{\sigma L_s} & -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & (\omega_s - \omega) \\ -\frac{\omega}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma T_r L_s} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} ; U = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad : \text{ Constante de temps rotorique}$$

$$T_s = \frac{L_r}{R_s} \quad : \text{ Constante de temps statorique}$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \quad : \text{ Coefficient de Blondel}$$

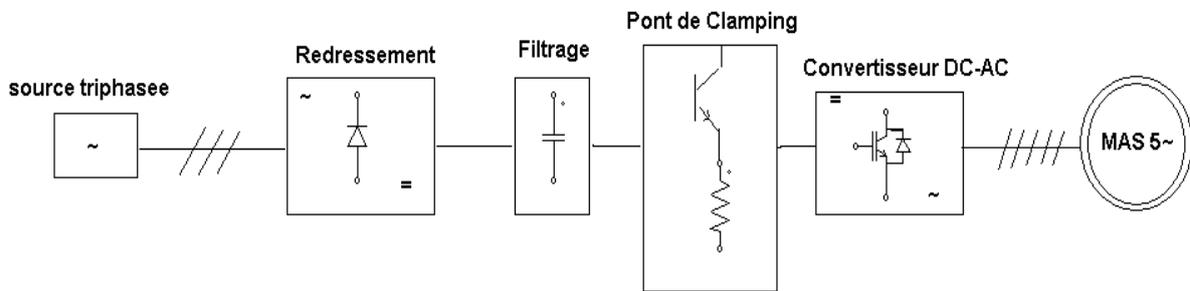
La matrice de transmission (D) est nulle et la matrice de sortie est donnée par :

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

### I.7. Modélisation de l'alimentation

Les machines asynchrones sont généralement conçues pour fonctionner à fréquence fixe qui est celle du réseau électrique, pour les faire tourner à vitesse variables elles doivent être alimentées à fréquence variable.

L'alimentation à fréquence variable se fait à l'aide des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est donné par la **Fig. I.4**, le convertisseur est composé d'une cascade : redresseur, filtre passe-bas et onduleur.



**Fig. I.4** : Synoptique de l'alimentation de la machine pentaphasée.

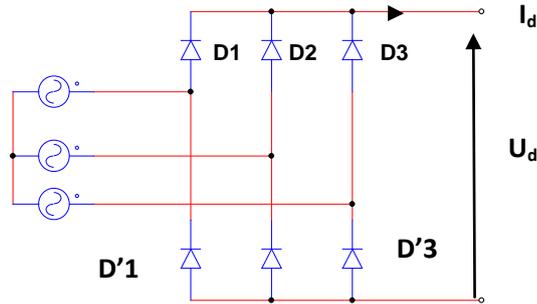
Les caractéristiques exigées de l'association convertisseur-machine dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble [**Tam-06**], pour assurer :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variables, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.

#### I.7.1. Modélisation du redresseur

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances souhaitées [**Sega-84**].

Dans le présent mémoire, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes. Le schéma de principe est représenté en *Fig. I.5*.



*Fig. I.5 : Redresseur à diodes.*

On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tension et de fréquence constante. On néglige aussi les chutes de tensions dues aux phénomènes d'empiètement anodiques et aux pertes dans les diodes [Sega-84]. Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{aligned}
 v_a &= \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin(\omega_{res}.t) \\
 v_b &= \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin(\omega_{res}.t - \frac{2\pi}{3}) \\
 v_c &= \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin(\omega_{res}.t - \frac{4\pi}{3})
 \end{aligned}
 \tag{I-28}$$

$\omega_{res} = 2\pi f$  : Pulsation du réseau.

$f$  : Fréquence du réseau.

$v_{eff}$  : Valeur efficace de la tension du réseau.

Le fonctionnement du redresseur à diode se caractérise par deux cas :

$D_i$  : Conduit si  $v_i = \max(v_j)$  ;  $j=1, 2,3$  ;  $i=1, 2,3$ .

$D'_i$  : Conduit si  $v_i = \min(v_j)$  ;  $j=1, 2,3$  ;  $i=1, 2,3$ .

Pendant chaque séquence de conduction, la tension de sortie du redresseur  $U_d$  est :

$$U_d = \max(v_j) - \min(v_j) ; \quad j=1, 2,3 \tag{I-29}$$

Sa valeur moyenne est donnée par :

$$\bar{U}_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi \cdot V_m} \quad (I-30)$$

Son facteur d'ondulation est donné par :

$$K\% = \frac{U_{d\max} - U_{d\min}}{2U_d} = 7\% \quad (I-31)$$

Ce facteur caractérise la qualité de la tension redressée, plus ce facteur est petit plus la tension redressée est moins ondulée.

### I.7.2. Modélisation du filtre intermédiaire

Pour minimiser l'ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre passe bas [Seg-84], il existe plusieurs choix, mais, le schéma le plus adéquat est celui qui tiendra compte de l'égalité des valeurs de tensions aux bornes des deux condensateurs de filtrage [Tam-06]. La structure développée du filtre peut être représentée par la Fig. I.6. Son modèle est défini par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_d - i_{d1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_d - i_{d1} - i_{d0} \end{cases} \quad (I.32)$$

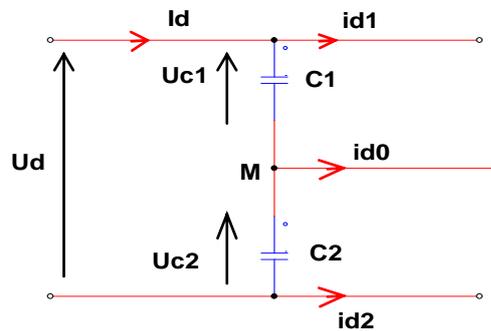


Fig. I.6 : Structure du filtre intermédiaire.

### I.7.3. Modélisation du pont de Clamping

Vu le déséquilibre qui peut survenir entre les valeurs des deux tensions d'entrée de la source continue, un pont d'équilibrage dit pont de Clamping (Fig. I.7) est souvent inséré dans

la structure d'alimentation et est constituée d'un transistor et d'une résistance aux borne de chaque condensateur de filtrage. La commande des transistors est faite de telle sorte qu'on conserve l'égalité de tension  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$ .

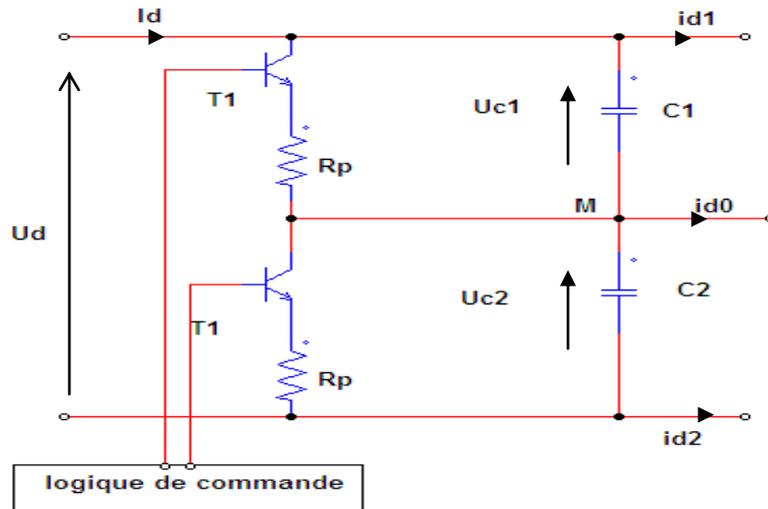


Fig. I.7 : Structure du pont de Clamping.

Le modèle du pont de *Clamping* est régi par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} = I_d - i_{d1} - i_{r1} \\ C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} = I_d - i_{d1} - i_{d0} - i_{r2} \end{cases} \quad (I.33)$$

Avec :

$$\begin{cases} i_{r1} = \frac{U_{C1}}{R_p} \\ i_{r2} = \frac{U_{C2}}{R_p} \end{cases}$$

Les algorithmes de commande du pont de *Clamping* est le suivant:

$$\begin{cases} \text{si } U_{C1} > \frac{U_d}{2} \rightarrow T_1 = 1 \text{ et } T_2 = 0 \\ \text{si } U_{C2} > \frac{U_d}{2} \rightarrow T_2 = 1 \text{ et } T_1 = 0 \end{cases} \quad (I.34)$$

## I.7.4. Modélisation de l'onduleur

### I.7.4.1. Introduction

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (*DC/AC*). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique aujourd'hui. L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence variable (*MLI*) pour la variation de vitesse des machines électriques. L'onduleur de tension à *MLI* permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau standard 220/380V, 50Hz. La structure du convertisseur statique qui alimente la machine est constituée essentiellement, d'un pont redresseur (*AC/DC*) connecté au réseau, contrôlé ou pas [Mar-05]. Après redressement, la tension (étage continu) est filtrée par des composants passifs C ou LC, pour être finalement appliquée à l'onduleur.

L'onduleur qui est connecté à la machine, est constitué de  $n$  bras (équivalent aux nombre de phase de la machine) formé d'interrupteurs électroniques choisis essentiellement selon la puissance et la fréquence de travail, chaque bras compte des composants de puissance complémentaires munis de diode montée en antiparallèle. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la machine une fois les interrupteurs sont ouverts. À noter qu'un temps de retard doit exister pratiquement entre les interrupteurs haut et bas d'un même bras afin d'éviter le court-circuit de la source continu. L'onduleur est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (*MLI*), appelée en anglais (*Pulse Width Modulation PWM*). Il existe plusieurs techniques *PWM*, la *PWM* dite sinus-triangle (*STPWM*), et la *MLI* vectorielle ou (*Space Vector PWM*) abrégée (*SVPWM*), devenue très sollicitée par les industriels et chercheurs en commande des machines électriques [Bim-02].

### I.7.4.2. Choix des interrupteurs

Les paramètres suivants sont importants pour un interrupteur en semi-conducteur conçu pour les applications de conversion de puissance [Tim-02]:

- Courant maximal supporté.
- Tension maximale bloquée.
- Chute de tension à l'état passant et sa dépendance de la température.
- Courant de fuite à l'état bloqué.
- Capacité thermique.

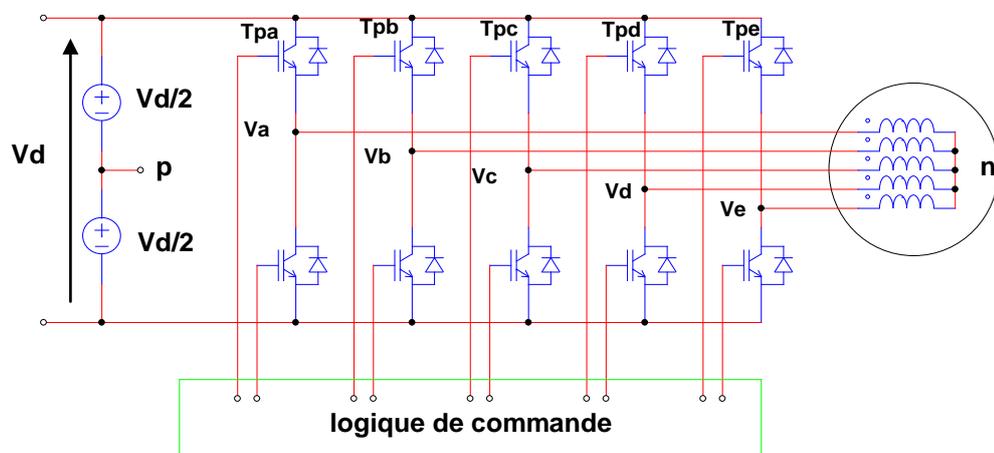
- Temps de transition de commutation pendant l'ouverture et la fermeture.
- La tenue en  $dv/dt$  à l'état bloqué ou pendant l'ouverture.
- La tenue en  $di/dt$  à l'état passant ou pendant la fermeture.
- Capacité de résister aux courants et tensions excessifs.
- Pertes de commutation.
- La puissance contrôlée.

D'une manière générale, la constitution des semi-conducteurs de puissance est différente de leurs équivalents de courant faible. Des modifications sont faites sur les structures de bases afin de les adapter aux hautes tensions et aux forts courants.

### I.7.5. Modèle mathématique de l'onduleur à deux niveaux

L'onduleur est un convertisseur statique permettant, à partir d'un signal continu, d'imposer un signal alternatif à fréquence et amplitude variables [Seg-89]. Il joue un rôle très important dans la commande des machines, particulièrement la machine asynchrone.

La *Fig. I.8*, illustre le schéma structurel d'un onduleur deux niveaux cinq phases alimentant le stator de la machine asynchrone pentaphasée. Le montage onduleur deux niveaux est constitué de 10 interrupteurs bidirectionnels en tension, chaque interrupteur est constitué d'un transistor et d'une diode de récupération montée en tête-bêche. Les couples d'interrupteurs  $(k_{11}, k_{12})$ ,  $(k_{21}, k_{22})$ ,  $(k_{31}, k_{32})$ ,  $(k_{41}, k_{42})$ ,  $(k_{51}, k_{52})$  sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source.



*Fig. I.8 : Représentation de l'onduleur pentaphasé.*

### I.7.5.1. Les tensions dans les phases de la MAS

Pour un onduleur pentaphasée, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Donc pour chaque bras il y'a deux états indépendants. Ces derniers peuvent être considérés comme une grandeur booléenne. On considère à chaque composant une variable logique.

- $T_{pi} = 1$  si le transistor  $T_{pi}$  est passant (alors  $V_{aM} = V_0$ ), sinon  $T_{pi} = 0$ .
- $D_{ni} = 1$  si diode  $D_{ni}$  est passante (alors  $V_{aM} = V_0$ ), sinon  $D_{ni} = 0$ .  
( $i=a,b,c,d,e$ )

Pour simplifier l'étude, on suppose que la commutation des interrupteurs est instantanée et on néglige les chutes de tensions aux bornes des interrupteurs.

$$\text{Pour les tensions simples on a : } \begin{cases} v_{an} = v_{ap} - v_{np} \\ v_{bn} = v_{bp} - v_{np} \\ v_{cn} = v_{cp} - v_{np} \\ v_{dn} = v_{dp} - v_{np} \\ v_{en} = v_{ep} - v_{np} \end{cases} \quad (\text{I-35})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} v_{ap} = S_a V_d - \left(\frac{V_d}{2}\right) \\ v_{bp} = S_b V_d - \left(\frac{V_d}{2}\right) \\ v_{cp} = S_c V_d - \left(\frac{V_d}{2}\right) \\ v_{dp} = S_d V_d - \left(\frac{V_d}{2}\right) \\ v_{ep} = S_e V_d - \left(\frac{V_d}{2}\right) \end{cases} \quad (\text{I-36})$$

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre est isolé alors :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} + v_{dn} + v_{en} = 0 \quad (\text{I-37})$$

$$\text{Alors : } v_{np} = \frac{v_{ap} + v_{bp} + v_{cp} + v_{dp} + v_{ep}}{5} \quad (\text{I-38})$$

On obtient finalement sous forme matricielle :

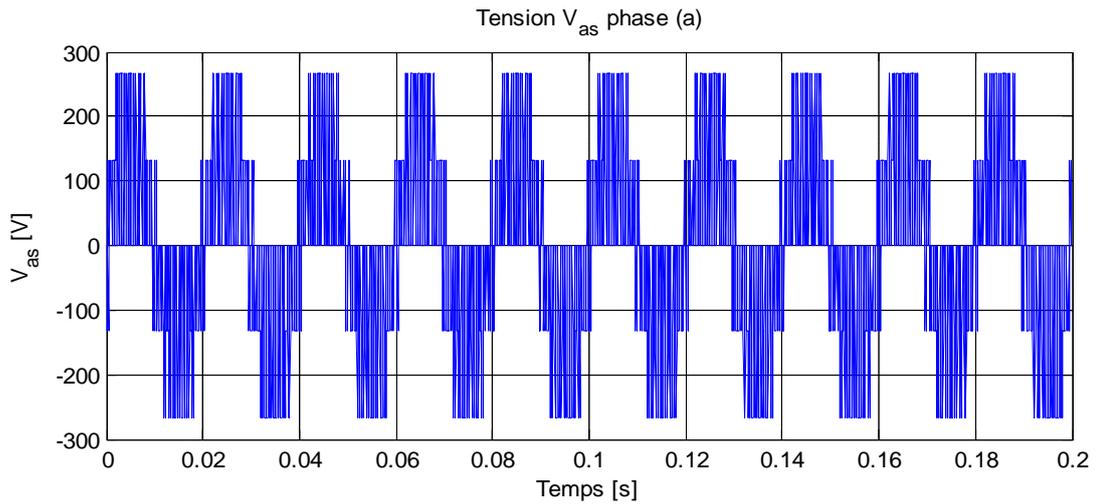
$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \\ v_{dn} \\ v_{en} \end{bmatrix} = \frac{1}{5} \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ap} \\ v_{bp} \\ v_{cp} \\ v_{dp} \\ v_{ep} \end{bmatrix} = \frac{V_d}{5} \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \\ S_d \\ S_e \end{bmatrix} \quad (\text{I-39})$$

Chaque fonction de commutation de phase appelée  $S_a, S_b, S_c, S_d, S_e$  peut prendre les deux valeurs 1 ou 0 basée sur l'état de l'interrupteur haut ou bas. Si l'interrupteur haut est conducteur alors la fonction de commutation prend une valeur 1, sinon 0.

On utilisant ces variables booliennes de l'état des interrupteurs, on obtient finalement les équations des tensions simples de l'onduleur :

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{V_d}{5} (4S_a - S_b - S_c - S_d - S_e) \\ v_{bn} = \frac{V_d}{5} (-S_a + 4S_b - S_c - S_d - S_e) \\ v_{cn} = \frac{V_d}{5} (-S_a - S_b + 4S_c - S_d - S_e) \\ v_{dn} = \frac{V_d}{5} (-S_a - S_b - S_c + 4S_d - S_e) \\ v_{en} = \frac{V_d}{5} (-S_a - S_b - S_c - S_d + 4S_e) \end{cases} \quad (I.40)$$

La **Fig. I.9**, illustre l'allure de la tension de la phase(a) d'un onduleur à deux niveaux.



**Fig. I.9** : La tension d'une phase d'un onduleur 2N.

**I.7.6. Structure de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC**

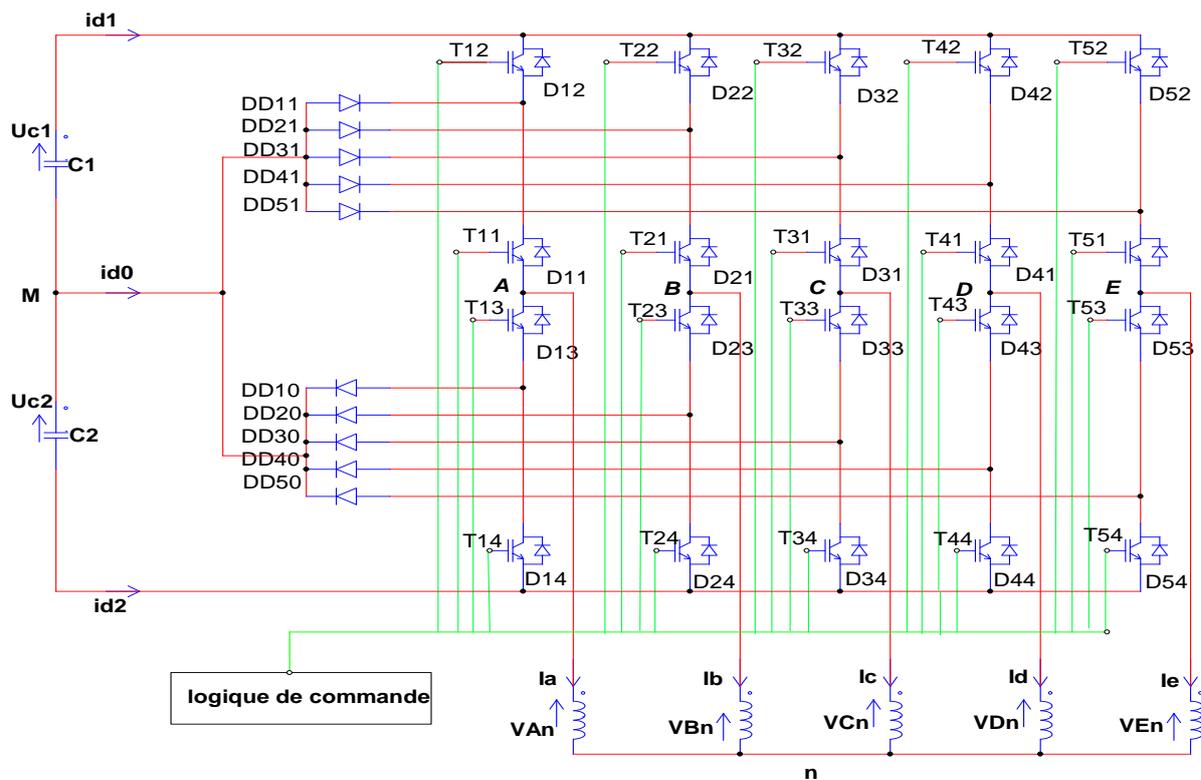
L'augmentation dans les niveaux de tension (trois dans ce cas) dans les onduleurs à pour but l'amélioration de la qualité de la forme d'onde, qui se traduira par une réduction de sa

distorsion harmonique. Ceci peut entraîner des avantages considérables comme la diminution des pertes fer et des ondulations du couple.

Ainsi, les contraintes imposées par la tension continue et le courant absorbé par la machine seront réparties sur différents semi-conducteurs et par conséquent, permettront d'accéder à des applications de plus forte puissance avec une technologie de semi-conducteurs donnée où traiter une application d'une puissance donnée avec des semi-conducteurs de calibre réduit qui donnent généralement un meilleur compromis entre performances statiques et performances dynamiques (temps de commutation, pertes par commutation, fréquence de découpage) [CHA-01- 90] [MAR- 02][DEA- 00].

La structure de l'onduleur trois niveaux choisis (*NPC : Point Neutre Clampé*) est illustrée dans la **Fig. I.10**. Elle montre le circuit de puissance de l'onduleur *NPC-3N*. Chaque bras de l'onduleur est constitué de quatre paires (Diode - Transistor) représentant chacune un interrupteur bidirectionnel et deux diodes médianes permettant d'avoir le niveau zéro de la tension de sortie de l'onduleur.

Cette structure impose l'utilisation des interrupteurs commandables à l'amorçage et au blocage. Dans notre cas, on utilisera des *IGBT* en antiparallèle avec des diodes.



**Fig. I.10** : Structure d'un onduleur pentaphasé trois niveaux type NPC.

**I.7.6.1. Modélisation de l'onduleur à trois niveaux**

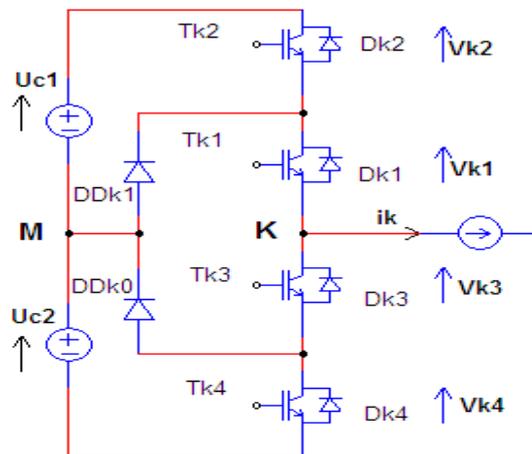
**I.7.6.1.1. Hypothèses simplificatrices**

Pour simplifier le modèle on admet que :

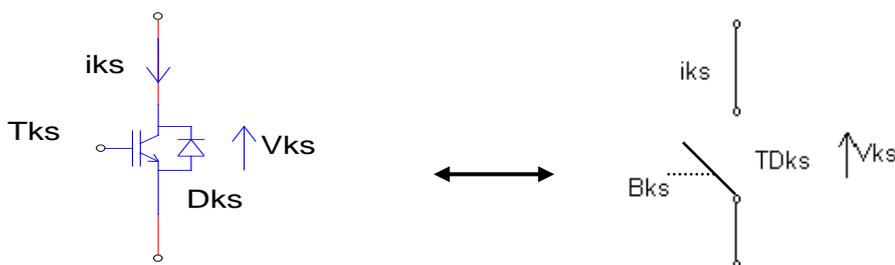
- ✓ La commutation des interrupteurs est instantanée ;
- ✓ Le diviseur de tension est parfait ;
- ✓ La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- ✓ La charge est équilibrée de configuration étoile à neutre isolé.

Notons encore que la condition de complémentarité de chaque bras soit vérifiée à chaque instant pour éviter un court circuit (source) ou un circuit ouvert (charge).

La symétrie de l'onduleur va nous permettre de simplifier l'étude sur un seul bras (*Fig. I.11*) dont chaque couple transistor/diode sera équivalent à un seul interrupteur bidirectionnel commandé par le signal  $B_{ks}$  (*Fig. I.12*).

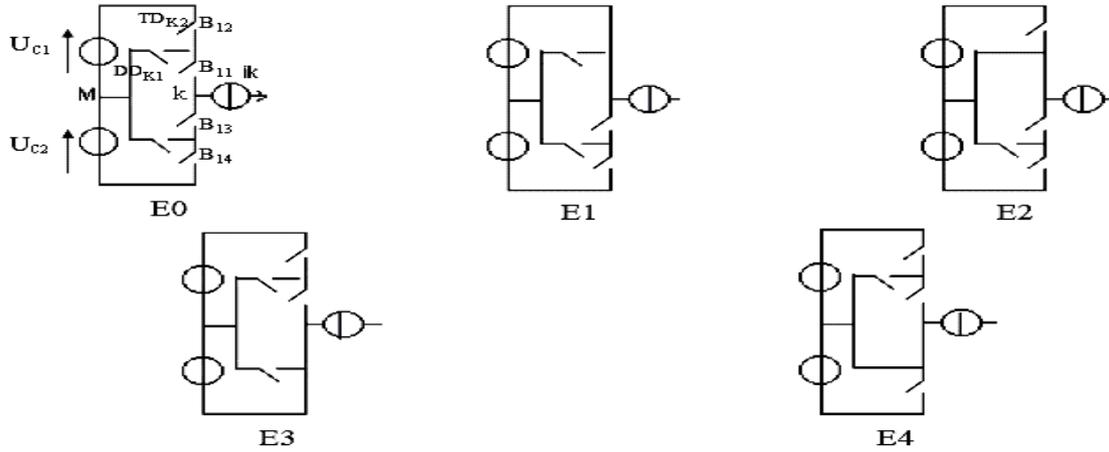


*Fig. I.11 : Bras K d'onduleur NPC-3N.*



*Fig. I.12 : Interrupteur bidirectionnel équivalent du couple transistor/diode.*

L'analyse topologique d'un seul bras montre cinq configurations possibles. La **Fig. I.13**, représente ces différentes configurations ( $E_0, E_1, E_2, E_3, E_4$ ) pour ( $U_{C1}=U_{C2}=U_C/2$ ).



**Fig. I.13 :** Différentes configurations possibles du fonctionnement d'un bras.

**I.7.6.1.2. Commandabilité de l'onduleur**

On suppose dans ce qui suit que le convertisseur en question est en mode commandable, cela veut dire que les transitions entre les différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des interrupteurs) [Far-06].

**A. Fonction de connexion des interrupteurs**

Sur la base de la commande externe des semi-conducteurs, on peut définir des fonctions de connexions tout en respectant la condition :

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \tag{I.41}$$

Le **tableau I.1**, résume les différents cas du potentiel  $V_k$  en fonction de  $B_{ks}$ :

$B_{k1}$	$B_{k2}$	$B_{k3}$	$B_{k4}$	$V_k$
0	0	1	1	$-U_{c2}$
0	1	0	1	inconnue
1	0	1	0	0
1	1	0	0	$U_{c2}$

**Tableau I.1 :** Les différentes combinaisons des interrupteurs.

La fonction de connexion de chaque interrupteur est définie comme étant une fonction qui décrit l'état ouvert ou fermé de celui-ci, elle vaut :

$$\begin{cases} F_{ks} = 1 & \text{si } TD_{ks} \text{ est fermé} \\ F_{ks} = 0 & \text{si } TD_{ks} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{I.42})$$

En mode commandable, les fonctions de connexion de l'onduleur sont liées par la relation (I.41).

$$\begin{cases} F_{k1} = 1 - F_{k4} \\ F_{k2} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (\text{I.43})$$

Avec,  $k=1, 2, 3, 4$  ou  $5$ , représente le numéro du bras.

On définit la fonction de connexion du demi-bras  $F_{km}^b$  comme suit:

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \end{cases} \quad (\text{I.44})$$

On désigne par:  $m = 1$ : le demi-bras du haut et  $m = 0$ : le demi-bras du bas. Les potentiels des nœuds A, B, C, D et E de l'onduleur pentaphasé à trois niveaux, par rapport au point M s'expriment comme suit [Ber-11]:

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}^b \cdot U_{c1} - F_{10}^b U_{c2} \\ V_{BM} = F_{21}^b \cdot U_{c1} - F_{20}^b U_{c2} \\ V_{CM} = F_{31}^b \cdot U_{c1} - F_{30}^b U_{c2} \\ V_{DM} = F_{41}^b \cdot U_{c1} - F_{40}^b U_{c2} \\ V_{EM} = F_{51}^b \cdot U_{c1} - F_{50}^b U_{c2} \end{cases} \quad (\text{I.45})$$

## B. Fonction de conversion

La relation de Charles permet d'écrire :

$$\begin{cases} V_{AM} = V_{An} + V_{nM} \\ V_{BM} = V_{Bn} + V_{nM} \\ V_{CM} = V_{Cn} + V_{nM} \\ V_{DM} = V_{Dn} + V_{nM} \\ V_{EM} = V_{En} + V_{nM} \end{cases} \quad (\text{I.46})$$

Comme le système est supposé équilibré alors :

$$V_{An} + V_{Bn} + V_{Cn} + V_{Dn} + V_{En} = 0 \quad (\text{I.47})$$

En vertu des équations (I.45), (I.46) et (I.47), on trouve finalement les expressions des tensions simples de l'onduleur en fonction du bus continu et des fonctions de connexions des demi-bras comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \\ v_{dn} \\ v_{en} \end{bmatrix} = \frac{1}{5} \cdot \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \\ F_{41}^b \\ F_{51}^b \end{bmatrix} \cdot U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \\ F_{40}^b \\ F_{50}^b \end{bmatrix} \cdot U_{c2} \right\} \quad (\text{I.48})$$

### I.7.6.1.3. Stratégies de commande de l'onduleur pentaphasé à trois niveaux

Les techniques de *MLI* ou (*PWM*) ont été l'objet de recherches intensives, un nombre important de méthodes, différentes de par leurs concepts et leurs performances ont été développées. Le choix d'une technique dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme.

Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix. Les critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités des différentes techniques *PWM*. Ils se résument en:

L'index de modulation, le facteur de distorsion harmonique et le spectre harmonique de courant (ou analyse *FFT* : *Fast Fourier Transformation*), l'harmonique de couple, et les pertes à la commutation [Bro-04].

On étudiera dans la suite deux stratégies de commande des onduleurs à trois niveaux :

- ✓ Triangulo-sinusoidale à une seule porteuse.
- ✓ Triangulo-sinusoidale à deux porteuses.

Le critère qui sera considéré est tel que la forme d'onde de la tension de sortie soit la plus proche possible d'une sinusoïde, donc avec un minimum d'harmoniques.

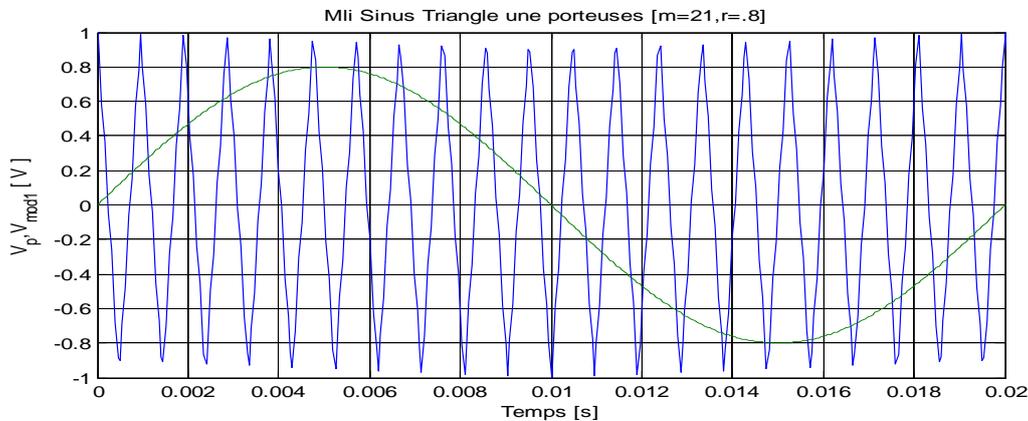
#### I.7.6.1.4. Caractéristique de la MLI

Si la référence est sinusoïdale, On définit deux grandeurs :

- L'indice de modulation  $m$  : égal au rapport de la fréquence  $f_p$  de la porteuse sur la fréquence de la référence ou modulante  $f_r$  ( $m = \frac{f_p}{f_r}$ ).
- Le coefficient de réglage en tension  $r$  : égal au rapport de l'amplitude  $V_m$  de la tension de référence à la valeur crête  $V_p$  de la porteuse ( $r = \frac{V_m}{V_p}$ ).

#### A. Commande Triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse

Son principe général est de comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire ou en dent de scie. La **Fig. I.14**, montre la porteuse et la tension de référence de la première phase en valeur absolue pour  $m = 21$  et  $r = 0,8$ .



**Fig. II.14** : Principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse.

La modulation est dite synchrone si l'indice de modulation  $m$  est entier, c'est-à-dire lorsque la fréquence de la porteuse est un entier multiple de la fréquence de l'onde de référence  $f$ .

Si l'indice de modulation est impair, le développement en série de Fourier de la tension de sortie ne comporte alors que des harmoniques impaires.

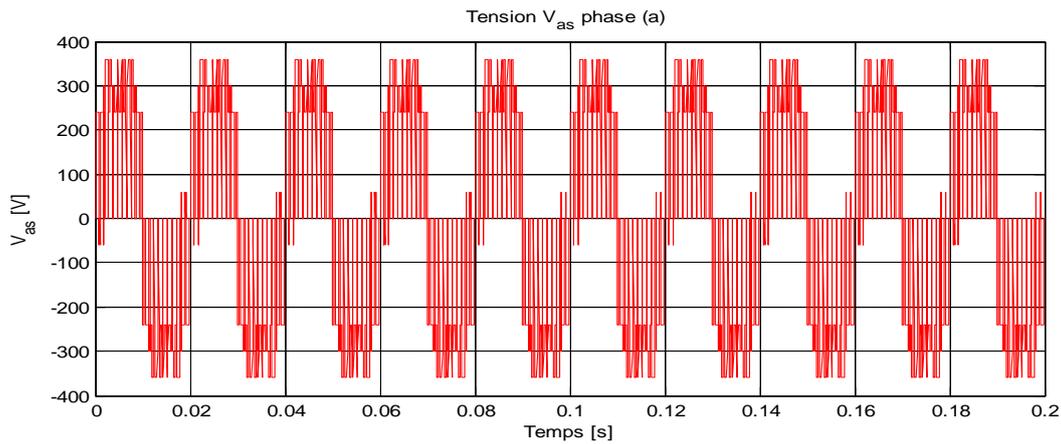
Si l'indice  $m$  est pair, on trouve la composante continue plus les harmoniques pairs et impairs.

L'augmentation de la modulation  $m$  permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées et donc facilement filtrées.

### Algorithme de commande

Cet algorithme, se résume pour un bras  $k$  par le système d'équation suivant :

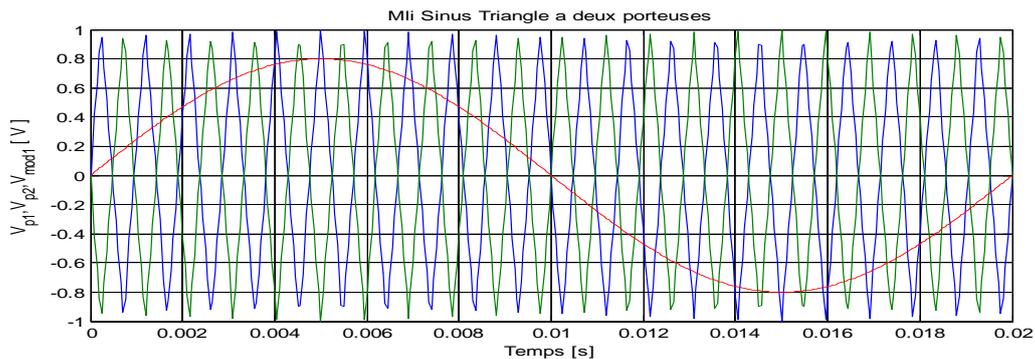
$$\begin{aligned} & \left( \text{si } |V_{refk}| \leq V_p \text{ alors } B_{k1} = 1 \quad \& \quad B_{k2} = 0 \right) \\ & \left( \text{si } |V_{refk}| > V_p \ \& \ (V_{refk} > 0) \text{ alors } B_{k1} = 1 \ \& \ B_{k2} = 1 \right) \quad \text{(I.49)} \\ & \left( \text{si } |V_{refk}| > V_p \ \& \ (V_{refk} < 0) \text{ alors } B_{k1} = 0 \ \& \ B_{k2} = 0 \right) \end{aligned}$$



**Fig. I.15 :** Allure de la tension d'une phase de l'onduleur 3N à une seule porteuse.

### B. Commande Triangulo-sinusoidale à deux porteuses

On peut utiliser deux porteuses identiques, déphasées d'une demi période de hachage l'une de l'autre afin d'améliorer le taux d'harmoniques des tensions de sortie. On choisit deux porteuses en dents de scie bipolaires. La **Fig. I.16**, présente le principe de la stratégie sinus-triangle à deux porteuses bipolaire sur une période.



**Fig. I.16 :** Principe de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuse bipolaire.

### Algorithme de commande

Cet algorithme est basé sur la comparaison des tensions de références avec deux porteuses bipolaires. Les signaux intermédiaires et les ordres de commutations s'obtiennent en deux étapes **A** et **B** comme suit :

#### A .Détermination des signaux intermédiaires $v_{k0}$ et $v_{k1}$

$$\begin{cases} \text{si } v_{refk} \geq v_{p1} \text{ alors } & v_{k1} = \frac{E}{2} \\ \text{si } v_{refk} < v_{p1} \text{ alors } & v_{k1} = 0 \end{cases} \quad (I.50)$$

$$\begin{cases} \text{si } v_{refk} \geq v_{p2} \text{ alors } & v_{k1} = 0 \\ \text{si } v_{refk} < v_{p2} \text{ alors } & v_{k1} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad (I.51)$$

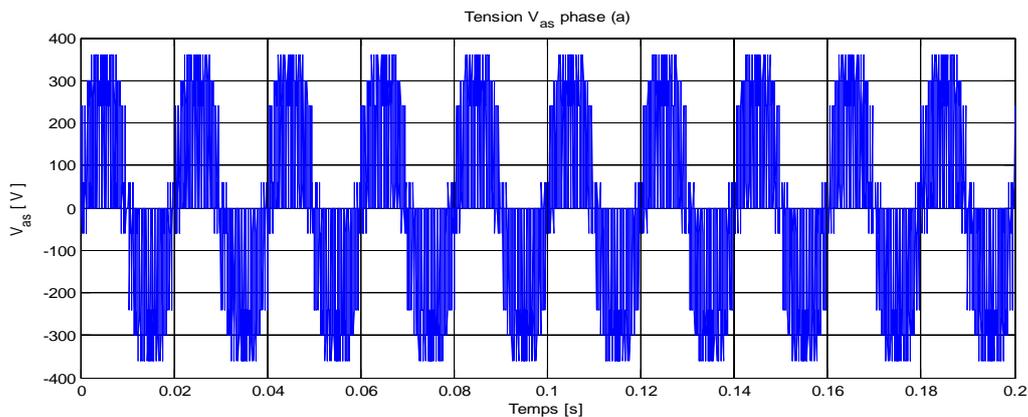
#### B. Détermination du signal $V_{k2}$ et les ordres de commandes $B_{k1}$ $B_{k2}$

$$\begin{cases} v_{k2} = \frac{E}{2} \text{ alors } & B_{k1} = 1 \text{ et } B_{k2} = 1 \\ v_{k2} = 0 \text{ alors } & B_{k1} = 1 \text{ et } B_{k2} = 0 \\ v_{k2} = -\frac{E}{2} \text{ alors } & B_{k1} = 0 \text{ et } B_{k2} = 0 \end{cases} \quad (I.52)$$

Avec,

$$\begin{cases} v_{k2} = v_{k1} + v_{k2} \\ B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \quad (I.53)$$

La **Fig. I.17**, illustre l'allure de la tension d'une phase issue d'un onduleur 3N à deux porteuses bipolaires ( $m=21$ ,  $r=.8$ ).



**Fig. I.17** : Allure de la tension d'une phase de l'onduleur 3N à deux porteuses.

## I.8. Résultats de la simulation

### I.8.1. Alimentation directe et par onduleur de tension

Nous avons simulé le démarrage de la machine asynchrone alimentée par le réseau triphasé équilibré de fréquence  $f=50\text{Hz}$ . Les paramètres de la machine sont donnés en *Annexe A* ; les simulations sont effectuées dans l'environnement *Matlab/Simulink*.

Les résultats de simulation sont données en *Fig. I.20*, *Fig. I.21* et *Fig. I.22*, la première illustre le démarrage en alimentant la machine par un système de tension pentaphasée, dans la deuxième, la machine est alimentée par un onduleur deux niveaux, enfin la troisième figure, présente les réponses de la machine alimentée par un onduleur trois niveaux.

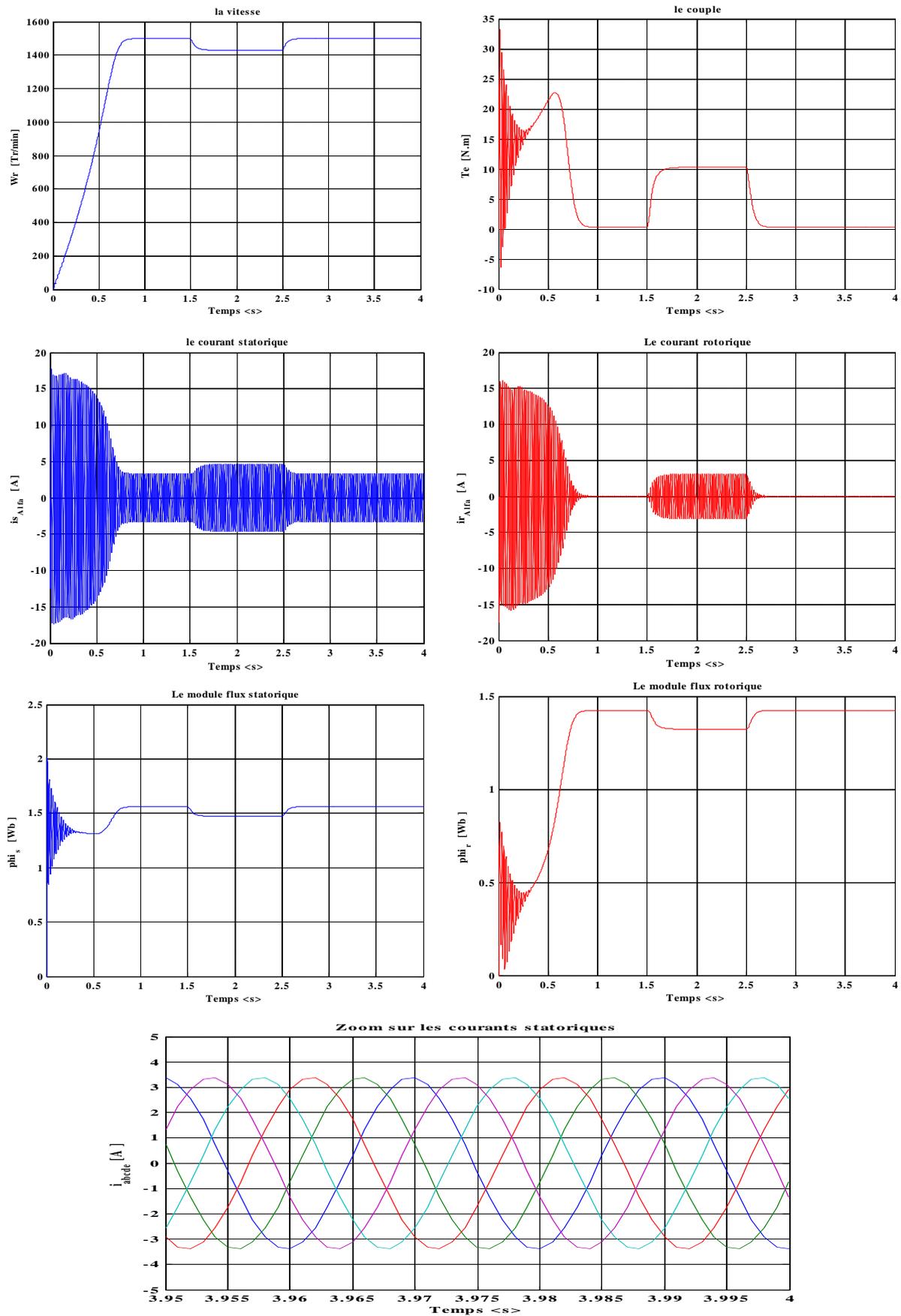


Fig. I.20: Résultats de simulation pour l'alimentation directe de la machine asynchrone pentaphasée avec application d'une charge ( $C_r=10N.m$ ) entre  $t_1=1.5s$  et  $t_2=2.5s$ .

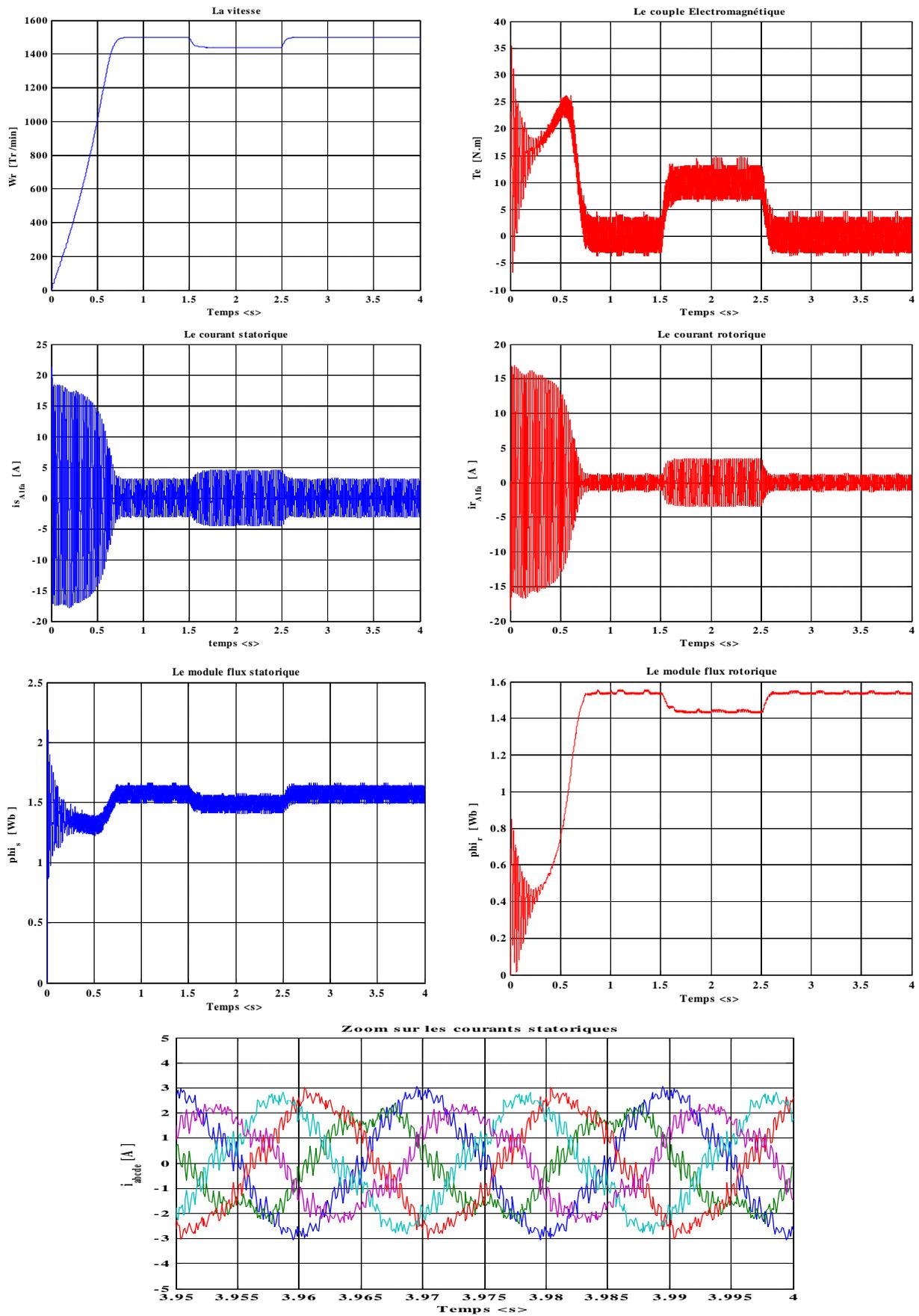


Fig. I.21: Résultats de simulation pour l'alimentation de la machine asynchrone pentaphasée par un onduleur 2N avec application d'une charge ( $Cr=10N.m$ ) entre  $t1=1.5s$  et  $t2=2.5s$ .

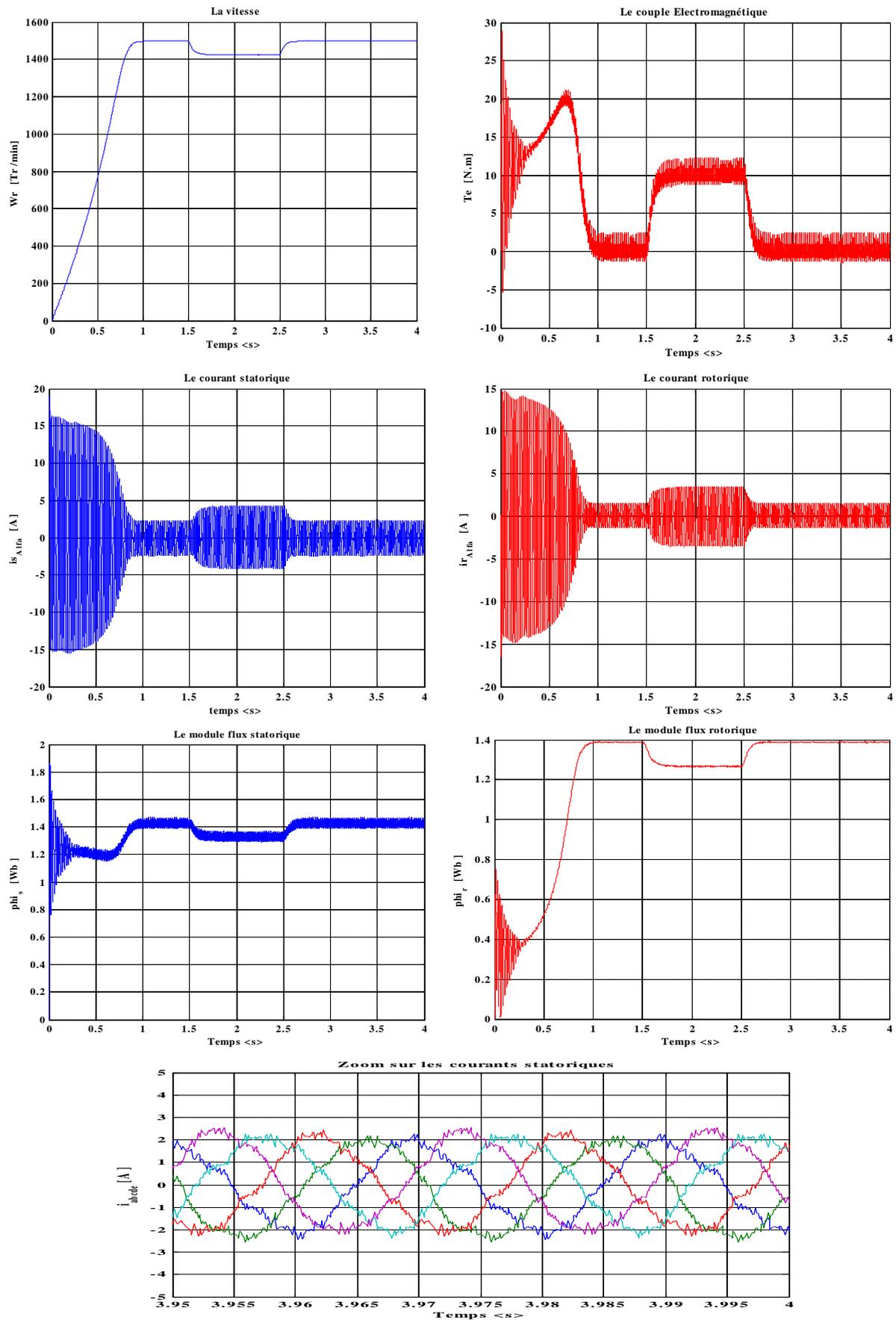


Fig. 1.22: Résultats de simulation pour l'alimentation de la machine asynchrone pentaphasée par un onduleur 3N avec application d'une charge ( $C_r=10N.m$ ) entre  $t_1=1.5s$  et  $t_2=2.5s$ .

### II.8.2. Interprétation des résultats de simulation

Pour ce fonctionnement de la machine alimentée directement par un système de tension pentaphasée [220/380V et 50Hz], l'examen des courbes de la **Fig. I.20**, montre que durant la phase où la machine est à vide, la vitesse atteint une vitesse très proche de celle du synchronisme (*Glissement presque nul*), avec un accroissement presque linéaire.

Pendant le régime transitoire, le couple fortement pulsatoire, présente aux premiers instants de démarrage des battements importants; en régime stationnaire, le couple électromagnétique s'annule. Le courant statorique se stabilise à la constante qui définit le courant nécessaire à la magnétisation de la machine asynchrone à vide sous une tension nominale. À l'instant ( $t=1.5s$ ) une charge ( $C_r=10N.m$ ) est appliquée à l'arbre de la machine (démarrage en charge), l'ors de l'application de la perturbation de couple, le couple électromagnétique rejoint sa valeur pour compenser cette oscillation avec une réponse quasi instantanée, avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant nominal, mais on constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par un glissement, ce qui est un résultat évident (la vitesse diminue pour les sur- charges). On remarque également que les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre de la machine.

Lors de l'alimentation par onduleur de tension (**Fig. I.21** et **Fig. I.22**), et après insertion d'un couple résistant égal à ( $10N.m$ ), les résultats présentent les mêmes évolutions qu'avec alimentation directe, néanmoins, on remarque la présence de fortes ondulations du couple électromagnétique qui sont dues à l'onduleur de tension et aux harmoniques d'ordre supérieure générées dans ce type d'alimentation. En régime permanent, le couple continu avec des oscillations moins importante autour d'une valeur moyenne correspond aux pertes par frottements et ventilation. La forme des courants absorbés est proche d'une sinusoïde.

Les <zoom> faites sur les courant statoriques de la machine, montrent clairement l'impacte du type d'onduleur choisi sur les ondulations du courant et par suite sur les différentes réponses de la machines. Cela prouve la nécessité d'augmenter le niveau de tension pour diminuer davantage d'harmoniques et par suite, réduire les pertes au sein de la machine qui s'accompagnent généralement par de fortes ondulations du couple et génération de bruit audible.

## I.9. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation du système machine onduleur asynchrone pentaphasée. Dans la première partie on a donné la représentation mathématique de la machine asynchrone dans un référentiel pentaphasée avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire la représentation de la machine à des référentiels biphasés.

Après alimentation directe et par onduleur de tension, nous avons vérifié la validité du modèle de la machine dans le plan  $(\alpha, \beta)$ . Les mêmes résultats peuvent être obtenus dans le plan  $(d, q)$ .

L'utilisation de deux types d'alimentation par onduleur, nous a permis de voir l'impact d'augmenter les niveaux de tension pour minimiser davantage d'harmoniques et par conséquent les pertes tant au niveau de l'onduleur et la machine.

Dans cette partie, la machine fonctionnait dans un régime nominal, pour commander cette machine dans son fonctionnement dynamique, nous allons utiliser une commande directe du couple et voir son comportement, cela fera l'objet du prochain chapitre.

## Chapitre II

### La commande Directe du Couple de la machine asynchrone pentaphasée

#### II.1. Introduction

La commande directe du couple et du flux *DTFC* abrégée *DTC* a été introduite il y a plus d'une vingtaine d'année par *Takahashi* et *Depenbroak*, différente de la commande *FOC*, la *DTC* vise une exploitation directe du couple et du flux produit par la machine asynchrone alimentée par l'onduleur [Tak-85].

Ses majeurs avantages sont, moins de paramètres de la machine utilisés dans ses équations, pas de transformation entre référentiels, pas de régulateurs de courants, pas de générateur *MLI* ce qui améliore considérablement la réponse dynamique, et sans recours à des capteurs mécaniques [Mar-05].

Ses principaux inconvénients sont : le nombre limité de vecteurs tensions disponibles (cas du triphasé) engendre les ondulations du couple, flux, et des courants en régime permanent qui sont reflétées sur l'estimation de la vitesse et sa réponse, et aussi se traduisent par des bruits acoustiques accrus. En outre, sa sensibilité aux variations de la résistance statorique qui constitue son majeur inconvénient. La suppression de l'étage *MLI*, principale caractéristique de la *DTC* et l'introduction de contrôleurs d'hystérésis pour le couple et le flux ont pour conséquence d'avoir une fréquence de commutation variable [Mar-05], [Tak-89]

#### II.2. Principe de la commande directe du couple

Le terme commande directe du couple et du flux vient du fait que sur la base des erreurs entre les valeurs de références et celles estimées du couple et du flux, il est possible de commander directement les états de l'onduleur afin de réduire les erreurs dans les limites de la bande de régulateurs à hystérésis prédéterminée.

En d'autres termes la commande directe du couple est basée sur l'orientation du flux statorique en utilisant les valeurs instantanées des vecteurs de tension. Ces vecteurs sont choisis à partir d'une table de commutation.

#### II.3. Détermination des vecteurs de tensions

Le vecteur de tension  $V_s$  est délivré par un onduleur deux niveaux de tension, dont l'état des interrupteurs, supposés parfaits, est contrôlé par cinq grandeurs booléennes de commande

$S_j$  ( $j = a, b, c, d, e$ ) [CHA -95], [MAR- 00], [NOU-04]

- $S_j=1$  : Interrupteur haut fermé et interrupteur bas ouvert.
- $S_j=0$  : Interrupteur haut ouvert et interrupteur bas fermé.

On utilisant ces cinq variables booléennes, le vecteur de tension  $V_s$  peut s'écrire en fonction des séquences  $S_{abcde}$  avec conservation de puissance sous la forme :

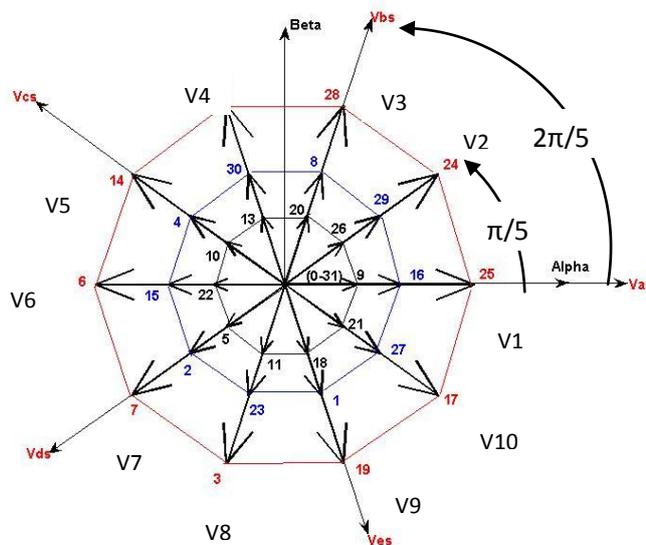
$$V_s = \sqrt{\frac{2}{5}} V_d (S_a + a \cdot S_b + a^2 \cdot S_c + a^3 \cdot S_d + a^4 \cdot S_e) \tag{II.1}$$

Avec :  $a = e^{j\frac{2\pi}{5}}$ .

Les combinaisons des cinq grandeurs ( $S_a, S_b, S_c, S_d, S_e$ ) permettant de générer 32 combinaisons distinctes du vecteur  $V_s$  dont deux correspondent aux vecteurs nul  $V_0$  et  $V_{31}$  (Annexe B).

La représentation des 32 vecteurs de tension est illustrée dans la **Fig. II.1** :

On distingue trois décagones concentriques, chaque décagone enveloppe des vecteurs de module  $(\sqrt{5}-1 \cdot V_{dc}/5)$ ,  $(2 \cdot V_{dc}/5)$  et  $(\sqrt{5}+1 \cdot V_{dc}/5)$ , selon leurs modules, ces vecteurs sont classés en quatre groupes : nuls, larges, moyens et petit [Zhe-11].



**Fig. II.1** : Illustration des 32 vecteurs de tensions générés dans le plan  $(\alpha, \beta)$ .

#### II.4. Contrôle de vecteur flux statorique

Le modèle généralement retenu à l'implantation de la *DTC* est celui à référentiel stationnaire  $(\alpha, \beta)$ , ce modèle est donné par le système d'équations suivant [Zha-06] :

$$\begin{cases} v_s = R_s i_s + \frac{d}{dt} \varphi_s \\ 0 = R_r i_r + \frac{d}{dt} \varphi_r - j \cdot \omega \cdot \varphi_r \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Où ;

$$\begin{aligned} v_s &= v_{s\alpha} + jv_{s\beta}, \quad i_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta}, \quad i_r = i_{r\alpha} + ji_{r\beta} \\ \varphi_s &= \varphi_{s\alpha} + j\varphi_{s\beta}, \quad \varphi_r = \varphi_{r\alpha} + j\varphi_{r\beta} \end{aligned}$$

À partir de (II-2) on a:

$$\frac{d\varphi_s}{dt} = v_s - R_s \cdot i_s \quad (\text{II.3})$$

Alors:

$$\varphi_s(t) = \varphi_{s0}(0) + v_s \cdot T - R_s \int_0^t i_s \cdot dt \quad (\text{II.4})$$

Où  $\varphi_{s0}$  est le vecteur flux à  $t=0$ , et avec l'hypothèse que la résistance  $R_s$  reste constante.

Si on néglige, en première approximation la chute de tension due à la résistance statorique, le vecteur flux statorique à l'instant  $(t+\Delta t)$  se déduit du vecteur flux à l'instant  $t$  par la sommation vectorielle suivante, à l'intérieur d'une période de commutation de l'onduleur ( $V_s$  étant fixe):

$$\varphi_s(t + \Delta t) = \varphi_s(t) + v_s \Delta t \quad (\text{II.5})$$

La relation (II-4) peut se réduire à la relation de récurrence suivante:

$$\varphi_s(k + 1) \approx \varphi_s(k) + v_s T_z \quad (\text{II.6})$$

Où:

$\varphi_s(k)$  : vecteur flux statorique à l'instant d'échantillonnage  $t_k$

$\varphi_s(k+1)$ : vecteur flux statorique à l'instant d'échantillonnage  $t_{k+1}$

La variation du flux statorique due à l'application du vecteur de tension pendant une période de commande est donc :

$$\Delta\varphi_s(k) \approx v_s T_z \quad (\text{II.7})$$

Où:

$$\Delta\varphi_s(k) \approx \varphi_s(k+1) - \varphi_s(k)$$

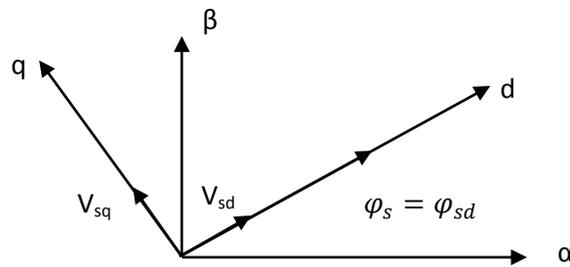
La relation (II-7) montre que la trajectoire de  $\varphi_s$  suit la direction du vecteur de tension  $v_s$  de tel sorte que, si ce dernier est non nul, l'extrémité du vecteur  $\varphi_s$  suit la direction de  $v_s$ , et si  $v_s$  est une tension nulle,  $\varphi_s$  est alors fixe.

Pour mieux illustrer le comportement du module du flux statorique, on va le représenter dans un repère tournant  $(d,q)$  où il coïncide avec l'axe  $(d)$  (Fig. II.2), on peut réécrire l'équation (II-2) sachant que:

$$|\varphi_s| = \sqrt{\varphi_{sd}^2 + \varphi_{sq}^2} \quad (\text{II.8})$$

On obtient ainsi:

$$\frac{d|\varphi_s|}{dt} = \frac{d\varphi_{sd}}{dt} = v_{sd} - R_s \cdot i_{sd}, \quad (d\varphi_{sq} = 0) \quad (\text{II.9})$$



**Fig. II.2 :** Orientation de l'axe  $(d)$  selon la direction du flux statorique.

En négligeant la chute de tension ohmique due à la résistance statorique, la variation du module du flux statorique devient:

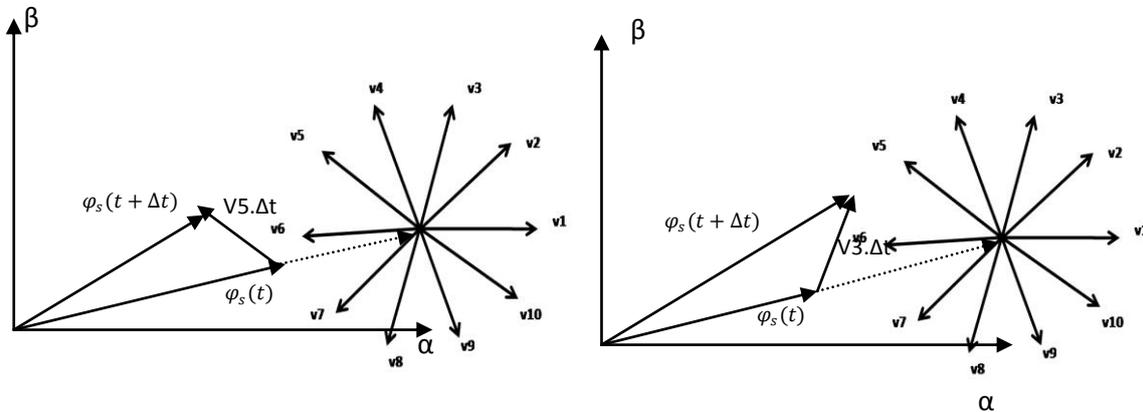
$$\frac{d\varphi_{sd}}{dt} = v_{sd} \quad (\text{II.10})$$

A partir de l'équation (II-10), nous constatons que la variation du module du flux statorique est proportionnelle à la composante radiale de la tension statorique, c'est-à-dire, quand un vecteur de tension actif est appliqué, c'est la projection de cette tension sur l'axe du flux qui permet de faire varier son module. Si une séquence de tension nulle est appliquée, nous constatons que la variation du module du flux statorique est nulle.

On aperçoit sur la Fig. II.3 que les vecteurs  $[v_1, v_2, v_3, v_9, v_{10}]$  possèdent une composante radiale  $V_{sd}$  positive, cela signifie que ces vecteurs augmentent le module du flux

statorique. D'autre part les vecteurs [v4, v5, v6, v7, v8] ont une composante radiale  $V_{sd}$  négative ce qui a pour cause de diminuer le module du flux statorique.

Sur la **Fig. II.3** on représente deux situations de la variation du flux statorique lorsqu'on applique deux vecteurs de tension différents.



**Fig. II.3 :** Impact des vecteurs de tensions sur la variation du module de flux.

En choisissant une séquence correcte des vecteurs  $V_s$  sur des intervalles de temps successifs de durée  $T_z$ , on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur  $\varphi_s$  la trajectoire désirée.

Pour fonctionner avec un module de flux constant, il suffit de choisir une trajectoire circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Cela n'est possible que si la période de contrôle  $T_z$  est très faible devant la période de rotation du flux.

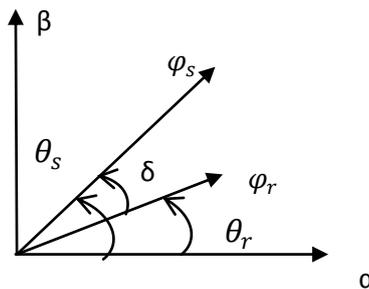
### II.5. Contrôle du couple électromagnétique

Le couple est exprimé par :

$$T_e = k'_t (\varphi_r \times \varphi_s)$$

$$T_e = k'_t |\varphi_r| \cdot |\varphi_s| \cdot \sin \delta \tag{II.11}$$

Avec :  $k'_t = p \cdot \frac{5}{2} \cdot \frac{L_m}{\sigma \cdot L_s L_r}$  et,  $\delta$  : Angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor **Fig. II.4**.



**Fig. II.4 :** Illustration de l'angle  $\delta$ .

On peut apercevoir immédiatement que le couple dépend, de l'amplitude des deux vecteurs  $\varphi_s$  et  $\varphi_r$  tout aussi bien que l'angle  $\delta$ .

En admettant que le flux statorique est maintenu dans une bande d'hystérésis prédéterminée, cela nous permet de supposer qu'il suit sa référence ( $\varphi_{sref} = \varphi_s$ ), et que l'évolution du flux rotorique est lente par rapport à celle du flux statorique [Dja-01], l'expression (II-11) à l'instant  $(t + \Delta t)$  devient:

$$T_e = k'_t |\varphi_{sref}| |\varphi_r| \sin(\delta + \Delta\delta) \quad (II. 12)$$

La Fig. II.5, illustre l'évolution de l'angle  $\delta$ , pour deux vecteurs de tensions différents

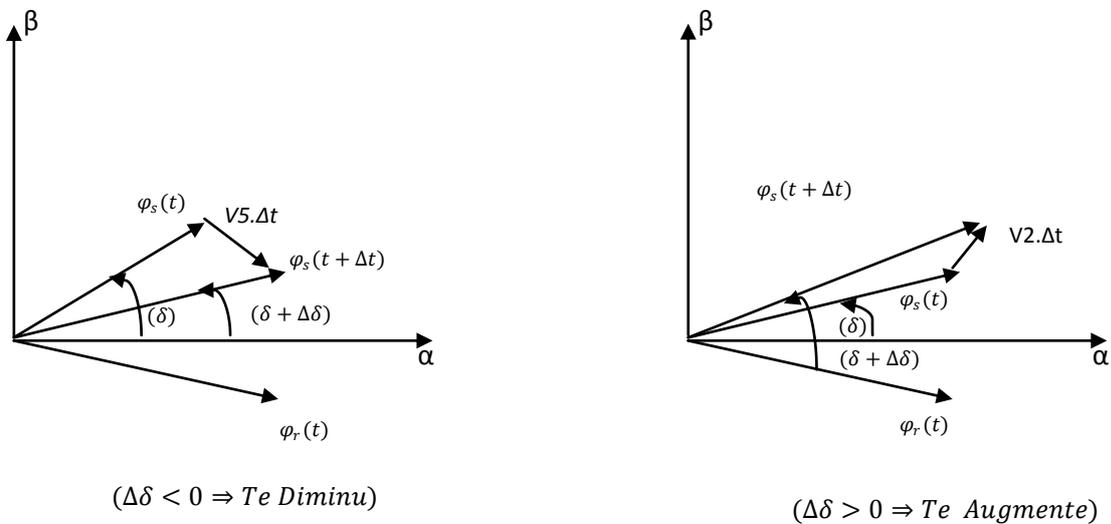
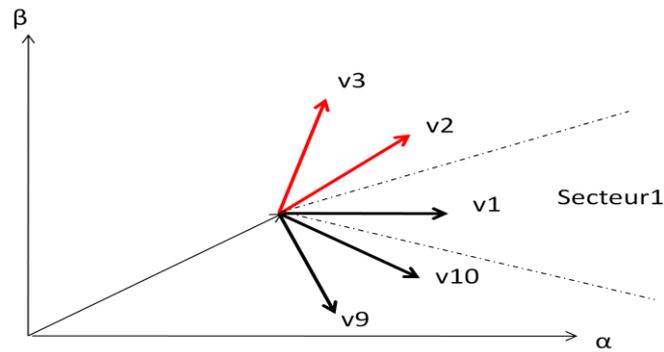


Fig. II.5 : Evolution de l'angle  $\delta$  en fonction du vecteur de tension appliqué.

## II.6. Sélection du vecteur de tension

Le choix du vecteur de tension à appliquer durant la période  $T$  dépend de la variation du module et de sens de rotation de flux statorique, de l'évolution souhaitée pour le couple et également de la position de flux statorique. À titre d'exemple et en prenant le secteur (1) (Fig. II.6), on peut montrer l'élaboration du choix du vecteur de tension à appliquer pour à la fois augmenter le module du flux et le couple.



**Fig. II.6:** Choix du vecteur de tension à appliquer.

Les vecteurs ( $v2$ ,  $v3$ ,  $v9$ ,  $v10$ ) contribuent à l'augmentation du flux, et les vecteurs ( $v2$ ,  $v3$ ) contribuent à augmenter le couple. Donc, seuls les vecteurs  $v2$  ou  $v3$  peuvent être appliqués afin de répondre aux exigences voulues. C'est le même raisonnement qu'il faut appliquer à tous les cas de figures, ce qui permet d'élaborer la table de commande du flux et du couple.

## II.7. Structure de la commande directe du couple

La commande DTC de la machine asynchrone est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs de l'onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. La **Fig. II.7**, illustre la structure générale de l'ensemble DTC – Onduleur de tension.

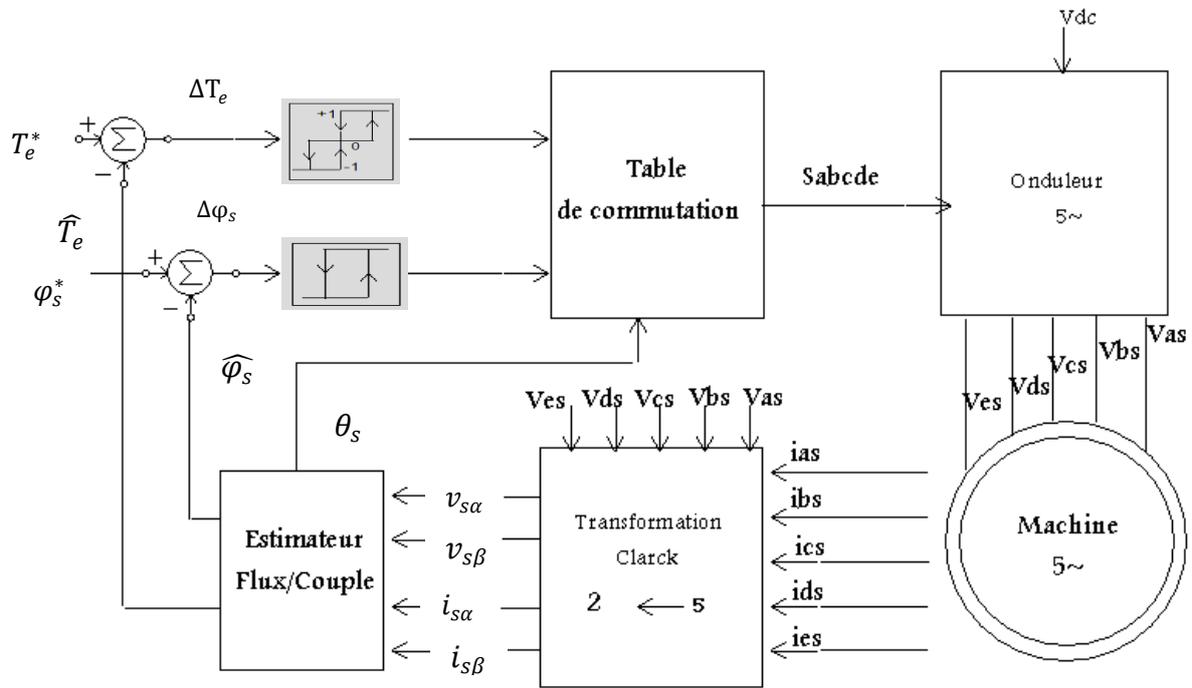


Fig. II.7 : Schéma global de l'ensemble DTC-Onduleur-MAS.

### II.8. Estimation du flux statorique et du couple

Le flux peut être estimé par différentes méthodes dont deux sont très répandus; le modèle dit en tension et le modèle en courant ou en combinant entre les deux [Abd-05]. On s'en tiendra qu'au premier modèle.

#### II.8.1. Modèle en tension

Cette méthode est connue comme la plus simple à estimer le flux, elle est issue de l'équation (II-3). L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes suivant les axes  $(\alpha, \beta)$  soit :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) . dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) . dt \end{cases} \quad (II.13)$$

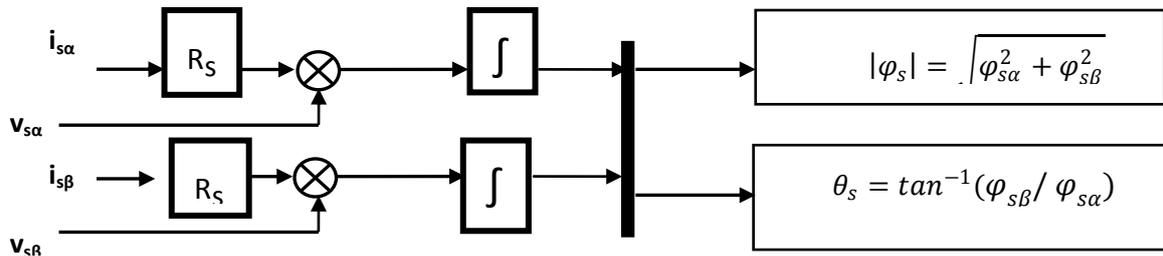
Avec :

$$|\varphi_s| = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (II.14)$$

Les composantes  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$  du vecteur courant sont obtenues à partir de la transformation de Clark des courants mesurés :

$$[i_{s\alpha}, i_{s\beta}] = [T] * [i_{abcde}] \quad (II.15)$$

Les composantes du vecteur de tension sont reconstituées à partir de la tension continue et par les états de séquences ( $S_{abcde}$ ). La **Fig. II.8**, montre le diagramme de bloc d'estimation du flux statorique en coordonnées ( $\alpha\beta$ ).



**Fig. II.8:** Schéma de l'estimateur du flux statorique par le model en tension.

Malheureusement la précision de l'estimation de ce modèle est limitée, due à l'intégration en boucle ouverte qui peut mener à de grandes erreurs d'estimation, aussi en basse vitesse la chute de tension statorique n'est plus négligeable, ceci est le principal inconvénient de ce modèle. L'intégrateur pur est souvent remplacé par un filtre passe bas pour éviter le problème de dérive d'intégration, cela contribue à l'amélioration de cette technique [Toh-05].

Le couple est obtenu à partir des composantes du courant statoriques et du flux déjà estimé par:

$$T_e = \frac{5p}{2} L_m (\varphi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (II.16)$$

## II.9. Correction du flux statorique et du couple électromagnétique

Le correcteur à hystérésis est le plus simple et le mieux adapté à la DTC. Son rôle est de maintenir l'erreur entre la valeur à régler et sa référence dans une bande d'hystérésis.

### II.9.1. Correction du flux statorique

Afin de limiter la fréquence de commutation des interrupteurs et d'obtenir de bonnes performances dynamiques, le contrôleur à hystérésis à deux niveaux est la solution la plus simple et la mieux adaptée dans la commande directe du couple.

La bande d'hystérésis permet d'évaluer l'erreur du flux, ou la sortie du contrôleur de flux, donnée par la variable logique  $d_\varphi [0,1]$ , indiquant les dépassements supérieur et inférieur de l'amplitude du flux.

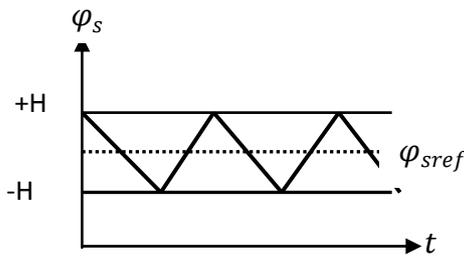
Ainsi, le comparateur à hystérésis à deux niveaux, permet de détecter les dépassements de la bande de contrôle et respecter par la relation:

$$e_\varphi = |\varphi_s^* - \widehat{\varphi}_s| < H_\varphi \quad (II.17)$$

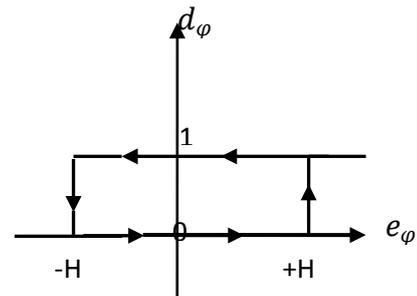
Où  $H_\varphi$  désigne la bande d'hystérésis du contrôleur *Fig. II.9.a, Fig. II.9.b.*

Le choix du vecteur de tension à appliquer dépend du signe de l'erreur entre le flux de référence ( $\varphi_s^*$ ) et le flux estimé ( $\widehat{\varphi}_s$ ).

$$\begin{cases} d_\varphi = 1 \\ d_\varphi = 0 \end{cases} \text{ Pour } \begin{cases} e_\varphi > H_\varphi \\ e_\varphi < -H_\varphi \end{cases} \quad (II.18)$$



*Fig. II.9.a : Evolution de  $\varphi_s$ .*



*Fig. II.9.b : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.*

### II.9.2. Correction du couple électromagnétique

De la même façon, la régulation du couple électromagnétique est possible grâce à deux types de contrôleurs à hystérésis, un comparateur à hystérésis à deux niveaux ou trois niveaux. Le contrôleur à deux niveaux présente l'avantage de la simplicité de contrôle mais dans un seul sens de rotation de la machine, alors que le contrôleur à trois niveaux assure le contrôle du moteur dans les deux sens de rotation [Toh-05].

La fonction de sortie du correcteur du couple est définie de telle sorte qu'il respecte la condition suivante :

$$|T_{eref} - T_e| < e_T \quad (II.19)$$

On s'intéresse dans la *Fig. II.10* au comparateur trois niveaux car le comparateur à deux niveaux reste le même dans sa configuration comme pour le flux. La *Fig. II.10* montre l'écart de sortie logique  $d_T$  du contrôleur suivant l'évolution du couple  $T_e$  par rapport au couple de référence  $T_{eref}$ .

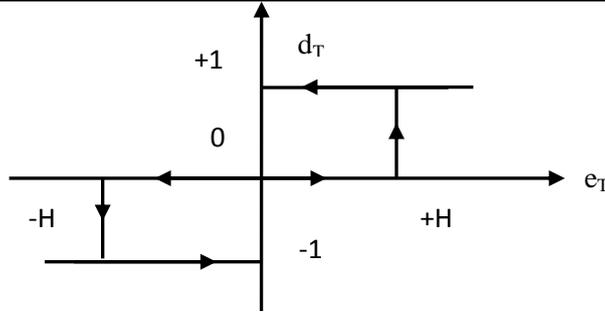


Fig. II.10: Contrôleur à hystérésis du couple à trois niveaux.

Le signal de sortie du contrôleur du couple est défini comme suit:

$$\begin{cases} d_T = 1 & \text{Pour } e_T > H \\ d_T = 0 & \text{Pour } e_T = 0 \\ d_T = -1 & \text{Pour } e_T < -H \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

**II.10. Elaboration de la commande directe du couple**

La sélection d'un vecteur de tension adéquat, à chaque période d'échantillonnage, dépend des sorties du correcteur à hystérésis du flux, du correcteur à hystérésis du couple et de la zone de position du vecteur flux [Tak-85]. Dans chaque secteur on a besoin, dans le cas d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux, de quatre vecteurs ou huit vecteurs [Zhe-11] pour contrôler le flux et le couple indépendamment. Plusieurs choix de secteurs et de vecteurs de tension peuvent être envisagés en fonction des performances dynamiques et statiques de couple et de flux.

Le tableau (II.1) résume l'action combinée de chaque vecteur de tension des trois groupes en fonction des séquences (entre parenthèse) sur l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine. Dans cette table une flèche simple signifie une petite variation, deux flèches une moyenne variation et trois flèches une grande variation.

	V(6,15,22)	V(14,410)	V(12,30,13)	V(28,8,20)	V(24,29,26)	V(25,16,9)	V(17,27,21)	V(19,1,18)	V(3,23,11)	V(7,2,5)
$\varphi_s(1)$	↓↓↓	↓↓	↓	↑	↑↑	↑↑↑	↑↑	↑	↓	↓↓↓
$T_e(1)$	↓	↑↑↑	↑↑↑	↑↑↑	↑↑	↓	↓↓↓	↓↓↓	↓↓↓	↓↓↓

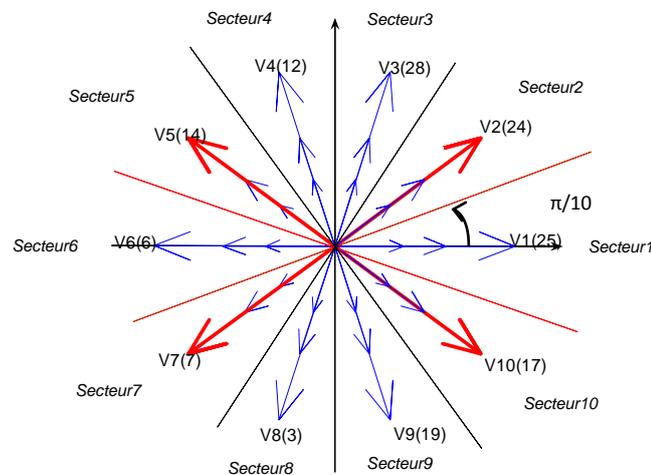
Tableau II.1 : Variation du flux et du couple due à l'application d'un vecteur  $V_i$

### II.10.1. Elaboration de la table de commande par application de quatre vecteurs

#### Premier cas :

On divise le plan  $(\alpha, \beta)$  en 10 secteurs symétriques ( $\theta_s = \pi/10$ ) par rapport aux directions des vecteurs tension **Fig.II.11**. Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone  $i$  ( $i=1, \dots, 10$ ) du plan  $(\alpha, \beta)$  :

- Pour augmenter l'amplitude du flux statorique, le vecteur  $V_{i+1}$ ,  $V_{i+2}$ ,  $V_{i-1}$ , ou  $V_{i-2}$  peut être sélectionné. Inversement, la décroissance du flux statorique est obtenue par le vecteur de tension  $V_{i+3}$ ,  $V_{i+4}$ ,  $V_{i+5}$ ,  $V_{i-4}$ , ou  $V_{i-5}$ .
- Pour augmenter l'amplitude du couple, le vecteur  $V_{i+1}$ ,  $V_{i+2}$ ,  $V_{i+3}$ , ou  $V_{i+4}$  peut être sélectionné. Inversement, pour sa décroissance, le vecteur de tension  $V_{i-1}$ ,  $V_{i-2}$ ,  $V_{i-3}$ , ou  $V_{i-4}$  peut être appliqué.



**Fig. II.11** : Répartition des secteurs pour  $(\theta_s = \pi/10)$ .

Deux stratégies de commutation sont proposées :

- **Stratégie C1**: Application de la catégorie  $(V_{i+1})$  ( $\theta_s = \pi/10$ ) :

Elle se détermine par le choix des vecteurs  $(V_{i+1})$  pour chaque secteur, le **tableau II.2**, résume tous les cas possibles. Elle est caractérisée par un flux plus ou moins fort et un faible couple. Elle est utilisée dans les basses vitesses.

secteur	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	(7)	(8)	(9)	(10)
$\varphi_s \uparrow T_e \uparrow$	V2(24)	V3(28)	V4(12)	V5(14)	V6(6)	V7(7)	V8(3)	V9(19)	V10(17)	V1(25)
$\varphi_s \downarrow T_e \uparrow$	V5(14)	V6(6)	V7(7)	V8(3)	V9(19)	V10(17)	V1(25)	V2(24)	V3(28)	V4(12)
$\varphi_s \uparrow T_e \downarrow$	V10(17)	V1(25)	V2(24)	V3(28)	V4(12)	V5(14)	V6(6)	V7(7)	V8(3)	V9(19)
$\varphi_s \downarrow T_e \downarrow$	V7(7)	V8(3)	V9(19)	V10(17)	V1(25)	V2(24)	V3(28)	V4(12)	V5(14)	V6(6)

**Tableau II.2:** stratégie de contrôle (C1).

- **Stratégie C2:** Application de la catégorie ( $V_{i+2}$ ) ( $\theta_s = \pi/10$ ) :

Cette stratégie, se détermine par le choix des vecteurs ( $V_{i+2}$ ) pour chaque secteur, le **tableau II.3**, résume tous les cas possibles. Elle est caractérisée par un fort couple et un faible flux.

secteur	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	(7)	(8)	(9)	(10)
$\varphi_s \uparrow T_e \uparrow$	V3(28)	V4(12)	V5(14)	V6(6)	V7(7)	V8(3)	V9(19)	V10(17)	V1(25)	V2(24)
$\varphi_s \downarrow T_e \uparrow$	V4(12)	V5(14)	V6(6)	V7(7)	V8(3)	V9(19)	V10(17)	V10(17)	V2(24)	V3(28)
$\varphi_s \uparrow T_e \downarrow$	V9(19)	V10(17)	V1(25)	V2(24)	V3(28)	V4(12)	V5(14)	V6(6)	V7(7)	V8(3)
$\varphi_s \downarrow T_e \downarrow$	V8(3)	V9(19)	V10(17)	V1(25)	V2(24)	V3(28)	V4(12)	V5(14)	V6(6)	V7(7)

**Tableau II.3:** stratégie de contrôle (C2).

**Deuxième cas :**

On divise le plan ( $\alpha, \beta$ ) en 10 secteurs comme pour le premier cas, mais cette fois en adaptant une nouvelle répartition des zones. Ainsi au lieu d'avoir le premier secteur de  $-18^\circ$  à  $18^\circ$ , nous le décalons dans le sens antihoraire d'un angle de  $18^\circ$ , ce qui mène au choix de  $0^\circ$  à  $36^\circ$  pour la première zone (**Fig. II.12**).

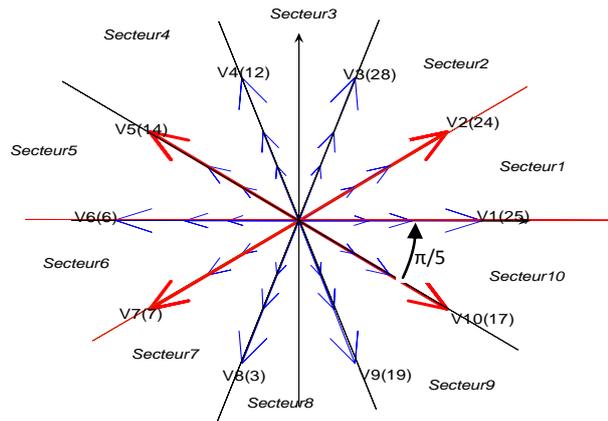


Fig. II.12 : Répartition des secteurs pour ( $\theta_s = 36^\circ$ ).

Avec le même raisonnement présenté en premier cas, deux schémas peuvent être construit dans cette situation. Deux tables se déduisent par l'application de l'une ou l'autre catégorie ( $V_{i+1}$ ) et ( $V_{i+2}$ ). Le tableau (4), récapitule tous les cas de figures avec prise en compte des séquences nulles qui sont rajoutées pour réduire le nombre de commutation chaque fois que l'erreur du couple est nulle [Tak-86]. Les cellules ombrées dans le tableau, concernent la catégorie ( $V_{i+2}$ ).

- (+1) : pour augmenter le couple ou le flux ;
- (-1) : pour diminuer le couple ou le flux ;
- (0) : pour réguler le flux et le couple.

		Numéro de secteur										
$\Delta\Phi_s$	$\Delta T_e$	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	(7)	(8)	(9)	(10)	
+1	+1	V3(28)	V4(12)	V5(14)	V6(6)	V7(7)	V8(3)	V9(19)	V10(17)	V1(25)	V2(24)	
		V2(24)	V3(28)	V4(12)	V5(14)	V6(6)	V7(7)	V8(3)	V9(19)	V10(17)	V1(25)	V8(3)
	-1	V9(19)	V10(17)	V1(25)	V2(24)	V3(28)	V4(12)	V5(14)	V6(6)	V7(7)	V8(3)	V9(19)
		V10(17)	V1(25)	V2(24)	V3(28)	V4(12)	V5(14)	V6(6)	V7(7)	V8(3)	V9(19)	V4(12)
-1	+1	V4(12)	V5(14)	V6(6)	V7(7)	V8(3)	V9(19)	V10(17)	V10(17)	V2(24)	V3(28)	
		V5(14)	V6(6)	V7(7)	V8(3)	V9(19)	V10(17)	V1(25)	V2(24)	V3(28)	V4(12)	
	-1	V8(3)	V9(19)	V10(17)	V1(25)	V2(24)	V3(28)	V4(12)	V5(14)	V6(6)	V7(7)	
		V7(7)	V8(3)	V9(19)	V10(17)	V1(25)	V2(24)	V3(28)	V4(12)	V5(14)	V6(6)	
+1	0	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	
		V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	
-1	0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	
		V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	

Tableau II.4 : Table de commutation des différents cas par application de quatre vecteurs avec prise en compte des séquences nulles.

### II.10.2. Elaboration de la table de commande par application de huit vecteurs

Du fait que l'onduleur pentaphasé génère 32 vecteurs repartis sur 3 décagones selon leurs modules et pour des séquences différentes, on a jugé intéressant d'envisager une autre table de commande qui tiendra compte de huit vecteurs par secteur pour augmenter et diminuer le flux et le couple.

Cette stratégie de contrôle qui profite de ce degré de liberté (32 vecteurs au lieu de 8 en triphasé), qu'apporte le système multiphasé vise une autre approche de réduction d'harmoniques et par suite minimise les ondulations du couple dans les applications de forte puissance par application de huit vecteurs au lieu de six pour commander la machine [Lib-11],[Joh-11],[Bar-11],[Xia-11]. La Fig. II.13, montre une illustration des vecteurs qu'ils doivent être appliqués(en rouge) quand le vecteur flux statorique passe dans le secteur(1). L'opération se répète identiquement pour les autres positions du vecteur flux.

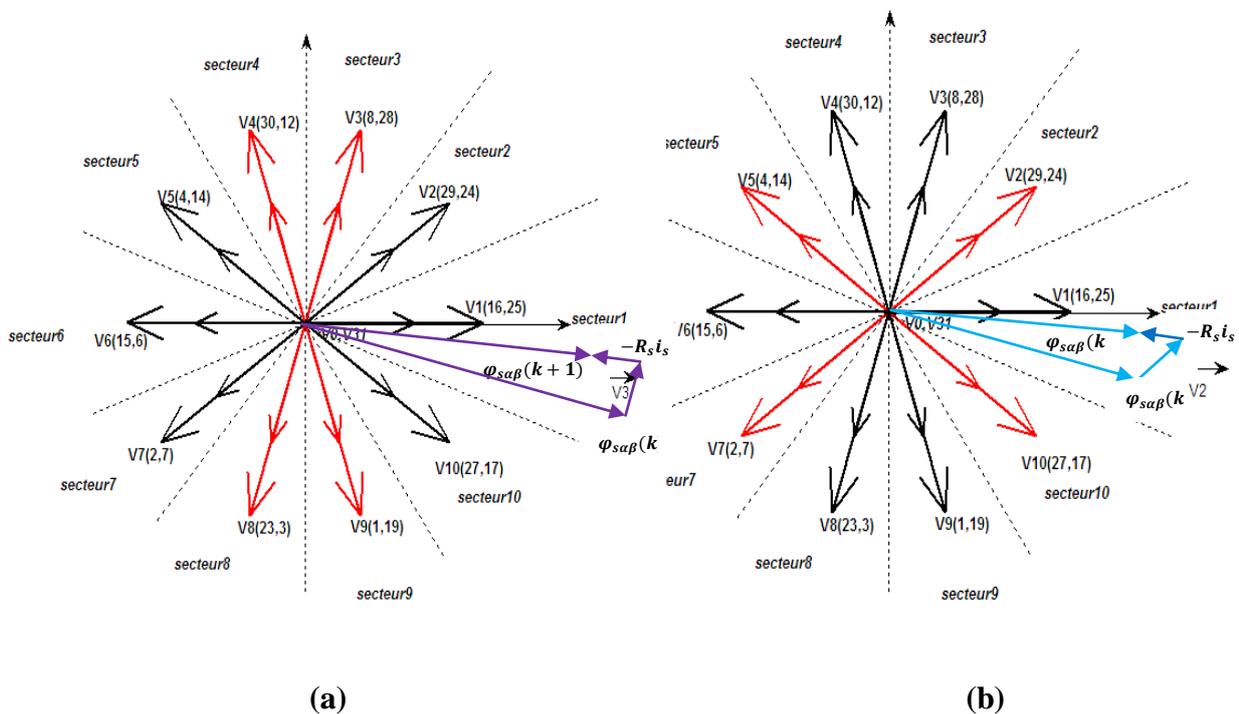


Fig. II.13 : Représentation des vecteurs actifs fort couple(a) et faible couple(b).

Les mêmes procédures, seront respectées lors de l'application de huit vecteurs ou dix vecteurs (avec application des séquences nulles) comme précédemment. Une technique a été élaborée dans [Zhe-11] lorsqu'on utilise deux vecteurs au lieu de un seul vecteur pendant chaque période d'échantillonnage.

**II.10.2.1. Technique d'application de dix vecteurs**

Cette technique est basée sur la chronologie des impulsions que devront recevoir les interrupteurs constituant l'onduleur de tension pendant chaque période d'échantillonnage. En effet, pour le vecteur  $V_1(16,25)$ , ou  $(16,25)$  représentent les états de commutations (*Annexe B*), on applique pendant  $(K_v.T_s)$  la séquence (16) et pendant  $(1- K_v.T_s)$  la séquence(25). La procédure se répète pour tous les autres vecteurs chaque fois que le vecteur flux statorique passe dans un secteur parmi les dix.

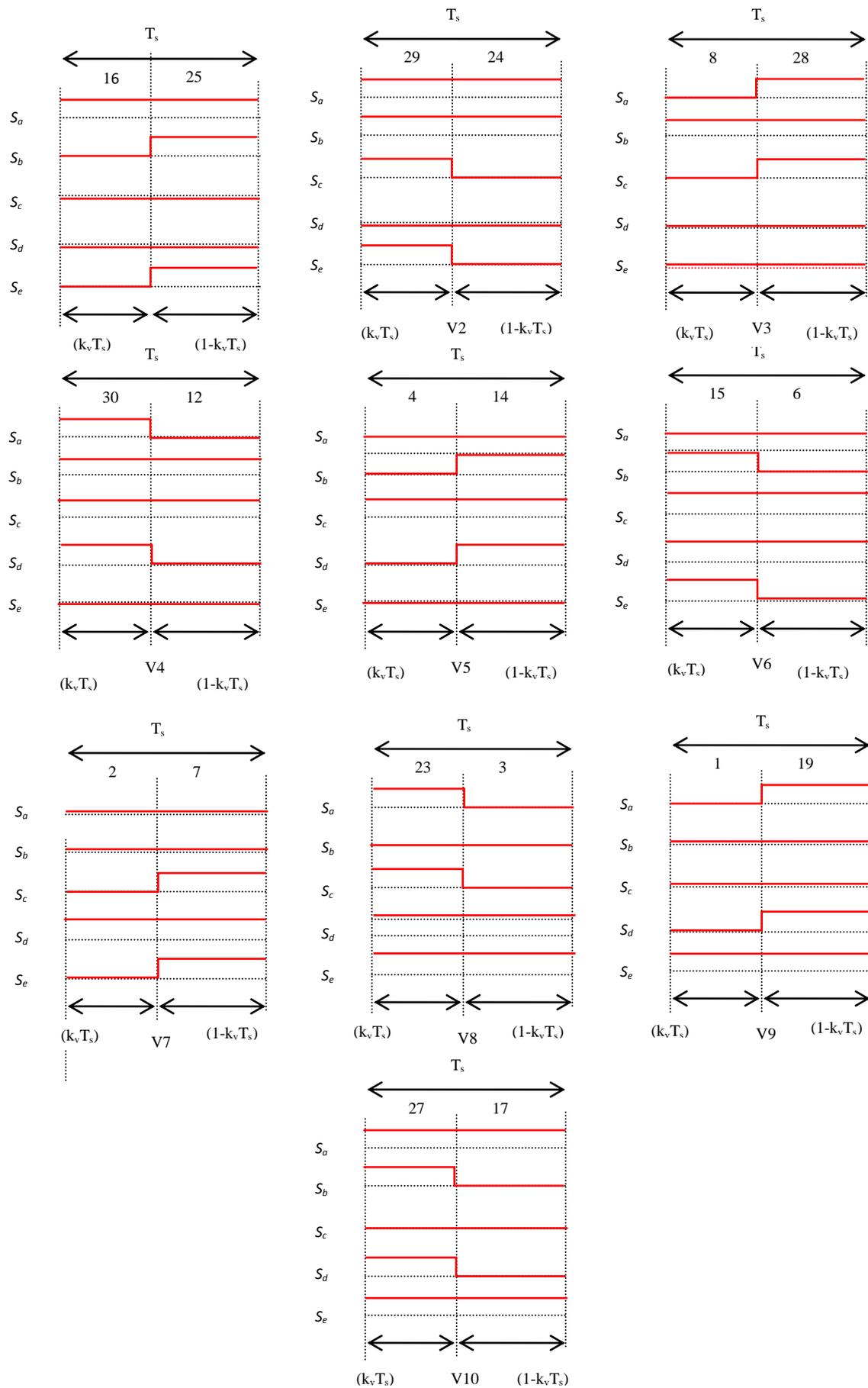


Fig. II.14: Chronogramme des séquences de commutations ( $k_v = (3 - \sqrt{5})/2$ ).

Le tableau II.5, résume la table de commande DTC de la machine asynchrone pentaphasée. Les cellules ombrées sur le tableau indiquent les vecteurs de tensions choisis pour travailler en haute vitesse. La table est synthétisée à partir de la Fig. II.13 et Fig. II.14.

		Numéro de secteur									
$\Delta\Phi_s$	$\Delta T_e$	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	(7)	(8)	(9)	(10)
+1	+1	V3(8,28)	V4(30,12)	V5(4,14)	V6(15,6)	V7(2,7)	V8(23,3)	V9(1,19)	V10(27,17)	V1(16,25)	V2(29,24)
		V2(29,24)	V3(8,28)	V4(30,12)	V5(4,14)	V6(15,6)	V7(2,7)	V8(23,3)	V9(1,19)	V10(27,17)	V1(16,25)
	-1	V9(1,19)	V10(27,17)	V1(16,25)	V2(29,24)	V3(8,28)	V4(30,12)	V5(4,14)	V6(15,6)	V7(2,7)	V8(23,3)
		V10(27,17)	V1(16,25)	V2(29,24)	V3(8,28)	V4(30,12)	V5(4,14)	V6(15,6)	V7(2,7)	V8(23,3)	V9(1,19)
-1	+1	V4(30,12)	V5(4,14)	V6(15,6)	V7(2,7)	V8(23,3)	V9(1,19)	V10(27,17)	V10(27,17)	V2(29,24)	V3(8,28)
		V5(4,14)	V6(15,6)	V7(2,7)	V8(23,3)	V9(1,19)	V10(27,17)	V1(16,25)	V2(29,24)	V3(8,28)	V4(30,12)
	-1	V8(23,3)	V9(1,19)	V10(27,17)	V1(16,25)	V2(29,24)	V3(8,28)	V4(30,12)	V5(4,14)	V6(15,6)	V7(2,7)
		V7(2,7)	V8(23,3)	V9(1,19)	V10(27,17)	V1(16,25)	V2(29,24)	V3(8,28)	V4(30,12)	V5(4,14)	V6(15,6)
+1	0	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31
		V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31
-1	0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0
		V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0

Tableau II.5 : Récapitulation des différents cas de la commande DTC (Mas 5 ~) par application de dix vecteurs.

### II.11. Résultats de simulation et comparaison entre les différentes stratégies de la DTC

Afin de comparer l'influence des différentes stratégies de la DTC sur le comportement dynamique et statique de la machine, on a simulé en boucle ouverte l'association DTC-onduleur à deux niveaux-Mas pentaphasée.

Les résultats de simulation illustrent la réponse de la machine à un échelon de couple de 5N.m appliqué à  $t = 0.01s$ . La référence de flux statorique est constante et est égale à 1Wb.

Les différents résultats de simulation montrent que la machine est parfaitement découplée et que le flux et le couple électromagnétique suivent parfaitement leurs références.

On a constaté que la stratégie faite par application de huit vecteurs est bien meilleure (Fig. II.18 et Fig. II.20) que la stratégie faite avec quatre vecteurs (Fig. II.15, Fig. II.16 et Fig. II.17), le couple est moins ondulé, sa dynamique est rapide ainsi que le flux.

L'utilisation des séquences nulles lorsque l'erreur du couple est nulle, a réduit constamment le nombre de commutation.

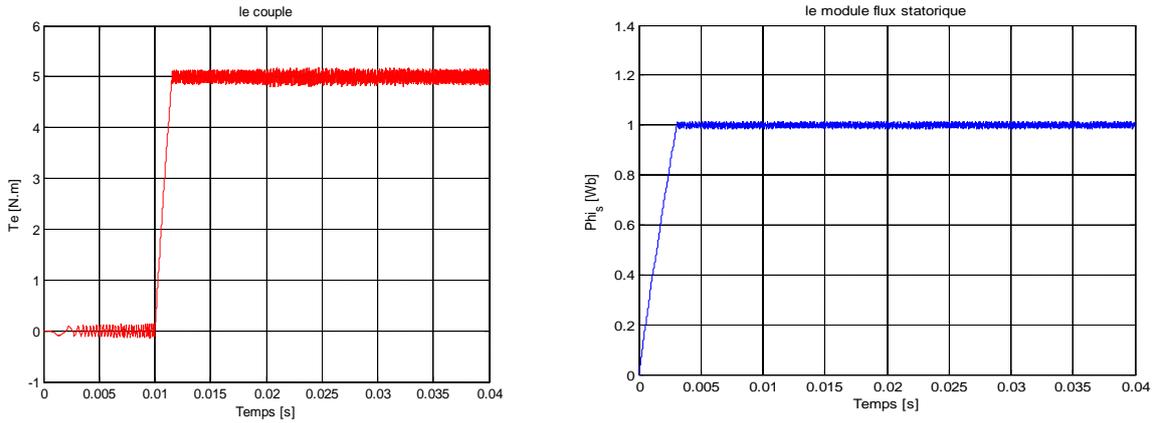


Fig. II.15 : Performances de l'association DTC-MAS en utilisant les vecteurs de tension du tableau (II.2)

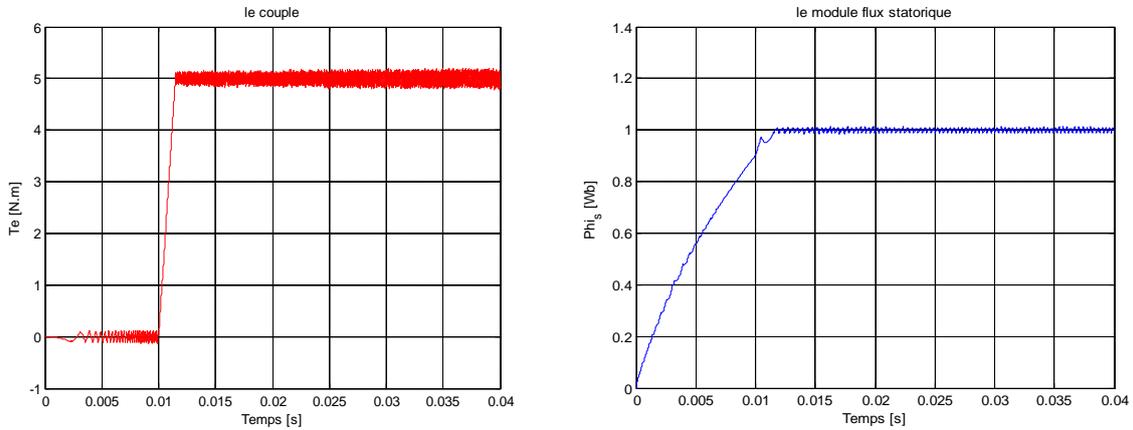


Fig. II.16 : Performances de l'association DTC-MAS en utilisant les vecteurs de tension du tableau(II.3).

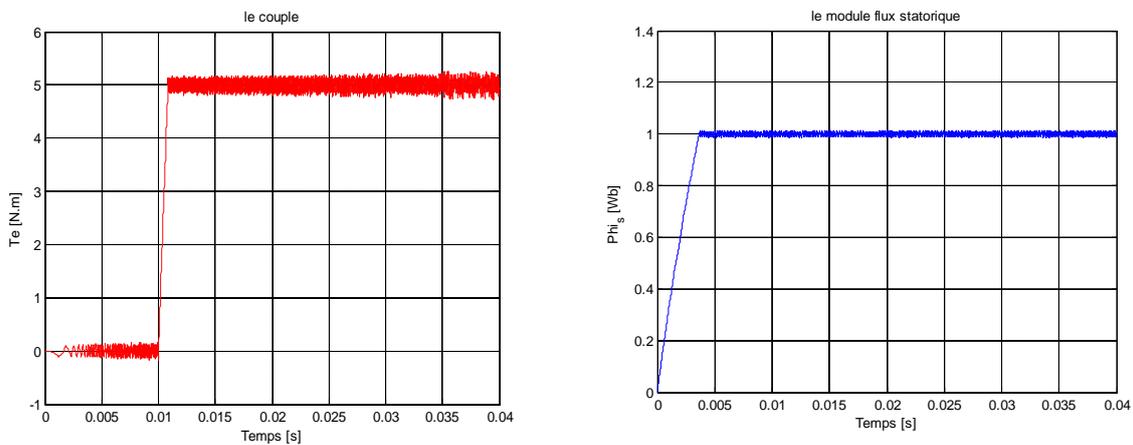
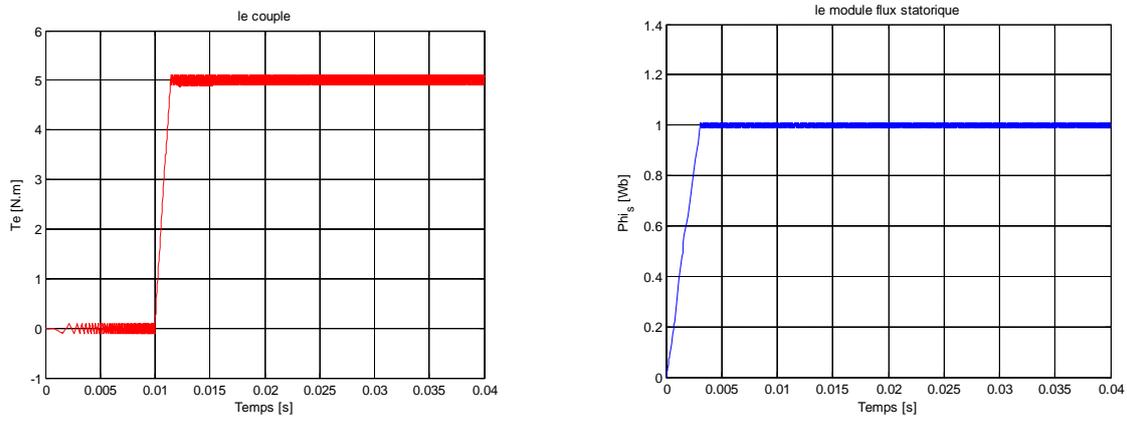
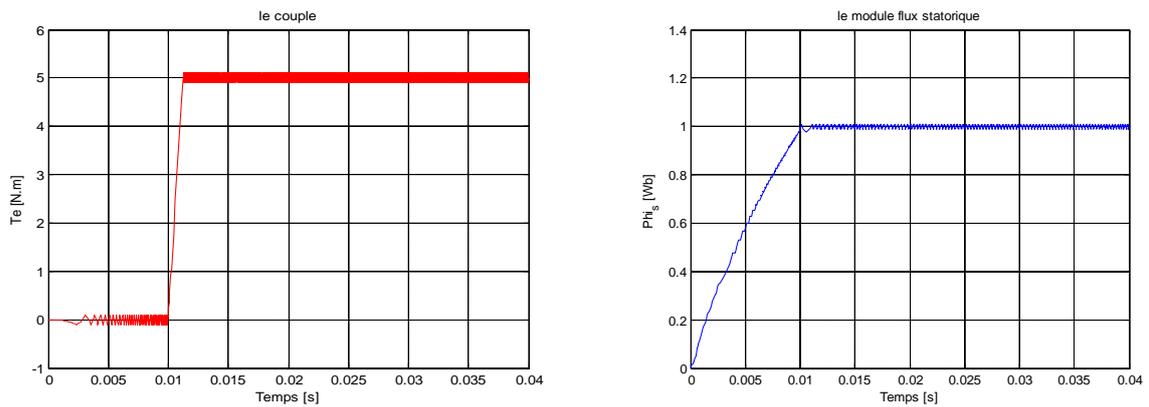


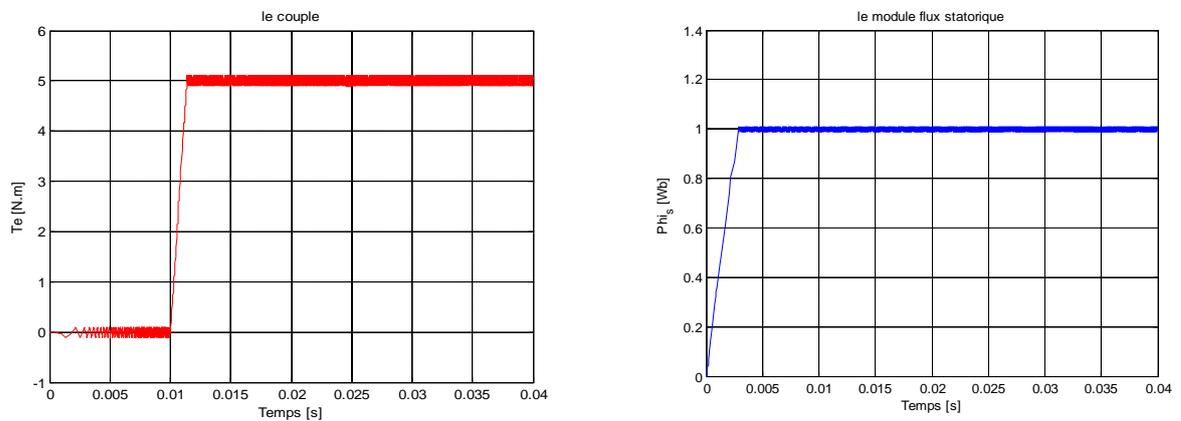
Fig. II.17 : Performances de l'association DTC-MAS en utilisant les vecteurs de tension du tableau(II.4) avec prise en compte des séquences nulles.



**Fig. II.18 :** Performances de l'association DTC-MAS en utilisant les vecteurs de tension du tableau (II.5) Cas < Application des vecteurs ( $V_{i+1}$ ) sans séquences nulles>.



**Fig. II.19 :** Performances de l'association DTC-MAS en utilisant les vecteurs de tension du tableau (II.5) Cas < Application des vecteurs ( $V_{i+2}$ ) sans séquences nulles>.



**Fig. II.20 :** Performances de l'association DTC-MAS en utilisant les vecteurs de tension du tableau (II.5) Cas < Application des vecteurs ( $V_{i+1}$ ) avec séquences nulles>.

## II.12. Effet de la bande d'hystérésis des régulateurs et de la résistance statorique

Le comportement de la *DTC* est relié directement aux contrôleurs du couple et de flux. L'ondulation observée dans le couple et le flux est affectée par le choix des valeurs de la bande hystérésis. Les ondulations engendrées, entraînent la distorsion des divers signaux de réponse et probablement la fatigue de certains des composants de la machine [Taj-93].

### II.12.1. Effet de la bande d'hystérésis du régulateur de flux statorique

Pour montrer l'influence de la bande d'hystérésis du régulateur de flux Statorique, on a procédé aux essais de simulations avec deux bandes d'hystérésis ( $\Delta\varphi_s = 0.001$  wb et  $0.1$  wb) et pour une valeur  $\Delta T_e$  fixée à  $0.01$  Nm. Nous avons remarqué, une forte distorsion sur les courants statorique et sur l'évolution du flux au fur et à mesure qu'on augmente la valeur de la bande. La réponse du couple est peu affectée (*Fig. II.21*), (a) et (b).

### II.12.2. Effet de la bande d'hystérésis du régulateur du couple

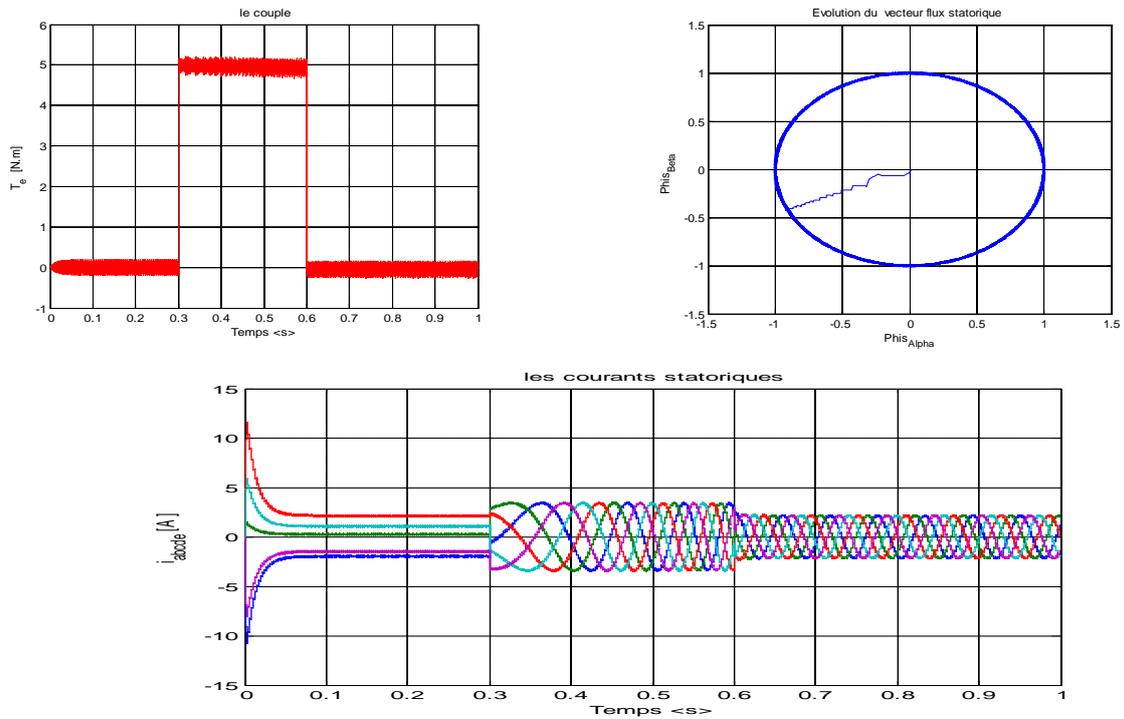
De même, on a simulé le système en boucle ouverte par variation de la bande d'hystérésis du couple ( $\Delta T_e = 0.1$  Nm et  $0.7$  Nm) et pour une valeur fixe de la bande du flux ( $\Delta\varphi_s = 0.001$ ). Nous constatons (*Fig. II.22*) (a) et (b), que la réponse du couple est fortement atteinte par cette variation due à la fréquence d'échantillonnage qui est devenue très faible.

### II.12.3. Effet de la variation de la résistance statorique

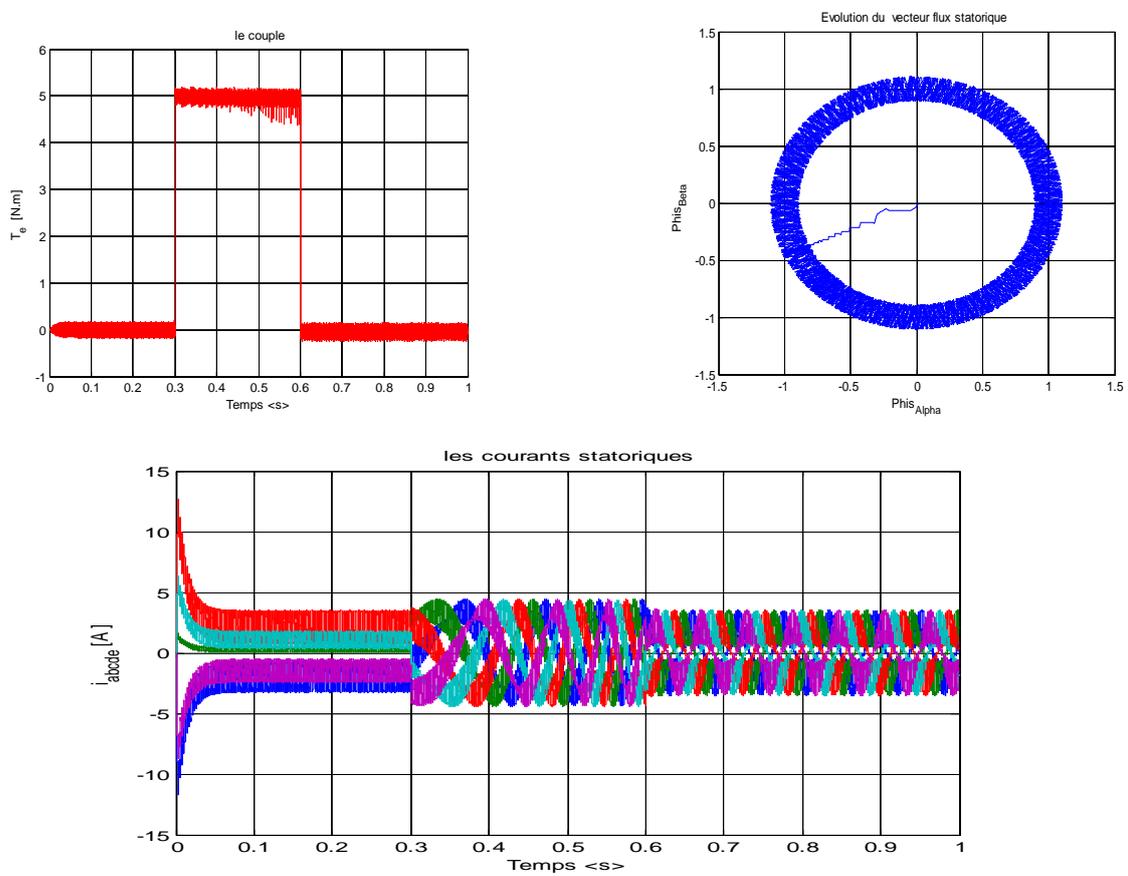
La variation de la résistance statorique de la machine due aux conditions de fonctionnement et à la variation de la température, constitue l'inconvénient majeur de la commande directe du couple (DTC). Pour mettre en évidence cette influence, on a supposé que la résistance de la machine a subi une variation de ( $3 \cdot R_s$ ). La valeur de la résistance dans l'estimateur est fixée et est égale à la valeur effective de la machine. Sur la (*Fig. II.23*), ont été présentées les réponses des grandeurs réelles et estimées, nous constatons que la variation de  $R_s$  à l'instant  $t=0.5$ , a influé sur toutes les réponses de la machine :

- elle a provoqué un décalage du cycle du flux statorique ;
- a dénaturé la forme des courants statoriques ;
- de fortes atténuations ont été observées sur la réponse de couple et par conséquent sur la vitesse de la machine en boucle fermée.

Beaucoup de travaux, ont été réalisés pour limiter l'influence de la variation statorique sur la commande directe de couple par implémentation d'estimateurs de la résistance statorique.

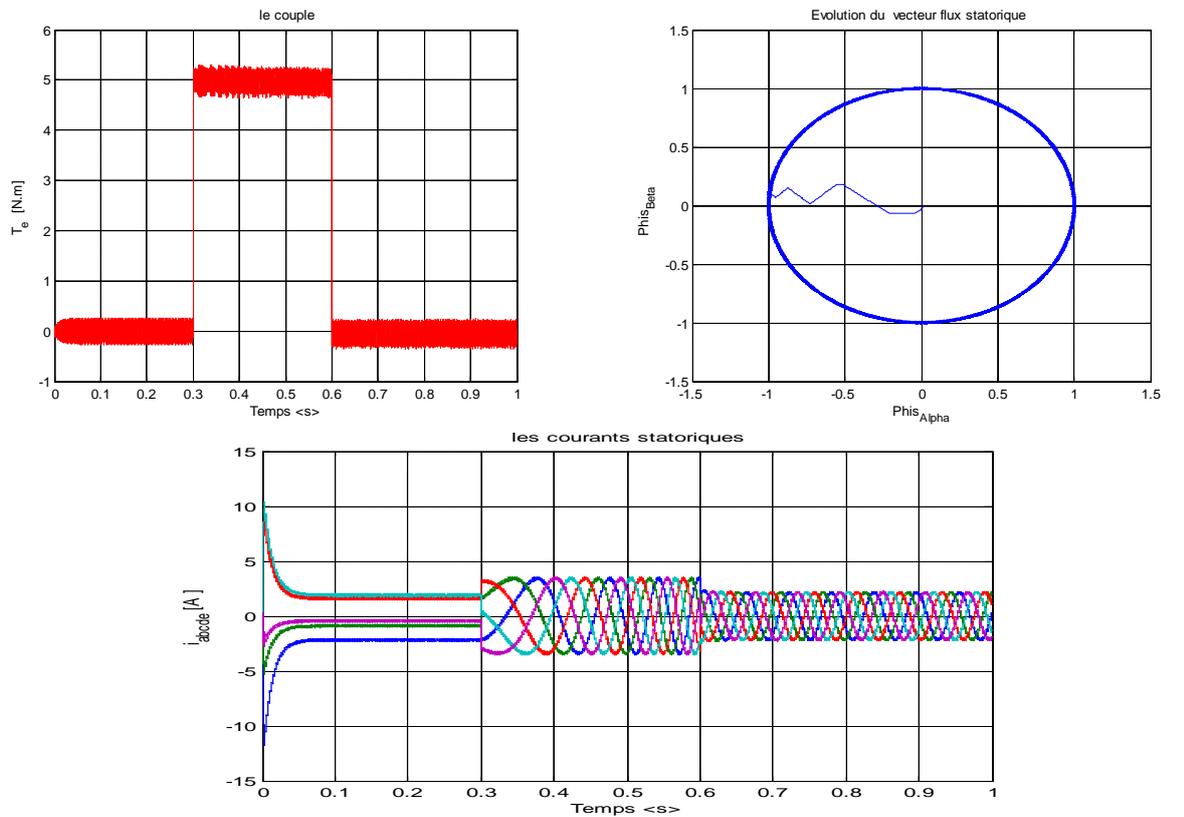


(a) :  $(\Delta T_e=0.01\ N.m\ et\ \Delta\phi_s=0.001\ Wb)$ .

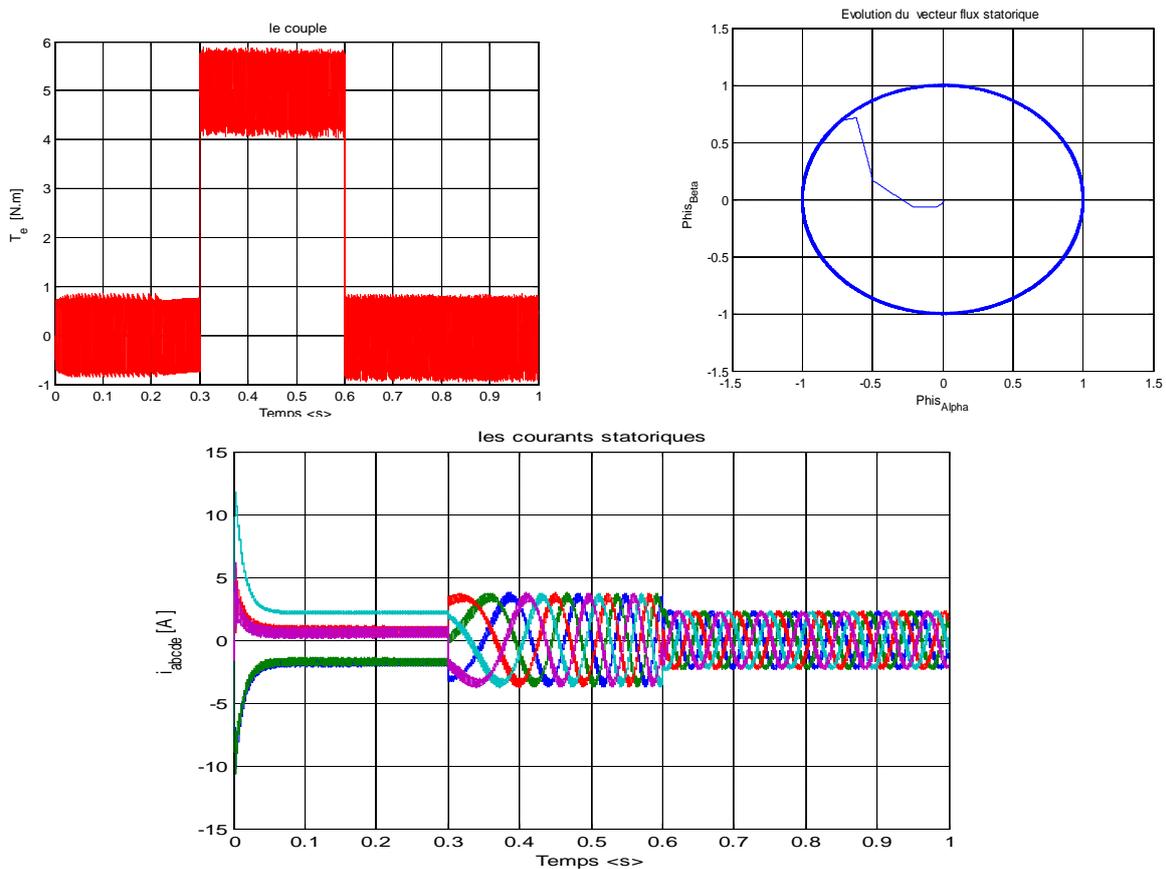


(b) :  $(\Delta T_e=0.01\ N.m\ et\ \Delta\phi_s=0.1\ Wb)$ .

Fig. II.21 : Variation de la bande d'hystérésis du flux statorique.



(a) :  $(\Delta T_e=0.1 \text{ N.m et } \Delta \varphi_s=0.001 \text{ Wb}).$



(b) :  $(\Delta T_e=0.7 \text{ N.m et } \Delta \varphi_s=0.001 \text{ Wb}).$

Fig. II.22 : Variation de la bande d'hystérésis du couple électromagnétique.

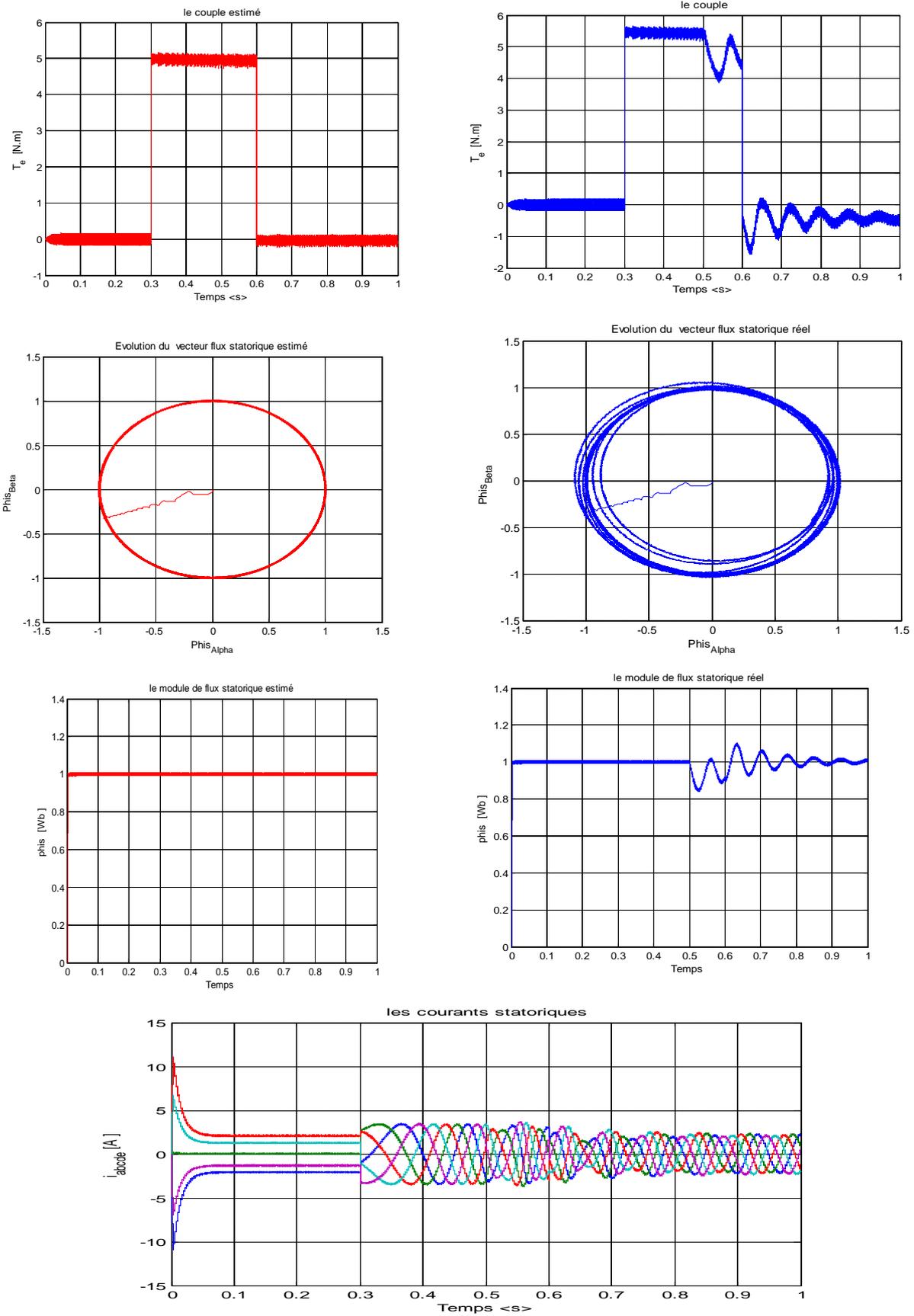


Fig. II.23 : Influence de la variation de la résistance statorique.

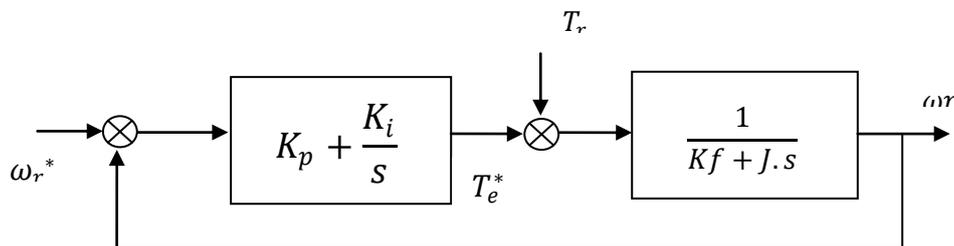
### II.13. Etude en boucle fermée

Nous nous intéressons dans cette partie au réglage de la vitesse de la machine asynchrone pentaphasée. Pour ce faire on a ajouté un régulateur *PI* classique.

#### II.13.1 Réglage de la vitesse de la machine

La commande de la vitesse de la machine asynchrone pentaphasée peut se faire par des méthodes classiques ou modernes. Dans cette partie, le réglage se fait par la synthèse des régulateurs au moyen des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires et cela grâce au découplage du modèle de la machine réalisé par la *DTC*.

Ainsi, nous utilisons un régulateur de type proportionnel intégral (*PI*) pour régler la vitesse. Le schéma de la structure globale de la *DTC* avec réglage de la vitesse est donné par la *Fig. II.24*.



*Fig. II.24* : Schéma synoptique du régulateur de vitesse.

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence nécessaire à la commande directe du couple afin que la vitesse puisse suivre la référence voulue. La fonction de transfert de ce régulateur est donnée par :

$$F_R = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (II.21)$$

Et le processus à régler se définit à partir de l'équation mécanique de la machine **[Ben-06]** :

$$\omega_r(s) = \frac{1}{K_f + J.s} (T_e(s) - C_r) \quad (II.22)$$

En vertu de (II.20) et (II.21) et conformément à la *Fig. II.24*, la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\omega_r}{\omega_r^*} = \frac{K_p.s + K_i}{J.s^2 + (K_f + K_p).s + K_i} \quad (II.23)$$

Pour avoir un comportement bien amorti, avec un amortisseur relatif optimal, les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés.

$$\begin{cases} P_1 = -\rho - j.\rho \\ P_2 = -\rho + j.\rho \end{cases} \quad (II.24)$$

Par identification avec l'équation (II.22) on obtient :

$$\begin{cases} K_p = (2j.P - K_f)/P \\ K_i = 2j.\rho^2/P \end{cases} \quad (II.25)$$

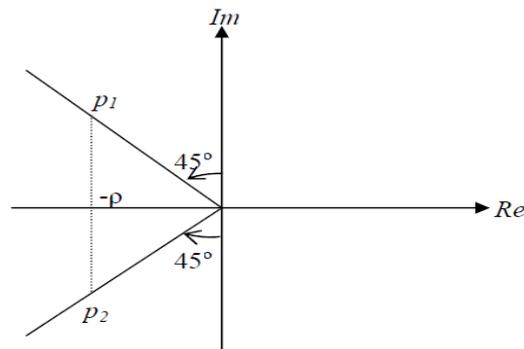


Fig. II.25 : Méthode des pôles imposés.

La Fig. II.26, illustre le schéma global de la commande DTC de la machine asynchrone pentaphasée avec régulation de vitesse.

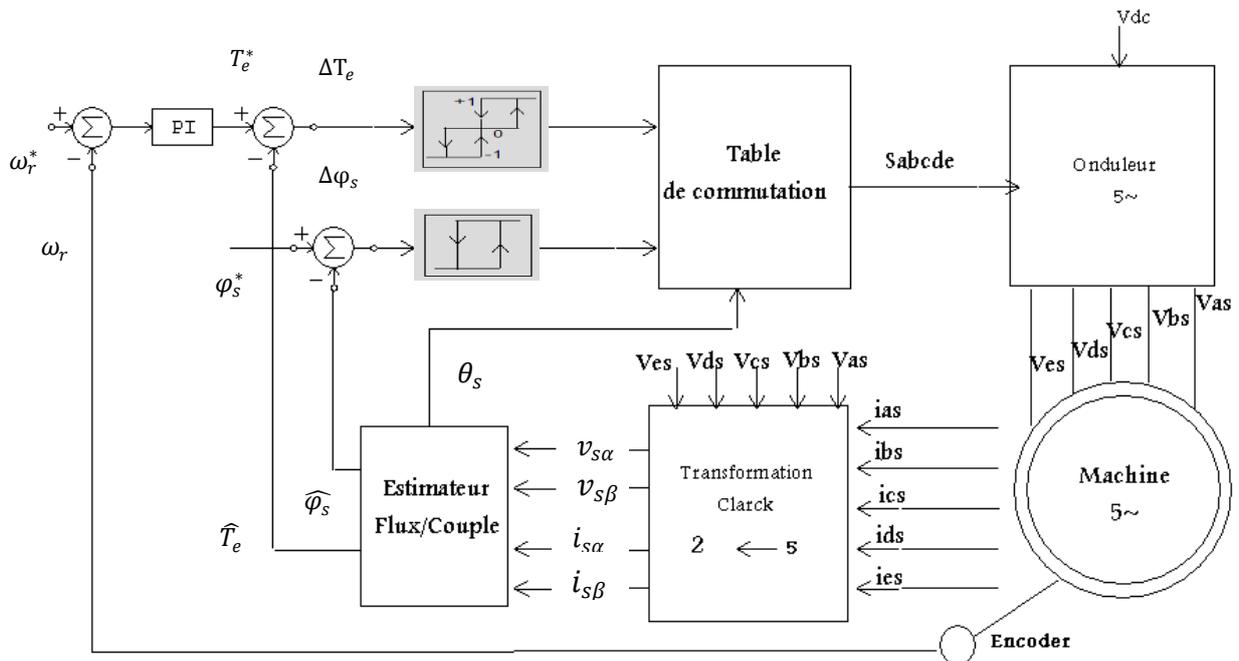


Fig. II.26: Structure de la commande DTC avec régulation de la vitesse.

La vitesse réelle  $\omega_r$  peut être obtenue par le biais d'un capteur de vitesse, ou par un estimateur de vitesse.

### II.14. Résultats de simulation et interprétation

Les figures ci-dessous traduisent les résultats de simulation sur  $I_s$  pour un flux de référence égal à  $1.2 \text{ Wb}$ . La largeur de la bande d'hystérésis du comparateur de couple est dans ce cas fixée à  $\pm 0.01 \text{ N.m}$  et celle du comparateur de flux à  $\pm 0.001 \text{ Wb}$ . Aux instants  $t=0.4$  et  $t=0.7$ , la machine est soumise à une charge de  $5 \text{ N.m}$ .

Les résultats de simulation (**Fig. II.27**), montrent que le couple et le flux sont parfaitement découplés, et les grandeurs de sortie suivent bien leurs références.

Grace au choix utilisé de la table de commutation, la dynamique de flux est rapide au régime transitoire ; les ondulations en régime permanent sont dues aux instants de changement des vecteurs de commande à la fréquence d'échantillonnage. Son évolution dans le repère biphasé  $(\alpha, \beta)$ , lors du démarrage, nous observons des grandes ondulations. Celles-ci sont dues en partie à l'influence du terme résistif, puis il sera maintenu constant, sa valeur évoluant de façon symétrique à l'intérieure des bandes d'hystérésis choisies.

Au démarrage, l'amplitude des courants statoriques est grande et atteint  $10 \text{ A}$  cela est dû à l'appel de courant pour les moteurs asynchrones. Après  $0.2 \text{ s}$ , les courants se stabilisent aux valeurs nominales de la machine. A l'instant  $0.4 \text{ s}$ , on constate un autre appel de courant pour compenser le couple de charge. L'allure est sinusoïdale mais présente des distorsions faibles dues à la commande et au paramètre de réglage.

La vitesse, suit bien sa référence ( $750 \text{ Tr/min}$ ), le régulateur de vitesse compense quant à lui, les changements de consigne du couple résistant aux instants définis plus haut.

Le couple, présente une bonne dynamique et répond parfaitement aux consignes de la référence. Les ondulations observées sont bien meilleur s'il on compare avec la réponse du couple des machines triphasées.

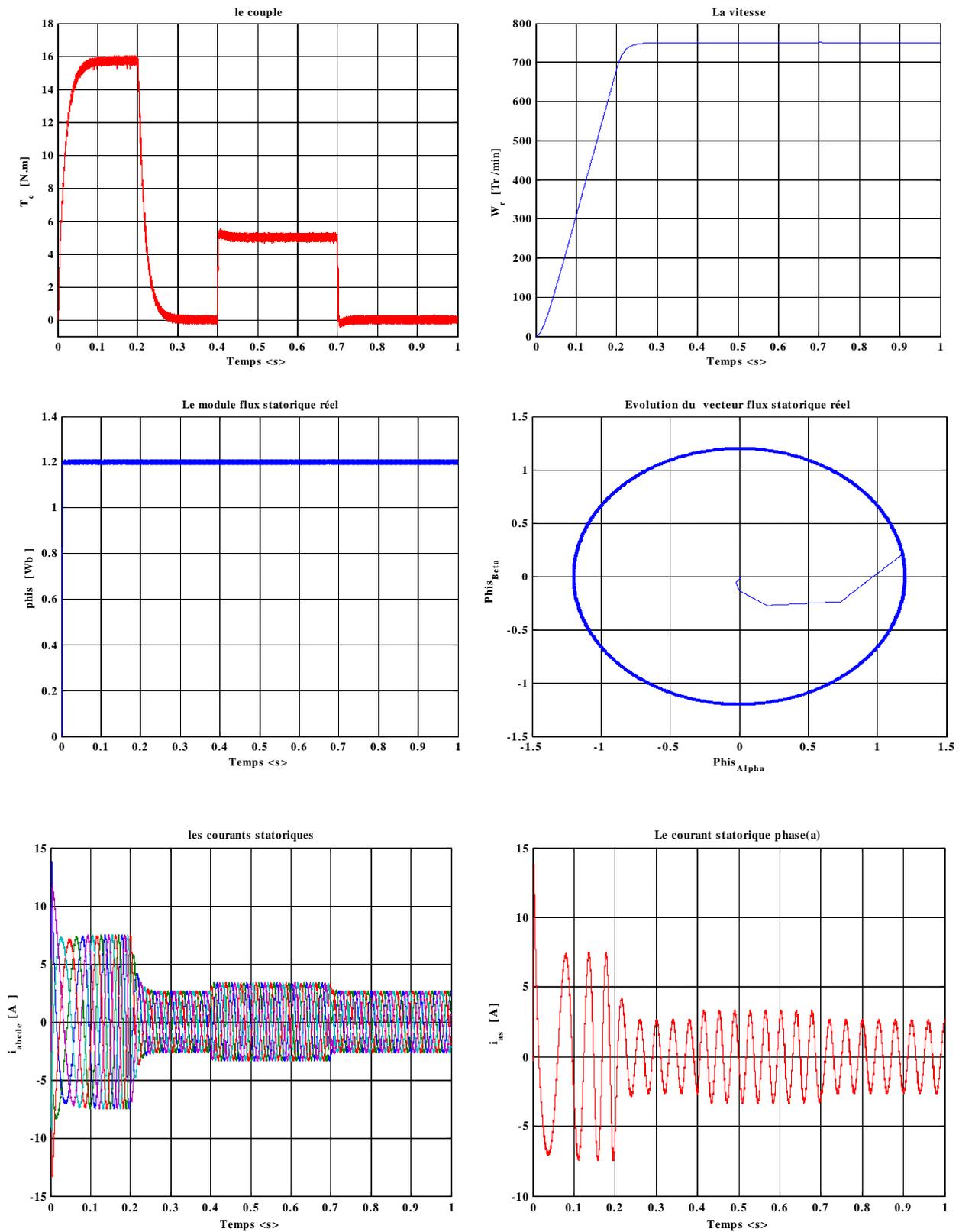


Fig. II.27: Résultats de simulation de la commande DTC avec régulation de la vitesse de la machine asynchrone pentaphasée.

### II.15. Conclusion :

L'application de la *DTC* avec ses différentes structures sur la machine apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans les autres stratégies de commande des machines à courant alternatif, précisément la commande vectorielle. Cette commande issue directement des comparateurs de flux et couple n'exige pas de transformation ni un étage *MLI* ni boucles de régulations de courants.

Cependant la *DTC* a quelques inconvénients : non maîtrise de la fréquence de commutation, taille et complexité des tables de commutations. De plus, cette technique est fortement liée aux variations de la résistance statorique et aux comparateurs à hystérésis. Les courants de phases présentent des ondulations élevées. Ces ondulations engendrent des pertes supplémentaires et exigent parfois un surdimensionnement des semi-conducteurs.

De nombreux travaux ont cherché à modifier la commande de l'onduleur et celle du système en vue de réduire ces problèmes. Cela a entraîné d'une part une structure de commande plus complexe qui n'est pas toujours compatible avec la faible période d'échantillonnage nécessaire. De plus, l'introduction de modulateurs sur l'onduleur amène un ralentissement des dynamiques de couple et réduit ainsi un des avantages les plus importants de la *DTC*.

## **Chapitre III**

### **Modélisation de deux machines asynchrones pentaphasées connectées en série**

#### **III.1. Introduction**

De nombreuses applications, comme la fabrication de textile, manipulateurs industriels, les véhicules électriques, exigent plus d'une commande à vitesse variable.

Les machines et les onduleurs utilisés dans les systèmes multi machines de nos jours sont des systèmes triphasés. Chaque machine peut être commandée indépendamment des autres machines à l'aide de sa propre source de tension (VSI) et algorithme de commande approprié.

Une commande indépendante de deux machines à courant alternatif de différentes estimations, de différente vitesse et des conditions de charges différentes on utilisant seulement une seule source de tension n'existe pas actuellement, un tel algorithme n'est pas possible dans le cas triphasé.

Les tentatives d'utiliser une source triphasée pour l'alimentation et la commande de deux machines triphasées ou plus reliées en parallèle sont limitées aux situations où la vitesse des machines est identique [Kuo-01], [Mat-O1].

Un système multi machines basé sur l'utilisation des machines polyphasées est obtenu grâce aux degrés supplémentaires qu'elles possèdent ces machines.

On reliant en série l'enroulement du stator des machines polyphasées de façon appropriée, il devient possible de commander toutes les machines dans le groupe de façon indépendante bien que le système d'entraînement de totalité soit alimenté à partir d'un seul onduleur de tension polyphasé.

L'idée provient du fait que n'importe quelle machine à C.A de n-phase exige seulement deux courants pour la commande du flux et du couple. Ainsi dans une machine polyphasée, il y'a des degrés additionnels de liberté qui peuvent être utilisés pour commander d'autres machines [Fu-94].

Il a été montré qu'en reliant les enroulements de l'onduleur multiphasé en série avec une transposition appropriée de phase, il est possible de commander indépendamment toutes les machines avec l'énergie provenant d'un onduleur polyphasé simple.

Les avantages de ce concept, une fois comparé à son triphasé, sont d'une économie dans le nombre de bras d'onduleur, facilité d'exécution dans *DSP* simple et possibilité d'utilisation directe de l'énergie freinant.

#### **III.2 Présentation du système de deux MAS pentaphasées en série**

Le concept multi-machines polyphasées aux nombre pairs et impairs de phase et les cas possibles de raccordement d'enroulement en fonction du nombre de phase d'onduleurs de tension ont été étudié dans [Lev-03] et [Lev-04].

Notons que la configuration avec deux machines asymétriques de six phases est concéderai moins importante pour de vraies applications du monde d'application que le système de deux machines pentaphasées.

C'est ainsi, la commande de deux moteurs pentaphasés offre une économie dans le nombre de bras d'onduleur comparé aux deux moteurs asymétriques de six phases.

Le système étudié dans ce mémoire sera composé de deux machines asynchrones pentaphasées. Ce système est montré dans la *Fig.III.1*, avec une illustration de la connexion des enroulements statoriques pentaphasées des deux machines en série et la transposition des phases des stators.

Cette transposition des phases à pour but de produire la force magnétomotrice(*MMF*) dans la première machine et ne pas produire (*MMF*) dans la deuxième machine et vice versa.

En d'autres termes, son but est de faire des courants de la machine 1 pour produire de flux/couple et ne pas faire produire de flux/couple à partir des courants de la deuxième machine, et vise versa [Gat-000], [Lev-04], [Jon-04].

Les phases de l'onduleur sont indiquée dans la *Fig.III.1* avec des lettres en majuscule A, B, C, D, E tandis que les phases des deux machines sont indiquées en minuscules a,b,c,d,e avec un décalage  $\alpha = \frac{2\pi}{5}$ .

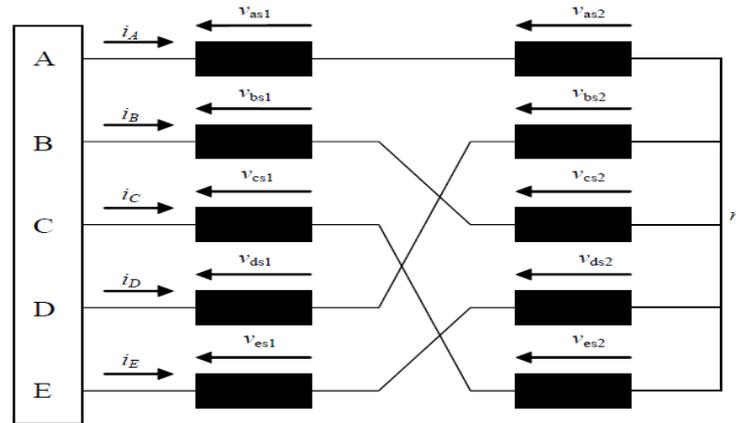


Fig.III.1 : Représentation de deux machines asynchrones pentaphasées connectées en série.

Le **tableau III.1**, montre les règles de connexion dans la matrice de transposition logée entre les deux machines asynchrones pentaphasées lorsqu'elles sont connectées en série.

Phases Machines	A	B	C	D	E
M1	1	2	3	4	5
M2	1	3	5	2	4

Tableau III.1 : Matrice de connexion des deux machines pentaphasées en séries.

Selon le schéma de raccordement de la **Fig.III.1**, les tensions et courants seront exprimés comme suit :

$$\begin{cases} V_A = v_{as1} + v_{as2} \\ V_B = v_{bs1} + v_{cs2} \\ V_C = v_{cs1} + v_{es2} \\ V_D = v_{ds1} + v_{bs2} \\ V_E = v_{es1} + v_{ds2} \end{cases} \quad (III.1)$$

$$\begin{cases} i_A = i_{as1} = i_{as2} \\ i_B = i_{bs1} = i_{cs2} \\ i_C = i_{cs1} = i_{es2} \\ i_D = i_{ds1} = i_{bs2} \\ i_E = i_{es1} = i_{ds2} \end{cases} \quad (III.2)$$

On admet pour la modélisation, que toutes les hypothèses standards de la théorie générale des machines électriques est applicable [Whi-59], y compris celui relatif à la distribution sinusoïdale du champ résultant dans la machine.

### III.3. Modélisation du système de deux machines asynchrones pentaphasées

#### Connectées en série

#### III.3.1. Modèle dans la base naturelle

Le circuit de la *Fig.III.1* est de 15<sup>ème</sup> ordres, il peut être représenté sous forme matricielle (quantité non linéaire) par :

$$\underline{v} = \underline{Ri} + \frac{d(\underline{Li})}{dt} \quad (III.3)$$

Avec :

$$\underline{v} = \begin{bmatrix} \underline{v}^{inv} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \underline{i} = \begin{bmatrix} \underline{i}^{inv} \\ \underline{i}_{r1} \\ \underline{i}_{r2} \end{bmatrix} \quad (III.4)$$

$$\underline{v}^{inv} = [v_A \ v_B \ v_C \ v_D \ v_E]^T \quad (III.5)$$

$$\underline{i}^{inv} = [i_A \ i_B \ i_C \ i_D \ i_E]^T$$

$$\underline{i}_{r1} = [i_a^{r1} \ i_b^{r1} \ i_c^{r1} \ i_d^{r1} \ i_e^{r1}]^T \quad (III.6)$$

$$\underline{i}_{r2} = [i_a^{r2} \ i_b^{r2} \ i_c^{r2} \ i_d^{r2} \ i_e^{r2}]^T$$

$$\underline{R} = \begin{bmatrix} \underline{R}_{s1} + \underline{R}_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & \underline{R}_{r1} & 0 \\ 0 & 0 & \underline{R}_{r2} \end{bmatrix}, \quad \begin{aligned} \underline{R}_{s1} &= \text{diag}(R_{s1} \ R_{s1} \ R_{s1} \ R_{s1} \ R_{s1} \ R_{s1}) \\ \underline{R}_{s2} &= \text{diag}(R_{s2} \ R_{s2} \ R_{s2} \ R_{s2} \ R_{s2} \ R_{s2}) \\ \underline{R}_{r1} &= \text{diag}(R_{r1} \ R_{r1} \ R_{r1} \ R_{r1} \ R_{r1} \ R_{r1}) \\ \underline{R}_{r2} &= \text{diag}(R_{r2} \ R_{r2} \ R_{r2} \ R_{r2} \ R_{r2} \ R_{r2}) \end{aligned} \quad (III.7)$$

$$\underline{L} = \begin{bmatrix} \underline{L}_{s1} + \underline{L}_{s2}' & \underline{L}_{sr1} & \underline{L}_{sr2}' \\ \underline{L}_{rs1} & \underline{L}_{r1} & 0 \\ \underline{L}_{rs2}' & 0 & \underline{L}_{r2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

L'exposant dans (III.8) indique les sous-matrices de la machine 2, qui ont été modifiées par l'opération de transposition de phase par rapport à leur forme originale ; elles sont toutes cinq fois cinq et sont données par :

$$\underline{L}_{s1} = \begin{bmatrix} \underline{L}_{ls1} + M_1 & M_1 \cos \alpha & M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos \alpha \\ M_1 \cos \alpha & \underline{L}_{ls1} + M_1 & M_1 \cos \alpha & M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos 2\alpha \\ M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos \alpha & \underline{L}_{ls1} + M_1 & M_1 \cos \alpha & M_1 \cos 2\alpha \\ M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos \alpha & \underline{L}_{ls1} + M_1 & M_1 \cos \alpha \\ M_1 \cos \alpha & M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos 2\alpha & \underline{L}_{ls1} + M_1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.8a})$$

$$\underline{L}_{s2}^{\mathcal{E}} = \begin{bmatrix} \underline{L}_{ls2} + M_2 & M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos \alpha & M_2 \cos \alpha & M_2 \cos 2\alpha \\ M_2 \cos 2\alpha & \underline{L}_{ls2} + M_2 & M_2 \cos \alpha & M_2 \cos \alpha & M_2 \cos \alpha \\ M_2 \cos \alpha & M_2 \cos \alpha & \underline{L}_{ls2} + M_2 & M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos \alpha \\ M_2 \cos \alpha & M_2 \cos \alpha & M_2 \cos \alpha & \underline{L}_{ls2} + M_2 & M_2 \cos 2\alpha \\ M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos \alpha & M_2 \cos \alpha & M_2 \cos 2\alpha & \underline{L}_{ls2} + M_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.8b})$$

$$\underline{L}_{r1} = \begin{bmatrix} \underline{L}_{lr1} + M_1 & M_1 \cos \alpha & M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos \alpha \\ M_1 \cos \alpha & \underline{L}_{lr1} + M_1 & M_1 \cos \alpha & M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos 2\alpha \\ M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos \alpha & \underline{L}_{lr1} + M_1 & M_1 \cos \alpha & M_1 \cos 2\alpha \\ M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos \alpha & \underline{L}_{lr1} + M_1 & M_1 \cos \alpha \\ M_1 \cos \alpha & M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos 2\alpha & \underline{L}_{lr1} + M_1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.8c})$$

$$\underline{L}_{r2} = \begin{bmatrix} \underline{L}_{lr2} + M_2 & M_2 \cos \alpha & M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos \alpha \\ M_2 \cos \alpha & \underline{L}_{lr2} + M_2 & M_2 \cos \alpha & M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos 2\alpha \\ M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos \alpha & \underline{L}_{lr2} + M_2 & M_2 \cos \alpha & M_2 \cos 2\alpha \\ M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos \alpha & \underline{L}_{lr2} + M_2 & M_2 \cos \alpha \\ M_2 \cos \alpha & M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos \alpha & \underline{L}_{lr2} + M_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.8d})$$

$$\underline{L}_{sr1} = M_1 \begin{bmatrix} \cos \theta_{r1} & \cos(\theta_{r1} + \alpha) & \cos(\theta_{r1} + 2\alpha) & \cos(\theta_{r1} - 2\alpha) & \cos(\theta_{r1} - \alpha) \\ \cos(\theta_{r1} - \alpha) & \cos \theta_{r1} & \cos(\theta_{r1} + \alpha) & \cos(\theta_{r1} + 2\alpha) & \cos(\theta_{r1} - 2\alpha) \\ \cos(\theta_{r1} - 2\alpha) & \cos(\theta_{r1} - \alpha) & \cos \theta_{r1} & \cos(\theta_{r1} + \alpha) & \cos(\theta_{r1} + 2\alpha) \\ \cos(\theta_{r1} + 2\alpha) & \cos(\theta_{r1} - 2\alpha) & \cos(\theta_{r1} - \alpha) & \cos \theta_{r1} & \cos(\theta_{r1} + \alpha) \\ \cos(\theta_{r1} + \alpha) & \cos(\theta_{r1} + 2\alpha) & \cos(\theta_{r1} - 2\alpha) & \cos(\theta_{r1} - \alpha) & \cos \theta_{r1} \end{bmatrix} \quad (\text{III.8e})$$

$$\underline{L}_{rs1} = \underline{L}_{sr1}^T$$

$$\underline{L}_{sr2}' = M_2 \begin{bmatrix} \cos \theta_{r2} & \cos(\theta_{r2} + \alpha) & \cos(\theta_{r2} + 2\alpha) & \cos(\theta_{r2} - 2\alpha) & \cos(\theta_{r2} - \alpha) \\ \cos(\theta_{r2} - \alpha) & \cos \theta_{r2} & \cos(\theta_{r2} + \alpha) & \cos(\theta_{r2} + 2\alpha) & \cos(\theta_{r2} - 2\alpha) \\ \cos(\theta_{r2} - 2\alpha) & \cos(\theta_{r2} - \alpha) & \cos \theta_{r2} & \cos(\theta_{r2} + \alpha) & \cos(\theta_{r2} + 2\alpha) \\ \cos(\theta_{r2} + 2\alpha) & \cos(\theta_{r2} - 2\alpha) & \cos(\theta_{r2} - \alpha) & \cos \theta_{r2} & \cos(\theta_{r2} + \alpha) \\ \cos(\theta_{r2} + \alpha) & \cos(\theta_{r2} + 2\alpha) & \cos(\theta_{r2} - 2\alpha) & \cos(\theta_{r2} - \alpha) & \cos \theta_{r2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.8f})$$

$$\underline{L}_{rs2}' = \underline{L}_{sr2}'^T$$

Enfin l'équation (III.3) devient :

$$\underline{v} = \begin{bmatrix} \underline{v}^{inv} \\ \underline{0} \\ \underline{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{R}_{s1} + \underline{R}_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & \underline{R}_{r1} & 0 \\ 0 & 0 & \underline{R}_{r2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{i}^{inv} \\ \underline{i}_{r1} \\ \underline{i}_{r2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{L}_{s1} + \underline{L}_{s2}' & \underline{L}_{sr1} & \underline{L}_{sr2}' \\ \underline{L}_{rs1} & \underline{L}_{r1} & 0 \\ \underline{L}_{rs2}' & 0 & \underline{L}_{r2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \underline{i}^{inv} \\ \underline{i}_{r1} \\ \underline{i}_{r2} \end{bmatrix} + \dots$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 & \frac{d}{dt} \underline{L}_{sr1} & \frac{d}{dt} \underline{L}_{sr2}' \\ \frac{d}{dt} \underline{L}_{rs1} & 0 & 0 \\ \frac{d}{dt} \underline{L}_{rs2}' & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{i}^{inv} \\ \underline{i}_{r1} \\ \underline{i}_{r2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

Les expressions des deux couples en fonction des courants de l'onduleur sont données par :

$$T_{e1} = -P_1 M_1 \left\{ \begin{array}{l} (i_A i_a^{r1} + i_B i_b^{r1} + i_C i_c^{r1} + i_D i_d^{r1} + i_E i_e^{r1}). \sin \theta_{r1} + \\ (i_E i_a^{r1} + i_A i_b^{r1} + i_B i_c^{r1} + i_C i_d^{r1} + i_D i_e^{r1}). \sin(\theta_{r1} + \alpha) + \\ (i_D i_a^{r1} + i_E i_b^{r1} + i_A i_c^{r1} + i_B i_d^{r1} + i_C i_e^{r1}). \sin(\theta_{r1} + 2\alpha) + \\ (i_C i_a^{r1} + i_D i_b^{r1} + i_E i_c^{r1} + i_A i_d^{r1} + i_B i_e^{r1}). \sin(\theta_{r1} - 2\alpha) + \\ (i_B i_a^{r1} + i_C i_b^{r1} + i_D i_c^{r1} + i_E i_d^{r1} + i_A i_e^{r1}). \sin(\theta_{r1} - \alpha) \end{array} \right\} \quad (III.10)$$

$$T_{e2} = -P_2 M_2 \left\{ \begin{array}{l} (i_A i_a^{r2} + i_B i_b^{r2} + i_C i_c^{r2} + i_D i_d^{r2} + i_E i_e^{r2}). \sin \theta_{r2} + \\ (i_E i_a^{r2} + i_A i_b^{r2} + i_B i_c^{r2} + i_C i_d^{r2} + i_D i_e^{r2}). \sin(\theta_{r2} + \alpha) + \\ (i_D i_a^{r2} + i_E i_b^{r2} + i_A i_c^{r2} + i_B i_d^{r2} + i_C i_e^{r2}). \sin(\theta_{r2} + 2\alpha) + \\ (i_C i_a^{r2} + i_D i_b^{r2} + i_E i_c^{r2} + i_A i_d^{r2} + i_B i_e^{r2}). \sin(\theta_{r2} - 2\alpha) + \\ (i_B i_a^{r2} + i_C i_b^{r2} + i_D i_c^{r2} + i_E i_d^{r2} + i_A i_e^{r2}). \sin(\theta_{r2} - \alpha) \end{array} \right\} \quad (III.11)$$

Les termes des matrices inductance mutuelle dépendent de la position du rotor des deux machines ( $\theta_{r1}, \theta_{r2}$ ), ce qui va compliquer la résolution du système.

Pour rendre le modèle plus facile, il nous a fallu appliquer comme pour une seule machine la transformation de Park.

### III.3.2. Modèle dans la base de Park

Le modèle dans la base de Park s'effectue en deux étapes (*Chapitre I*) :

#### A. Transformation de découplage de Clark

Afin de simplifier le modèle, on utilise la transformation de découplage de Clark, la relation entre les variables originales des phases et les nouvelles variables ( $\alpha, \beta, x, y, o$ ) est donnée par :

$$\begin{array}{lll} \underline{v}_{\alpha\beta}^{inv} = \underline{T} \cdot \underline{v}^{inv} & \underline{v}_{\alpha\beta}^{inv} = \underline{T} \cdot \underline{v}^{r1} & \underline{v}_{\alpha\beta}^{inv} = \underline{T} \cdot \underline{v}^{inv} \\ \underline{v}_{\alpha\beta}^{inv} = \underline{T} \cdot \underline{v}^{inv} & \underline{v}_{\alpha\beta}^{inv} = \underline{T} \cdot \underline{v}^{r1} & \underline{v}_{\alpha\beta}^{inv} = \underline{T} \cdot \underline{v}^{inv} \end{array} \quad (III.12)$$

$$T = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\alpha) & \cos(2\alpha) & \cos(3\alpha) & \cos(4\alpha) \\ 0 & \sin(\alpha) & \sin(2\alpha) & \sin(3\alpha) & \sin(4\alpha) \\ 1 & \cos(2\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(6\alpha) & \cos(8\alpha) \\ 0 & \sin(2\alpha) & \sin(4\alpha) & \sin(6\alpha) & \sin(8\alpha) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

$$T^{-1} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\alpha) & \sin(\alpha) & \cos(2\alpha) & \sin(2\alpha) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(2\alpha) & \sin(2\alpha) & \cos(4\alpha) & \sin(4\alpha) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(3\alpha) & \sin(3\alpha) & \cos(6\alpha) & \sin(6\alpha) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(4\alpha) & \sin(4\alpha) & \cos(8\alpha) & \sin(8\alpha) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

Ou  $T$  désigne la matrice de transformation à puissance invariante et  $T^{-1}$  sa matrice inverse [Tol-92].

On utilisant la matrice indiquée dans (III.13) les équations du stator de l'onduleur s'écrivent [Riz-08], [Iqb-08] :

$$\begin{aligned} v_{\alpha}^{inv} &= (R_{s1} + R_{s2})i_{\alpha}^{inv} + (L_{ls1} + L_{ls2} + L_{m1}) \frac{di_{\alpha}^{inv}}{dt} + L_{m1} \cos(\theta_{r1}) \frac{di_{ar1}}{dt} - \dots \\ &\quad L_{m1} \sin(\theta_{r1}) \frac{di_{\beta r1}}{dt} - \omega_{r1} L_{m1} (\sin(\theta_{r1}) i_{ar1} + \cos(\theta_{r1}) i_{\beta r1}) \\ v_{\beta}^{inv} &= (R_{s1} + R_{s2})i_{\beta}^{inv} + (L_{ls1} + L_{ls2} + L_{m1}) \frac{di_{\beta}^{inv}}{dt} + L_{m1} \sin(\theta_{r1}) \frac{di_{ar1}}{dt} + \dots \\ &\quad L_{m1} \cos(\theta_{r1}) \frac{di_{\beta r1}}{dt} + \omega_{r1} L_{m1} (\cos(\theta_{r1}) i_{ar1} - \sin(\theta_{r1}) i_{\beta r1}) \\ v_x^{inv} &= (R_{s1} + R_{s2})i_x^{inv} + (L_{ls1} + L_{ls2} + L_{m1}) \frac{di_x^{inv}}{dt} + L_{m2} \cos(\theta_{r2}) \frac{di_{ar2}}{dt} - \dots \\ &\quad L_{m2} \sin(\theta_{r2}) \frac{di_{\beta r2}}{dt} - \omega_{r2} L_{m2} (\sin(\theta_{r2}) i_{ar2} + \cos(\theta_{r2}) i_{\beta r2}) \\ v_y^{inv} &= (R_{s1} + R_{s2})i_y^{inv} + (L_{ls1} + L_{ls2} + L_{m1}) \frac{di_y^{inv}}{dt} + L_{m2} \cos(\theta_{r2}) \frac{di_{ar2}}{dt} + \dots \\ &\quad L_{m2} \sin(\theta_{r2}) \frac{di_{\beta r2}}{dt} + \omega_{r2} L_{m2} (\cos(\theta_{r2}) i_{ar2} - \sin(\theta_{r2}) i_{\beta r2}) \\ v_o^{inv} &= (R_{s1} + R_{s2})i_o^{inv} + (L_{ls1} + L_{ls2}) \frac{di_o^{inv}}{dt} \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

Les équations du rotor des deux machines sont pour :

- Machine 1 :

$$\begin{aligned}
 v_{ar1} = 0 &= R_{r1} i_{ar1} + L_{m1} \cos(\theta_{r1}) \frac{di_{\alpha}^{inv}}{dt} + L_{m1} \sin(\theta_{r1}) \frac{di_{\beta}^{inv}}{dt} + (L_{m1} + L_{lr1}) \frac{di_{ar1}}{dt} - \dots \\
 &\quad \omega_{r1} L_{m1} (\sin(\theta_{r1}) i_{\alpha}^{inv} - \cos(\theta_{r1}) i_{\beta}^{inv}) \\
 v_{\beta r1} = 0 &= R_{r1} i_{\beta r1} + L_{m1} \cos(\theta_{r1}) \frac{di_{\beta}^{inv}}{dt} - L_{m1} \sin(\theta_{r1}) \frac{di_{\alpha}^{inv}}{dt} + (L_{m1} + L_{lr1}) \frac{di_{\beta r1}}{dt} - \dots \\
 &\quad \omega_{r1} L_{m1} (\cos(\theta_{r1}) i_{\alpha}^{inv} + \sin(\theta_{r1}) i_{\beta}^{inv}) \\
 v_{xr1} = 0 &= R_{r1} i_{xr1} + L_{lr1} \frac{di_{xr1}}{dt} \\
 v_{yr1} = 0 &= R_{r1} i_{yr1} + L_{lr1} \frac{di_{yr1}}{dt} \\
 v_{or1} = 0 &= R_{r1} i_{or1} + L_{lr1} \frac{di_{or1}}{dt}
 \end{aligned} \tag{III.16}$$

- Machine 2 :

$$\begin{aligned}
 v_{ar2} = 0 &= R_{r2} i_{ar2} + L_{m1} \cos(\theta_{r2}) \frac{di_x^{inv}}{dt} + L_{m1} \sin(\theta_{r2}) \frac{di_y^{inv}}{dt} + (L_{m1} + L_{lr2}) \frac{di_{ar2}}{dt} - \dots \\
 &\quad \omega_{r2} L_{m1} (\sin(\theta_{r2}) i_x^{inv} - \cos(\theta_{r2}) i_y^{inv}) \\
 v_{\beta r2} = 0 &= R_{r2} i_{\beta r2} + L_{m2} \cos(\theta_{r2}) \frac{di_y^{inv}}{dt} - L_{m2} \sin(\theta_{r2}) \frac{di_x^{inv}}{dt} + (L_{m1} + L_{lr2}) \frac{di_{\beta r2}}{dt} - \dots \\
 &\quad \omega_{r2} L_{m2} (\cos(\theta_{r2}) i_x^{inv} + \sin(\theta_{r2}) i_y^{inv}) \\
 v_{xr2} = 0 &= R_{r2} i_{xr2} + L_{lr2} \frac{di_{xr2}}{dt} \\
 v_{yr2} = 0 &= R_{r2} i_{yr2} + L_{lr2} \frac{di_{yr2}}{dt} \\
 v_{or2} = 0 &= R_{r2} i_{or2} + L_{lr2} \frac{di_{or2}}{dt}
 \end{aligned} \tag{III.17}$$

$$\text{Avec : } \begin{bmatrix} v_{\alpha}^{inv} \\ v_{\beta}^{inv} \\ v_x^{inv} \\ v_y^{inv} \\ v_0^{inv} \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ V_D \\ V_E \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} v_{as1} + v_{as2} \\ v_{bs1} + v_{cs2} \\ v_{cs1} + v_{es2} \\ v_{ds1} + v_{bs2} \\ v_{es1} + v_{ds2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{as1} + v_{xs2} \\ v_{\beta s1} - v_{ys2} \\ v_{xs1} + v_{as2} \\ v_{ys1} + v_{\beta s2} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{III.18}$$

En raison de l'absence du conducteur neutre ; la composante zéro de l'onduleur est considérée comme nulle. La relation entre les courants de l'onduleur et les courants ( $\alpha$ - $\beta$ ) et ( $x$ - $y$ ) des deux machines est obtenue [Lev-04] en vertu de (III.2), (III.15), (III.16), et (III.17) par :

$$i_{\alpha}^{inv} = i_{\alpha s1} = i_{xs2} \quad , \quad i_{\beta}^{inv} = i_{\beta s1} = -i_{ys2}$$

$$i_x^{inv} = i_{xs1} = i_{\alpha s2} \quad , \quad i_y^{inv} = i_{ys1} = i_{\beta s2}$$
(III.19)

Les deux expressions du couple pour les deux machines se déduisent alors comme suit :

$$T_{e1} = P_1 L_{m1} \{ \cos(\theta_1)(i_{ar1} \cdot i_{\beta}^{inv} - i_{\beta r1} \cdot i_{\alpha}^{inv}) - \sin(\theta_1)(i_{ar1} \cdot i_{\alpha}^{inv} + i_{\beta r1} \cdot i_{\beta}^{inv}) \}$$
(III.20)

$$T_{e2} = P_1 L_{m2} \{ \cos(\theta_2)(i_{ar2} \cdot i_y^{inv} - i_{\beta r2} \cdot i_x^{inv}) - \sin(\theta_2)(i_{ar2} \cdot i_x^{inv} - i_{\beta r2} \cdot i_y^{inv}) \}$$

En vertu des équations (III.16) et (III.17), on peut déduire le schéma équivalent de chaque machine.

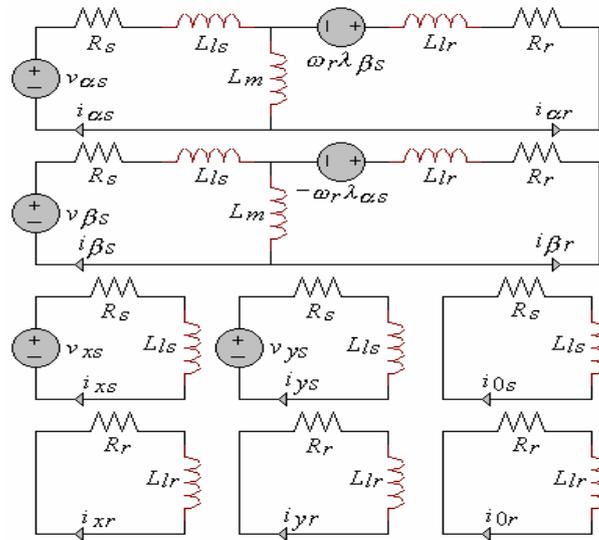


Fig.III.2 : Circuit équivalent d'une seule machine.

La première transformation de Clark comme il a été vu, ne simplifié pas toutes les équations, certaines, se trouvent toujours liées aux positions  $(\theta_{r1}, \theta_{r2})$  des rotors des deux machines, de ce fait, il est indispensable de procéder à un autre changement de variables.

### B. Modèle dans un repère rotatif :

Pour écrire les équations définissant le modèle dans ce nouveau repère on appliquera la matrice de rotation [R] :

$$R = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r & & & \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r & & & \\ & & 1 & & \\ & & & 1 & \\ & & & & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.21})$$

L'angle  $\theta_r$  dans l'expression de la matrice de rotation (R) qui définit la position instantanée du rotor est différent pour les deux machines et est dénommé par  $\theta_{r1}$  pour la machine 1 et  $\theta_{r2}$  pour la machine 2.

Cela signifie que différentes transformations de rotation seront appliquées aux deux machines, chose qui est possible en raison du découplage des équations réalisé par la première transformation [Lev-04].

Cependant, tenir compte que les enroulements du rotor des deux machines sont court-circuités, les équations (x-y), ainsi que l'équation de la composante d'ordre zéro du rotor peuvent être négligées pour plusieurs considérations.

La partie électromagnétique du système d'entraînement peut alors être représentée par huit équations de premier ordre [Iqb-05] :

$$\begin{aligned} V_d^{inv} &= R_{s1}i_d^{inv} + (L_{ls1} + L_{m1})\frac{di_d^{inv}}{dt} + L_{m1}\frac{di_d^{r1}}{dt} + R_{s2}i_d^{inv} + L_{ls2}\frac{di_d^{inv}}{dt} \\ V_q^{inv} &= R_{s1}i_q^{inv} + (L_{ls1} + L_{m1})\frac{di_q^{inv}}{dt} + L_{m1}\frac{di_q^{r1}}{dt} + R_{s2}i_q^{inv} + L_{ls2}\frac{di_q^{inv}}{dt} \\ V_x^{inv} &= R_{s1}i_x^{inv} + (L_{ls2} + L_{m2})\frac{di_x^{inv}}{dt} + L_{ls1}\frac{di_x^{inv}}{dt} + R_{s2}i_x^{inv} + L_{m2}\frac{di_d^{r2}}{dt} \\ V_y^{inv} &= R_{s1}i_y^{inv} + (L_{ls2} + L_{m2})\frac{di_y^{inv}}{dt} + L_{ls1}\frac{di_y^{inv}}{dt} + R_{s2}i_y^{inv} + L_{m2}\frac{di_q^{r2}}{dt} \end{aligned} \quad (\text{III.22})$$

Les équations d'équilibre de tension du rotor des deux machines sont :

$$\begin{aligned} 0 &= R_{r1}i_d^{r1} + L_{m1}\frac{di_d^{inv}}{dt} + (L_{lr1} + L_{m1})\frac{di_d^{r1}}{dt} + \omega_{r1}(L_{m1}i_q^{inv} + (L_{lr1} + L_{m1})i_q^{r1}) \\ 0 &= R_{r1}i_q^{r1} + L_{m1}\frac{di_q^{inv}}{dt} + (L_{lr1} + L_{m1})\frac{di_q^{r1}}{dt} - \omega_{r1}(L_{m1}i_d^{inv} + (L_{lr1} + L_{m1})i_d^{r1}) \\ 0 &= R_{r2}i_d^{r2} + L_{m2}\frac{di_x^{inv}}{dt} + (L_{lr2} + L_{m2})\frac{di_d^{r2}}{dt} + \omega_{r2}(L_{m1}i_y^{inv} + (L_{lr2} + L_{m2})i_q^{r2}) \\ 0 &= R_{r2}i_q^{r2} + L_{m2}\frac{di_y^{inv}}{dt} + (L_{lr2} + L_{m2})\frac{di_q^{r2}}{dt} - \omega_{r2}(L_{m1}i_x^{inv} + (L_{lr2} + L_{m2})i_d^{r2}) \end{aligned} \quad (\text{III.23})$$

$$\begin{aligned}
 \text{Avec,} \quad V_d^{inv} &= v_{ds1} + v_{xs2} \\
 V_q^{inv} &= v_{qs1} - v_{ys2} \\
 V_x^{inv} &= v_{xs1} + v_{ds2} \\
 V_y^{inv} &= v_{ys1} + v_{qs2} \\
 \omega_{r1} &= \frac{d\theta_{r1}}{dt}, \quad \omega_{r2} = \frac{d\theta_{r2}}{dt} \\
 i_d^{inv} &= i_{ds1} = i_{xs2}, \quad i_q^{inv} = i_{qs1} = -i_{ys2} \\
 i_x^{inv} &= i_{xs1} = i_{ds2}, \quad i_y^{inv} = i_{ys1} = i_{qs2}
 \end{aligned} \tag{III.24}$$

L'expression du couple des deux machines se déduit alors par :

$$\begin{aligned}
 T_{e1} &= P_1 L_{m1} (i_d^{r1} \cdot i_q^{inv} - i_q^{r1} \cdot i_d^{inv}) \\
 T_{e2} &= P_2 L_{m2} (i_d^{r2} \cdot i_y^{inv} - i_q^{r2} \cdot i_x^{inv})
 \end{aligned} \tag{III.25}$$

Il résulte des équations précédentes que les courants  $(\alpha-\beta)$  ou  $(d-q)$  de l'onduleur représentent simultanément les courants  $(\alpha-\beta)$  (producteur du flux/couple) de la machine 1, alors qu'elles apparaissent comme les courants  $(x-y)$  de la machine 2 [Tol-92], [Lev-04].

D'autre part, les courants  $(x-y)$  de l'onduleur sont simultanément égaux aux courants  $(\alpha-\beta)$  (production flux/couple) de la machine 2.

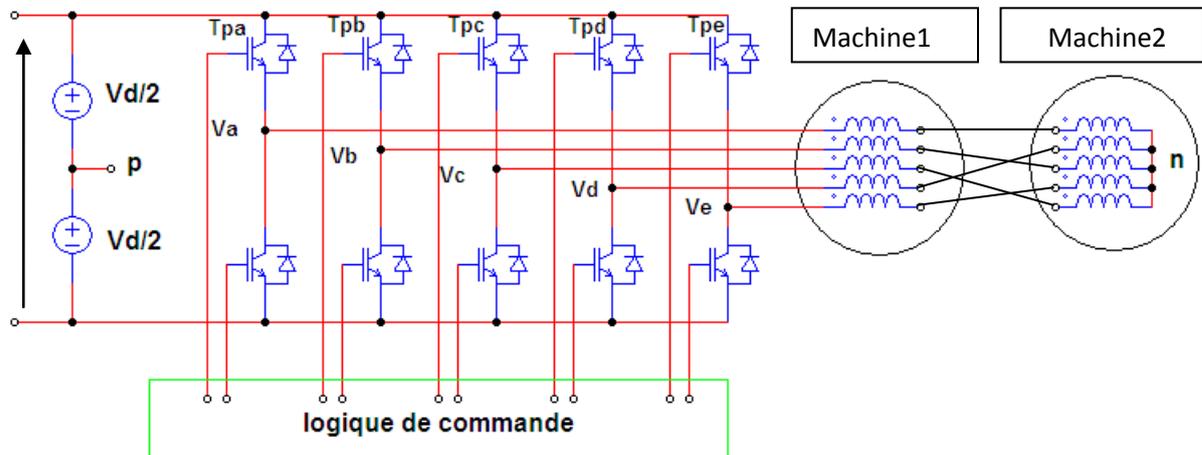
Sachant que, pour toute machine le couple électromagnétique ainsi que le flux sont produit uniquement par les courants  $(\alpha-\beta)$ , il s'ensuit que le flux/couple de la machine 1 peut être contrôlé par les courant  $(\alpha-\beta)$  de l'onduleur, et le flux/couple de la machine 2 peut être contrôlé par le biais des courants  $(x-y)$  de l'onduleur.

Puisque le sous-espace  $(\alpha-\beta)$  est orthogonal au sous-espace  $(x-y)$ , il s'ensuit que la méthode de connexion série utilisée permettra l'implantation d'une commande séparée des deux machines via un seul convertisseur (onduleur).

### III.5. Modélisation de l'alimentation

L'onduleur de tension pour l'alimentation des deux machines asynchrones pentaphasées connectées en série à la même structure que celle pour une seule machine.

La structure de l'ensemble se présente comme est illustrée dans la **Fig.III.3**.



**Fig.III.3** : Système de deux machines pentaphasées connectées en série alimentées par un seul onduleur.

La forme matricielle de l'onduleur est donnée par :

$$(V)_s = (A) \cdot (V_0) \tag{III.33}$$

Avec :

$$(A) = \frac{1}{5} \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \tag{III.34}$$

$$(V)_s = \begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ V_D \\ V_E \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{as1} + v_{as2} \\ v_{bs1} + v_{cs2} \\ v_{cs1} + v_{es2} \\ v_{ds1} + v_{bs2} \\ v_{es1} + v_{es2} \end{pmatrix} \tag{III.35}$$

$$(V_0) = \begin{pmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \\ V_{DM} \\ V_{EM} \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{2} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \end{pmatrix} \quad (III.36)$$

$(S_1, S_2, S_3, S_4, S_5)$  : Les séquences de commutation des interrupteurs.

### III.6. Résultats de simulation et interprétation

Les résultats de simulation faites pendant 4 secondes sur deux machines pentaphasées connectées en série dont les paramètres sont données en *annexe(A)*, et représentés par les **Fig.III.4a**, **Fig.III.4b** et **Fig.III.4c**, ont bien démontré la validité du modèle (machines +onduleur) et l'avantage de la transposition série qui a permis le contrôle indépendant des deux machines lorsqu'elles sont connectées en série.

La première figure(**Fig.III.4a**), illustre le démarrage en alimentant le groupe par un système de tension pentaphasée, la deuxième figure(**Fig.III.4b**), représente le système de deux machines alimentées par un onduleur à deux niveaux, enfin la troisième figure (**Fig.III.4c**), présente les réponses quand les deux machines sont alimentées par un onduleur à trois niveaux.

Au démarrage, les couples électromagnétiques des deux machines présentent des oscillations dues à l'appel de courant au démarrage. Aux instants  $(t=2s, t=3s)$  et  $(t=1.5s, t=2.5s)$ , les réponses des couples respective pour la machine1 et machine 2 montrent bien la compensation du couple de charge ( $C_r=10N.m$ ) appliqué au même instants sur les deux machines. Le flux statorique de chaque machine (paramètres différentes), atteint sa valeur nominale après un certain moment équivalent au temps de fluxage des moteurs asynchrones.

Les allures de courbe de vitesse gardent la même forme comme pour une seule machine.

Les courants présentent des oscillations successives qui atteignent des amplitudes importantes au démarrage, après ce régime transitoire, les amplitudes des courants vont être diminuées. Notons encore, l'effet de monter en niveau de tension sur les différentes réponses de la machine qui est accompagné par une diminution dans les ondulations mais au détriment de composants très rapide constituant l'onduleur d'alimentation et qui devront réagir aux fréquences d'échantillonnage très grandes.

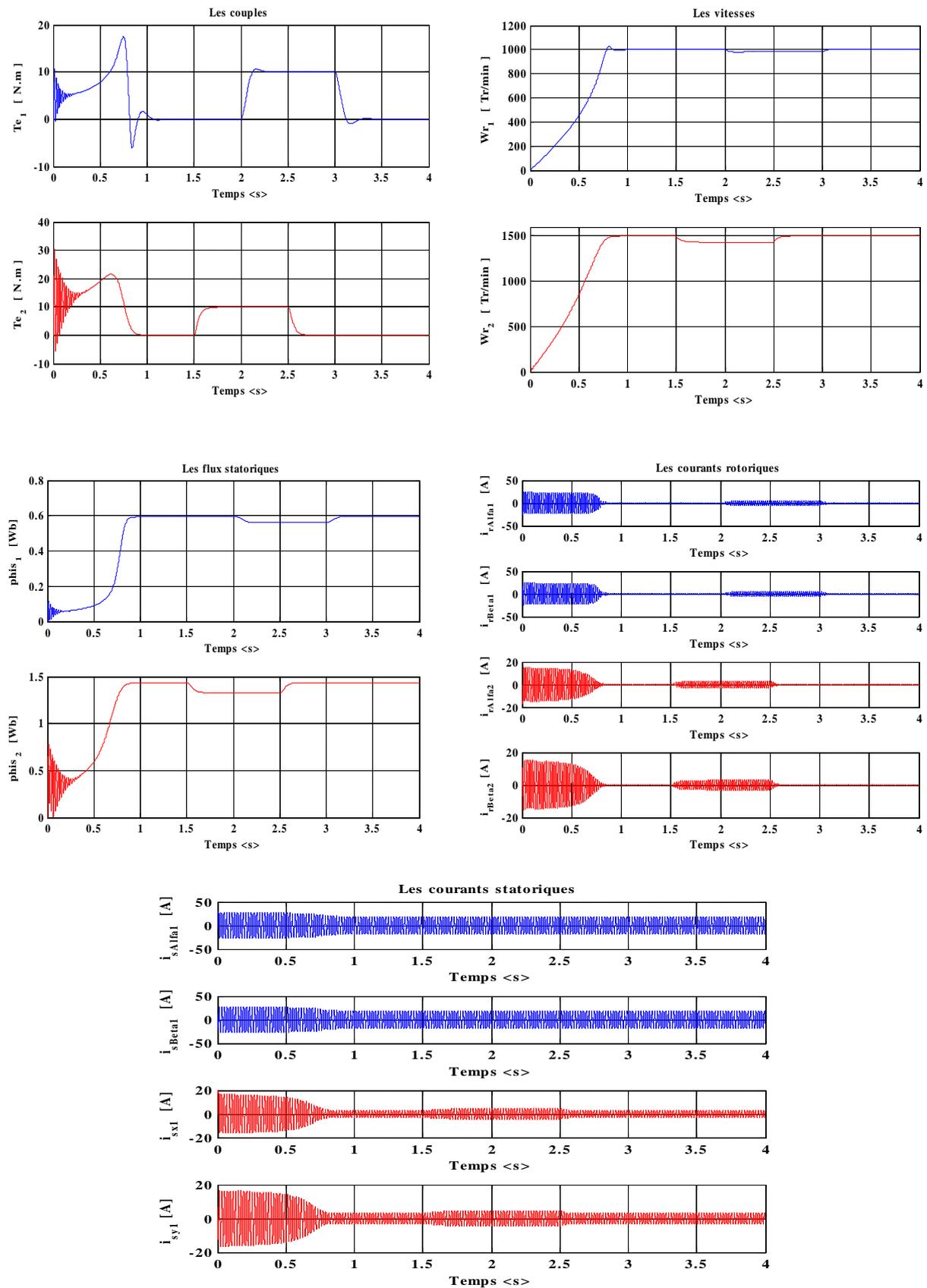


Fig.III.4a : Démarrage à vide du système de deux machines pentaphasées connectées en série alimentées par un réseau pentaphasé suivi d'une application de charge de 10N.m.

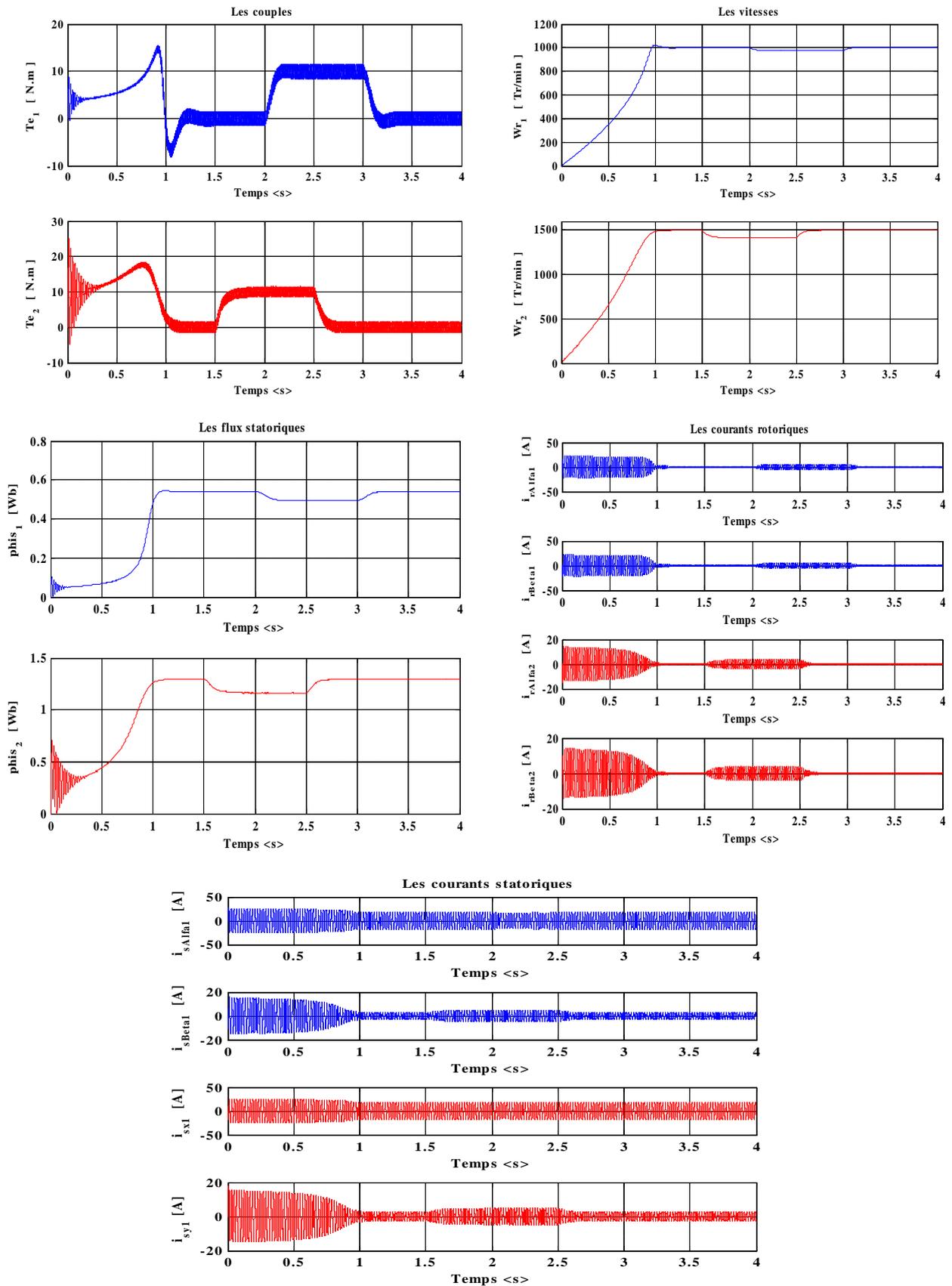


Fig.III.4b : Démarrage à vide du système de deux machines pentaphasées connectées en série alimentées par un onduleur 2N suivi d'une application de charge de 10N.m.

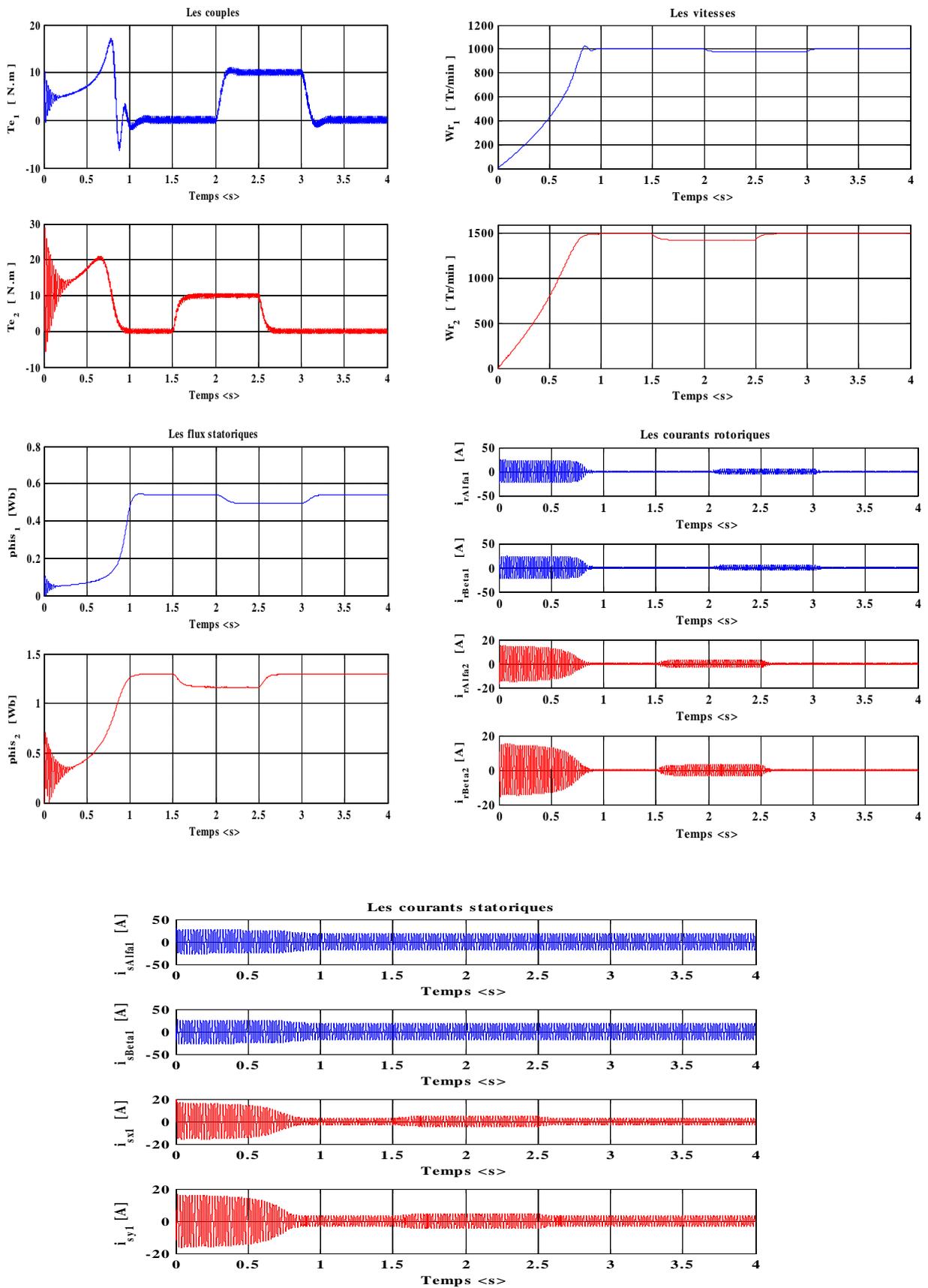


Fig.III.4c : Démarrage à vide du système de deux machines pentaphasées connectées en série alimentées par un onduleur 3N suivi d'une application de charge de 10N.m.

### **III.7. Conclusion**

Ce chapitre a été consacré à l'étude du système de deux machines pentaphasées connectées en série et alimentées par une seule source, un onduleur pentaphasé avec deux différentes structures. Les simulations ont bien montré la validité du modèle (machines+alimentation).

La montée dans le niveau de tension dans la structure de l'onduleur, contribue beaucoup à la réduction d'harmoniques et les différentes pertes tant au niveau de l'onduleur et la charge.

Dans cette partie, nous avons vu que le système possède des degrés de liberté en plus qui ont permis le contrôle indépendant des deux machines. Le chapitre suivant fera l'objet de la commande directe du couple qui sera appliquée pour le même système on profitant de ce degré de liberté en vue d'une commande indépendante.

## **Chapitre IV**

### **Commande directe du couple de deux machines asynchrones pentaphasées**

#### **Connectées en série**

##### **IV.1. introduction**

Dans le chapitre précédent nous avons montré les degrés de liberté que possèdent les machines polyphasées pour une commande indépendante de chaque machine dans le système d'entraînement multi machines.

Grâce à la matrice de transposition qui existe entre les enroulements statoriques des machines polyphasées, la mise en série de plusieurs machines est possible, ainsi, l'application de la commande directe du couple indépendante de chaque machine dans le système est possible comme le cas pour une seule machine, bien que le système complet d'entraînement est alimenté par une seule source (un onduleur de tension polyphasé) [Lev-04].

Ils existent deux approches pour alimenter des machines de grande puissance, la première est d'utiliser des onduleurs multi-niveaux alimentant des machines triphasées, La deuxième, est d'utiliser des onduleurs multi-phasés alimentant des machines multi-phasées.

Il faut noter que les onduleurs multi-niveaux augmentent le niveau de tension alors que, les onduleurs multi-phasés augmentent le nombre de phases.

L'objectif est d'accomplir une commande *DTC* indépendante de toute les machines polyphasées dans le groupe tout on utilisant un seul onduleur de tension simple au lieu d'un onduleur pour chaque machine, on profitant des degrés de liberté que possèdent cette liaison en série et sachant que, la commande de toute machine exige seulement deux courants pour le contrôle du flux et du couple[Tol-02].

Dans ce chapitre, nous allons appliquer la technique de commande directe du couple sur le système de deux machines asynchrones pentaphasées connectées en série pour valider les notions théoriques établies dans ce sujet.

### **IV.2. Principe de la commande directe du couple de deux machines asynchrones pentaphasées connectées en série**

#### **IV.2.1.Introduction**

La commande *DTC* des deux machines asynchrones pentaphasées connectées en série est basée sur la détermination directe des séquences de commande appliquées aux interrupteurs de l'onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique [Bou-09].

Du fait que la commande des deux machines est indépendante, il est à considérer que chaque machine devrait posséder ses propres outils de contrôle tels que les comparateurs de flux, couple et aussi le régulateur de vitesse. Donc on aura à construire deux différentes tables chacune reçoit à ses entrées les informations issues des comparateurs de flux, couple et aussi la position du vecteur flux et générant en sortie, les différentes séquences de commutation qui vont commander l'onduleur de tension.

Du fait que le système des deux machines sera alimenté par un seul onduleur, et vu, qu'on ne peut pas additionner les états de séquences de commutations issus des deux tables, on est obligé dans ce cas de trouver une loi de commande qui génère une seule commande pour l'onduleur. Cette loi de commande sera déduite tout simplement en se référant au schéma de connexion des deux machines présenté au *chapitre III*.

#### **IV.2.2. Synthèse de la commande directe du couple de deux machines pentaphasées connectées en série**

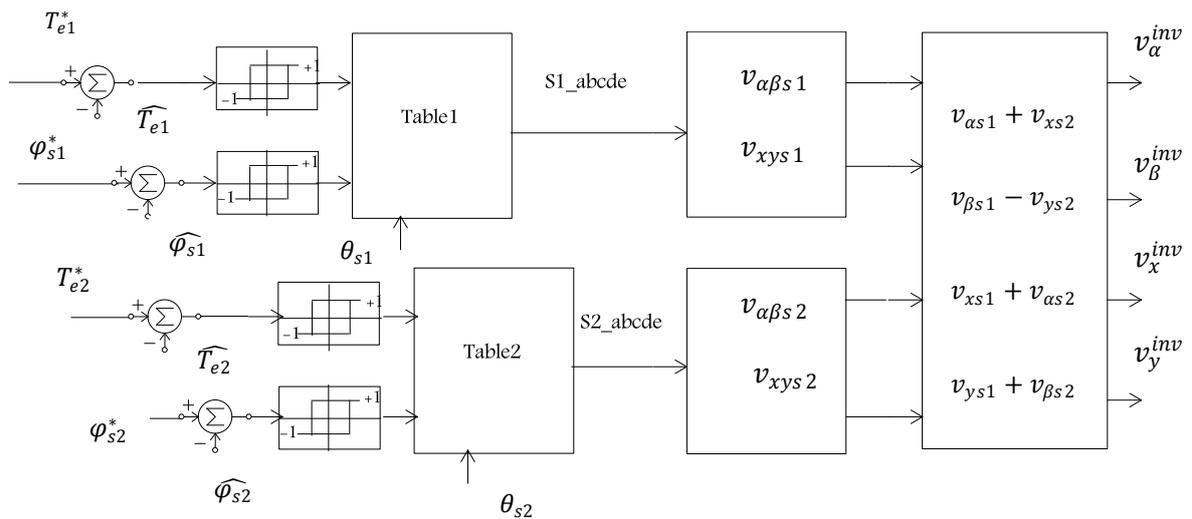
À partir de l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique, comme cela a été réalisé dans le *chapitre II*, on soumet cette fois-ci, le flux et le couple de chaque machine à une régulation par hystérésis. En fonction de ces informations, une table pour chaque machine dans le groupe permettra de définir le vecteur de tension statorique à appliquer pour maintenir au mieux le couple et le flux dans leurs bandes d'hystérésis ou les y ramener le cas échéant [Tak-86].

Pour réduire les pertes par commutation, on peut aussi tenir compte de cette fréquence dans le choix des tensions. De nombreux travaux ont été développés à partir du système de

base proposé par *Takahashi*, mais le principe reste valable pour contrôler le système composé de deux machines connectées en série du fait qu'elles vont être alimentées par une seule source d'énergie.

Une variable intervenant également dans le choix des tensions est la position du vecteur flux statorique dans le plan complexe. Pour cela, le plan est divisé en dix secteurs. Le schéma de principe de ce variateur est indiqué sur la **Fig. IV.1**. Les indices (1 et 2) sur la figure désignent respectivement machine1 et machine2.

Sur cette figure sont représentés les estimateurs de flux et de couple, ainsi que les régulations par hystérésis du couple et du flux de chaque machine. La connaissance du secteur dans lequel se trouve le vecteur flux statorique de chaque machine est donné à partir des deux composantes de ce flux dans le sous espace  $(\alpha, \beta)$ .



**Fig. IV.1 :** Principe de la commande directe du couple de deux machines asynchrone connectées en série.

### IV.3. Détermination des vecteurs de tensions

On utilisant la projection du vecteur de tension sur les deux sous-espaces  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$  pour un système multiphasé quelconque:

$$V_{\alpha\beta} = \sqrt{2/n} \sum_{i=1}^n V_i a^{(i-1)} \quad (VI.1)$$

$$V_{xy} = \sqrt{2/n} \sum_{i=1}^n V_i a^{2(i-1)} \quad (VI.2)$$

Avec :  $a = \exp(j2\pi / n)$

On peut écrire pour ( $n=5$ ):

$$V_s^{inv} = \sqrt{2/5} \cdot (v_a + a \cdot v_b + a^2 \cdot v_c \cdot a^3 \cdot v_d + a^4 \cdot v_e) \quad (IV.3)$$

Ou en fonction des séquences de commutation  $S_{abcde}$  et du bus continu  $V_{dc}$  :

$$V_s^{inv} = \sqrt{2/5} \cdot V_{dc} (s_a + a \cdot s_b + a^2 \cdot s_c \cdot a^3 \cdot s_d + a^4 \cdot s_e) \quad (IV.4)$$

La projection du vecteur  $V_s$  dans les plan  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$  donne :

$$v_{\alpha\beta}^{inv} = \sqrt{2/5} \cdot (v_a + a \cdot v_b + a^2 \cdot v_c \cdot a^3 \cdot v_d + a^4 \cdot v_e) \quad (IV.5)$$

$$v_{xy}^{inv} = \sqrt{2/5} \cdot (v_a + a^2 \cdot v_b + a^4 \cdot v_c \cdot a \cdot v_d + a^3 \cdot v_e) \quad (IV.6)$$

De même, en fonction des séquences de commutation et du bus continu, on trouve :

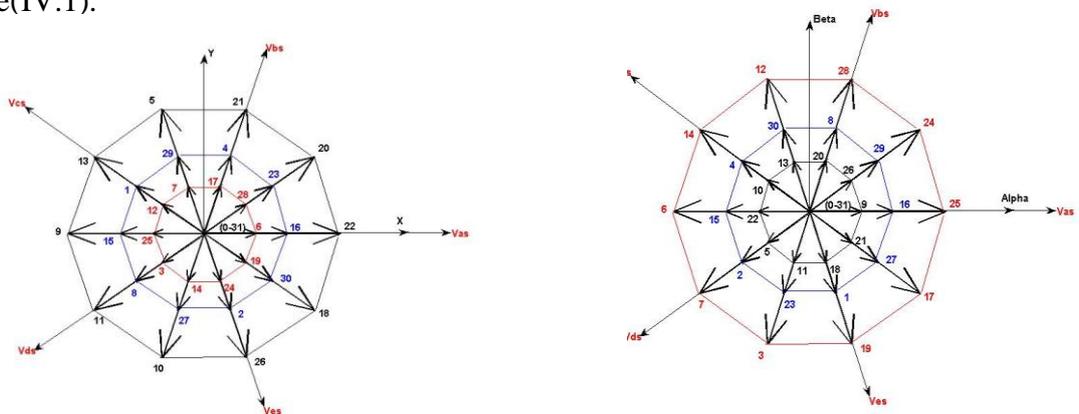
$$v_{\alpha\beta}^{inv} = \sqrt{2/5} \cdot V_{dc} (s_a + a \cdot s_b + a^2 \cdot s_c \cdot a^3 \cdot s_d + a^4 \cdot s_e) \quad (IV.7)$$

$$v_{xy}^{inv} = \sqrt{\frac{2}{5}} \cdot V_{dc} (s_a + a^2 \cdot s_b + a^4 \cdot s_c \cdot a \cdot s_d + a^3 \cdot s_e) \quad (IV.8)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{\alpha\beta} = V_{\alpha} + j \cdot V_{\beta} \\ V_{xy} = V_x + j \cdot V_y \end{cases} \quad (IV.9)$$

Puisque on a cinq (5) séquences de commutation ( $S_a, S_b, S_c, S_d, S_e$ ), alors on aura ( $2^5=32$ ) combinaisons possible qui génèrent trente deux(32) vecteurs dans chaque plan dont deux sont nuls, réparties en trois groupes selon leurs modules large, moyen et petit noté respectivement dans les deux sous-espace  $((\alpha, \beta) - (x, y))$  par  $(V_L, V_M, V_S)$  et  $(V'_L, V'_M, V'_S)$  comme est illustré dans la figure(IV.1).



**Fig. IV.2:** Représentation vectorielle des vecteurs de tensions dans les plans  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$ .

Les courants qui circulent dans le premier sous-espace noté  $(\alpha, \beta)$ , sont seuls responsables de la création du champ tournant dans l'entrefer des machines. En revanche, les composants  $(x, y)$ , sont responsable des pertes supplémentaires dans les enroulements de bobinages des machines [Shu-05].

Les vecteurs définissant chaque sous-espace peuvent être classé comme suit :

$$\text{Sous-espace}(\alpha, \beta) \begin{cases} V_L=[v_{25}, v_{24}, v_{28}, v_{12}, v_{14}, v_6, v_7, v_3, v_{19}, v_{17}] \\ V_M=[v_{16}, v_{29}, v_8, v_{30}, v_4, v_{15}, v_2, v_{23}, v_1, v_{27}] \\ V_S=[v_9, v_{26}, v_{20}, v_{13}, v_{10}, v_{22}, v_5, v_{11}, v_{18}, v_{21}] \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

$$\text{Sous-espace}(x, y) \begin{cases} V'_L=[v_{22}, v_{20}, v_{21}, v_5, v_{13}, v_9, v_{11}, v_{10}, v_{26}, v_{18}] \\ V'_M=[v_{16}, v_{23}, v_4, v_{29}, v_1, v_{15}, v_8, v_{27}, v_2, v_{30}] \\ V'_S=[v_6, v_{28}, v_{17}, v_7, v_{12}, v_{25}, v_3, v_{14}, v_{24}, v_{19}] \end{cases} \quad (\text{IV.11})$$

Les vecteurs correspondant aux combinaisons  $v_0$  [0 0 0 0 0] et  $v_{31}$  [1 1 1 1 1], sont appelés les vecteurs nuls (*Annexe A*).

La seule différence qui existe entre ces trois groupes est leurs module, qui à un taux d'amplitude de 1 :1.618 :1.618<sup>2</sup> du minimum au maximum. Il faut remarquer encore que les vecteurs tensions qui se situent à l'extérieur du décagone dans le plan  $(\alpha, \beta)$ , se trouve à l'intérieur du décagone du sous-espace  $(x, y)$  et vice-versa alors que la position des vecteurs (moyens) reste inchangée.

L'alimentation des deux machines connectées en série sera assurée par le système d'équation :

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}^{inv} \\ v_{\beta}^{inv} \\ v_x^{inv} \\ v_y^{inv} \\ v_0^{inv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha s1} + v_{x s2} \\ v_{\beta s1} - v_{y s2} \\ v_{x s1} + v_{\alpha s2} \\ v_{y s1} + v_{\beta s2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.12})$$

Avec :  $(v_{\alpha s1}, v_{\beta s1}, v_{x s1}, v_{y s1})$  Sont les composantes du vecteur de tension  $V_{s1}$   
 $(v_{\alpha s2}, v_{\beta s2}, v_{x s2}, v_{y s2})$  Sont les composantes du vecteur de tension  $V_{s2}$

Les vecteurs de tensions vont être synthétisés à partir des séquences de commutations  $(S_1 (abcde)$  et  $S_2 (acebd))$  générées respectivement par la table 1 et table 2. Ces tensions vont correspondre aux tensions de références de l'onduleur de tension.

#### IV.4. Contrôle du flux statorique et couple électromagnétique

##### IV.4.1. Contrôle du flux statorique

On se servant des équations des deux machines (*chapitre.III*), Le flux statorique des deux machines est régi par l'équation (IV.13):

$$\frac{d\varphi_{sk}}{dt} = v_{sk} - R_{sk} \cdot i_{sk} \quad , \quad k=1, 2. \quad (IV.13)$$

Dans le cas où on applique un vecteur de tension non nul pendant l'intervalle de temps  $[0 T_s]$  le flux statorique s'écrit :

$$\varphi_{sk}(T_s) = \varphi_{sk0}(0) + v_{sk} \cdot T_s - R_{sk} \int_0^{T_s} i_{sk} \cdot dt \quad (IV.14)$$

Si on néglige le terme de la chute de tension résistive  $R_{sk} \cdot i_{sk}$  devant  $v_{sk}$ , on trouve :

$$\Delta\varphi_{sk}(T_s) \approx v_{sk} T_s + \varphi_{sk0}(0) \quad (IV.15)$$

L'extrémité du vecteur flux se déplace alors sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de tension appliqué (**Fig. IV.3**). La composante radiale du vecteur de tension change l'amplitude du vecteur flux et sa composante tangentielle change sa position. Si la période de contrôle est assez petite et on choisissant une séquence appropriée des vecteurs de tension, l'extrémité du vecteur flux peut suivre correctement la trajectoire désirée pour fonctionner avec un module de flux pratiquement constant.

Les tensions  $[v_1, v_2, v_3, v_9, v_{10}]$  ont tendance à augmenter l'amplitude du flux, alors que  $[v_4, v_5, v_6, v_7, v_8]$  ont tendance à accélérer le vecteur flux, donc à augmenter l'angle  $\delta$  et donc le couple. On vérifie que pour cette position du vecteur flux dans le secteur (1), seule les tensions  $[v_2, v_3]$  sont capables d'augmenter à la fois l'amplitude du flux et le couple. On peut ainsi envisager les différents cas.

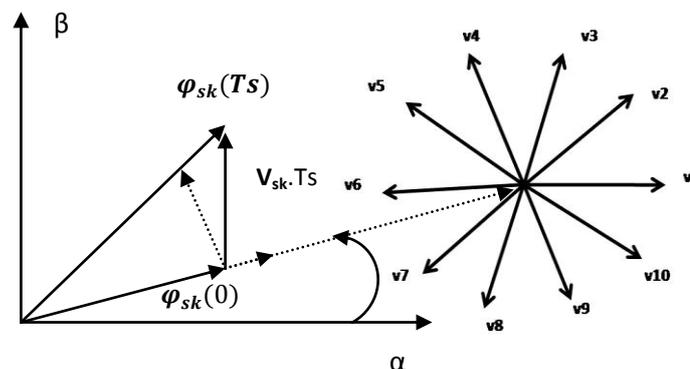


Fig. IV.3 : Evolution de l'extrémité du vecteur flux durant une période  $T_s$ .

### IV.4.2. Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut s'écrire sous la forme (voir chapitre II) :

$$T_{ek} = k'_t (\varphi_{rk} \times \varphi_{sk}) \quad (\text{IV.16})$$

$$T_{ek} = k'_t |\varphi_{rk}| |\varphi_{sk}| \sin \delta_k \quad (\text{IV.17})$$

Avec :  $k'_t = p \cdot \frac{5}{2} \cdot \frac{L_{mk}}{\sigma \cdot L_{sk} L_{rk}}$  et  $k=1,2$ .

$\delta_k$  : L'angle de déphasage entre les deux flux rotoriques et statoriques (**Fig. IV.4**).

Il faut noter que, le flux statorique est la somme du flux rotorique et du flux de fuites totales. Les dynamiques de ces deux composantes ne sont pas les mêmes [**Tak-86**] :

- le flux de fuites a une dynamique rapide suite aux variations de tension, car les inductances de fuites sont faibles ;
- le flux rotorique, dépendant de l'inductance magnétisante, a une dynamique plus lente, environ dix fois plus lente en référence au coefficient de dispersion  $\sigma$  dont la valeur moyenne est d'environ 0,1.

Dans ces conditions, on peut supposer qu'entre deux commutations, le flux rotorique ne soit pas affecté par les variations de la tension statorique, garde une amplitude constante et tourne aussi à une vitesse pratiquement constante. En revanche, le flux statorique est directement affecté par les variations du flux de fuites. Cela amène le couple à dépendre directement du produit ( $|\varphi_{sk}| \cdot \sin \delta_k$ ). Comme l'amplitude du flux statorique varie assez peu, la variation du couple va se faire par variation de l'angle  $\delta_k$ , donc on accélérant ou on ralentissant la vitesse de rotation du flux statorique.

L'accélération du flux entraîne une augmentation du couple, tandis qu'une décélération du flux amène une diminution du couple. Lors de ces accélérations et décélérations, il faut éviter à tout prix le décentrement du décagone du flux statorique. Ce phénomène provoquerait des ondulations sur le flux, donc sur le couple et peut-être sur la vitesse. Quand le couple atteint la valeur supérieure de la bande d'hystérésis, on impose une séquence de tension nulle [**Tak-86**], ce qui entraîne une diminution de l'angle  $\delta_k$  et donc de couple.

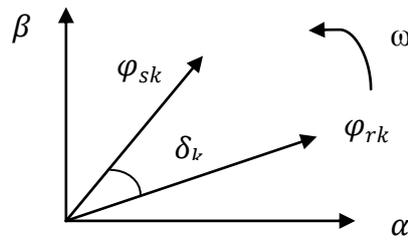


Fig. IV.4: illustration du déphasage  $\delta_k$ .

#### IV.5. Sélection du vecteur de tension

Le choix du vecteur de tension à appliquer durant la période  $T_s$  dépend de la variation du module et de sens de rotation de flux statorique, de l'évolution souhaitée pour le couple et également de la position de flux statorique. Ainsi, l'effet de chaque vecteur de tension  $V_s$  sur le flux et le couple pour une position donnée  $\theta_{sk}$  de la Fig. IV.5 est résumé dans le *tableau (IV.1)*.

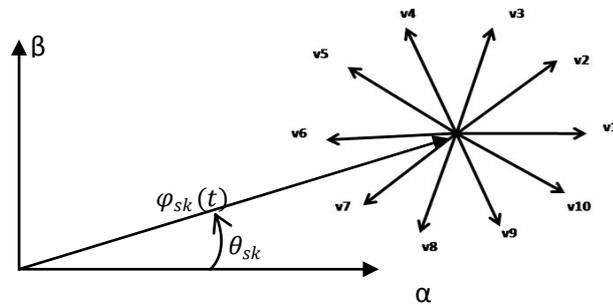


Fig. IV.5 : Action des différents vecteurs sur le flux statorique.

Vecteur appliqué	Action sur le sens de rotation	Action sur le module du flux	Action sur le couple
V1	+	+	+
V2	+	+	+
V3	+	+	+
V4	+	-	+
V5	+	-	+
V6	-	-	-
V7	-	-	-
V8	-	-	-
V9	-	+	-
V10	-	+	-

Tableau IV.1 : Effet des différents vecteurs de tension.

## IV.6. Correction du flux et couple électromagnétique

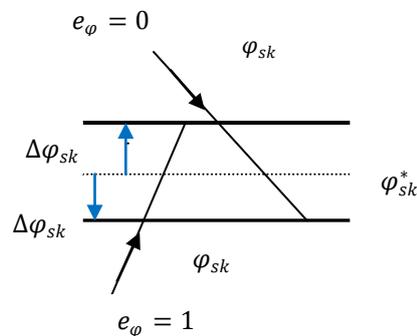
### IV.6.1. Correction du flux

Le même raisonnement étudié dans le *chapitre II*, s'impose dans ce cas aussi, où la correction du vecteur flux statorique des deux machines connectées en série s'effectue de la même manière par un correcteur à deux niveaux ou deux bandes (**Fig. IV.6**).

$e_\varphi$  : dépend de la valeur du flux statorique par rapport à sa bande d'hystérésis.

Si  $e_\varphi = 0$ , cela signifie qu'il faut réduire le flux.

Si  $e_\varphi = 1$ , il faut augmenter le flux.



**Fig. IV.6** : Evolution du vecteur flux par rapport à sa bande d'hystérésis.

### IV.6.2. Correction du couple électromagnétique

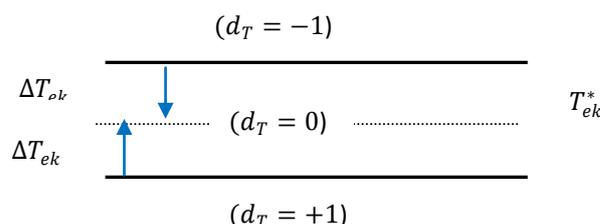
On s'intéresse ici, au contrôleur à trois bandes d'hystérésis comme est illustré sur la **Fig. IV.7**. Il convient le mieux pour un fonctionnement avec deux sens de rotations.

$d_T$  : dépend de la valeur du couple électromagnétique par rapport à sa bande d'hystérésis.

Si ( $d_T = +1$ ), le couple est inférieur à la limite inférieure de la bande et il faut donc l'augmenter.

Si ( $d_T = 0$ ), le couple est à l'intérieur de la bande et il faut l'y maintenir.

Si ( $d_T = -1$ ), le couple est supérieur à la limite supérieure de la bande et il faut donc le diminuer.

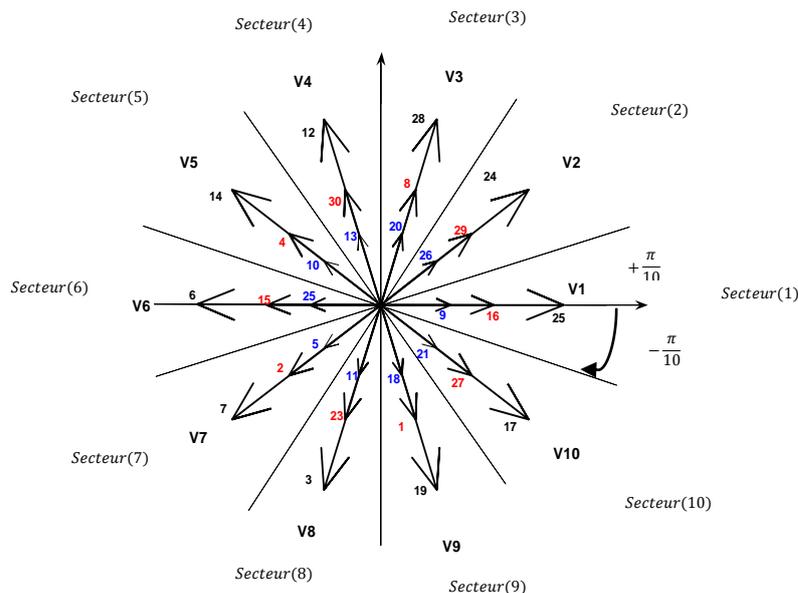


**Fig. IV.7** : Evolution du couple électromagnétique par rapport à sa bande d'hystérésis.

### IV.7. Elaboration de la table de commutation

La sélection du vecteur de tension adéquat, à chaque période d'échantillonnage, dépend des sorties du correcteur à hystérésis du flux, du correcteur à hystérésis du couple et de la zone de position du vecteur flux de chaque machine dans le groupe. Plusieurs choix de secteurs et de vecteur de tension peuvent être envisagés en fonction des performances dynamiques et statiques de couple et de flux. Dans le deuxième chapitre, on a développé l'étude pour différentes situation de répartition de secteur. Dans le présent chapitre on va s'intéresser seulement au cas où le plan est divisé en dix secteurs dont chacun est compris entre  $(-\frac{\pi}{10})$  et  $(+\frac{\pi}{10})$ , (**Fig. IV.8**). La table de vérité de commande de chaque machine dans le groupe sera synthétisée à partir de la représentation faites sur la **Fig. IV.3** et on tenant compte des erreurs de flux et de couple citées plus haut.

Notons que les deux tables de vérité sont identiques de par leurs paramètres d'entrées et sorties mais sont différentes, si on considère les états générés en sortie par chaque table, du fait que la commande est indépendante et que le passage du vecteurs flux dans chaque secteur est propre pour chaque machine dans le groupe.



**Fig. IV.8** : Représentation des vecteurs actifs et secteurs.

De même, et en vertu de la **Fig. IV.8**, on va distinguer plusieurs considération pour établir la table de vérité de chaque machine par la mise en évidence de tous les cas de figures, pour enfin conclure la table la plus fiable pour l'utilisation.

IV.7.1. Elaboration de la table de commutation par application de six vecteurs

On admet toujours que le plan est reparti en dix secteurs, on va distinguer deux stratégies de contrôle par application seulement de six vecteurs (quatre actifs et deux nuls), la première, utilisant la catégorie ( $V_{i+1}$ ) et l'autre la catégorie ( $V_{i+2}$ ) :

**Stratégie C1 :**

Dans cette stratégie qui se caractérise par un faible couple et fort flux, on va utiliser les vecteurs du *tableau (IV.2)* avec les séquences indiquées entre parenthèse :

$\Delta\Phi_s$	$\Delta T_e$	Numéro de secteur									
		(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	(7)	(8)	(9)	(10)
+1	+1	V2(24)	V3(28)	V4(12)	V5(14)	V6(6)	V7(7)	V8(3)	V9(19)	V10(17)	V1(25)
	-1	V10(17)	V1(25)	V2(24)	V3(28)	V4(12)	V5(14)	V6(6)	V7(7)	V8(3)	V9(19)
-1	+1	V5(14)	V6(6)	V7(7)	V8(3)	V9(19)	V10(17)	V1(25)	V2(24)	V3(28)	V4(12)
	-1	V7(7)	V8(3)	V9(19)	V10(17)	V1(25)	V2(24)	V3(28)	V4(12)	V5(14)	V6(6)
+1	0	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31
-1	0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0

*Tableau IV.2 : Vecteurs ( $V_{i+1}$ ) utilisés dans la stratégie(C1).*

**Stratégie C2 :**

Cette stratégie se caractérise par un fort couple et faible flux, dont laquelle on va utiliser les vecteurs du *tableau (II.3)*:

$\Delta\Phi_s$	$\Delta T_e$	Numéro de secteur									
		(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	(7)	(8)	(9)	(10)
+1	+1	V3(28)	V4(12)	V5(14)	V6(6)	V7(7)	V8(3)	V9(19)	V10(17)	V1(25)	V2(24)
	-1	V9(19)	V10(17)	V1(25)	V2(24)	V3(28)	V4(12)	V5(14)	V6(6)	V7(7)	V8(3)
-1	+1	V4(12)	V5(14)	V6(6)	V7(7)	V8(3)	V9(19)	V10(17)	V10(17)	V2(24)	V3(28)
	-1	V8(3)	V9(19)	V10(17)	V1(25)	V2(24)	V3(28)	V4(12)	V5(14)	V6(6)	V7(7)
+1	0	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31
-1	0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0

*Tableau IV.3 : Vecteurs ( $V_{i+2}$ ) utilisés dans la stratégie(C2).*

**IV.7.2. Elaboration de la table de commutation par application de dix vecteurs**

Dans cette partie, on va utiliser huit vecteurs actifs et deux nuls, et profiter ainsi des degrés de liberté qu'apporte le système multiphasé dans la commande des machines, deux stratégies sont à distinguer avec prise en considération deux séquences:

**Stratégie C3 :**

Cette stratégie utilise les vecteurs indiqués dans le *tableau (IV.4)* :

$\Delta\Phi_s$	$\Delta T_e$	Numéro de secteur									
		(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	(7)	(8)	(9)	(10)
+1	+1	V2(29,24)	V3(8,28)	V4(30,12)	V5(4,14)	V6(15,6)	V7(2,7)	V8(23,3)	V9(1,19)	V10(27,17)	V1(16,25)
	-1	V10(27,17)	V1(16,25)	V2(29,24)	V3(8,28)	V4(30,12)	V5(4,14)	V6(15,6)	V7(2,7)	V8(23,3)	V9(1,19)
-1	+1	V5(4,14)	V6(15,6)	V7(2,7)	V8(23,3)	V9(1,19)	V10(27,17)	V1(16,25)	V2(29,24)	V3(8,28)	V4(30,12)
	-1	V7(2,7)	V8(23,3)	V9(1,19)	V10(27,17)	V1(16,25)	V2(29,24)	V3(8,28)	V4(30,12)	V5(4,14)	V6(15,6)
+1	0	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31
-1	0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0

*Tableau IV.4 : Vecteurs ( $V_{i+1}$ ) utilisés dans la stratégie(C3).*

**Stratégie C4 :**

Cette stratégie utilise les vecteurs indiqués dans le *tableau (VI.5)* :

$\Delta\Phi_s$	$\Delta T_e$	Numéro de secteur									
		(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	(7)	(8)	(9)	(10)
+1	+1	V3(8,28)	V4(30,12)	V5(4,14)	V6(15,6)	V7(2,7)	V8(23,3)	V9(1,19)	V10(27,17)	V1(16,25)	V2(29,24)
	-1	V9 (1,19)	V10(27,17)	V1(16,25)	V2(29,24)	V3(8,28)	V4(30,12)	V5(4,14)	V6(15,6)	V7(2,7)	V8(23,3)
-1	+1	V4(30,12)	V5(4,14)	V6(15,6)	V7(2,7)	V8(23,3)	V9(1,19)	V10(27,17)	V10(27,17)	V2(29,24)	V3(8,28)
	-1	V8(23,3)	V9(1,19)	V10(27,17)	V1(16,25)	V2(29,24)	V3(8,28)	V4(30,12)	V5(4,14)	V6(15,6)	V7(2,7)
+1	0	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31
-1	0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0

*Tableau VI.5 : Vecteurs ( $V_{i+2}$ ) utilisés dans la stratégie(C4).*

Sur la table de vérité, les séquences nulles sont utilisées pour y maintenir le couple à l'intérieur de la bande d'hystérésis. Ce choix [Tak-86] a pour but de réduire le nombre de commutations.

### IV.8. Résultats de simulation en boucle ouverte des différentes stratégies

On a simulé pendant ( $I_s$ ) les différentes stratégies exposées plus haut pour ( $\Delta T_e=0.01$  et  $\Delta\varphi_s = 0.001$ ). Les flux de référence pour la première et la deuxième machine sont respectivement ( $0.3Wb$ ) et ( $1Wb$ ). On applique pour les deux machines un échelon de  $5N.m$  aux instants définis sur les courbes de réponses.

La théorie de la commande indépendante des deux machines asynchrones pentaphasées connectées en série est validée par la simulation dans l'environnement *Matlab/Simulink*.

Les résultats sur les figures (*Fig. IV.9, Fig. IV.10, Fig. IV.11 et Fig. IV.12*), montrent que les flux et couples des deux machines sont parfaitement découplés et que pour chaque machine, ces grandeurs suivent bien leurs références.

Pour chaque stratégie, on a simulé le système de deux machines dans le premier cas par prise en considération des composantes responsables de pertes ( $v_{xs1}, v_{ys1}, v_{xs2}, v_{ys2}$ ), et dans un autre cas, par imposition de valeurs nuls, nous avons constaté que :

- l'influence de ces composantes est remarquable sur toutes les réponses du système, elles causent une forte distorsion sur les réponses de courant (génération d'harmoniques), ralentissent la dynamique du flux et couple et parfois on risque de perdre le découplage entre flux et couple.
- chaque stratégie a ses inconvénients et ses avantages, si on considère le critère de dynamique et de découplage entre flux et couple.
- la stratégie(C4), présente une dynamique plus ou moins bonne s'il on compare avec les autres stratégies, avec une très bonne réponse de courant et un découplage parfait.
- les autres stratégies souffrent toute, soit d'une dynamique très lente du vecteur flux statorique, soit d'une forte distorsion sur les réponses de courant, soit une forte ondulation du couple.

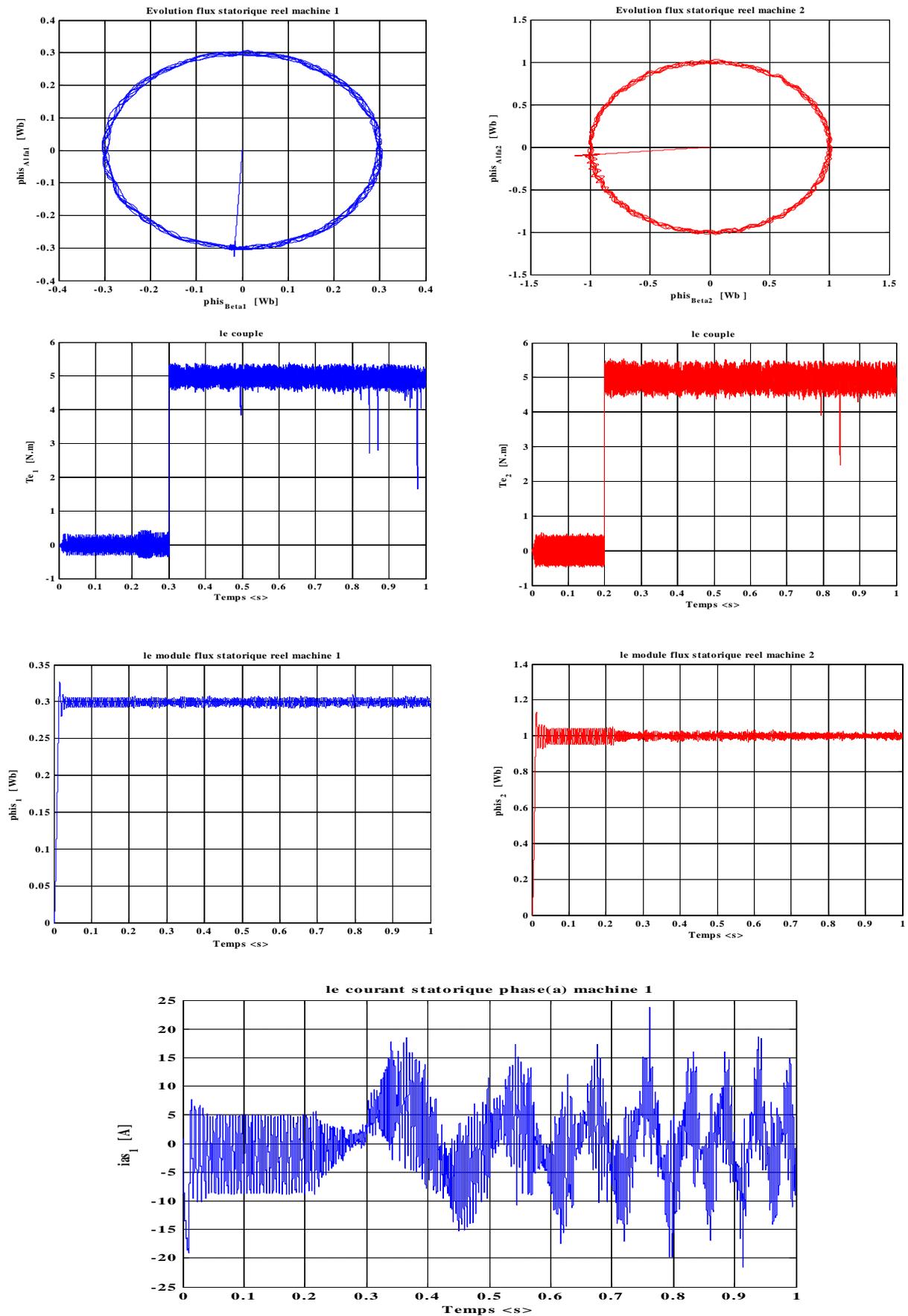


Fig. IV.9 : Résultats de simulation DTC-deux machines en série par application des vecteurs du tableau(IV.4) <stratégie(C3) avec prise en compte des composantes ( $v_{xs1}, v_{ys1}, v_{xs2}, v_{ys2}$ )>.

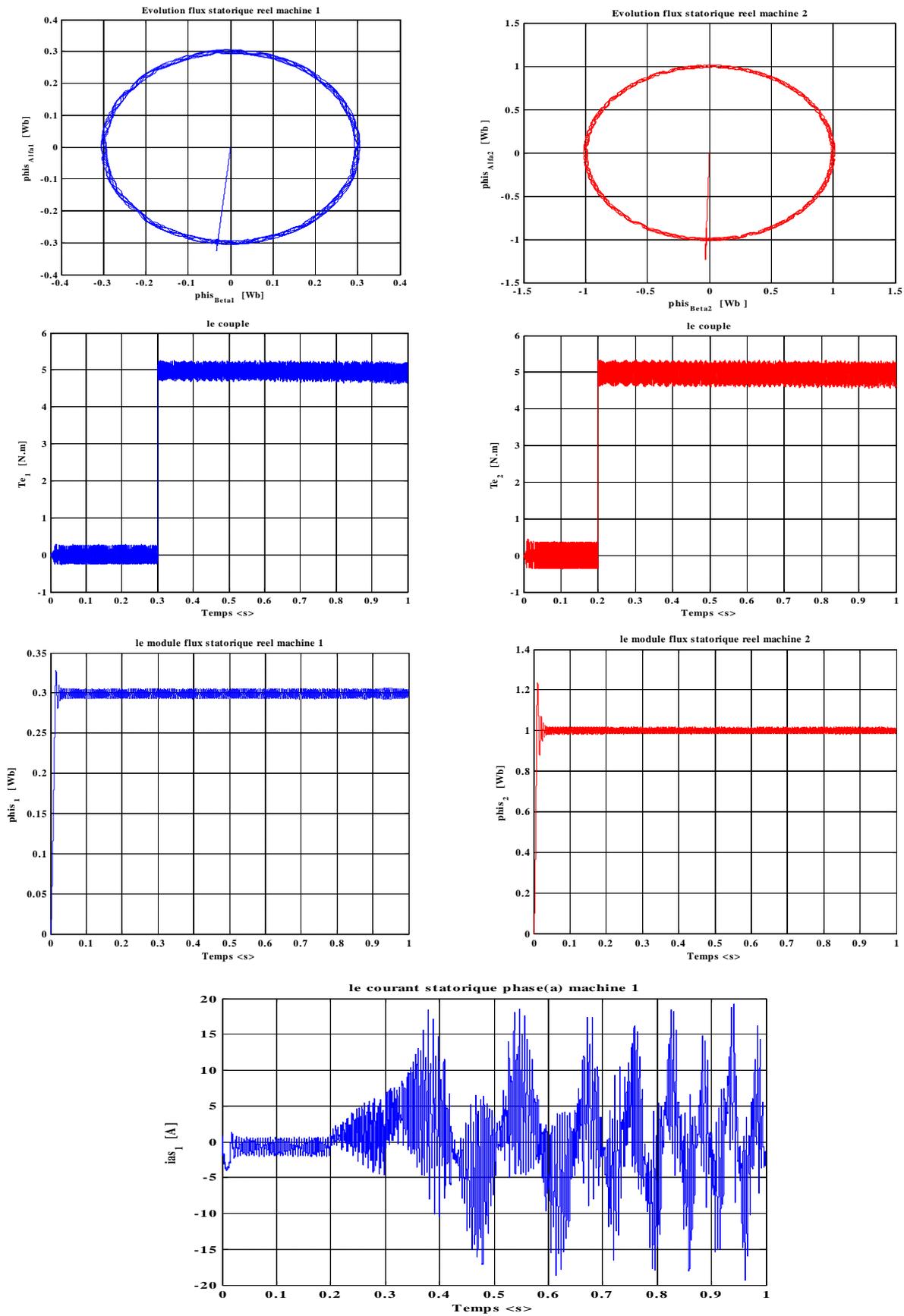


Fig. IV.10 : Résultats de simulation DTC-deux machines en série par application des vecteurs du tableau(IV.4) <stratégie(C3) sans prise en compte des composantes ( $v_{xs1}$ ,  $v_{ys1}$ ,  $v_{xs2}$ ,  $v_{ys2}$ )>.

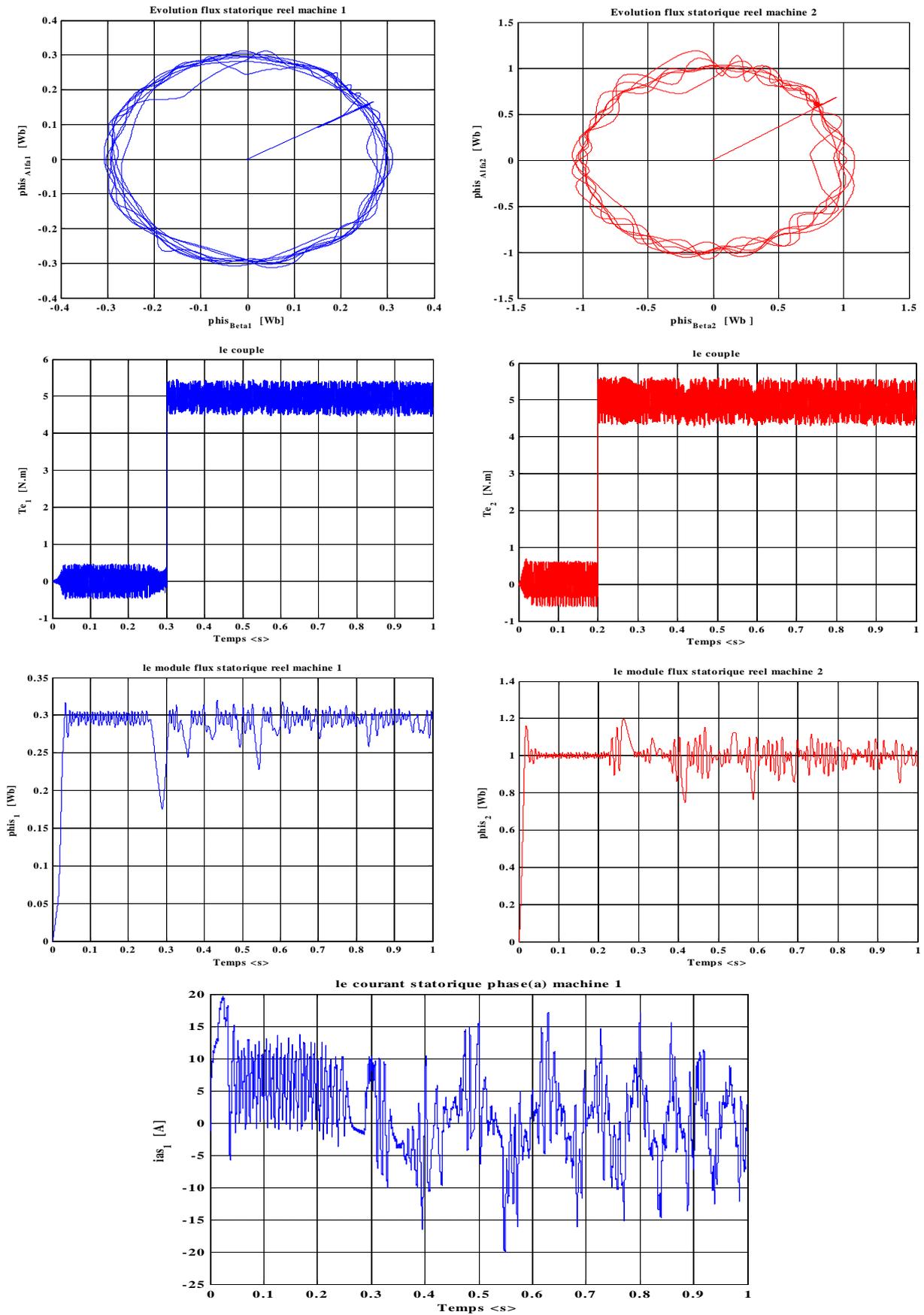


Fig. IV.11 : Résultats de simulation DTC-deux machines en série par application des vecteurs du tableau(IV.5) <stratégie(C4) avec prise en compte des composantes ( $v_{xs1}, v_{ys1}, v_{xs2}, v_{ys2}$ )>.

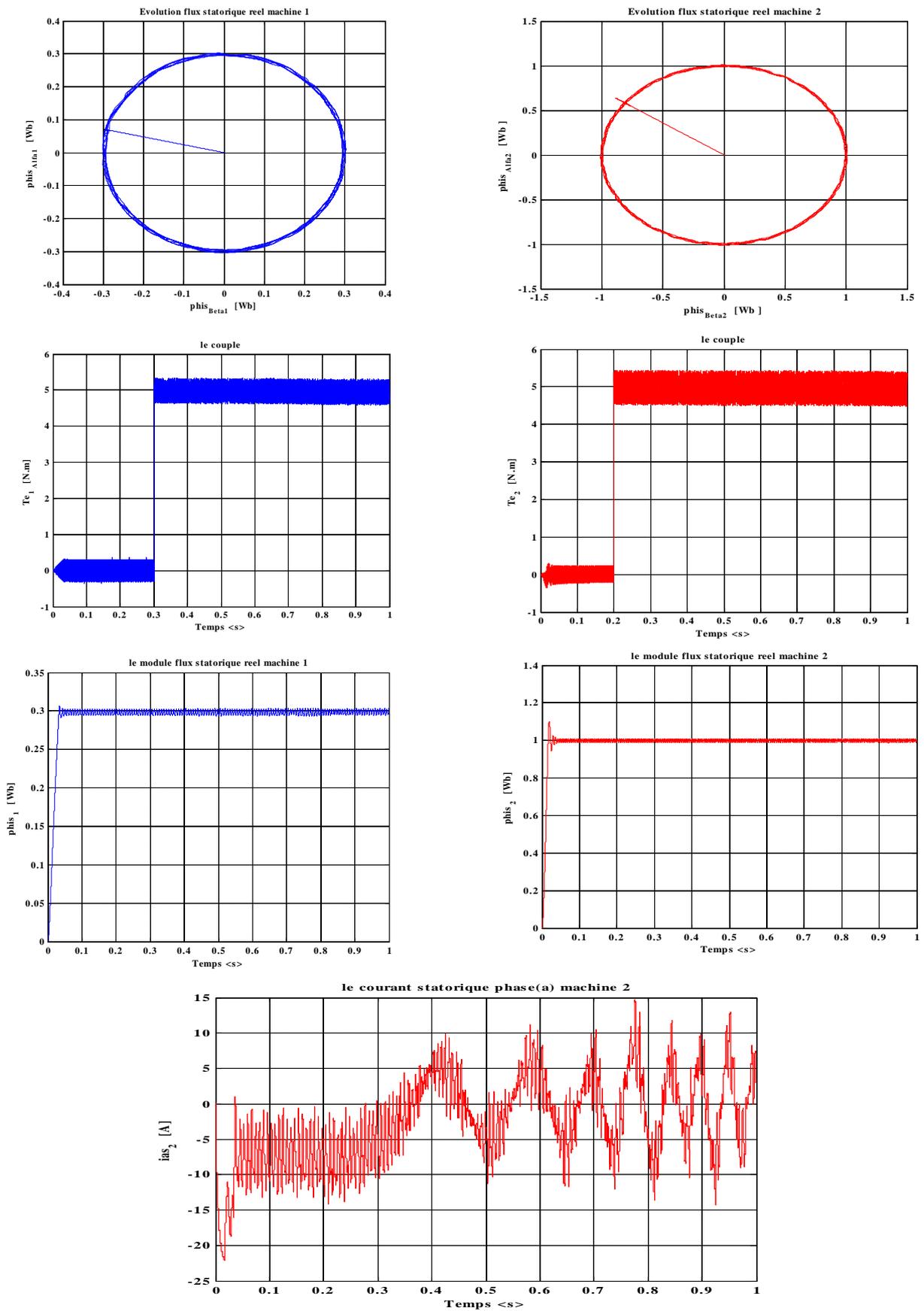


Fig. IV.12 : Résultats de simulation DTC-deux machines en série par application des vecteurs du tableau(IV.5) <stratégie(C4) sans prise en compte des composantes ( $v_{xs1}, v_{ys1}, v_{xs2}, v_{ys2}$ )>.

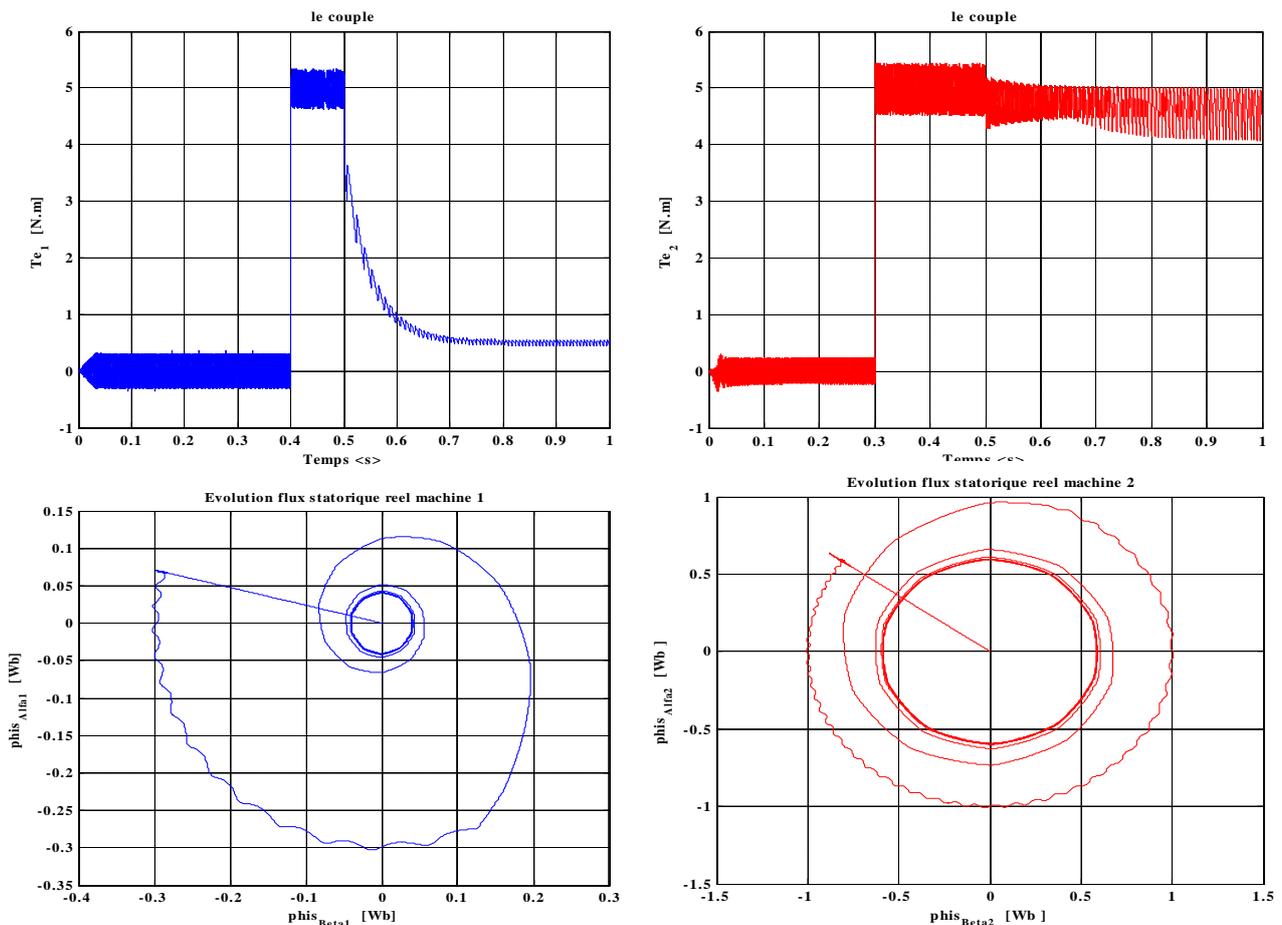
**IV.9. Influence des paramètres de réglage sur la commande directe du couple**

Sur la *Fig. IV.1* de la structure de contrôle direct du couple du système composé de deux machines connectées en série, les seuls paramètres introduits dans l’algorithme de commande sont les bandes d’hystérésis du flux et du couple et la résistance statorique de chaque machine, pour l’estimation du flux et couple. En outre, la période d’échantillonnage est un paramètre essentiel lors de la mise en œuvre de contrôle direct du couple.

Nous avons développé au *chapitre II*, l’influence des ses paramètres sur la *DTC* pour une seule machine, les mêmes résultats ont été validé par simulation lorsque les deux machines sont connectées en série.

La *Fig. IV.13*, illustre l’effet de la variation de la résistance statorique sur les réponses du système. Du fait que les machines sont connectées en série, la variation de la résistance d’une seule machine peut déstabiliser la commande et par suite le système.

À l’instant  $t=0.5$ , la résistance statorique de la machine(2) a subit une variation linéaire de  $(15 \cdot R_{s2})$ , nous avons constaté que la machine(1) qui a une résistance statorique faible, réagit plus vite et provoque la déstabilisation de la commande.



*Fig. IV.13 : Influence de la variation de la résistance statorique.*



### IV.11. Résultats de simulation et interprétation

Les figures ci-dessous traduisent les résultats de simulation sur  $I_s$  de l'application de la commande DTC sur le groupe composé de deux machines asynchrone connectées en série avec régulation de vitesse (boucle fermée).

Les flux de références pour la machine1 et machine 2, sont respectivement égaux à (0.3Wb) et (1.2Wb).

Les vitesses de références sont fixées respectivement à 300 Tr/min et 750 Tr/min pour la machine 1 et machine 2.

La largeur de la bande d'hystérésis du comparateur de couple est dans ce cas fixée à  $\pm 0.01 N.m$  et celle du comparateur de flux à  $\pm 0.001Wb$ .

Une charge est appliquée aux deux machines équivalente à 5N.m et 10N.m respectivement pour la machine1 et machine2 aux instants indiqués sur les figures.

Nous avons simulé cas par cas toute les stratégies élaborées plus haut en boucle fermée, tantôt avec prise en considération des composantes génératrice de pertes ( $v_{xs1}, v_{ys1}, v_{xs2}, v_{ys2}$ ), tantôt sans elles, les résultats retenus(les plus importants) sont présentés sur les figures (**Fig. IV.15, Fig. IV.16, Fig. IV.17 et Fig. IV.18**), plusieurs remarques sont à considérer :

- le découplage flux/couple et parfait ;
- la dynamique du vecteur flux statorique est rapide avec faible ondulation ;
- l'évolution du vecteurs flux dans le plan ( $\alpha, \beta$ ) est presque circulaire ;
- les grandeurs de sortie, flux, couple et vitesse suivent parfaitement leurs références.

Cependant, il faut se rappeler des contraintes dont souffre la commande directe du couple, l'effet des comparateurs à hystérésis et la variation de la résistance statorique qui provoquent comme il a été démontré dans les simulations précédente, de fortes perturbations au sein du système complet.

Les composantes ( $v_{xs1}, v_{ys1}, v_{xs2}, v_{ys2}$ ) quant à eux, contribuent uniquement à un excès de pertes supplémentaires au niveau des machines et provoquent pratiquement la fatigue de certains éléments au sein de l'onduleur. L'impact de ces composantes est visible sur les réponses du système, elles provoquent de fortes ondulations au niveau du couple et flux (**Fig. IV.15**) et dénaturent la forme des courants statoriques.

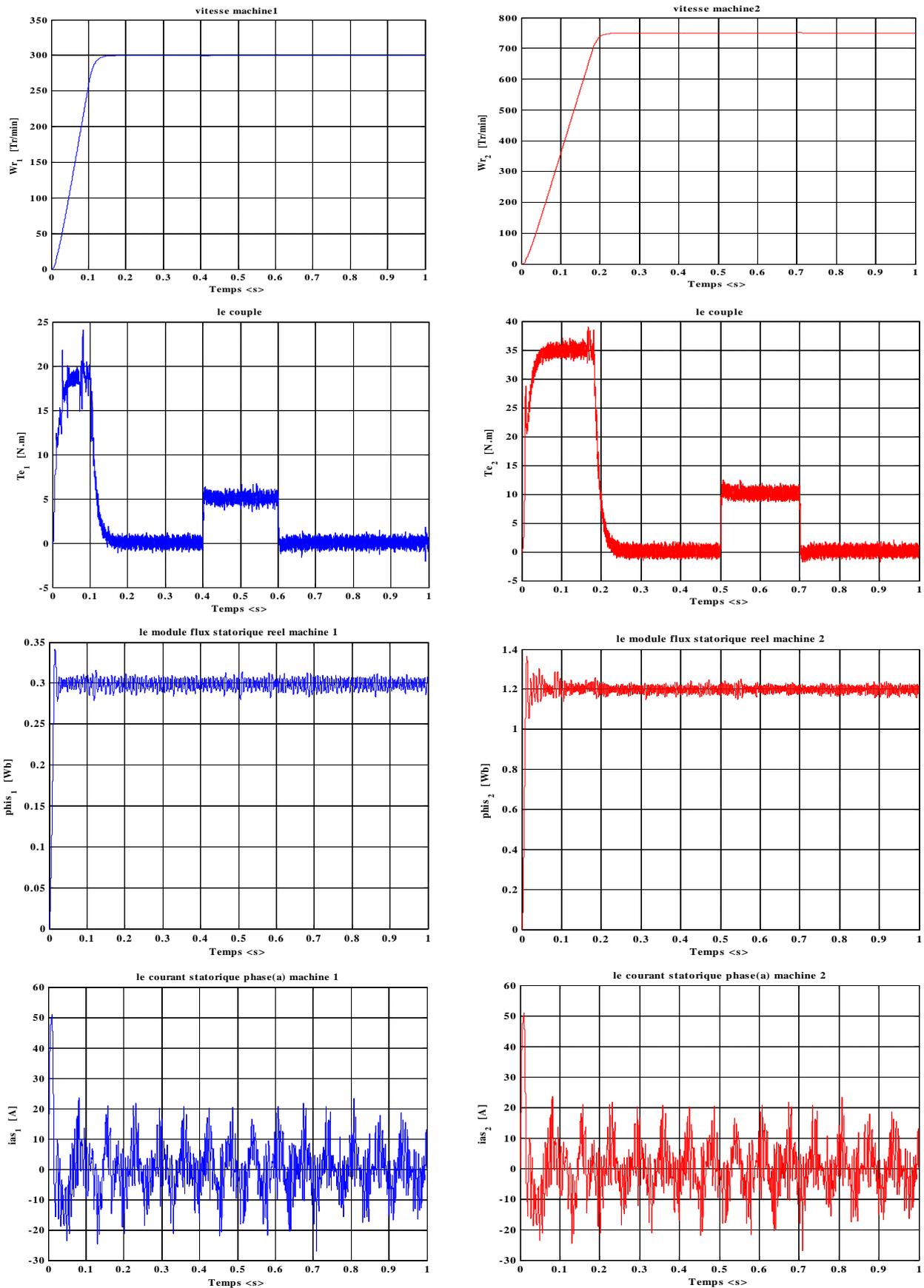


Fig. II.15: Résultats de simulation de la commande DTC en boucle fermée par application des vecteurs  $(V_{i+1})$  de la stratégie (C3) avec prise en compte  $(v_{xs1}, v_{ys1}, v_{xs2}, v_{ys2})$ .

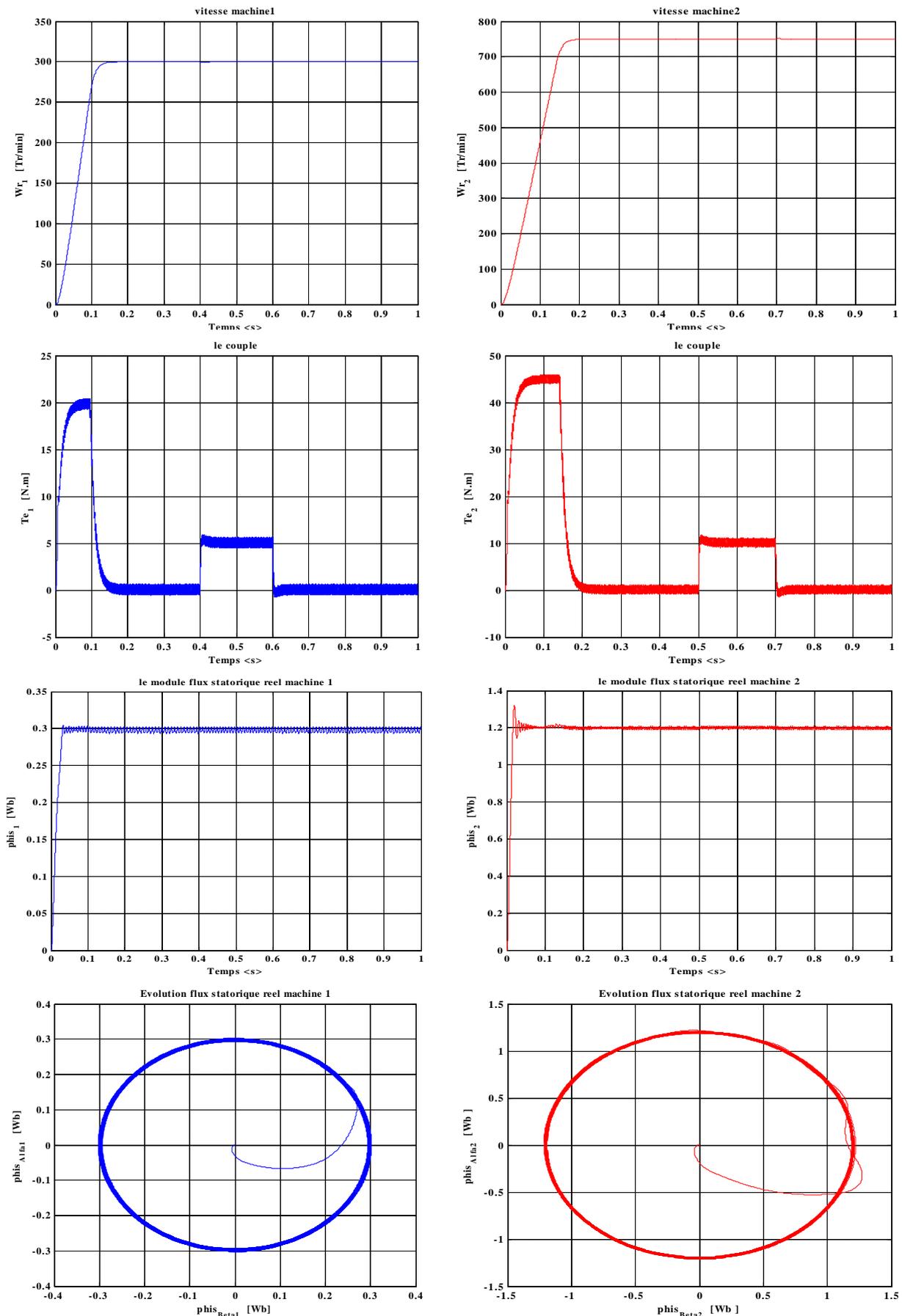


Fig. IV.16: Résultats de simulation de la commande DTC en boucle fermée par application des vecteurs  $(V_{i+2})$  de la stratégie (C4) sans prise en compte  $(v_{xs1}, v_{ys1}, v_{xs2}, v_{ys2})$ .

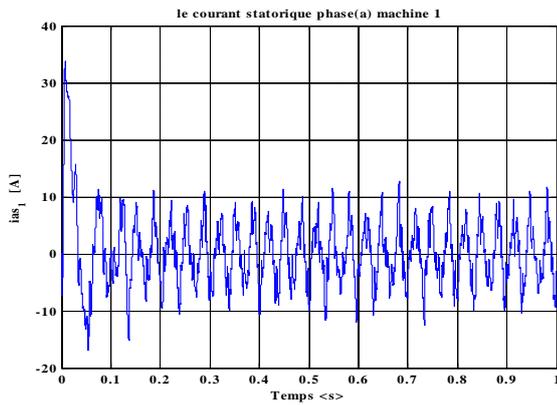


Fig. II.17: Allure du courant  $i_{as1}$  (stratégie(C4)).

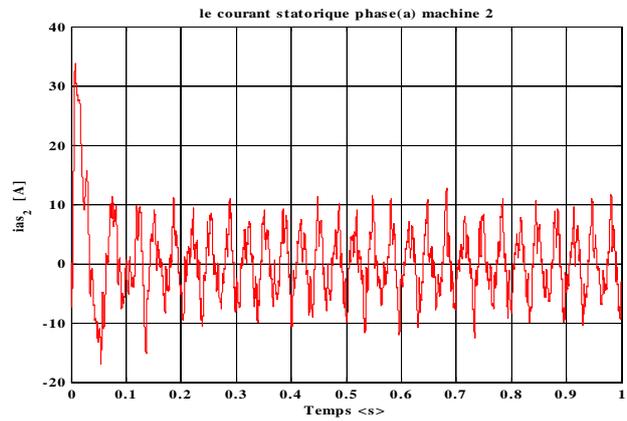


Fig. II.18: Allure du courant  $i_{as2}$  (stratégie(C4)).

#### IV.12. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude du système de deux machines pentaphasées connectées en série par application de la commande directe du couple.

La commande a été faite indépendamment pour les deux machines dans le groupe, cela à bien valider l'étude théorique.

Si l'on compare avec la commande vectorielle réalisée dans [Iqb-05], la commande *DTC*, montre une dynamique très rapide, les réponses des couples et flux suivent bien leurs références. En plus, cette commande est simple à implémenter, vu qu'elle n'exige pas de calculs fastidieux pour les régulateurs de courants, et de transformation de Park. Néanmoins, la commande souffre de quelques défauts, les ondulations de couple dues aux fréquences d'échantillonnage variable ce qui engendre sur le plan pratique des bruits audibles et de fortes distorsions sur les signaux de courants, en plus la dépendance aux variations de la résistance statorique qui dénature fortement les signaux et provoque une divergence totale du système.

Plusieurs travaux ont été réalisés pour réduire l'influence des paramètres de régulation ainsi que la dépendance avec les variations des paramètres des machines par la conception de nouvelles méthodes basées sur des structures robustes.

### Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire est une contribution à l'analyse de la commande directe du couple des systèmes polyphasés.

Dans la première partie, nous nous sommes intéressés à la modélisation de la machine asynchrones pentaphasée. L'utilisation du modèle de Park, nous a permis de réduire largement la complexité d'intégration des équations du système dans sa base originale en vue de quiconque commande. L'alimentation de la machine par deux différentes structures d'onduleurs, deux niveaux et trois niveaux a conduit la validation des notions théoriques qui favorisent la montée dans le niveau de tension.

Dans la seconde partie, se sont développées les lois de la commande directe du couple (*DTC*), lesquelles ont été appliquées à la machine asynchrone pentaphasée. Les comparaisons faites sur les différentes tables de vérités, ont permis d'établir le choix convenable qui, par le biais duquel, le comportement de la machine vis-à-vis la commande soit fiable. Les simulations faites dans l'environnement *Matlab/Simulink*, nous ont permis d'observer les performances de la commande directe du couple, voire la dynamique flux/couple, le maintien du découplage et le suivi des grandeurs de références.

La troisième partie de cette mémoire, a été consacré à la modélisation mathématique d'un système de deux machines asynchrones pentaphasées connectées en série. Le modèle réduit à l'aide de la transformation de Park et Clark ainsi que la matrice de transposition qui relie les deux machines en série, ont permis l'alimentation du groupe par une seule source d'énergie en vue d'une commande indépendante. Les réponses obtenues par simulation ont permis la validité du modèle.

Dans la dernière partie, les lois de la commande directe du couple ainsi développées dans la deuxième partie pour une seule machine asynchrone pentaphasée, ont été généralisées et appliquées au groupe composé de deux machines asynchrones pentaphasées connectées en série et en se basant aussi sur les concepts élaborés dans la troisième partie. Les performances de cette commande se sont toujours observées dans le découplage flux/couple, son maintien, les faibles ondulations engendrées et le suivi des grandeurs de références indépendamment pour chaque machine du même groupe. En revanche, cette commande qui ne nécessite pas de calculs fastidieux des régulateurs, ni des étages *MLI*, ni transformations,

reste toujours fragile envers des contraintes, qui sont dues précisément, aux paramètres de réglages des comparateurs à hystérésis, à la variation de la résistance statorique de chaque machine, et la non maîtrise de la fréquence d'échantillonnage.

Dans cette mémoire, nous avons supposé que les paramètres des machines ne varient pas, ce qui n'est pas le cas en pratique, car ces paramètres varient soit par échauffement, soit par saturations et, conduisent par conséquent à des variations dans les réponses des machines.

Du fait que les simulations sont faites sous des hypothèses simplificatrices, les résultats obtenus ne garantissent pas réellement la dynamique du système et la fiabilité de la commande expérimentalement, mais n'empêche pas, que la modélisation des machines électriques et les concepts de commande ont fort contribué à l'implémentation des systèmes performants dans divers créneaux.

### **Perspectives :**

Application d'autres stratégies de commande dans le même axe qui améliorent la commande directe du couple par implémentation de :

- régulateurs non linéaire utilisant la technique < Backstepping > ;
- estimateurs basé sur la commande adaptative floue ou par mode glissant.

Les paramètres des deux machines utilisées dans la simulation [Pav-88], [Lev-03]:

	Machine 1	Machine 2	Unité	Dénominations
Paramètres électriques	2.2	5.6	KW	Puissance électrique
	220	220	V	Tension nominale
	50	50	Hz	fréquence
	$R_{s1}=0.78$	$R_{s2}=10$	$\Omega$	Résistance statorique
	$R_{r1}=0.66$	$R_{r2}=6.3$	$\Omega$	Résistance rotorique
	$L_{s1}=33.15$	$L_{s2}=460$	mH	Inductance statorique
	$L_{r1}=33.15$	$L_{r2}=460$	mH	Inductance rotorique
	$L_{m1}=29.7$	$L_{m2}=420$	mH	Inductance mutuelle
Paramètres mécaniques	$J1=0.03$	$J2=0.04$	$\text{Kg.m}^2$	Moment d'inertie
	$K_{f1}=0.001$	$K_{f2}=0.001$	SI	Coefficient de frottement
Paramètres électromagnétiques	P1=3	P2=2		Nombre de paire de pôle

Le tableau ci-dessous résume les vecteurs utilisés dans la commande DTC en fonctions des états de commutations :

$$V_s = k. (S_a + a.S_b + a^2.S_c + a^3.S_d + a^4.S_e) ; a = e^{j\frac{2\pi}{5}}, k = \sqrt{\frac{2}{5}}V_{dc}.$$

	Vecteur $V_s$	Les états de commutations des interrupteurs				
		$S_a$	$S_b$	$S_c$	$S_d$	$S_e$
0	$V_0$	0	0	0	0	0
1	$V_1$	0	0	0	0	1
2	$V_2$	0	0	0	1	0
3	$V_3$	0	0	0	1	1
4	$V_4$	0	0	1	0	0
5	$V_5$	0	0	1	0	1
6	$V_6$	0	0	1	1	0
7	$V_7$	0	0	1	1	1
8	$V_8$	0	1	0	0	0
9	$V_9$	0	1	0	0	1
10	$V_{10}$	0	1	0	1	0
11	$V_{11}$	0	1	0	1	1
12	$V_{12}$	0	1	1	0	0
13	$V_{13}$	0	1	1	0	1
14	$V_{14}$	0	1	1	1	0
15	$V_{15}$	0	1	1	1	1
16	$V_{16}$	1	0	0	0	0
17	$V_{17}$	1	0	0	0	1
18	$V_{18}$	1	0	0	1	0
19	$V_{19}$	1	0	0	1	1
20	$V_{20}$	1	0	1	0	0
21	$V_{21}$	1	0	1	0	1
22	$V_{22}$	1	0	1	1	0
23	$V_{23}$	1	0	1	1	1
24	$V_{24}$	1	1	0	0	0
25	$V_{25}$	1	1	0	0	1
26	$V_{26}$	1	1	0	1	0
27	$V_{27}$	1	1	0	1	1
28	$V_{28}$	1	1	1	0	0
29	$V_{29}$	1	1	1	0	1
30	$V_{30}$	1	1	1	1	0
31	$V_{31}$	1	1	1	1	1

$V_0, V_{31}$ : correspondent respectivement aux états(00000) et (11111) donnent un vecteur nul.

$V_{16}$ : le vecteur correspondant aux états (10000).

$V_{29}$ : le vecteur correspondant aux états (11101). ..... etc

- 
- [All-05] S Allone “ *Commande des machines polyphasées* ”, Thèse de Magistère, Université de Bejaia, 2005.
- [Abd-05] Abdelnassir Abdalla “*Torque Ripple Minimization in Direct Torque Control of Induction Machines*”, Thèse de Master Université de Akron 2005.
- [Bim-02] Bimal K. Bose “Modern Power Electronics and AC Drives” Edition Prentice Hall PTR 2002, ISBN 0-13-016743-6.
- [Bou-09] Boudana.j “*Sur la commande DTC basée sur les techniques de contrôle robuste de la machine synchrone à double étoile alimentée par convertisseurs multi niveaux*” Thèse de Doctorat préparée au sein du Laboratoire de Commande des Processus de l'ENSP, Alger. October 2009.
- [Bra-94] Brazhinkov, A.V; Dovzhenko, N.N, “*Beyond routine control of multiphase inverter drives*”, Proc.PEMC'94.20-22 September 1994, Warsaw, Poland, Vol.1, pp.99-104.
- [Bro-85] D.M.Brod and D.W.Novotny, “*Current control of VSI-PMW inverters,*” IEEE Trans.Ind.Applicat.,vol.21,pp.562-570,july/Aug.1985.
- [Bro-04] Pierre Brosselard “*Conception, Réalisation et Caractérisation d'interrupteurs (thyristors et JFETs) haute tension (5kV) en carbure de silicium* ”, Thèse doctorat de l'INSA de Lyon 2004.
- [Car-00] Carlos de Almeida Martins, “ *Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multiniveaux à Fréquence Imposée* ’ ’ Thèse Doctorat ENSEEIHT Toulouse 2000.
- [Cel-01] N Celanovic,D Boroyevich, “ *A fast space vector modulation algorithm for multilevel three phase converter*”, IEEE Trans On Ind App,vol37,March/April2001.
- [Che-06] H.Chekireb, “ *la conversion continue alternative* ”, notes de cours d'électronique de puissance, Ecole nationale polytechnique 2006.
- [Chr-84] Chrestin , R.Abbas, M.A. Jahns, T.M, “ *Six-phase voltage source inverter driven induction motor*”, IEEE Trans Ind App.,Vol.IA-20,No.5,pp.1251-1259,Sept/Oct 1984.
- [Eti-05] Etienne Robert-Dehault, “ *Modélisation Dynamique, Commande et Conception de Machine Pentaphasees Alimentées par des Onduleurs MLI*”, Thèse de doctorat, Université de Nantes 2004.
-

- [Faq-03]** Abdelkoudouss FAQIR “ *Commande A Structure Variable D’un Entrainement A Machine Asynchrone Soumis A Un Environnement Mecanique Variable*’ Doctorat L’Université de Picardie Jules Verne France Décembre 2003.
- [Fer-85]** Ferraris,P.Lazzari,M.Profuno,F, “ *Phase Number of Inverter-Fed Induction Motors:Effects on the DC Link Harmonic Contents*”, Proc.EPE’85,Brussel,Belgium,16-18 October 1985,pp395-3102.
- [Gat-00]** S.Gataric, “*A polyphase Cartesian vector Approach to Control Polyphase AC Machines*”, in Proc. IEEE Ind. App. Soc. Annual Meeting IAS, Rome, Italy, 2000, Paper No.38-02.
- [Gra-06]** G. Grandi, G. Serra, A. Tani, “*General analysis of multi-phase systems based on space vector approach,*” *Proc. of 12th Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC)*, Portoroz (Slovenia), Aug. 30 - Sept. 1, 2006.
- [Gre-97]** G. Grellet, G. Clerc “ *Actionneurs électriques*”, Editions Eyrolles, 1997.
- [Had-01]** D.Haddiouche, “ *Contribution a l’étude de la machine asynchrone double étoile: Modélisation, Alimentation et structure*”, Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2001.
- [Hol-03]** D.G.Holmes, T.A. Lipo, “*Pulse Width Modulation for Power Converters*”, IEEE, Press Wiley-interscience 2003.
- [Hok-86]** Y.Hokim, M.Ehsan, “*An Algebraic Algorithm for Microcomputer-Based Direct and Inverse Pulse Width Modulation*”, IEEE. Trans on Ind. App No 04, July/August 1986.
- [Isa-89]** Isao Takahashi, Youichi Ohmori, “*High Performance Direct Torque Control of an Induction Motor*”, IEEE Trans Ind. Appl. vol. IA-25, pp 257-264, March/April. 1989.
- [Iqb-05]** Atif Iqbal, “*Modeling and Control of Series connected five phases and Six Phases Two Motor Drives*”, A Thesis submitted in partial fulfillment of the requirements of Liverpool John Moore’s University for the degree of Doctor of Philosophy August 2005.
- [Iqb-06]** A. Iqbal, E. Levi, “*Space vector PWM techniques for sinusoidal output voltage generation with a five-phase voltage source inverter*”, *Electric Power Components and Systems*, vol. 34 no. 2, 2006, pp. 119-140.
-

- [Jah-80]** T.M. Jahns, “*Improved Reliability in solid state AC drives by mean of multiple independent phase-drive units*” IEEE. Trans. On industry applications, vol.IA-16, No, 3, May/June 1980, pp. 321-331.
- [Jon-04]** M.Jones,E.Levi, ,S.N.Vukosavic and H.A.Toliyat, “*A five phase two machine vector controlled induction motor drive supplied from a single inverter*”, European Power Electronics(EPE) and drive journal, vol. 14,No.3,2004,pp.38-48.
- [Kes-03]** X.Kestelyn, “*Modélisation vectorielle multi-machines pour la commande des ensembles convertisseurs –machines polyphasées* ”, Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Universite de Lille I. Décembre 2003.
- [Kel-03]** J.W. Kelly, E.G. Strangas, J.M. Miller, “*Multi-phase space vector pulse width modulation*”, IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 18, no. 2, 2003, pp. 259-264.
- [Kli-83]** E.A.Klingshim, “*High Phase Order Induction Motor, Part I: Description and theoretical considerations*”, IEEE Trans. Power App Syst, vol PAS 102, No1, pp.47-53.
- [Kru-00]** H.P.Krug,T.Kume,M.Swami, “*Neutral Clamped Three Level General Purpose Inverter, Features, Benefits and Applications*”, IEEE Aachen, Germany 2004.
- [Lab-95]** F.Labrique, G.Seguier, R.Bausiere, "*les convertisseurs de l'électronique de puissance; la conversion continue alternatif* ", Tec Doc Paris 1995.
- [Laz-07]** Marcos Vinicius Lazarini ,Ernesto Ruppert Filho “*Sensorless three-phase induction motor direct torque control using sliding mode control strategy laboratory set-up for motor speed control teaching*”, International conference on Engineering Education – ICEE 2007.
- [Lip-80]** Lipo, T.A., “*A d-q model for six phase induction machines*”, proc.ICEM'80, PP.860-867, Athens, Greece, 1980.
- [Lip-84]** Lipo, T.A., Wang, F.X., “*Design and performance of a converter Optimized AC Machines*”, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.IA-20, No.4 July/August1984, pp.834-844.
- [Leo-94]** Leonhard W.,“*Control of Machines with the Help of Microelectronics*” , Third IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives, Lausanne, Sept 1994, pp. 35-58.
- [Lev-04]** Levi, M. Jones, S.N .Vukosavic and H.A.Toliyat, “*A novel concept of a multiphase, multi-motor vector controlled drive system supplied from a single voltage source inverter*”, IEEE Trans Power Electronics, Vol.19, pp.320-335, 2004.
-

- [Lev-07] Levi, E., Bojoi, R., Profumo, F., Toliyat, H.A., and Williamson, S., “*Multiphase induction motor drives – a technology status review*”, IEE *Elec. Power appl.*, 2007, (in press).
- [Lev-03]: E.Levi, M. Jones, S.N .Vukosavic, “*Even phase multi-motor vector controlled drive with single inverter supply and series connection of stator windings*”, IEE proc. Electr. Power Appl., Vol.150, No 5, pp.580-590, 2003.
- [Lev-04] Levi, M. Jones, S.N .Vukosavic and H.A.Toliyat, “*Operating Principles of a novel multiphase multi-motor vector controlled drive*”, IEEE Trans. Energy. Convers., Vol.19, No. 3, pp.508-517, Sep 2004.
- [Mah-99] MO.Mahmoudi, “*Sur la commande de la MAS alimentée en tension: étude de l’étage d’alimentation de la MAS ; Commande par mode de glissement avec orientation du champ*”, Thèse de Doctorat d’état en G- Electric, ENP, 1999.
- [Mal-04] S. M. Malik, E. Elbuluk and Donald S. Zinger, “*PI and fuzzy estimators for Tuning the stator resistance in direct Torque Control of Induction Machines*”, IEEE. Tran. On power electronics, Vol. 13. No.2, March, 1998.
- [Mar-05] Marek Jasiński “*Direct Power and Torque Control of AC/DC/AC Converter-Fed Induction Motor Drives*”,Thèse de Doctorat (Faculty of Electrical Engineering) Warsaw – Pologne, 2005.
- [Moh-04] K.K.Mohapatra, M.R.Baiju, and K.Gopakumar, “*Independent speed control of two six phase induction motors using a single six-phase inverter*”, EPE J., Vol.14, No.3, pp.49-62, 2004.
- [Mal-90] L.Malesani and P.Tenti, “*A novel Hysteresis control method for current controlled VSI PWM inverters with constant modulation frequency*”, IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol.26, pp. 88-92, Jan/Feb. 1990.
- [Mic-04] M.Pinard, “*Commande électronique des moteurs électriques*”, Edition DUNOD, Paris, 2004.
- [Mit-02] Mitsubishi Electric Corporation “*Power Electronics Edition*”, Mitsubishi Electric Advance, Vol. 97, ISSN 1345-3041, Mar. 2002.
- [Pav-88] K.N. Pavithran, R. Parimelalagan, and M.R. Krishnamurthy, “*Studies on Inverter-Fed Five-Phase Induction Motor Drive*”, IEEE Power Elec. vol. 3, No. 2, Apr. 1988, pp. 224-235.
- [Rob95] E.Robert-Dehault “*Modélisation dynamique, commande et conception de machines pentaphasées alimentées par des onduleurs MLI*”, Thèse de
-

- doctorat de l'université de Thèse de doctorat de l'université de Nantes, Juin 2005.
- [Roy-00]** D. Roye, “*Modélisation, contrôle vectoriel et DTC*”, HERMES Science Europe Ltd, 2000, sous la direction de Carlos Canudas de Wit, Page(s): 81 - 132 vol.1.
- [Sbi-07]** Sbita Lassaâd, Ben Hamed Mouna “*An MRAS - based full Order Luenberger Observer for Sensorless*”, ICGST-ACSE Journal, Volume 7, Issue 1, May 2007.
- [Seg-84]** G.Seguir, “*Convertisseur de l'électronique de puissance, VI : La conversion Continue-Alternative.*”, Technique et Documentation de Lavoisier(Paris), 1984.
- [Seg-89]** G.Seguir, “*Convertisseur de l'électronique de puissance, V4 : La conversion Continue-Alternative*”, Technique et Documentation de Lavoisier(Paris), 1989.
- [Sem-04]** E.Smail, E.Levi, A.Bouscayrol, X.Kestelyn, “*Multi-machine modeling of two series connected 5-phases synchronous machines: Effect of Harmonics on control*”, IEEE-IAS'04, Seattle (Washington), October 2004, Vol.1, pp. 71-78.
- [Sma-02]** Smail Bachir “*Contribution Au Diagnostic De La Machine Asynchrone Par Estimation Paramétrique*”, Thèse de Doctorat, Université de Poitiers 2002.
- [Tak-89]:** I. Takahashi and Y. Ohmori, “*High-performance direct torque control of induction motor*”, IEEE Transactions on Industrial Applications, volume 25, number 2, pp. 257-264, 1989.
- [Taj-93]:** H. Tajima, Y. Hori, “*Speed sensorless field-oriented control of the induction machine*”, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 29, pp. 175–180, Jan./Feb. 1993.
- [Tak-85]:** I.Takahashi, T.Nouguchi, “*A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor*”, IEEE-IAS Annual Meeting, 1985, Vol.1, pp. 4995-502.
- [Tak-86]:** I.Takahashi, T.Nouguchi, “*A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor*”, IEEE, IA-22, no 5, 820-827 (1986).
- [Tim-02]** Timothy L. Skvarenina “*The Power Electronics Handbook*”, Edition CRC Press LLC 2002, ISBN 0-8493-7336-0.
- [Tol-02]** H.A.Tolyat, H.Xu, L.J.Petersen, “*Five phase induction motor drive with DSP-Based control system*”, IEEE Transaction on power Electronics, Vol.17, No.4, July 2002, pp.659-667.
-

- 
- [Tol-98] H.A. Toliyat, S.P. Waikar, T.A. Lipo, “*Analysis and simulation of five-phase synchronous reluctance machines including third harmonic of air gap MMF*”, *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 34, no. 2, pp. 332-339, March/April 1998.
- [Toh-05] Toh Chuen Ling “*Implementation of Direct Torque Control of Induction Machines Utilizing Digital Signal Processor (DSP) and Field Programmable Gate Arrays (FPGA)*” Thesis of Master of Engineering Faculty of Electrical Engineering University Technology Malaysia 2005.
- [Tol-92] H.A.Tolyat,M.M.Rahimian, T.A. Lipo, “ *A five phase reluctance motor with high specific torque*”, *IEEE Trans.Industrey Applications*, Vol.28, No.3,1992, pp.524-533.
- [Ouh-06] M. Ouhrouche, R. Beguenane, A.M. Trzynadlowski, J.S. Thongam, and M. Dub´-Dallaire, “*A Pc-Cluster-Based Fully Digital Real-Time Simulation of a Field-Oriented Speed Controller for an Induction Motor*” 10.2316, / *Journal.205.2006. 3.205-4346. International Journal of Modelling and Simulation – 2006*
- [Wil-00] T.Willdi, “*Electrotechniques*”, Editions de Boeck université, 2000.
- [Will-03] Williamson, S., and Smith, A.C., “*Pulsating torque and losses in multiphase induction machines*”, *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 39, no. 4, pp. 986-993, 2003.
- [Whi-59] D.C. White, H.H. Woodson, “*Electromechanical Energy Conversion*”, New York, NY:John Wiley and Sons, 1959.
- [Zhe-11] Libo Zheng, John E. Fletcher, Barry W. Williams, and Xiangning He, *Fellow, IEEE*, “*A Novel Direct Torque Control Scheme for a Sensor less Five-Phase Induction Motor Drive*”, *IEEE Transactions on industrial electronics*, Vol. 58, No. 2, February 2011.
- [Zol-96] M.R. Zolghadri, C. Pelissou, D. Roye, “ *Start up of a Global Direct Torque Control System*” ,*Power Electronics Specialists Conference, 1996, 27th Annual IEEE, Issue , 23-27 Jun 1996 Page(S):370 - 374 Vol.1*
- [Zou-10] O.Zouaid, “ *Commande vectorielle de deux machines asynchrones pentaphasées en série* ”, *Mémoire de Magistère en Automatique, Ecole Nationale Polytechnique d’Alger, Juillet 2009.*
-