

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

Ecole Nationale Polytechnique

Département de Génie Electrique



Mémoire de Magister en Automatique

Option : Commande et conduite des systèmes d'Energie Electrique

présenté par :

REZAOUI M^{ed} Mounir
Ingénieur d'état en Electrotechnique

Thème

**Commande d'un Moteur Asynchrone
Pentaphasé alimenté par Convertisseur
Matriciel**

Soutenu le, jeudi 06 / 12/2007 à 10^h a l'amphi A3, devant le jury d'examen :

Président : M. TADJINE, Prof. à l'ENP

Directeurs de thèse: A. LARABI, Maitre de Conférences à l'USTHB
MO. MAHMOUDI, Prof. à l'ENP

Examineurs : L. NEZLI, Maitre de Conférences à l'ENP
B. HEMICI, Docteur d'état à l'ENP
L. BARAZANE, Maitre de Conférences à l'USTHB

E.N.P- 10, Avenue Hassen Badi, 16200 El Harrach, Alger

الملخص :

يتركز العمل المقدم في هذه المذكرة على دراسة محرك لا تزامني خماسي الطور مغذى من طرف موج مصفوفي. قمنا بدراسة ثلاث تقنيات للتحكم:

❖ تقنية التحكم لخمسة مجالات.

❖ تقنية التحكم الشعاعي.

❖ تقنية التحكم الحسابي.

ثم قمنا بدراسة الحقل الموجه. هذه الطريقة تسمح لنا بالتحكم في الحقل المغناطيسي و العزم المولد من طرف المحرك بصفة مستقلة، كمحرك التيار المستمر ذو التحريض المستقل.

كلمات مفتاحية:

محرك لا تزامني خماسي الطور ، طرف موج مصفوفي ، تقنية التحكم لخمسة مجالات. تقنية التحكم الشعاعي ، تقنية التحكم الحسابي ، تقنية الحقل الموجه.

Résumé :

Ce travail a pour but l'étude et analyse d'un convertisseur matriciel avec son application à la conduite d'une machine asynchrone pentaphasée. Pour cela, dès le départ nous avons modélisé la machine asynchrone pentaphasée.

On a fait une modélisation du convertisseur matriciel ; afin d'obtenir l'amplitude et la fréquence de la tension désirée, nous avons utilisé trois stratégies de commande de ce convertisseur qui sont : la stratégie de modulation MLI à cinq intervalles, la stratégie de modulation vectorielle et la stratégie de modulation MLI calculée.

Puis, on a appliqué la commande vectorielle par orientation du flux rotorique en boucle ouverte, suivie d'un réglage linéaire avec un régulateur PI appliqué au système à commander.

Mots clés :

Machine asynchrone pentaphasée, convertisseur matriciel, la stratégie de modulation à cinq intervalles, la stratégie de modulation vectorielle, la stratégie de modulation MLI calculée, La commande vectorielle à flux orientée.

Abstract :

The purpose of this work is study and analyzes of matrix converter with its application to the control of asynchronous signal machine.

After then we modeled the matrix converter; In order to obtain the amplitude and the frequency of the wished voltage, we used three strategies to control the matrix converter witch are: strategy PMW with five intervals, the strategy of vectorial modulation and Calculated PMW strategy, then we apply field orientated control .

Key World:

Asynchronous five phase's machine, matrix converter, strategy PMW with five intervals, the strategy of vectorial modulation, Calculated PMW strategy, field orientated control.

Remerciements

Je tiens à remercier tout d'abord mon Dieu « الحمد لله رب العالمين ».

Pour leurs précieux conseils et suggestions, je voudrais exprimer ma gratitude à mes encadreurs ; M^r **A. LARABI**, Maître de conférences à l'USTHB et M^r **MO. MAHMOUDI**, Professeur à l'ENP pour leur aide permanent et leur encouragement qu'ils m'ont prodigués, pour leurs compétences et leur esprit critique qui ont été pour moi un soutien pour la réalisation de ce travail.

Je tiens à remercier très sincèrement :

- Monsieur **M. TADJINE**, Professeur à l'E.N.P, d'accepter la présidence du jury de cette soutenance, témoignant ainsi de l'intérêt qu'il porte à ce travail.
- Monsieur **L. NEZLI**, Maître de conférences à l'E.N.P, qu'il soit vivement remercié pour la qualité de son enseignement et son encouragement moral le long de mes études et pour avoir accepté de participer à mon jury de soutenance.
- Monsieur **B. HEMICI**, Maître de conférences à l'E.N.P, qu'il soit vivement remercié pour la qualité de son enseignement et pour avoir accepté de participer à mon jury de soutenance.
- Mlle **L. BARAZANE**, Maître de conférences à l' USTHB, qu'elle a bien voulu accepter de participer à mon jury de soutenance.

Mes remerciements vont également à tous les Enseignants du Département de Génie Electrique.

Que tous mes amis, l'expression de ma profonde gratitude pour leur soutien moral dont ils ont fait preuve à mon égard.

Enfin, que tous ceux, qui de près ou de loin, ont participé à l'élaboration de ce travail trouvent ici l'expression de mes meilleurs remerciements.

إهداء

أهدي هذا العمل :

إلى الوالدين الكريمين

إلى الإخوة و الأخوات

إلى كافة أفراد العائلة

إلى كل الأصدقاء الذين اعرفهم

محمد

Sommaire

CHAPITRE I : **GENERALITE, MODELISATION DE LA MACHINE** **POLYPHASEE**

<i>I.1 Généralité</i>	<i>1</i>
<i>I.2 La machine asynchrone a double étoile</i>	<i>3</i>
I.2.1. Introduction	3
I.2.2 Présentation de la machine asynchrone double étoile	3
a. Description générale de la machine asynchrone double étoile	3
b. Hypothèses simplificatrices	4
I.2.3. Modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée double étoile	4
I.2.4. Transformation de PARK	6
I.2.5 Modélisation de la machine asynchrone double étoile	8
a. Equations électriques	8
b. Equations des flux	9
c. Equation mécanique	9
I.2.6 Modèle d'état de la machine asynchrone double étoile	9
I.2.7. Simulation et interprétation	11
<i>I.3. La Machine Asynchrone Pentaphasée</i>	<i>13</i>
I.3.1 Modèle mathématique de la machine asynchrone pentaphasée	13
a. Equations électriques de la machine asynchrone	13
b. Equations mécaniques de la machine asynchrone	14
I.3.2 Transformation de Park	15
I.3.3 Equations dans les axes d et q	19
I.3.4 Mise sous forme d'équation d'état	22
I.3.5 Simulations et interprétations	22
<i>I.4 Conclusion</i>	<i>24</i>

CHAPITRE II **MODELISATION DU CONVERTISSEUR MATRICIEL** **PENTAPHASEE**

Sommaire

<i>II. 1 Introduction</i>	25
<i>II. 2 Structure et fonctionnement du convertisseur matriciel</i>	26
II. 2. 1 Structure du convertisseur matriciel	26
II. 2. 2 Fonctionnement du convertisseur matriciel	27
II. 2. 3 Fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel	27
II. 2. 4 Les différentes configurations d'une cellule d'un convertisseur matriciel et l'application du réseau de Pétri	28
II. 2. 4. 1 Les différentes configurations d'une cellule du convertisseur matriciel	29
II. 2. 4. 2 Application du réseau de Pétri à une cellule de commutation du convertisseur matriciel	30
<i>II. 3 Modélisation en vue de la commande</i>	31
II. 3. 1 Hypothèses	31
II. 3. 2 Commandabilité des convertisseurs statiques	31
II.3. 2. 1 Fonction et matrice de connexion des interrupteurs	32
II.3. 2. 2 Fonction génératrice de connexion des interrupteurs	32
II. 3. 3 Modélisation aux valeurs instantanées	33
II. 3. 3.1 Grandeurs électriques et leurs matrices de conversion	34
a. Matrice de conversion des courants	34
b. Matrice de conversion des tensions	35
II. 3. 3. 2 La matrice de conversion du convertisseur matriciel	35
II. 3. 3. 3 Modèle de connaissance du convertisseur matriciel	36
II. 3. 4 Modélisation aux valeurs moyennes : modèle de commande	38
<i>II. 4 Conclusion</i>	40

CHAPITRE III

STRATEGIES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR MATRICIEL PENTAPHASEE

<i>III. 1 Introduction</i>	41
<i>III. 2 Définition de la tension intermédiaire fictive</i>	42
<i>III. 3 Etude de la partie redresseur</i>	43
<i>III. 4 Etude de la partie onduleur</i>	44
<i>III. 5 Modulation de la tension intermédiaire fictive</i>	47
<i>III. 6 Stratégies de commande du convertisseur matriciel</i>	47
III. 6. 1 La modulation MLI à cinq intervalles	47
III. 6.1. 1 Le principe de la stratégie	47
III. 6.1. 2 Simulation et résultats	54
a. Etude des performances de la commande du convertisseur matriciel par la MLI à cinq intervalles	54
b. Etude des performances de l'association convertisseur matriciel machine asynchrone	59

III. 6. 2 La modulation Subharmonique	62
III. 6. 2. 1 Le principe de la stratégie	62
III. 6. 2. 2 Simulation et résultats	64
a. Etude des performances de la commande du convertisseur matriciel par la modulation vectorielle	64
b. Etude des performances de l'association convertisseur matriciel machine asynchrone	69
III. 6. 3 La modulation Calculée	72
III. 6. 3. 1 Fonction génératrices de connexion	72
III. 6. 3. 2 Principe de la stratégie de modulation calculée	74
III. 6. 3. 3 Simulation et résultats	76
a. Etude des performances de la commande du convertisseur matriciel par la modulation calculée	76
b. Etude des performances de l'association convertisseur matriciel machine asynchrone	81
III. 7 Conclusion	84

CHAPITRE IV

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE

ASYNCHRONE PENTAPHASEE

IV. 1 Introduction	85
IV. 2 Principe de la commande vectorielle	86
IV. 3 Réalisation de la commande vectorielle	87
IV.3. 1 Modèle de la machine asynchrone pentaphasée	87
a. Avant découplage	87
b. Après découpage	88
IV. 3. 2 Stratégie de la commande :	89
a. Commande vectorielle indirecte	89
b. Commande vectorielle directe	89
IV.4 Commande par orientation de flux orienté	89
Calcul des régulateurs	91
IV. 4. 1. 1 Réglage en cascade du flux rotoriquesoutenance	91
IV. 4. 1. 2 Réglage en cascade de la vitesse	94
IV. 4. 1. 3 Réglage de la boucle externe de la vitesse	94
IV. 5 Simulation et interprétation	95
IV. 6 Conclusion	102

CONCLUSION GENERALE

Notations

Généralement l'indice s indique les grandeurs statorique et r indique les grandeurs rotoriques, du moteur asynchrone.

$d-q$: Axes correspondant au référentiel de Park.
x_d, x_q	: Les composantes de la grandeur x dans le repère (d-q).
Φ, v, i	: Le flux, Tension, Courant.
ω_s, ω_m	: Vitesses angulaires électrique statorique et rotorique.
ω_{gl}	: Glissement de vitesse angulaire électrique.
Ω_m	: Vitesse mécanique.
θ_s, θ_m	: Angles électrique statorique et rotorique.
C_{em}	: Couple électromagnétique.
T_r, C_r	: Couple résistant.
R_r, R_s	: Résistance d'enroulement statorique et rotorique par phase.
L_r, L_s	: Inductances cycliques statorique et rotorique par phase.
$M_{d,q}$: Inductance mutuelle propre.
f_v, J	: Coefficient de frottement visqueux ; Moment d'inertie.
p_m	: Nombre de paire de pôles.
L_f, C_f	: Inductance et capacité du filtre.
S	: Opérateur de Laplace.
x^*	: La grandeur de référence du filtre.
t	: Temps.
$f = 50 \text{ Hz}$: Fréquence du réseaux.
m	: Indice de modulation.
r	: Taux de modulation.
a	: Grandeur au sortie du convertisseur matriciel.
a'	: Grandeur a l'entrée du convertisseur matriciel.
γ	: Angle entre chaque stator
θ	: Angle électrique entre la phase
τ	: Fonction de modulation
U_{cm}	: Fonction d'ondulation
U_{ik}, U_{jk}	: ($i=a, b, c, d, e$), ($j=a', b', c', d', e'$); Tensions simples/au neutre du réseau
K_p	: Paramètre de l'action proportionnelle
K_i	: Paramètre de l'action intégrale

Introduction Générale

Grâce au développement de l'électronique de puissance et de la commande, il est aujourd'hui possible d'obtenir des variateurs à courant alternatif aussi performants que ceux à courant continu. C'est le cas de la machine asynchrone à cage, qui est de conception simple, robuste, peu coûteuse à l'achat, et à l'entretien. Elle supporte de fortes surcharges et peut fonctionner dans des milieux explosifs et corrosifs.

Lorsqu'une machine n'est pas alimentée directement par le réseau, mais par l'intermédiaire d'un convertisseur statique, la contrainte fixant le nombre de phases statoriques à trois disparaît. **[Had-01]**.

Augmenter le nombre de phases au-delà de trois apparaît alors comme une alternative à considérer pour certaines applications (dans les domaines de la marine, la traction ferroviaire, l'industrie pétrochimique, l'avionique, l'automobile, etc...).

Lors de l'augmentation de la puissance, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine. Les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent commuter des courants importants et il est souvent nécessaire de placer plusieurs structures en parallèles.

Les machines polyphasées offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages. En effet, la multiplication du nombre de phases permet un fractionnement de la puissance et de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné **[Kes-03]**.

Les progrès actuels de l'électronique de puissance, ainsi que le développement des processeurs de calcul permettent d'envisager une commande plus fine de ces machines par l'utilisation des techniques MLI **[Eti-05]**.

Les convertisseurs statiques sont les dispositifs à composants électroniques capables de modifier la tension et\ou la fréquence **[Dah-04]**.

Introduction générale

Les convertisseurs à topologie matricielle sont très peu connus. Jusqu'à présent, l'intérêt pour ce type de convertisseurs était d'une nature plutôt académique et ainsi il n'existe pas de produit commercialisé de convertisseur matriciel, à cause de la complexité élevée de sa commande et de sa tension réduite par rapport aux solutions conventionnelles. Néanmoins, on peut considérer les difficultés posées par la réalisation pratique du convertisseur matriciel dans le passé sont dues au problème de commutation du courant (absence des diodes de roue libre) et la protection des circuits de puissance [Sch-98].

En revanche, le convertisseur matriciel présente plusieurs avantages en le comparant avec le convertisseur conventionnel. Parmi ces avantages on a [Abr-04]:

- La conversion directe de fréquence, sans avoir recours au circuit intermédiaire continu, qui caractérise les convertisseurs conventionnels.
- Élimination des éléments passifs de stockage d'énergie qui influent fortement sur le circuit intermédiaire.
- Il permet de renvoyer directement l'énergie vers le réseau d'alimentation grâce à sa structure symétrique.

L'objectif principal de l'étude de ce convertisseur est le remplacement des convertisseurs conventionnels à circuits intermédiaires continus par des convertisseurs réalisant la conversion directe alternative – alternative.

La commande vectorielle de la machine asynchrone constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant. Les applications industrielles se multiplient, cependant les efforts continuent pour assurer un meilleur découplage entre le flux et le couple.

Ce mémoire est principalement consacré à la machine asynchrone pentaphasée, alimentée par un convertisseur matriciel. Il s'orientera autour de deux axes: la modélisation et la commande. Il comporte quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, et après quelque généralité sur les moteurs polyphasés nous prenons une modélisation dans la configuration de Park de la machine polyphasée équivalente :

- Machine asynchrone double étoile.
- Machine asynchrone pentaphasée.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation du convertisseur matriciel, en élaborant son modèle de connaissance en utilisant le réseau de Pétri, et son modèle de commande au sens des valeurs moyennes en vue de la commande.

On a élaboré les stratégies de commande du convertisseur matriciel au troisième chapitre, qui sont :

- La stratégie de modulation MLI à cinq intervalles.
- La stratégie de modulation subharmonique.
- La stratégie de modulation MLI calculée.

Puis pour chaque stratégie, nous donnons la forme et le spectre de la tension de sortie du convertisseur matriciel pentaphasé et les caractéristiques de la machine asynchrone pentaphasée alimenté par ce convertisseur.

Dans le quatrième chapitre est en vue de la commande de la machine asynchrone pentaphasée, une commande vectorielle directe avec orientation de flux rotorique, puis nous présentons les performances de cette commande appliquée à la machine asynchrone pentaphasée alimentée par convertisseurs matriciels ou la stratégie de modulation MLI à cinq intervalles est utilisée.

Finalement nous terminerons par une conclusion pour résumer les principaux résultats obtenus, et donner les perspectives envisagées.

CHAPITRE I

GENERALITE, MODELISATION DE LA MACHINE POLYPHASEE

I. 1 Généralité :

Les machines triphasées à courant alternatif dominant assez largement le domaine des machines électriques, mais depuis longtemps déjà on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées "machines à grand nombre de phases" ou "machines multiphasées".

Dès la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones [All-05]. Les machines multiphasées ont par la suite fait l'objet d'un intérêt grandissant, pour différentes raisons :

- Segmenter la puissance afin de réaliser des ensembles convertisseur-machine de forte puissance avec des composants de calibre réduit (ceux existants à l'époque) [Lip-80].
- Améliorer les performances des machines alimentées par des tensions ou courants de forme rectangulaire (onduleurs fonctionnant en pleine onde) [Lip-84].
- Diminuer les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques [Abb-84].
- Améliorer la fiabilité en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régimes dégradés (une 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 multiphasées, suivant que le nombre de phases statoriques est ou non un multiple de trois [Kli-83].

On peut ainsi les classer en deux groupes ;

- Machines multiphasées de « **Type 1** », sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en n étoiles triphasées.

$$q = 3.n \quad (n=1, 2, 3,4\dots).$$

- Machines multiphasées de « **Type 2** », sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impair différent de 3.

Fiabilité :

Lorsqu'une machine triphasée est alimentée par un onduleur, il se peut qu'un des bras de l'onduleur soit défectueux, la machine fonctionne alors uniquement sur deux phases. Cela engendre une perte du contrôle de la machine ainsi que des ondulations de couple de fortes amplitudes. Pour pouvoir commander la machine dans ce régime dégradé, une solution consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue, afin de pouvoir contrôler les deux courants restants indépendamment l'un de l'autre [Liu-93].

Segmentation de puissance :

A puissance donnée, lorsque l'on augmente le nombre de phases, 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'elles est alors réduite. Ainsi, l'alimentation de la machine par onduleur peut se faire avec des composants de puissance de calibre inférieur, pouvant fonctionner à des fréquences de commutations plus élevées, cela permet de minimiser les ondulations de courants et de couple [Had-01].

La segmentation de puissance est l'avantage des machines multiphasées que l'on met le plus en avant de nos jours, surtout pour les applications de fortes puissance.

I.2 La machine asynchrone a double étoile :

I.2.1. Introduction :

Le stator et le rotor de la machine asynchrone double étoile sont similaires à celui d'une machine classique [Ras-90]. L'intérêt de cette étude est porté sur les interactions des deux étoiles entre elles. Ainsi, de ce point de vue, la machine asynchrone double stator n'est achevée que une fois l'étude stator rotor sera introduite.

Dans le cas de notre machine l'étude n'est pas aussi évidant, car de plusieurs phénomènes complexe interviennent lors de son fonctionnement comme par exemple la saturation, l'effet de peau...etc. Pour réduire cette complexité, on a effectué un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui nous ont permis d'obtenir des équations simples qui traduisent le fonctionnement de la machine.

I.2.2 Présentation de la machine asynchrone double étoile :

a. Description générale de la machine asynchrone double étoile :

Comme toutes les machines électriques tournantes, la machine asynchrone double stator est constituée d'un stator et d'un rotor. Comme la montre la figure 1, le stator est constituée de deux enroulements triphasés décalés d'un angle γ . Le rotor est identique à celui d'une machine asynchrone triphasée classique.

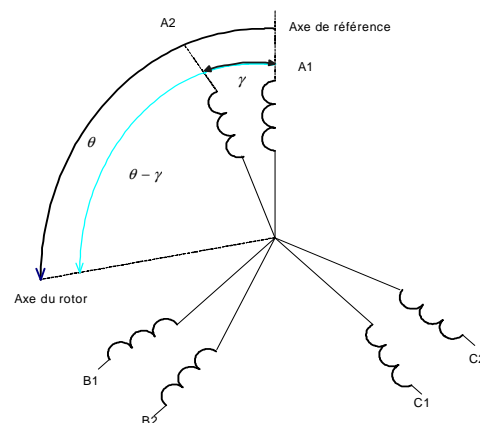


Figure (I.1) : Enroulements statoriques d'une machine double stator.

b. Hypothèses simplificatrices :

La machine asynchrone double étoile (MASDE), avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. De ce fait, la mise en équations nous impose certaines hypothèses simplificatrices, dans le but d'établir un modèle simple, qui sont [Bat-06].

- L'effet de la saturation de circuit magnétique est négligé.
- La répartition de l'inductance le long de l'entrefer est supposée sinusoïdale.
- Les pertes fer sont négligées (Hystérésis et courant de Foucault).

Sans oublier que les deux stators sont strictement identiques et déphasés l'un par rapport à l'autre d'un angle γ , et que les enroulements d'un stator sont par construction tous décalés d'un angle de 120° les un par rapport aux autres.

I.2.3. Modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée double étoile:

a. Les équations électriques :

Avec les hypothèses citées ci-dessus, les équations des tensions des phases des deux enroulements du stator et du rotor s'écrivent comme suit :

$$[V_{s1}] = [R_{s1}][i_{s1}] + \frac{d}{dt} \cdot [\phi_{s1}] \tag{I. 1}$$

$$[V_{s2}] = [R_{s2}][i_{s2}] + \frac{d}{dt} \cdot [\phi_{s2}] \tag{I. 2}$$

$$[V_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} \cdot [\phi_r] \tag{I. 3}$$

Sachant que:

- Vecteurs de tensions, courants et flux totaux statoriques

$$\begin{aligned} [V_{s1}] &= [V_{sa1} \quad V_{sb1} \quad V_{sc1}]^t; & [V_{s2}] &= [V_{sa2} \quad V_{sb2} \quad V_{sc2}]^t \\ [i_{s1}] &= [i_{sa1} \quad i_{sb1} \quad i_{sc1}]^t; & [i_{s2}] &= [i_{sa2} \quad i_{sb2} \quad i_{sc2}]^t \\ [\phi_{s1}] &= [\phi_{sa1} \quad \phi_{sb1} \quad \phi_{sc1}]^t; & [\phi_{s2}] &= [\phi_{sa2} \quad \phi_{sb2} \quad \phi_{sc2}]^t \end{aligned}$$

- Vecteurs de tensions, courants et flux totaux rotoriques

$$\begin{aligned} [V_r] &= [V_{ra} \quad V_{rb} \quad V_{rc}]^t \\ [i_r] &= [i_{ra} \quad i_{rb} \quad i_{rc}]^t \\ [\phi_r] &= [\phi_{ra} \quad \phi_{rb} \quad \phi_{rc}]^t \end{aligned}$$

Et que :

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix}; [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{I. 4})$$

b. Equation magnétique :

$$\begin{bmatrix} \phi_{s1} \\ \phi_{s2} \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1,s1} & L_{s1,s2} & L_{s1,r} \\ L_{s2,s1} & L_{s2,s2} & L_{s2,r} \\ L_{r,s1} & L_{r,s2} & L_{r,r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{I. 5})$$

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) & (L_{s1} + L_{ms}) & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{I. 6})$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) & (L_{s2} + L_{ms}) & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{I. 7})$$

$$[L_{s1,s2}] = [L_{s2,s1}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\gamma) & L_{ms} \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\gamma) & L_{ms} \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\gamma) \end{bmatrix} \quad (\text{I. 8})$$

$$[L_{r,s1}] = [L_{s1,r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{I. 9})$$

$$[L_{r,s2}] = [L_{s2,r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \gamma) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3} - \gamma) \\ L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \gamma) & L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \gamma) \\ L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3} - \gamma) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \gamma) & L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

c. Equation mécanique:

Le couple électromagnétique est donné par l'expression générale suivante :

$$C_{em} = (p/2) \cdot \left\{ [i_{s1}]^T \cdot \frac{d}{d\theta} \cdot [L_{s1,r}] [i_r] + [i_{s2}]^T \cdot \frac{d}{d\theta} \cdot [L_{s2,r}] [i_r] \right\} \quad (I.11)$$

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r \quad (I.12)$$

I.2.4. Transformation de PARK :

Cette transformation consiste à transformer un système triphasé (a, b, c) en un système diphasé équivalent (d, q), afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système.

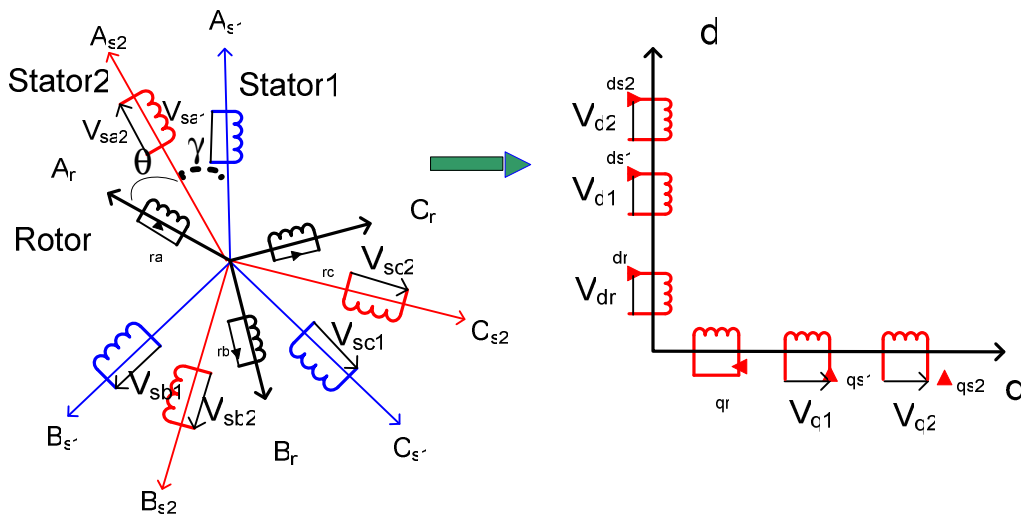


Figure (I-2): Représentation dans le système de PARK des enroulements de la machine asynchrone double étoile.

Les tensions, courants et les flux se transforment de la manière suivante:

$$\begin{cases} [V_{sdq1}] = [P(\theta_{s1})] \cdot [V_{s1}] \\ [V_{sdq2}] = [P(\theta_{s2})] \cdot [V_{s2}] \\ [V_{rdq}] = [P(\theta_r)] \cdot [V_r] \end{cases} ; \begin{cases} [i_{sdq1}] = [P(\theta_{s1})] \cdot [i_{s1}] \\ [i_{sdq2}] = [P(\theta_{s2})] \cdot [i_{s2}] \\ [i_{rdq}] = [P(\theta_r)] \cdot [i_r] \end{cases} ; \begin{cases} [\phi_{sdq1}] = [P(\theta_{s1})] \cdot [\phi_{s1}] \\ [\phi_{sdq2}] = [P(\theta_{s2})] \cdot [\phi_{s2}] \\ [\phi_{rdq}] = [P(\theta_r)] \cdot [\phi_r] \end{cases} \quad (\text{I. 13})$$

On utilise la transformation de PARK illustrée ci-dessous, car elle conserve l'énergie, de plus cette transformation est caractérisée par les matrices orthogonales suivantes:

- **Pour l'enroulement 1 du stator, on a :**

$$P(\theta_{s1}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s1}) & \cos(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{s1} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{s1}) & -\sin(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s1} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 14})$$

Sa matrice inverse:

$$P(\theta_{s1})^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s1}) & -\sin(\theta_{s1}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{s1} + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s1} + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

- **Pour l'enroulement 2 du stator:**

$$P(\theta_{s2}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s2}) & \cos(\theta_{s2} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{s2} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{s2}) & -\sin(\theta_{s2} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s2} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Sa matrice inverse:

$$P(\theta_{s2})^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s2}) & -\sin(\theta_{s2}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{s2} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s2} - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{s2} + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s2} + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

- Pour le rotor :

$$P(\theta_r) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Sa matrice inverse:

$$P(\theta_r)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

I. 2. 5 Modélisation de la machine asynchrone double étoile :

a. Equations électriques:

En transformant les équations de tensions statoriques et rotoriques en leurs équations dans le repère dq à l'aide de la matrice de PARK, et en choisissant le référentiel lié au champ tournant, nous obtenons le système suivant **[Hau-99]**:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds1} = R_s I_{ds1} + \frac{d\phi_{ds1}}{dt} - \omega_s \phi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_s I_{qs1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} + \omega_s \phi_{ds1} \\ V_{ds2} = R_s I_{ds2} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} - \omega_s \phi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_s I_{ds2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} + \omega_s \phi_{ds2} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qs} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{ds} \end{array} \right. \quad (I. 15)$$

b. Equations des flux:

Les relations entre flux et courants sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1} \Phi_{ds1} + L_m (I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1} \Phi_{qs1} + L_m (I_{qs2} + I_{qr}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2} \Phi_{ds2} + L_m (I_{ds1} + I_{dr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2} \Phi_{qs2} + L_m (I_{qs1} + I_{qr}) \\ \Phi_{dr} = L_r \Phi_{dr} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2}) \\ \Phi_{qr} = L_r \Phi_{qr} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2}) \end{array} \right. \quad (I.16)$$

c. Equation mécanique:

La puissance peut se mettre sous la forme :

$$P_e = C_{em} \cdot \Omega_s = \omega_s \cdot (\Phi_{ds1} \cdot i_{qs1} - \Phi_{qs1} \cdot i_{ds1} + \Phi_{ds2} \cdot i_{qs2} - \Phi_{qs2} \cdot i_{ds2}) \quad (I.17)$$

$$C_{em} = p \cdot (\Phi_{ds1} \cdot i_{qs1} - \Phi_{qs1} \cdot i_{ds1} + \Phi_{ds2} \cdot i_{qs2} - \Phi_{qs2} \cdot i_{ds2}) \quad (I.18)$$

I.2.6 Modèle d'état de la machine asynchrone double étoile :

Le flux magnétisant Φ_m est donné par l'expression : $\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2}$

Sachant que :

$$\Phi_{md} = L_m \cdot (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \quad \text{et} \quad \Phi_{mq} = L_m \cdot (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \quad (I.19)$$

$$i_{ds1} = \frac{\Phi_{ds1} + \Phi_{md}}{L_{s1}} ; \quad i_{ds2} = \frac{\Phi_{ds2} + \Phi_{md}}{L_{s2}} ; \quad i_{dr} = \frac{\Phi_{dr} + \Phi_{md}}{L_r} \quad (I.20)$$

$$i_{qs1} = \frac{\Phi_{qs1} + \Phi_{mq}}{L_{s1}} ; \quad i_{qs2} = \frac{\Phi_{qs2} + \Phi_{mq}}{L_{s2}} ; \quad i_{qr} = \frac{\Phi_{qr} + \Phi_{mq}}{L_r} \quad (I.21)$$

En remplaçant (I.20) et (I-21) dans (I.15), on obtient (I.22) :

$$\begin{aligned}
 \text{Stator 1:} & \begin{cases} \frac{d\phi_{ds1}}{dt} = V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{ds1} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs1} \\ \frac{d\phi_{qs1}}{dt} = V_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{qs1} - \phi_{mq}) - \omega_s \phi_{ds1} \end{cases} \\
 \text{Stator 2:} & \begin{cases} \frac{d\phi_{ds2}}{dt} = V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s1}} (\phi_{ds2} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs2} \\ \frac{d\phi_{qs2}}{dt} = V_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\phi_{qs2} - \phi_{mq}) - \omega_s \phi_{ds2} \end{cases} \quad (I.22) \\
 \text{Rotor:} & \begin{cases} \frac{d\phi_{rd}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{rd} - \phi_{md}) + (\omega_s - \omega_r) \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{rq} - \phi_{mq}) - (\omega_s - \omega_r) \phi_{sd} \end{cases}
 \end{aligned}$$

Sachant que:

$$\phi_{md} = \left(\frac{\phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\phi_{rd}}{L_r} \right) L_a ; \quad \phi_{mq} = \left(\frac{\phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\phi_{rq}}{L_r} \right) L_a$$

$$\text{Et } L_a = \left(1 / \left(\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} \right) \right) \quad (I.23)$$

Nous choisissons dans tout ce qui suit, le vecteur $X = [\phi_{ds1}, \phi_{ds2}, \phi_{qs1}, \phi_{qs2}, \phi_{rd}, \phi_{rq}]^t$ comme vecteur d'état. Nous mettons le système d'équation (I.22) sous la forme d'un système d'équations d'état. Après un calcul matriciel, nous aboutissons aux coefficients du système d'équation d'état suivant :

$$\dot{X} = A.X + B.U \quad (I.24)$$

Avec : X: Vecteur d'état
 U: Vecteur d'entrée
 Y: Vecteur de sortie

$$A = \begin{bmatrix} -T_{s1} + \frac{T_{s1} L_a}{L_{s1}} & \frac{T_{s1} L_a}{L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{T_{s1} L_a}{L_r} & 0 \\ \frac{T_{s2} L_a}{L_{s1}} & -T_{s2} + \frac{T_{s2} L_a}{L_{s2}} & 0 & \omega_s & \frac{T_{s2} L_a}{L_r} & 0 \\ -\omega_s & 0 & -T_{s1} + \frac{T_{s1} L_a}{L_{s1}} & \frac{T_{s1} L_a}{L_{s2}} & 0 & \frac{T_{s1} L_a}{L_r} \\ 0 & -\omega_s & \frac{T_{s2} L_a}{L_{s1}} & -T_{s2} + \frac{T_{s2} L_a}{L_{s2}} & 0 & \frac{T_{s2} L_a}{L_{s1}} \\ \frac{T_r L_a}{L_{s1}} & \frac{T_r L_a}{L_{s2}} & 0 & 0 & -T_r + \frac{T_r L_a}{L_r} & \omega_s - \omega_r \\ 0 & 0 & \frac{T_r L_a}{L_{s1}} & \frac{T_r L_a}{L_{s2}} & \omega_r - \omega_s & -T_r + \frac{T_r L_a}{L_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad U = \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{ds2} \\ V_{qs1} \\ V_{qs2} \end{bmatrix}$$

I.2.7. Interprétation de simulation :

La simulation numérique est bien connue aujourd’hui dans le domaine des machines électrique. Elle nous permet de modéliser, d’analyser et de simuler les systèmes avec beaucoup de précision. De nos jours il existe toute une panoplie de logiciels pour les machines électriques.

Dans notre cas l’alimentation du la machine asynchrone double étoile ce fait par une source de tension sinusoïdale.

Nous avons simule la machine asynchrone double étoile alimenté par réseau (tension sinusoïdale) pour un démarrage à vide avec application d’un couple résistant correspondant au couple nominal entre deux instants 3s et 5s. Les résultats de simulation sont donnés par la figure (I.3).

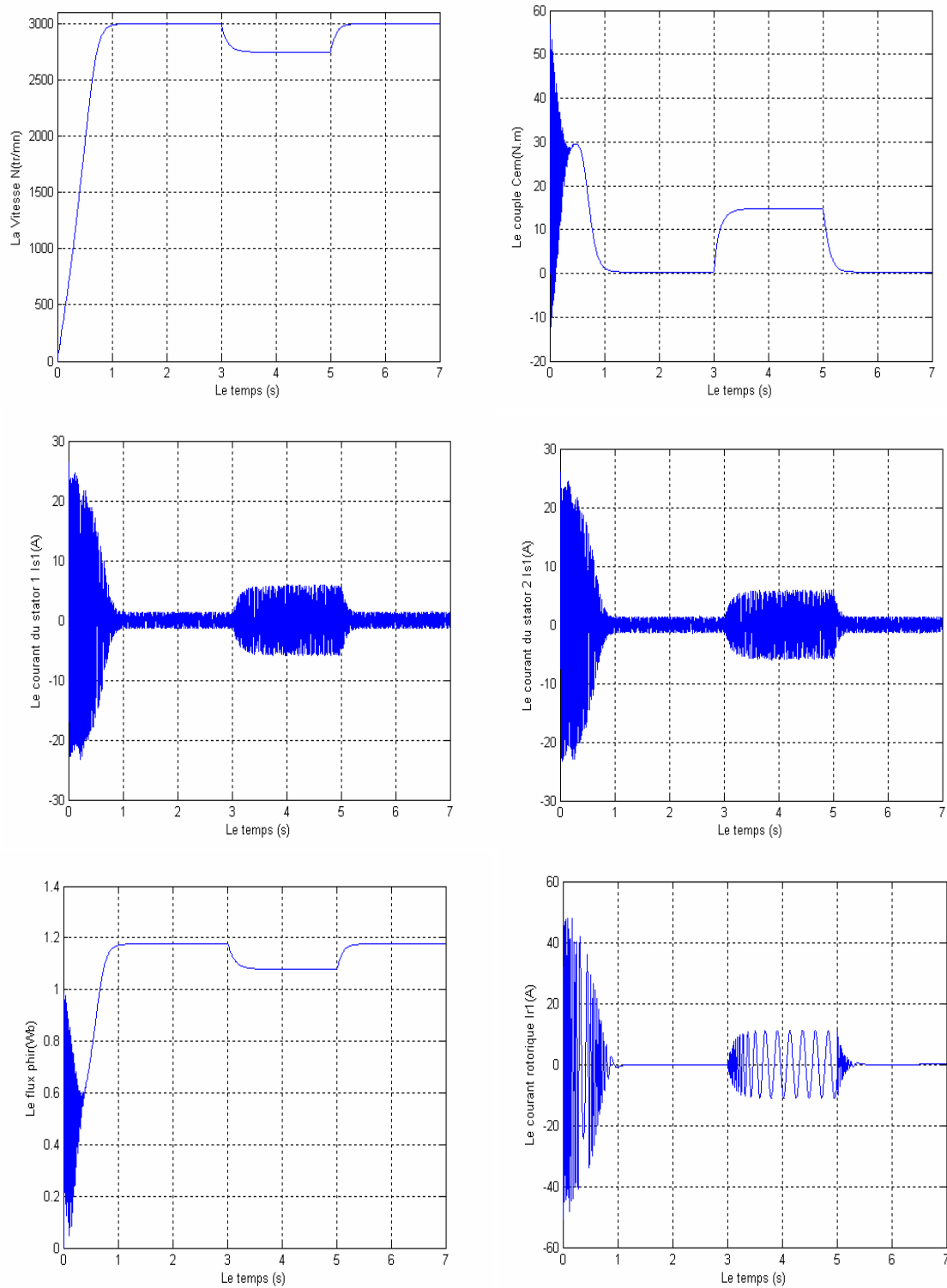


Figure (I. 3) : Résultat de simulation de la machine asynchrone double stator avec application d’une charge nominale $C_r=14.5 \text{ N.m}$ entre deux instants $t=3\text{s}$ et $t=5\text{s}$.

I.3. La Machine Asynchrone Pentaphasée:

I.3.1 Modèle mathématique de la machine asynchrone pentaphasée :

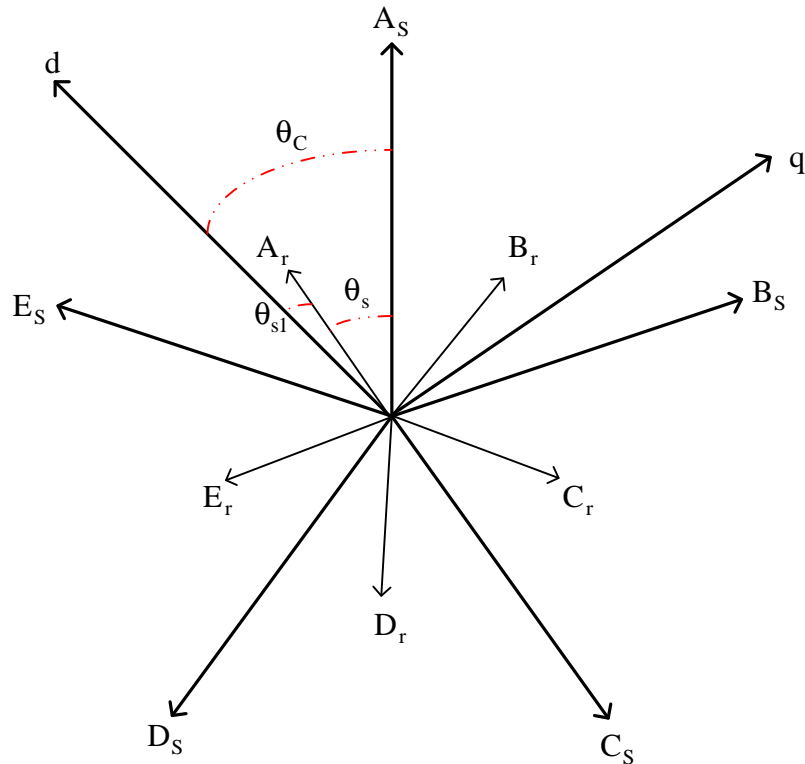


Figure (I.4) : Enroulements statoriques d'une machine double stator.

En prenant en considération les hypothèses citées précédemment, les équations qui décrivent le fonctionnement de la machine sont :

a. Equations électriques de la machine asynchrone :

Les équations des tensions des cinq phases statoriques, et rotoriques s'écrivent :

$$\begin{aligned} (V_s) &= R_s (I_s) + \frac{d}{dt} (\phi_s) \\ (0) &= R_r (I_r) + \frac{d}{dt} (\phi_r) \end{aligned} \quad (\text{I. 25})$$

Les flux sont donnés par :

$$\begin{aligned} (\phi_s) &= (L_{ss}) (I_s) + (M_{sr}) (I_r) \\ (\phi_r) &= (L_{rr}) (I_r) + (M_{rs}) (I_s) \end{aligned} \quad (\text{I. 26})$$

En remplaçant (I.25) dans (I.26) on obtient :

$$\begin{aligned} (\mathbf{V}_s) &= \mathbf{R}_s (\mathbf{I}_s) + \frac{d}{dt} ((\mathbf{L}_{ss}) (\mathbf{I}_s)) + \frac{d}{dt} ((\mathbf{M}_{sr}) (\mathbf{I}_r)) \\ (0) &= \mathbf{R}_r (\mathbf{I}_r) + \frac{d}{dt} ((\mathbf{L}_{rr}) (\mathbf{I}_r)) + \frac{d}{dt} ((\mathbf{M}_{rs}) (\mathbf{I}_s)) \end{aligned} \quad (\text{I. 27})$$

$$(\mathbf{V}_s) = (v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs} \quad v_{ds} \quad v_{es})^t \quad \text{Vecteurs tensions statorique}$$

$$(\mathbf{I}_s) = (I_{as} \quad I_{bs} \quad I_{cs} \quad I_{ds} \quad I_{es})^t \quad \text{Vecteurs courants statorique}$$

Avec : $(\mathbf{I}_r) = (I_{ar} \quad I_{br} \quad I_{cr} \quad I_{dr} \quad I_{er})^t \quad \text{Vecteurs courants statorique}$

$$(\Phi_s) = (\Phi_A \quad \Phi_B \quad \Phi_C \quad \Phi_D \quad \Phi_E)^t \quad \text{Vecteurs flux statorique}$$

$$(\Phi_r) = (\Phi_a \quad \Phi_b \quad \Phi_c \quad \Phi_d \quad \Phi_e)^t \quad \text{Vecteurs flux statorique}$$

Tels que les indices A, B, C, D, E font références au stator et les indices a, b, c, d, e au rotor.

Puisque : $[\Phi] = [L] \cdot [I]$, on peut écrire :

$$\begin{aligned} [V] &= [R] \cdot [I] + \frac{d([L] \cdot [I])}{dt} \\ [V] &= [R] \cdot [I] + [I] \cdot \frac{d[L]}{dt} + [L] \cdot \frac{d[I]}{dt} \\ [V] &= [R] \cdot [I] + [I] \cdot \frac{d[\theta]}{dt} \cdot \frac{d[L]}{d[\theta]} + [L] \cdot \frac{d[I]}{dt} \\ [V] &= [R] \cdot [I] + [I] \cdot \Omega_r \cdot \frac{d[L]}{d[\theta]} + [L] \cdot \frac{d[I]}{dt} \end{aligned} \quad (\text{I.28})$$

b. Equations mécaniques de la machine asynchrone :

Le couple électromagnétique développé s'écrit :

$$\begin{aligned} C_e &= p (\mathbf{I}_s)^t \frac{d}{d\theta} (\mathbf{M}_{sr}) (\mathbf{I}_r) \\ C_e - C_r &= J \frac{d}{dt} \Omega_r \quad \text{telle que } \Omega_r = \frac{d\theta}{dt} \end{aligned} \quad (\text{I.29})$$

Sans oublier que les matrices inductance stator, rotor et mutuelle s'écrivent :

$$\begin{aligned}
 (L_{ss}) &= \begin{pmatrix} L_s & M_s & M_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s & M_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s & M_s & M_s \\ M_s & M_s & M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & M_s & M_s & L_s \end{pmatrix} ; \quad (L_{rr}) = \begin{pmatrix} L_r & M_r & M_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r & M_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r & M_r & M_r \\ M_r & M_r & M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & M_r & M_r & L_r \end{pmatrix} \\
 (M_{sr}) = (M_{rs})^T &= M \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{5}) \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{5}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta) \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

θ : Angle électrique entre les axes des phases du stator et du rotor.

Les équations (I.26), ainsi obtenus, sont à coefficients variables entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (I.25) en vue de la commande. On peut réaliser un changement de base sur les grandeurs physiques (tension, flux et courant) qui conduit à une relation matricielle indépendante de l'angle θ . Ce changement de base est appelé transformation de Park. [Cha-05]

I. 3.2 Transformation de Park :

La transformation de Park consiste à transformer les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents. La transformation des grandeurs physiques est effectué à l'aide de la matrice $P(\theta)$ dite matrice de Park généralisé , qui est donnée par la combinaison de matrices Concordia (Repère stationnaire) et la matrice de repère rotatif comme suit : [Mah-99] ; Cette transformation conserve la puissance instantanée [Mic-04], qui permet de transformer les enroulement statoriques (A, B, C, D, E) et rotoriques (a, b, c, d, e) en des enroulement équivalents du point de vue électrique et magnétique et disposés selon deux axes (d,q) perpendiculaires en deux étapes:

A- Le modèle dans un repère stationnaire Concordia:

Les enroulements de la machine sont déplacés de $\gamma = 2\pi/n$ rad [Eti-05] [Tol-94]:

- Si n (nombre de phase) est pair:

$$[T]^t = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{\pi}{n}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{n}\right) & \dots & \cos\left(\frac{(n-1)\pi}{n}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{\pi}{n}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{n}\right) & \dots & \sin\left(\frac{(n-1)\pi}{n}\right) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 0 & 1 & \dots & 1 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

- Si n (nombre de phase) est impair:

$$[T]^t = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{\pi}{n}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{n}\right) & \dots & \cos\left(\frac{(n-1)\pi}{n}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{\pi}{n}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{n}\right) & \dots & \sin\left(\frac{(n-1)\pi}{n}\right) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \cos\left(\frac{(n-1)\pi/2}{n}\right) & \cos\left(\frac{(n-1)\pi}{n}\right) & \dots & \cos\left(\frac{(n-1)\pi(n-1)/2}{n}\right) \\ 0 & \cos\left(\frac{(n-1)\pi/2}{n}\right) & \cos\left(\frac{(n-1)\pi}{n}\right) & \dots & \cos\left(\frac{(n-1)\pi(n-1)/2}{n}\right) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & \dots & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

Dans notre cas on prend n = 5, On a : l'angle entre deux inductances successive $\gamma = 2\pi/5$

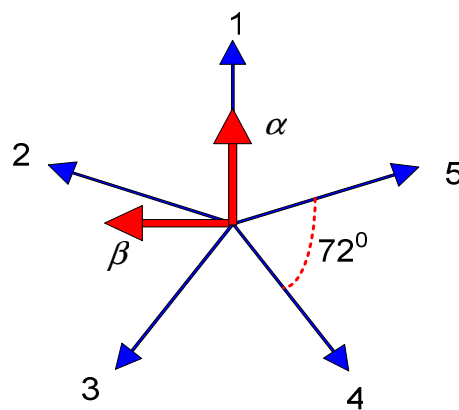


Figure (I.5) : Axes de projection

$$[T]^t = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\gamma) & \cos(2\gamma) & \cos(3\gamma) & \cos(4\gamma) \\ 0 & \sin(\gamma) & \sin(2\gamma) & \sin(3\gamma) & \sin(4\gamma) \\ 1 & \cos(3\gamma) & \cos(6\gamma) & \cos(9\gamma) & \cos(12\gamma) \\ 0 & \sin(3\gamma) & \sin(6\gamma) & \sin(9\gamma) & \sin(12\gamma) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

$$\Rightarrow [T]^t = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{6\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) \\ 0 & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \sin(\frac{4\pi}{5}) & \sin(\frac{6\pi}{5}) & \sin(\frac{8\pi}{5}) \\ 1 & \cos(\frac{6\pi}{5}) & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) \\ 0 & \sin(\frac{6\pi}{5}) & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \sin(\frac{8\pi}{5}) & \sin(\frac{4\pi}{5}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.33)$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_{Z1} \\ x_{Z2} \\ x_{Z3} \end{bmatrix} = [T]^t \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \\ x_D \\ x_E \end{bmatrix} \quad (I.34)$$

B- Le modèle dans un repère rotatif :

Afin d’exprimer toutes les grandeurs dans un même repère, les grandeurs statoriques et rotoriques sont projetés dans un repère tournant (d, q) décalé de Ψ par rapport au repère fixe (α, β), cette transformation se fait à partir de la matrice de rotation D.

$$D = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \\ & & [I]^{3 \times 3} \end{bmatrix} \quad (I.35)$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_{h1} \\ x_{h2} \\ x_{h3} \end{bmatrix} = D \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_{Z1} \\ x_{Z2} \\ x_{Z3} \end{bmatrix} \quad (I.36)$$

Pour les grandeurs statoriques ($\phi = \psi$) et pour les grandeurs rotoriques ($\phi = \psi - \theta$). L'application du changement de repère précédent aux équations électriques et magnétiques de la machine.

Park généralisé [Tol-94] $P=D*[T]^t$ (I.37)

$$P = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \gamma) & \cos(\theta - 2\gamma) & \cos(\theta - 3\gamma) & \cos(\theta - 4\gamma) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - 2\gamma) & -\sin(\theta - 3\gamma) & -\sin(\theta - 4\gamma) \\ 1 & \cos(3\gamma) & \cos(6\gamma) & \cos(9\gamma) & \cos(12\gamma) \\ 0 & \sin(3\gamma) & \sin(6\gamma) & \sin(9\gamma) & \sin(12\gamma) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.38)$$

On remarque que les formules des phases x_{h1} , x_{h2} et x_{h3} sont indépendantes de θ se qui ramène la matrice de Park à être écrite sous la forme ci-dessous, ce qui ramène a définir trois composantes , que nous appelons les composantes zéro [Sem-04]:

$$P = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{6\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{8\pi}{5}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{5}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{5}) & -\sin(\theta - \frac{6\pi}{5}) & -\sin(\theta - \frac{8\pi}{5}) \end{bmatrix} \quad (I.39)$$

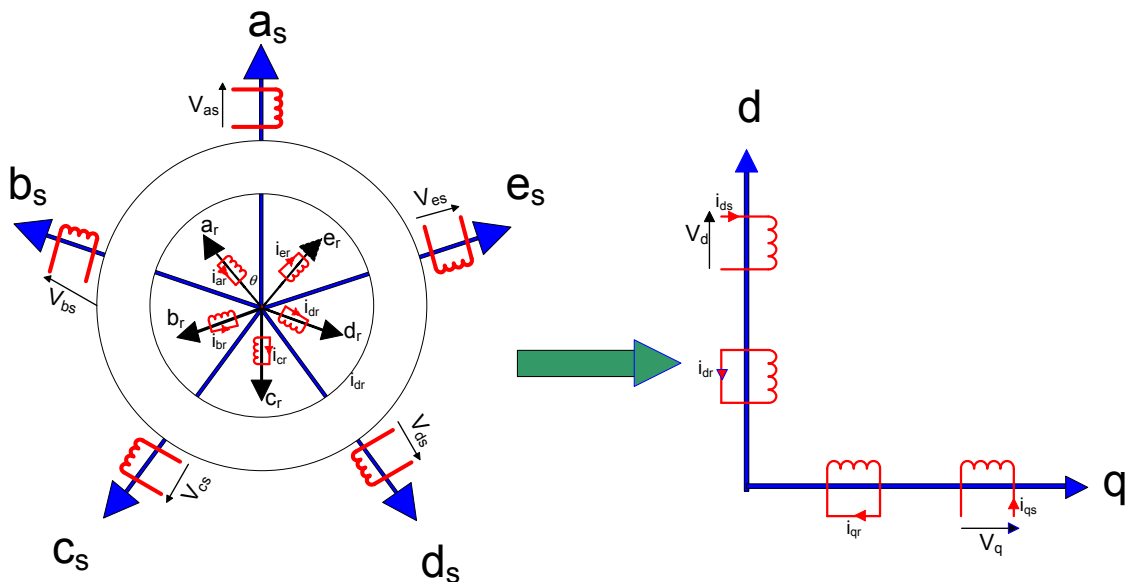


Figure (I.6) : Modélisation de la MAS pentaphasée dans le repère d et q.

I.3.3 Equations dans les axes d et q :

a. Equations électriques d'un enroulement pentaphasé dans les axes d et q :

Dans ce paragraphe, nous allons donner les équations électriques de la machine asynchrone dans le système biphasé en appliquant la transformation de Park à l'équation (I.25).

❖ Pour le stator on applique la transformation linéaire à l'équation (I.25) :

$$[P(\theta_c)]^{-1} \cdot [V_{sc}] = [R_s] \cdot \{ [P(\theta_c)]^{-1} \cdot [I_{sc}] \} + \frac{d}{dt} \{ [P(\theta_c)]^{-1} \cdot [\phi_{sc}] \} \quad (I.40)$$

En multipliant l'équation (I.40) par $[P(\theta_c)]$ des deux cotés on obtient :

$$[V_{sc}] = [R_s] \cdot [I_{sc}] + [P(\theta_c)] \frac{d}{dt} \{ [P(\theta_c)]^{-1} \cdot [\phi_{sc}] \} \quad (I.41)$$

Et d'autre part :

$$\frac{d}{dt} \{ [P(\theta_c)]^{-1} \cdot [\phi_{sc}] \} = [\phi_{sc}] \frac{d}{dt} \{ [P(\theta_c)]^{-1} \} + \{ [P(\theta_c)]^{-1} \} \cdot \frac{d}{dt} [\phi_{sc}] \quad (I.42)$$

On obtient :

$$[V_{sc}] = [R_s] \cdot [I_{sc}] + \frac{d}{dt} \{ [\phi_{sc}] \} + [\phi_{sc}] \cdot [P(\theta_c)] \frac{d}{dt} \{ [P(\theta_c)]^{-1} \} \quad (I.43)$$

D'après [Mic-04] [Tam-06]:

$$[P(\psi)] \frac{d}{dt} \left([P(\psi)]^{-1} \right) = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \\ [0]^{3 \times 3} \end{bmatrix} \cdot \frac{d(\psi)}{dt} \quad (I.44)$$

On obtient finalement le modèle électrique dynamique pour l'enroulement statorique biphasé équivalent :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_c \\ \omega_c & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.45)$$

- ❖ Pour le rotor, si on suit les mêmes démarches que celles faites pour le stator. On obtiendra le modèle électrique dynamique pour l'enroulement rotorique biphasé équivalent :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{s1} \\ \omega_{s1} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.46)$$

On note que :

- Pour la transformation de Park faite au niveau du stator l'angle ψ est remplacé par θ_c
- Pour la transformation de Park faite au niveau du rotor l'angle ψ est remplacé par $\theta_{s1} = (\theta_c - \theta)$

b. Equations magnétiques d'un enroulement pentaphasé dans les axes d et q :

En appliquant la transformé de Park aux équations du flux et en développant leurs expressions, nous obtenons :

- Pour le stator :

$$[\Phi_{sc}] = [P(\theta_c)] \cdot \{ [L_s] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \} \quad (I.47)$$

Soit :

$$[\Phi_{sc}] = [P(\theta_c)] \cdot [L_s] \cdot \{ [P(\theta_c)]^{-1} \cdot [I_{sc}] \} + [P(\theta_c)] \cdot [M_{sr}] \cdot \{ [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [I_{rc}] \} \quad (I.48)$$

- Pour le rotor :

$$[\Phi_{rc}] = [P(\theta_r)] \cdot \{ [L_r] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s] \} \quad (I.49)$$

Soit :

$$[\Phi_{rc}] = [P(\theta_r)] \cdot [L_r] \cdot \{ [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [I_{rc}] \} + [P(\theta_r)] \cdot [M_{rs}] \cdot \{ [P(\theta_c)]^{-1} \cdot [I_{sc}] \} \quad (I.50)$$

Choix du référentiel :

- **Référentiel lié au stator :** Ce référentiel est immobile par rapport au stator, utilisé pour l'étude du démarrage et freinage des machines à courant alternatif avec branchement de résistances ; est le mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

$$\omega_c = \frac{d}{dt} \theta_c = 0$$

$$\omega_{s1} = \frac{d}{dt} \theta_{s1} = -\omega$$

- **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.

$$\omega_c = \frac{d}{dt} \theta_c = \omega \qquad \omega_{s1} = \frac{d}{dt} \theta_{s1} = 0$$

- **Référentiel lié au champ tournant :** Ce dernier est utilisé pour la commande des machines synchrones et asynchrones. $\omega_{s1} = \omega_s - \omega$ et $\omega_c = \omega_s$

e. Equations finales :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (I. 51)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{array} \right. \quad (I. 52)$$

Afin de concevoir le modèle complet il faut ajouter nécessairement l'équation mécanique caractérisant le mode lent de la machine. Le couple électrique, fourni par la machine et l'équation mécanique de mouvement s'exprime comme suit :

$$C_{em} = \frac{M_p}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (I. 53)$$

$$C_e - C_r = J \frac{d}{dt} \Omega_r$$

I.3.4. Mise sous forme d'équation d'état :

Vu la nécessité de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone sous forme d'équation d'état, et en manipulant les équations électriques (I.51) et (I.52), on

aboutit à la forme d'état suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{X} = F_x(X, U, t) \\ Y = F_y(X, U, t) \end{array} \right.$$

Avec :

X : vecteur d'état

U : vecteur d'entrée

Y : vecteur de sortie

On peut choisir indifféremment les composantes du vecteur « X ». Telle que :

$$X = (\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, i_{ds}, i_{qs}, \Omega)^t$$

On aura ainsi le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = AX_1 + BU \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_e - C_r - K_f \Omega) \end{cases} \quad (I. 54)$$

Avec :

$$X_1 = (\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, i_{ds}, i_{qs})^t \quad ; \quad \Omega = \frac{\omega}{p}$$

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

$T_r = L_r / R_r$: Constante de temps rotorique.

$T_s = L_s / R_s$: Constante de temps staotrique.

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$: Coefficient de fuites totales.

I.3.5 Simulations et interprétations :

Nous avons fait une simulation numérique démarrage à vide avec application d'un couple résistant correspondant au couple nominal entre deux instants 1 s et 1,5 s. Les résultats de simulation sont donnés par la figure (I-7).

On remarque qu'à l'application d'un couple de charge nominale, le couple électromagnétique compense instantanément cette perturbation, cela induit une chute de vitesse de 100 tr/mn qui traduit un glissement supplémentaire correspondant au glissement

nominal de la machine. Même constatation pour le flux rotorique résultant ϕ_{r1} ($\phi_{r1} = 1.4$ Wb), par contre en remarque une augmentation des valeurs maximale des courants i_{s1} et i_{r1} où il arrivent jusqu'aux 5.16 A pour i_{s1} et 4 A pour i_{r1} .

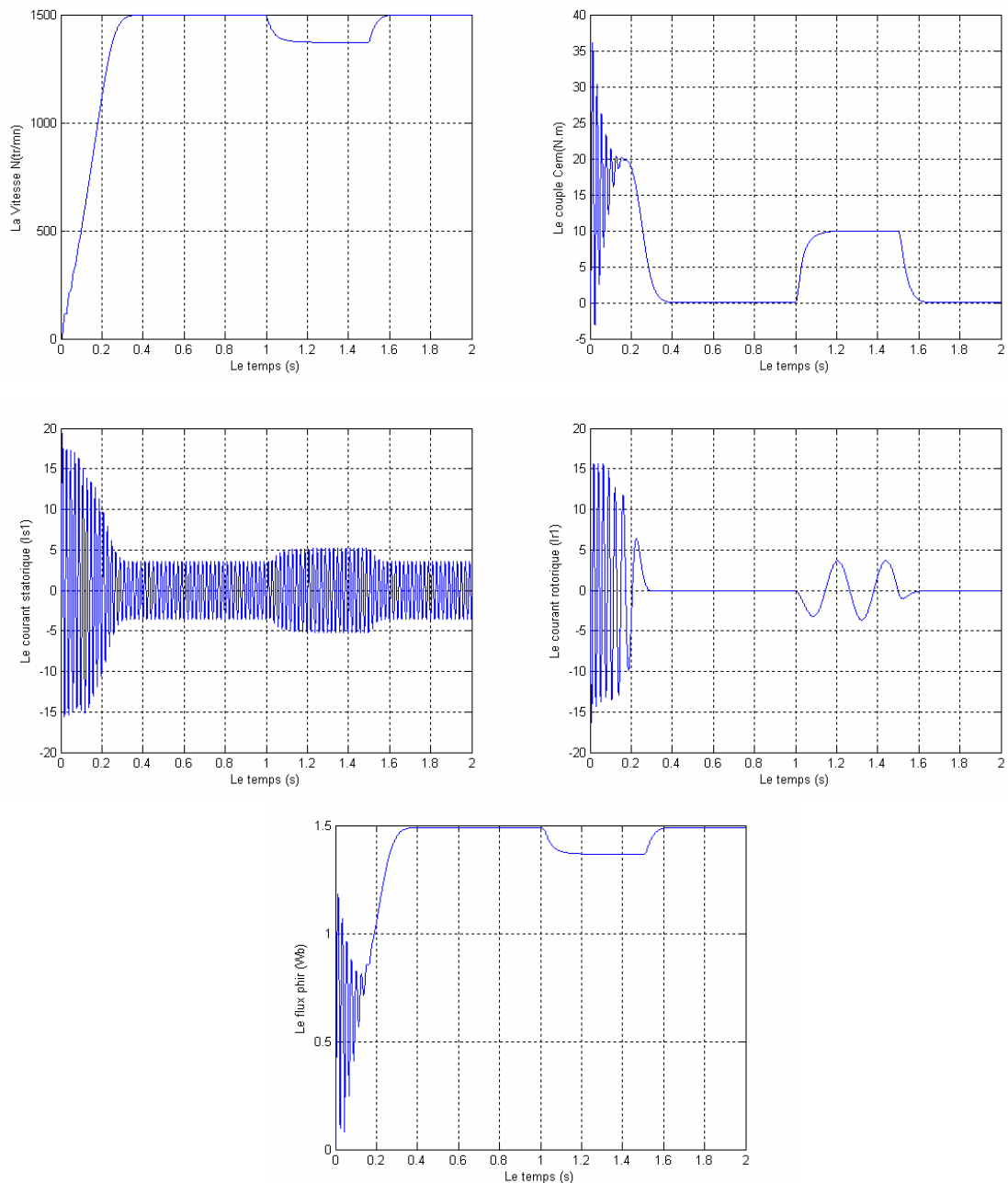


Figure (I.7) : Résultat de simulation de la machine asynchrone pentaphasée avec application d'une charge nominale $C_r=10$ N.m entre $t = 1$ s et $t = 1,5$ s.

I.4 Conclusion :

Ce chapitre présente les moteurs polyphasés avec la modélisation de deux types de moteurs :

1. la machine asynchrone double étoile.
2. La machine asynchrone pentaphasée.

Dans notre étude nous nous sommes intéressés à la modélisation et la simulation des deux moteurs par le logiciel MATLAB/ SIMULINK. La machine asynchrone est imposée dans l'industrie grâce à sa robustesse, sa simplicité de construction et nombre de phase ; par contre sa simulation est difficile, car le modèle est fortement non linéaire. Actuellement, la disponibilité de puissants outils informatiques de calcul permet de surmonter cette difficulté. Le processus de démarrage du moteur est simulé à vide, suivi de l'application d'une charge nominale entre deux instants et enfin démarrage en charge. Les résultats obtenus montrent la validité du modèle développé.

*CHAPITRE II**MODELISATION DU CONVERTISSEUR MATRICIEL
PENTAPHASEE*

II.1 Introduction :

Dans ce chapitre, on va étudier un convertisseur statique à structure matricielle qu'on appelle « **Convertisseur matriciel** ». Ce dernier permet la conversion directe alternative – alternative sans circuit intermédiaire continu caractérisant les convertisseurs conventionnels (redresseur - onduleur).

Ainsi il est primordial d'en établir le modèle de commande qui est déduit d'un modèle de connaissance du convertisseur, en utilisant les réseaux de Pétri, les fonctions de connexion et les fonctions de conversion.

II. 2 Structure et fonctionnement du convertisseur matriciel :

II. 2. 1 Structure du convertisseur matriciel :

Le convertisseur matriciel est un convertisseur statique de fréquence, il permet la conversion directe c'est à dire sans avoir recours à un circuit intermédiaire continu. Ce dernier est la caractéristique principale des convertisseurs conventionnels redresseur - onduleur. Il permet d'avoir en sortie un système polyphasé de tensions variables en amplitude et en fréquence à partir d'une entrée d'un système polyphasé de tensions fixe du réseau d'alimentation [Dah-04].

Ce convertisseur est caractérisé par une topologie matricielle de vingt-cinq interrupteurs (matrice $[5 \times 5]$), tel que les cinq phases d'entrées du réseau sont interconnectées aux cinq phases de sortie du convertisseur par le biais de commutateurs de puissance bidirectionnels.

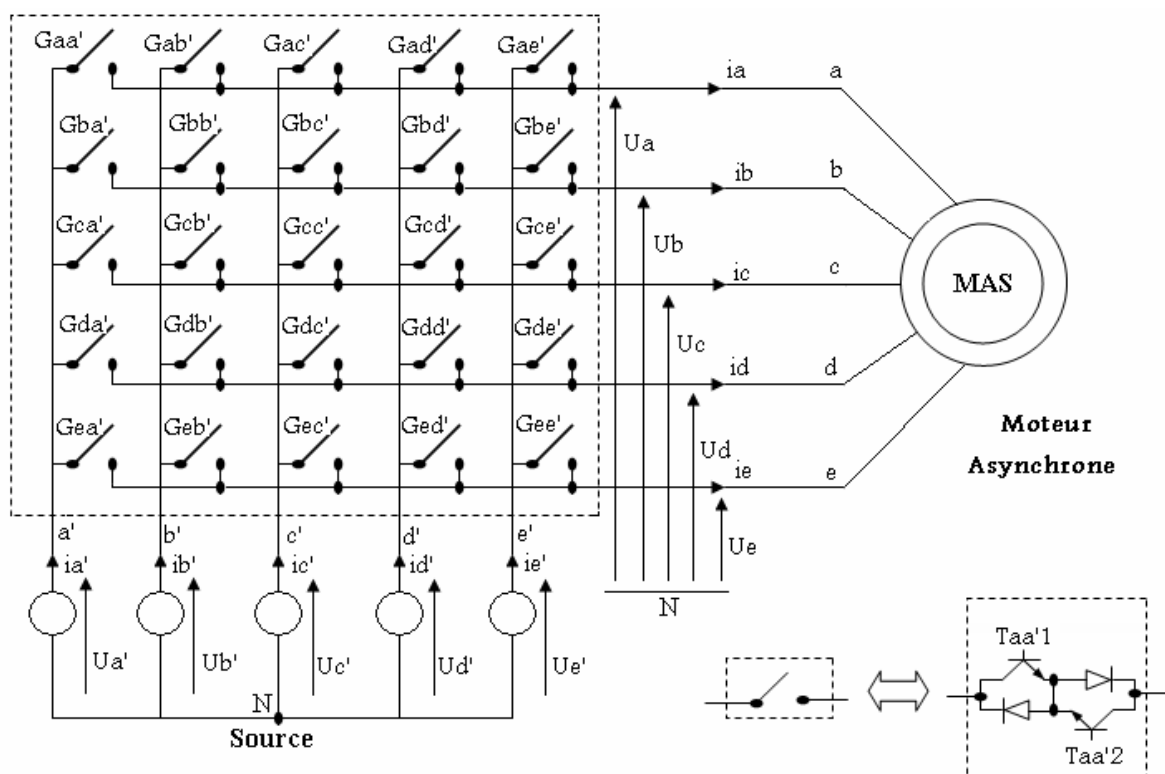


Figure (II. 1) : Schéma de principe du convertisseur matriciel.

II.2. 2 Fonctionnement du convertisseur matriciel :

A partir de la topologie du convertisseur on constate l'existence de cinq cellules de commutation (cellule a, b, c, d et e) et chacune d'elles porte cinq interrupteurs. D'après les théories de probabilité on peut donc avoir 2^{25} configurations possibles, car le convertisseur possède vingt-cinq interrupteurs et chacun peut être à l'état ouvert ou fermé.

Puisque le convertisseur idéalisé est un élément de couplage, le respect du principe de causalité conduit à des règles précises concernant le groupement d'interrupteurs formant le convertisseur :

- les sources situées de part et d'autre du groupement sont nécessairement de natures différentes.
- La continuité énergétique impose de ne retenir, parmi les configurations possibles de la partie opérative, que celles qui sont physiquement réalisables : une source de tension non nulle ne peut être mise en court circuit, une source de courant non nul ne peut être mise en circuit ouvert [Hau-99].

Finalement on déduit que pour chaque cellule un et un seul commutateur doit être fermé, se qui réduit le nombre de configurations possibles à 5^5 .

II.2. 3 Fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel :

Vu la symétrie fonctionnelle des cellules de commutation, ainsi par rapport à la commande, l'étude du convertisseur matriciel se limite à l'étude d'une cellule de commutation [Abr-04]. Dans chaque cellule on distingue cinq configurations possibles qui sont caractérisées par des grandeurs électriques (Tableau. II. 1).

La configuration	La grandeur électrique qui le caractérise
E_1	$U_a=U_a'$
E_2	$U_a=U_b'$
E_3	$U_a=U_c'$
E_4	$U_a=U_d'$
E_5	$U_a=U_e'$

Tableau (II. 1) : Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible du convertisseur matriciel.

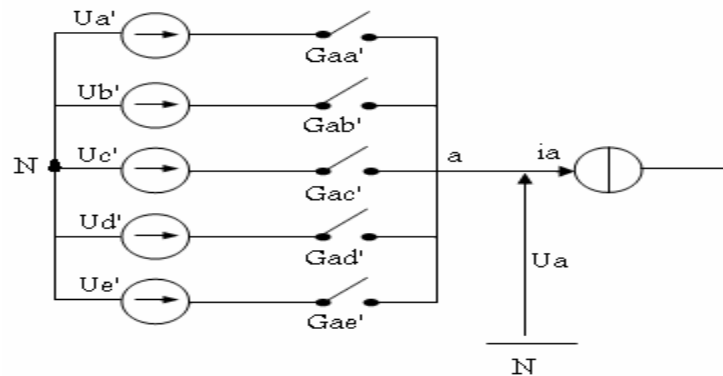


Figure (II. 2) : Schéma de principe d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.

II.2. 4 Les différentes configurations d'une cellule d'un convertisseur matriciel et l'application du réseau de Pétri :

Les réseaux de Pétri sont dédiés à la description des systèmes séquentiels. Les états stables sont appelés « **places** » et les conditions de passage d'une place à l'autre sont nommées « **transitions** ». Ils sont très souvent utilisés en conception logique pour décrire les machines d'états régissant le fonctionnement du système.

Nous pouvons utiliser les réseaux de Pétri en électronique de puissance pour décrire les différents états d'un composant.

II. 2. 4.1 Les différentes configurations d'une cellule du convertisseur matriciel :

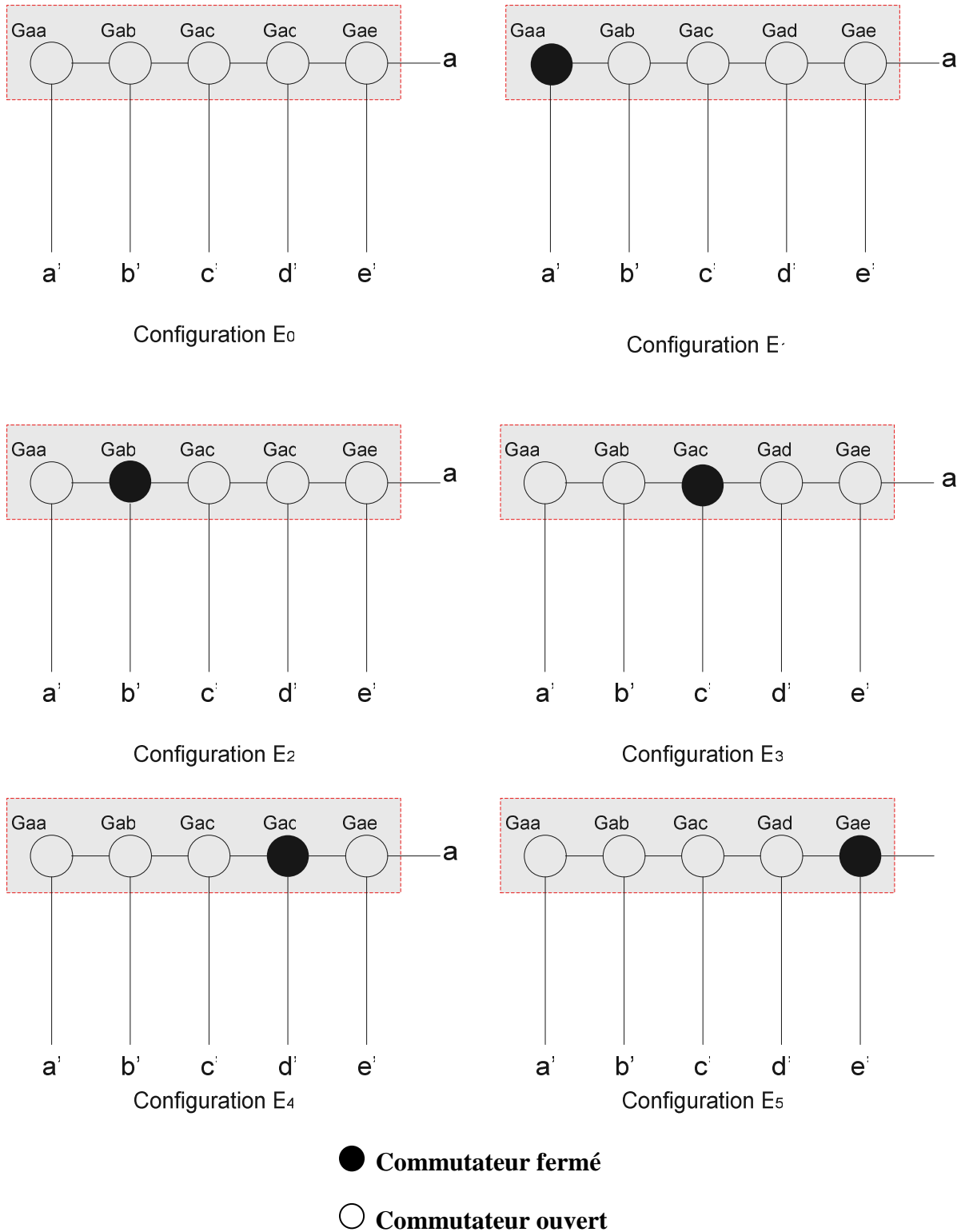


Figure (II. 3) : Les six configurations possibles d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.

II. 2. 4. 2 Application du réseau de Pétri à une cellule de commutation du convertisseur matriciel :

En analysant les conditions entre les différentes configurations possibles illustrées précédemment, on arrive à préciser les réceptivités du réseau de Pétri de fonctionnement d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel, qui sont :

$$R_{10} = R_{20} = R_{30} = R_{40} = R_{50} = (T_{aa'}=0) \& (T_{ab'}=0) \& (T_{ac'}=0) \& (T_{ad'}=0) \& (T_{ae'}=0)$$

$$R_{01} = (T_{aa'}=1) \& (T_{ab'}=0) \& (T_{ac'}=0) \& (T_{ad'}=0) \& (T_{ae'}=0)$$

$$R_{02} = (T_{aa'}=0) \& (T_{ab'}=1) \& (T_{ac'}=0) \& (T_{ad'}=0) \& (T_{ae'}=0)$$

$$R_{03} = (T_{aa'}=0) \& (T_{ab'}=0) \& (T_{ac'}=1) \& (T_{ad'}=0) \& (T_{ae'}=0)$$

$$R_{04} = (T_{aa'}=0) \& (T_{ab'}=0) \& (T_{ac'}=0) \& (T_{ad'}=1) \& (T_{ae'}=0)$$

$$R_{05} = (T_{aa'}=0) \& (T_{ab'}=0) \& (T_{ac'}=0) \& (T_{ad'}=0) \& (T_{ae'}=1)$$

$$R_{12} = (E_1) \& (T_{aa'}=0) \& (T_{ab'}=1) \& (T_{ac'}=0) \& (T_{ad'}=0) \& (T_{ae'}=0)$$

$$R_{21} = (E_2) \& (T_{aa'}=1) \& (T_{ab'}=0) \& (T_{ac'}=0) \& (T_{ad'}=0) \& (T_{ae'}=0)$$

$$R_{23} = (E_2) \& (T_{aa'}=0) \& (T_{ab'}=0) \& (T_{ac'}=1) \& (T_{ad'}=0) \& (T_{ae'}=0)$$

$$R_{32} = (E_3) \& (T_{aa'}=0) \& (T_{ab'}=1) \& (T_{ac'}=0) \& (T_{ad'}=0) \& (T_{ae'}=0)$$

$$R_{43} = (E_4) \& (T_{aa'}=0) \& (T_{ab'}=0) \& (T_{ac'}=1) \& (T_{ad'}=0) \& (T_{ae'}=0)$$

$$R_{34} = (E_3) \& (T_{aa'}=0) \& (T_{ab'}=0) \& (T_{ac'}=0) \& (T_{ad'}=1) \& (T_{ae'}=0)$$

$$R_{54} = (E_5) \& (T_{aa'}=0) \& (T_{ab'}=0) \& (T_{ac'}=0) \& (T_{ad'}=1) \& (T_{ae'}=0)$$

$$R_{45} = (E_4) \& (T_{aa'}=0) \& (T_{ab'}=0) \& (T_{ac'}=0) \& (T_{ad'}=0) \& (T_{ae'}=1)$$

$$R_{51} = (E_5) \& (T_{aa'}=1) \& (T_{ab'}=0) \& (T_{ac'}=0) \& (T_{ad'}=0) \& (T_{ae'}=0)$$

$$R_{15} = (E_1) \& (T_{aa'}=0) \& (T_{ab'}=0) \& (T_{ac'}=0) \& (T_{ad'}=0) \& (T_{ae'}=1)$$

La variable R_{MN} représente la réceptivité de transition de la configuration E_M à la configuration E_N .

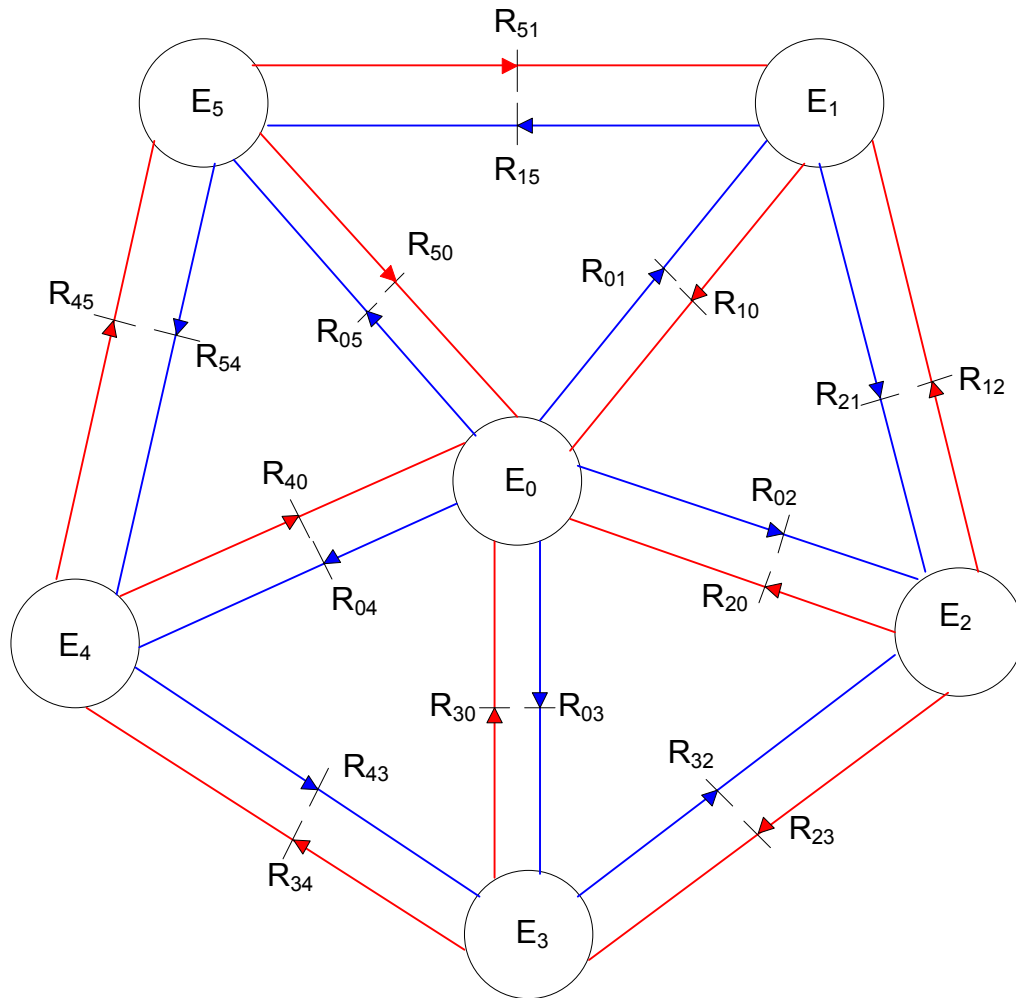


Figure (II. 4): Réseau de Pétri en fonctionnement d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.

II. 3 Modélisation en vue de la commande :

II. 3. 1 Hypothèses :

- 🚦 La commutation des interrupteurs est supposée parfaite.
- 🚦 La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation.

II. 3. 2 Commandabilité des convertisseurs statiques :

Lorsque le changement d'état d'un convertisseur statique est imposé par l'évolution de la commande interne (externe), la commutation est dite spontanée (commandée).

La commande interne est déterminée par le signe des grandeurs électriques de l'environnement de l'interrupteur (u, i). La commande externe correspond aux ordres logiques issus de la commande rapprochée [Bru-96].

Par définition, un interrupteur est déclaré totalement commandable si son changement d'état ne dépend que de la commande externe (commande des bases de semi conducteurs) [Hau-99].

II.3. 2. 1 Fonction et matrice de connexion des interrupteurs :

La fonction de connexion f_{ij} permet de lier entre les grandeurs électriques propres à l'interrupteur et les grandeurs imposées par les sources tel que [Bru-96] :

$$\begin{cases} i(t) = f_{ij}(t).i_s(t) \\ u(t) = (1-f_{ij}(t)).u_s(t) \end{cases} \quad (\text{II. 1})$$

Avec :

- $f_{ij}=1$ quand l'interrupteur G_{ij} est fermé.
- $f_{ij}=0$ quand l'interrupteur G_{ij} est ouvert.
- $i = a, b, c, d, e$ et $j = a', b', c', d', e'$.
- (u, i) : grandeurs électriques propres à l'interrupteur (grandeurs modulées).
- (u_s, i_s) : grandeurs imposées par les sources connectées à interrupteur (grandeurs commutées).

L'ensemble des fonctions de connexion forme les éléments d'une matrice dite matrice de connexion $[F]$ tel que :

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{aa'} & f_{ab'} & f_{ac'} & f_{ad'} & f_{ae'} \\ f_{ba'} & f_{bb'} & f_{bc'} & f_{bd'} & f_{be'} \\ f_{ca'} & f_{cb'} & f_{cc'} & f_{cd'} & f_{ce'} \\ f_{da'} & f_{db'} & f_{dc'} & f_{dd'} & f_{de'} \\ f_{ea'} & f_{eb'} & f_{ec'} & f_{ed'} & f_{ee'} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 2})$$

II.3. 2. 2 Fonction génératrice de connexion des interrupteurs :

On définit la fonction génératrice de connexion f_{ij}^g des interrupteurs G_{ij} comme étant la valeur moyenne de la fonction de connexion discontinue f_{ij} sur une période de commutation T (T supposée infiniment petite).

$$f_{ij}^g = \frac{1}{T} \int_0^T f_{ij}(\tau) d\tau \quad \left(0 \leq f_{ij}^g \leq 1 \right) \quad (\text{II. 3})$$

Avec $i=a, b, c, d, e$ et $j=a', b', c', d', e'$.

II. 3. 3 Modélisation aux valeurs instantanées :

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association du convertisseur matriciel et de sa charge couplée en étoile avec neutre isolé, car on se ramène toujours à une configuration où les sources de tension sont couplées en polygones et où les sources de courant sont connectées en étoile. Ce choix d'association des sources élimine implicitement la présence de toute composantes homopolaire [Bru-96].

Avant d'aborder ce paragraphe, on va définir les notations suivantes :

- U_a, U_b, U_c, U_d et U_e : Tensions des phases a, b, c, d et e par rapport au neutre N du réseau.
- V_a, V_b, V_c, V_d et V_e : Tensions simples des phases a, b, c, d et e par rapport au neutre N' de la charge pentaphasée.
- $U_{a'}, U_{b'}, U_{c'}, U_{d'}$ et $U_{e'}$: Tensions des phases a', b', c', d' et e' par rapport au neutre N du réseau.

Les tensions V_a, V_b, V_c, V_d et V_e sont données en fonctions des tensions U_a, U_b, U_c, U_d et U_e comme suit [All-05]:

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{5}(4.U_a - U_b - U_c - U_d - U_e) \\ V_b = \frac{1}{5}(4.U_b - U_a - U_c - U_d - U_e) \\ V_c = \frac{1}{5}(4.U_c - U_a - U_b - U_d - U_e) \\ V_d = \frac{1}{5}(4.U_d - U_a - U_b - U_c - U_e) \\ V_e = \frac{1}{5}(4.U_e - U_a - U_b - U_c - U_d) \end{cases} \quad (\text{II. 4})$$

II. 3. 3.1 Grandeurs électriques et leurs matrices de conversion :

Dans ce qui suit on considère par convention que le récepteur est une source de courant et que l'alimentation est une sources de tension.

a. Matrice de conversion des courants :

Les courants modulés ($i_{a'}$, $i_{b'}$, $i_{c'}$, $i_{d'}$ et $i_{e'}$) de la source de tension sont liés simultanément à l'état des cellules de commutation et aux courants commutés délivrés par la source de courants (i_a , i_b , i_c , i_d et i_e).

La conversion appliquée sur la source de courant peut être exprimée par :

$$[i] = [F]^T \cdot [i_s] \quad (\text{II. 5})$$

Avec : $[i_s] = [i_a \ i_b \ i_c \ i_d \ i_e]^T$ Vecteur des courants commutés.

$[i] = [i_{a'} \ i_{b'} \ i_{c'} \ i_{d'} \ i_{e'}]^T$ Vecteur des courants modulés.

$$\text{Donc :} \quad \begin{bmatrix} i_{a'} \\ i_{b'} \\ i_{c'} \\ i_{d'} \\ i_{e'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{aa'} & f_{ba'} & f_{ca'} & f_{da'} & f_{ea'} \\ f_{ab'} & f_{bb'} & f_{cb'} & f_{db'} & f_{eb'} \\ f_{ac'} & f_{bc'} & f_{cc'} & f_{dc'} & f_{ec'} \\ f_{ad'} & f_{bd'} & f_{cd'} & f_{dd'} & f_{ed'} \\ f_{ae'} & f_{be'} & f_{ce'} & f_{de'} & f_{ee'} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_d \\ i_e \end{bmatrix} \quad (\text{II. 6})$$

$$\text{Que l'on note:} \quad \begin{bmatrix} i_{a'} \\ i_{b'} \\ i_{c'} \\ i_{d'} \\ i_{e'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I \\ M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_d \\ i_e \end{bmatrix} \quad (\text{II. 7})$$

Telle que la matrice $\begin{bmatrix} I \\ M \end{bmatrix}$ ainsi obtenue est dite **matrice de conversion des courants**.

b. Matrice de conversion des tensions :

De même, les tensions composées et modulées (U_a , U_b , U_c , U_d , U_e) aux bornes des sources de courants dépendent essentiellement de l'état des cellules de commutation et des tensions commutées ($U_{a'}$, $U_{b'}$, $U_{c'}$, $U_{d'}$ et $U_{e'}$) délivrées par la source de tension.

La conversion appliquée sur la source de tension peut être exprimée par :

$$[U] = [F][U_s] \quad (\text{II. 8})$$

Avec :

$$[U_s] = [U_{a'} \ U_{b'} \ U_{c'} \ U_{d'} \ U_{e'}]^T \text{ Vecteur des tensions commutées.}$$

$$[U] = [U_a \ U_b \ U_c \ U_d \ U_e]^T \text{ Vecteur des tensions modulées.}$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \\ U_d \\ U_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{aa'} & f_{ab'} & f_{ac'} & f_{ad'} & f_{ae'} \\ f_{ba'} & f_{bb'} & f_{bc'} & f_{bd'} & f_{be'} \\ f_{ca'} & f_{cb'} & f_{cc'} & f_{cd'} & f_{ce'} \\ f_{da'} & f_{db'} & f_{dc'} & f_{dd'} & f_{de'} \\ f_{ea'} & f_{eb'} & f_{ec'} & f_{ed'} & f_{ee'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{a'} \\ U_{b'} \\ U_{c'} \\ U_{d'} \\ U_{e'} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 9})$$

Que l'on note:

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \\ U_d \\ U_e \end{bmatrix} = [M^U] \begin{bmatrix} U_{a'} \\ U_{b'} \\ U_{c'} \\ U_{d'} \\ U_{e'} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 10})$$

La matrice $[M^U]$ ainsi obtenue est dite « **matrice de conversion des tensions** ».

II. 3. 3. 2 La matrice de conversion du convertisseur matriciel :

La matrice de conversion du convertisseur matriciel permet de lier entre les grandeurs modulées et les grandeurs commutées des courants et des tensions et on l'exprime comme suivant :

$$[G_m] = [N(t)][G_c]$$

Avec :

$$[G_m] = [U_a \ U_b \ U_c \ U_d \ U_e \ i_a' \ i_b' \ i_c' \ i_d' \ i_e']^T \text{ Vecteurs des grandeurs modulées.}$$

$$[G_c] = [U_{a'} \ U_{b'} \ U_{c'} \ U_{d'} \ U_{e'} \ i_a \ i_b \ i_c \ i_d \ i_e]^T \text{ Vecteurs des grandeurs commutées.}$$

$$\text{Soit : } \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \\ U_d \\ U_e \\ i_{a'} \\ i_{b'} \\ i_{c'} \\ i_{d'} \\ i_{e'} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{a'} \\ U_{b'} \\ U_{c'} \\ U_{d'} \\ U_{e'} \\ i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_d \\ i_e \end{bmatrix} \quad (\text{II. 11})$$

Avec :

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} [M^U] & [0] \\ [0] & [M^I] \end{bmatrix}$$

La matrice $[N(t)]$ ainsi obtenue est dite : « **la matrice de conversion du convertisseur matriciel** ».

Finalement on aura :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \\ U_d \\ U_e \\ i_{a'} \\ i_{b'} \\ i_{c'} \\ i_{d'} \\ i_{e'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{aa'} & f_{ab'} & f_{ac'} & f_{ad'} & f_{ae'} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ f_{ba'} & f_{bb'} & f_{bc'} & f_{bd'} & f_{be'} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ f_{ca'} & f_{cb'} & f_{cc'} & f_{cd'} & f_{ce'} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ f_{da'} & f_{db'} & f_{dc'} & f_{dd'} & f_{de'} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ f_{ea'} & f_{eb'} & f_{ec'} & f_{ed'} & f_{ee'} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & f_{aa'} & f_{ba'} & f_{ca'} & f_{da'} & f_{ea'} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & f_{ab'} & f_{bb'} & f_{cb'} & f_{db'} & f_{eb'} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & f_{ac'} & f_{bc'} & f_{cc'} & f_{dc'} & f_{ec'} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & f_{ad'} & f_{bd'} & f_{cd'} & f_{dd'} & f_{ed'} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & f_{ae'} & f_{be'} & f_{ce'} & f_{de'} & f_{ee'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{a'} \\ U_{b'} \\ U_{c'} \\ U_{d'} \\ U_{e'} \\ i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_d \\ i_e \end{bmatrix} \quad (\text{II. 12})$$

II. 3. 3 Modèle de connaissance du convertisseur matriciel :

Fondamentalement, le convertisseur matriciel est une matrice de commutateurs (interrupteurs) qui permet de lier entre deux sources différentes (source de courant et source de tension). Par conséquent son fonctionnement interne est lié à deux types de variables :

1. variables discrètes.
2. variables continues.

Les variables discrètes sont les ordres d'ouverture et de fermeture appliqués aux commutateurs correspondant à la commande des bases des semi-conducteurs (commande externe) et les variables continues sont issues des sources dont l'état généralisé constitue la commande interne.

Dés lors, le modèle de connaissance de ce convertisseur peut se décomposer en deux parties distinctes (figure. II. 5) :

- **la partie commande** : elle établit la relation entre le réseau de Pétri du fonctionnement du convertisseur en mode commandable et les fonctions de connexion et de conversion.
- **La partie opérative** : elle détermine l'évolution des variables continues affectées par la matrice de conversion. De même, cette partie est décomposée en deux blocs, un bloc discontinu décrivant l'effet des fonctions de conversion sur les grandeurs électriques et un bloc continu contenant les équations d'état associés aux sources et aux éléments passifs.

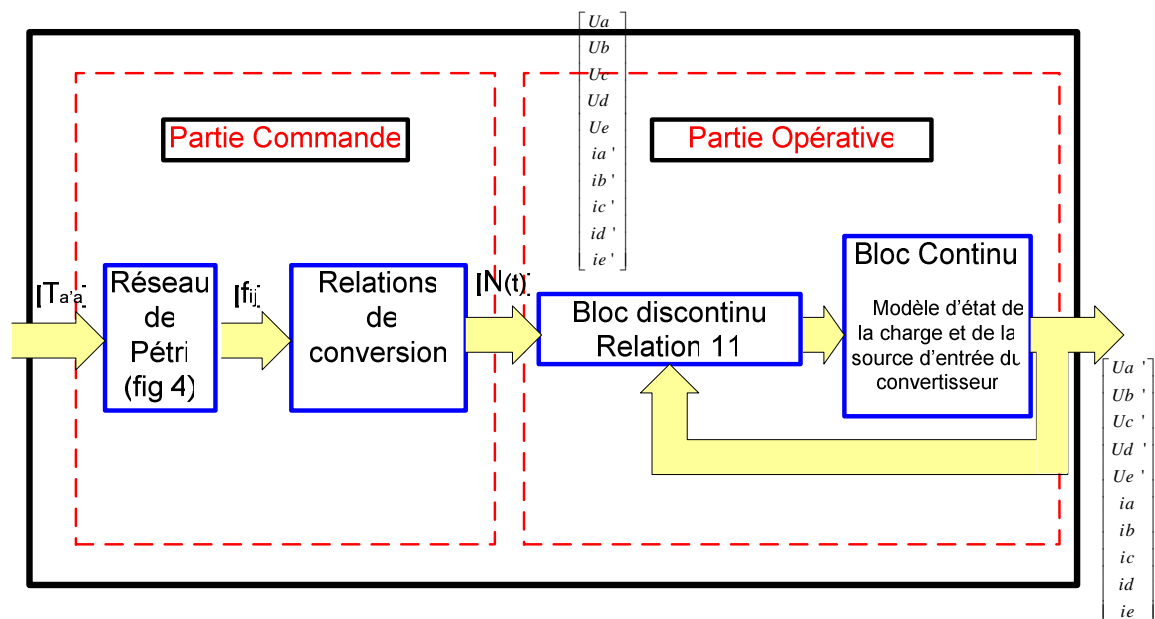


Figure (II. 5) : Modèle de connaissance du convertisseur matriciel.

II. 3. 4 Modélisation aux valeurs moyennes : modèle de commande :

Le modèle de connaissance global présenté précédemment (figure.II-5) est bien adapter à la simulation, et donc à la validation des stratégies de commande. Il n'est pas adapté à la commande à cause de la présence du bloc discontinu.

Donc pour passer du modèle de connaissance du convertisseur matriciel à son modèle de commande, on doit rendre le bloc discontinu continu [Ber-95]. Pour cela, on a besoin d'introduire la notion de fonctions génératrices de connexion définies précédemment (équation.II-3).

La matrice génératrice de conversion $[N_g(t)]$ est définie comme suit:

$$[N_g(t)] = \frac{1}{T} \int_{kT}^{(k+1)T} [N(\tau)] d\tau \quad (\text{II. 13})$$

T : étant la période de commutation des interrupteurs.

Pour remédier au problème de la discontinuité on a établi un modèle de commande (figure.II-8) en utilisant la matrice génératrice de conversion $[N_g(t)]$ définie précédemment (équation II.12).

Ainsi donc le modèle obtenu est un modèle qui se base sur des valeurs moyennes. En utilisant la matrice de conversion, on aboutit au système suivant :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \\ U_d \\ U_e \\ i_{a'} \\ i_{b'} \\ i_{c'} \\ i_{d'} \\ i_{e'} \end{bmatrix} = [N_g(t)] \cdot \begin{bmatrix} U_{a'} \\ U_{b'} \\ U_{c'} \\ U_{d'} \\ U_{e'} \\ i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_d \\ i_e \end{bmatrix} \quad (\text{II. 14})$$

Avec :

$$\left[N_g(t) \right] = \begin{bmatrix} f_{aa'} & f_{ab'} & f_{ac'} & f_{ad'} & f_{ae'} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ f_{ba'} & f_{bb'} & f_{bc'} & f_{bd'} & f_{be'} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ f_{ca'} & f_{cb'} & f_{cc'} & f_{cd'} & f_{ce'} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ f_{da'} & f_{db'} & f_{dc'} & f_{dd'} & f_{de'} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ f_{ea'} & f_{eb'} & f_{ec'} & f_{ed'} & f_{ee'} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & f_{aa'} & f_{ba'} & f_{ca'} & f_{da'} & f_{ea'} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & f_{ab'} & f_{bb'} & f_{cb'} & f_{db'} & f_{eb'} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & f_{ac'} & f_{bc'} & f_{cc'} & f_{dc'} & f_{ec'} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & f_{ad'} & f_{bd'} & f_{cd'} & f_{dd'} & f_{ed'} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & f_{ae'} & f_{be'} & f_{ce'} & f_{de'} & f_{ee'} \end{bmatrix} \quad (II. 13)$$

Le modèle de commande global du convertisseur matriciel en mode totalement commandable, où toutes ses grandeurs sont continues est le suivant :

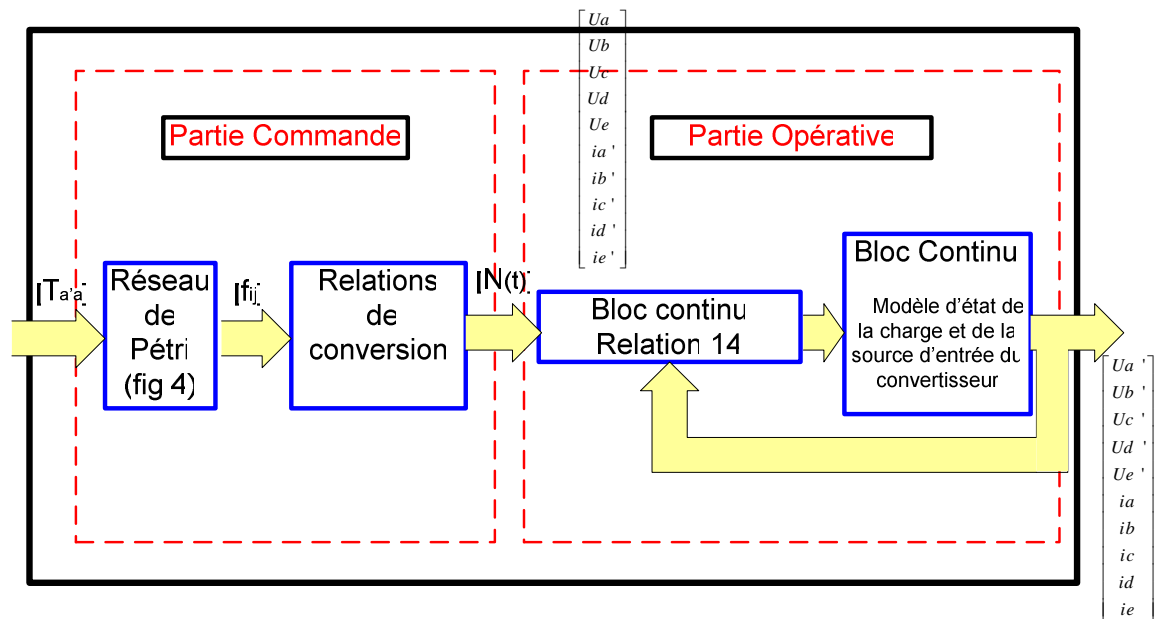


Figure (II. 6) : Modèle de commande du convertisseur matriciel.

II. 4 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a décrit le fonctionnement du convertisseur matriciel, en donnant la modélisation des interrupteurs et le fonctionnement d'une cellule de commutation.

Pour pouvoir modéliser le convertisseur matriciel on a présenté les différentes configurations possibles en utilisant les réseaux de Pétri et les critères de commandabilité, on a montré également que le fait qu'on a modélisé l'interrupteur du convertisseur matriciel par deux diodes et deux transistors a réduit largement le nombre de configurations possibles du convertisseur matriciel.

Afin de commander le convertisseur matriciel, on a élaboré le modèle de connaissance du convertisseur en s'appuyant sur la modélisation du convertisseur matriciel ainsi que les fonctions de connexion et de conversion, puis on a donné le modèle de commande du convertisseur en utilisant la matrice génératrice de conversion pour que le modèle du convertisseur soit homogène (c'est-à-dire, toutes les grandeurs sont continues).

*CHAPITRE III**STRATEGIES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR
MATRICIEL PENTAPHASEE*

III.1 Introduction :

Dans ce chapitre, on va étudier trois stratégies de modulation adaptées à la commande du convertisseur matriciel :

1. La modulation MLI à cinq intervalles.
2. La modulation Subharmonique.
3. La modulation MLI calculée

L'analyse de ces stratégies sera basée sur les performances de la conduite de la machine asynchrone pentaphasée alimentée par un convertisseur matriciel, sur la bande de réglage et le taux d'harmonique des tensions de sortie du convertisseur matriciel.

III. 2 Définition de la tension intermédiaire fictive :

Le principe de commande du convertisseur matriciel est basé sur l’analogie avec le convertisseur indirect avec un circuit intermédiaire fictif (redresseur -onduleur) [Sch-96].

Donc, afin de parler de la complexité de la commande du convertisseur matriciel, on adopte l’avantage du convertisseur conventionnel en introduisant une tension intermédiaire fictive (Fig. III.1) et on étudie alors, séparément les deux parties : redresseur – onduleur.

Le fait qu’à tout instant donné, on a au moins une phase de la tension d’alimentation qui est positive et au moins une autre phase qui est négative par rapport au neutre de l’alimentation, on pourra choisir des potentiels fictifs U^+ et U^- tel que :

$$U_d = U^+ - U^- \tag{III. 1}$$

U_d : est dite tension intermédiaire fictive.

En général, l’amplitude et la période de l’ondulation dépendent de l’angle de phase des tensions d’alimentation et aussi du choix des potentiels fictifs U^+ et U^- qui jouent un rôle comparable à celui de l’angle d’allumage du redressement conventionnel. [Sch-98]

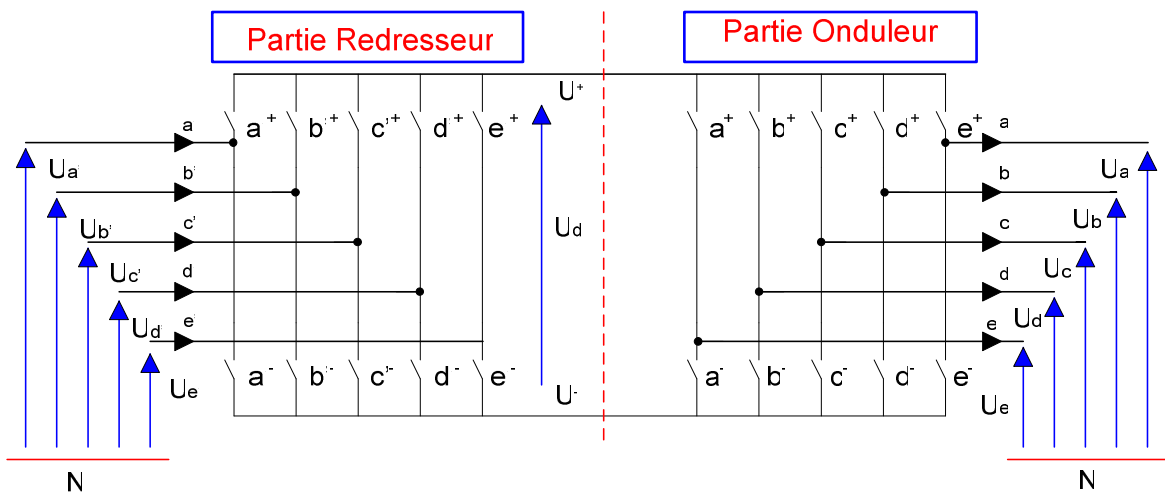


Figure (III. 1) : Modèle du convertisseur matriciel avec circuit intermédiaire fictif.

Le but de l’introduction de la tension intermédiaire fictive est de pouvoir analyser et optimiser séparément le redressement et l’ondulation, et par suite le développement séparé des algorithmes de commande [Dah-04] [Sch-98].

III. 3 Etude de la partie redresseur :

Pour le redressement, le spectre d'harmoniques des courants d'entrée est très important [Sch-98]. Donc il est nécessaire de faire recours à une fonction de modulation pour donner au courant d'entrée une forme sinusoïdale, en conservant la puissance équivalente transmise via le circuit intermédiaire.

Cette fonction de modulation τ est définie par :

$$\tau = \frac{\cos\left(\Phi - \frac{2\pi}{5}\right)}{\cos(\Phi)} + 1 \quad (0 \leq \tau \leq 1) \quad (\text{III. 2})$$

$$\text{Avec :} \quad \Phi = (\omega t) \bmod \left(\frac{\pi}{5}\right) - \frac{3\pi}{10}$$

Afin d'implémenter facilement le redressement, on définit la matrice des fonctions de redressement qui permet la liaison entre les tensions d'alimentation et la partie intermédiaire fictive comme suit :

$$\begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a'^+ & b'^+ & c'^+ & d'^+ & e'^+ \\ a'^- & b'^- & c'^- & d'^- & e'^- \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{a'} \\ U_{b'} \\ U_{c'} \\ U_{d'} \\ U_{e'} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 2})$$

Noté que:

$$[M_R] = \begin{bmatrix} a'^+ & b'^+ & c'^+ & d'^+ & e'^+ \\ a'^- & b'^- & c'^- & d'^- & e'^- \end{bmatrix}$$

$[M_R]$: est dite matrice des fonctions de redressement.

Remarque :

La validité des fonctions de redressement (a'^+ , a'^- , b'^+ , b'^- , c'^+ , c'^- , d'^+ , d'^- , e'^+ , e'^-) telles quelles sont définies s'étend sur toute la période de redressement.

Vu la symétrie constatée dans une période de redressement, on définit dans le tableau ci-dessous (Tableau.III. 1) :

Intervalle	$0 \leq \omega t < \frac{\pi}{5}$
$\begin{bmatrix} a'^+ & b'^+ & c'^+ & d'^+ & e'^+ \\ a'^- & b'^- & c'^- & d'^- & e'^- \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1-\tau & \tau & 0 & 0 \end{bmatrix}$

Tableau (III. 1): Matrices des fonctions de redressement sur toute la période de redressement.

La tension intermédiaire de redressement sur toute la période est donnée par :

$$U_d = U^+ - U^-$$

La forme de la tension intermédiaire fictive sur une période est représentée ci-dessous (Fig. III.2)

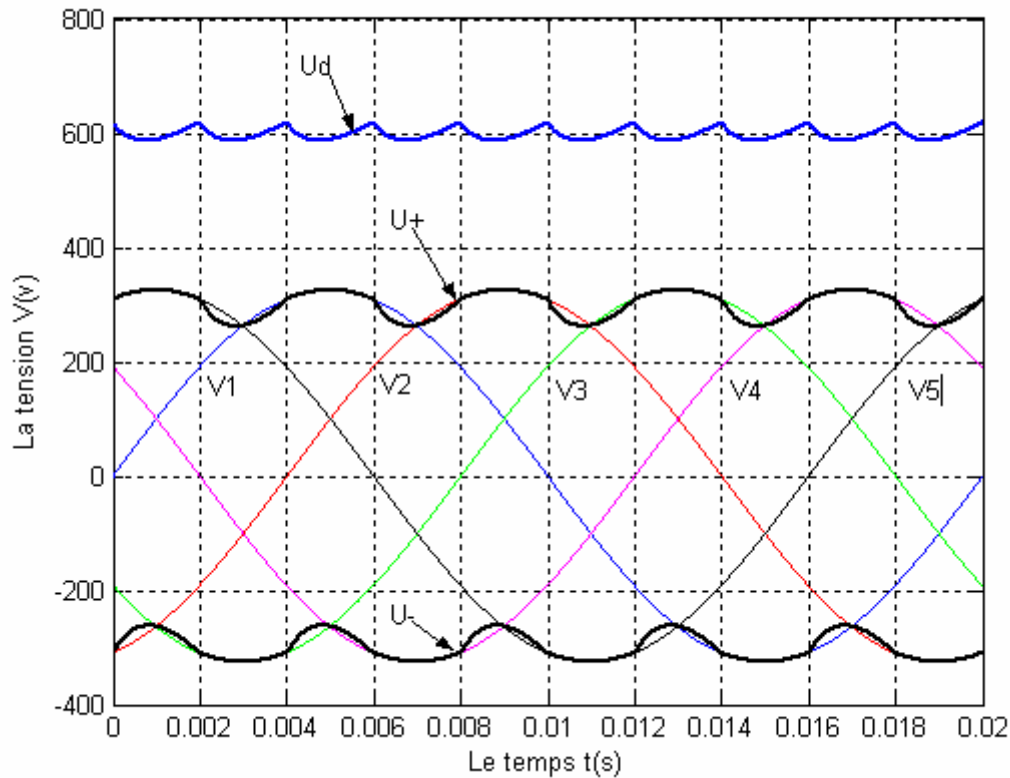


Figure (III. 2) : La forme de la tension intermédiaire fictive U_d .

III. 4 Etude de la partie onduleur :

On pourra introduire, les fonctions de modulations u_{cmk} qui peuvent prendre des valeurs continues entre 0 et 1, pour définir la matrice de modulation $[M_0]$. Cette dernière permet de lier entre les potentiels intermédiaires fictifs et les tensions de sortie du convertisseur matriciel, comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \\ U_d \\ U_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{cm1} & 1 - U_{cm1} \\ U_{cm2} & 1 - U_{cm2} \\ U_{cm3} & 1 - U_{cm3} \\ U_{cm4} & 1 - U_{cm4} \\ U_{cm5} & 1 - U_{cm5} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} \quad (\text{III. 3})$$

Telle que :

$$[M_0] = \begin{bmatrix} U_{cm1} & 1 - U_{cm1} \\ U_{cm2} & 1 - U_{cm2} \\ U_{cm3} & 1 - U_{cm3} \\ U_{cm4} & 1 - U_{cm4} \\ U_{cm5} & 1 - U_{cm5} \end{bmatrix}$$

$[M_0]$: est dite matrice de modulation.

En tenant compte des deux blocs redresseur – onduleur, on obtient :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \\ U_d \\ U_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{cm1} & 1 - U_{cm1} \\ U_{cm2} & 1 - U_{cm2} \\ U_{cm3} & 1 - U_{cm3} \\ U_{cm4} & 1 - U_{cm4} \\ U_{cm5} & 1 - U_{cm5} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a'^+ & b'^+ & c'^+ & d'^+ & e'^+ \\ a'^- & b'^- & c'^- & d'^- & e'^- \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{a'} \\ U_{b'} \\ U_{c'} \\ U_{d'} \\ U_{e'} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 4})$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \\ U_d \\ U_e \end{bmatrix} = [F_g] \begin{bmatrix} U_{a'} \\ U_{b'} \\ U_{c'} \\ U_{d'} \\ U_{e'} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$[F_g] = [M_0][M_R]$$

On arrive finalement à caractériser la matrice $[F_g]$ qui permet de définir l'algorithme complet de la conversion de fréquence tel que :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \\ U_d \\ U_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{a'a}^g & F_{b'a}^g & F_{c'a}^g & F_{d'a}^g & F_{e'a}^g \\ F_{a'b}^g & F_{b'b}^g & F_{c'b}^g & F_{d'b}^g & F_{e'b}^g \\ F_{a'c}^g & F_{b'c}^g & F_{c'c}^g & F_{d'c}^g & F_{e'c}^g \\ F_{a'd}^g & F_{b'd}^g & F_{c'd}^g & F_{d'd}^g & F_{e'd}^g \\ F_{a'e}^g & F_{b'e}^g & F_{c'e}^g & F_{d'e}^g & F_{e'e}^g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{a'} \\ U_{b'} \\ U_{c'} \\ U_{d'} \\ U_{e'} \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

Avec :

$$\left[F_g \right] = \begin{bmatrix} F_{a'a}^g & F_{b'a}^g & F_{c'a}^g & F_{d'a}^g & F_{e'a}^g \\ F_{a'b}^g & F_{b'b}^g & F_{c'b}^g & F_{d'b}^g & F_{e'b}^g \\ F_{a'c}^g & F_{b'c}^g & F_{c'c}^g & F_{d'c}^g & F_{e'c}^g \\ F_{a'd}^g & F_{b'd}^g & F_{c'd}^g & F_{d'd}^g & F_{e'd}^g \\ F_{a'e}^g & F_{b'e}^g & F_{c'e}^g & F_{d'e}^g & F_{e'e}^g \end{bmatrix}$$

Remarque :

De même pour les courants, on aura :

$$\begin{bmatrix} i_{a'} \\ i_{b'} \\ i_{c'} \\ i_{d'} \\ i_{e'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{a'a}^g & F_{a'b}^g & F_{a'c}^g & F_{a'd}^g & F_{a'e}^g \\ F_{b'a}^g & F_{b'b}^g & F_{b'c}^g & F_{b'd}^g & F_{b'e}^g \\ F_{c'a}^g & F_{c'b}^g & F_{c'c}^g & F_{c'd}^g & F_{c'e}^g \\ F_{d'a}^g & F_{d'b}^g & F_{d'c}^g & F_{d'd}^g & F_{d'e}^g \\ F_{e'a}^g & F_{e'b}^g & F_{e'c}^g & F_{e'd}^g & F_{e'e}^g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_d \\ i_e \end{bmatrix} \quad (\text{III. 6})$$

Par identification entre les équations (III. 4) et (III. 5) on aura :

$$\begin{cases} F_{a'a}^g = a'^+ U_{cml} + a'^- (1 - U_{cml}) \\ F_{b'a}^g = b'^+ U_{cml} + b'^- (1 - U_{cml}) \\ F_{c'a}^g = c'^+ U_{cml} + c'^- (1 - U_{cml}) \\ F_{d'a}^g = d'^+ U_{cml} + d'^- (1 - U_{cml}) \\ F_{e'a}^g = e'^+ U_{cml} + e'^- (1 - U_{cml}) \end{cases} \quad (\text{III. 7})$$

III. 5 Modulation de la tension intermédiaire fictive :

Les tensions de référence des phases de sortie sont définies comme suit :

$$\begin{cases} U_{1\text{ref}} = U_m \sin(\omega_0 t) \\ U_{2\text{ref}} = U_m \sin(\omega_0 t - 2\pi/5) \\ U_{3\text{ref}} = U_m \sin(\omega_0 t - 4\pi/5) \\ U_{4\text{ref}} = U_m \sin(\omega_0 t + 4\pi/5) \\ U_{5\text{ref}} = U_m \sin(\omega_0 t + 2\pi/5) \end{cases} \quad (\text{III. 8})$$

Avec : $\omega_0 = 2 \pi f_o$

La détermination des fonctions d'ondulation (fonctions de référence normalisée) consiste en la modulation de la tension intermédiaire fictive donnée précédemment par l'équation (III-3) :

$$u_{\text{cmk}} = r \cos(\Phi) \cdot \sin\left(\omega_0 t - 2(k-1)\frac{\pi}{5}\right) + \frac{1}{2} \quad (\text{III. 9})$$

Avec :

u_{cmk} : fonction de modulation ou fonction de référence normalisée.

U_m : valeur crête des tensions de référence des phases de sortie.

r : le taux de modulation, donné par : $r = \frac{U_m}{U_{\text{dmin}}}$.

ω_0 : pulsation des tensions de référence des phases de sortie.

$k = 1, 2, 3, 4, 5$.

III. 6 Stratégies de commande du convertisseur matriciel :

III. 6. 1 La modulation par sous oscillation (MLI à cinq intervalles) :

III. 6. 1. 1 Le principe de la stratégie :

La MLI est une technique bien établie pour les convertisseurs à pulsation. On s'aperçoit que pour la commande du convertisseur matricielle chaque phase de sortie doit pouvoir être commutée à chaque phase d'entrée pendant un intervalle déterminé de la

période de pulsation. Ceci est également valable si l'on considère le transfert dans le sens inverse, pour la commutation des phases d'entrée vers les phases de sortie.

Il faut donc diviser la période de pulsation en cinq intervalles. Pour cela, en fait employer une technique similaire à celle des modulateurs MLI conventionnels.

Le signal dent de scie de référence sera comparé à un signal de commande. De cette manière, on obtient un signal binaire de sortie par phase, indiquant l'état de commutateur de puissance. La figure ci-dessous montre la succession temporelle de la conduction des interrupteurs d'une cellule sur une période de pulsation.

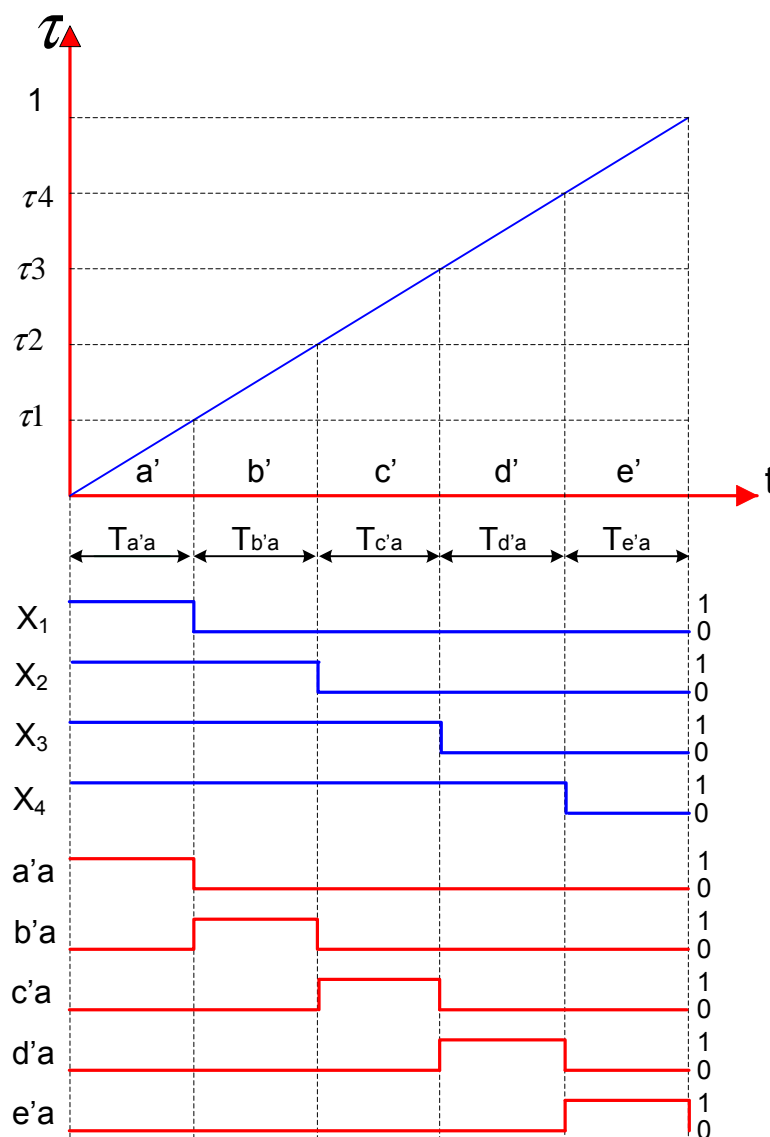


Figure (III. 3) : MLI à cinq intervalles qui commande la phase « a » de sortie.

La stratégie MLI est caractérisée par deux paramètres qui sont :

- l'indice de modulation m qui est le rapport entre la fréquence de la porteuse f_p sur la fréquence de la tension de référence f_o , soit :

$$m = \frac{f_p}{f_o}$$

- le taux de modulation r qui est le rapport entre l'amplitude maximale de la tension de référence U_m sur la valeur minimale de la tension redressée fictive U_{dmin} , soit :

$$r = \frac{U_m}{U_{dmin}}$$

L'équation de la porteuse est définie comme suit :

$$U_p = \frac{1}{T_p} t \quad 0 \leq t \leq T_p \quad (\text{III. 10})$$

Les signaux binaires de sortie X_1 , X_2 , X_3 et X_4 du modulateur MLI sont définis comme suit [Sch-98]:

$$X_i = \begin{cases} 1 & \text{si } \tau_{xi} > U_p \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (\text{III. 11})$$

Telle que $i=1, 2, 3, 4$.

On tenant compte des équations (III.7), on définit les signaux de référence τ_X comme suit :

$$\begin{cases} \tau_{X1} = F_{a,a}^g = a'^+ U_{cm1} + a'^- (1 - U_{cm1}) \\ \tau_{X2} = \tau_{X1} + b'^+ U_{cm1} + b'^- (1 - U_{cm1}) \\ \tau_{X3} = \tau_{X2} + c'^+ U_{cm1} + c'^- (1 - U_{cm1}) \\ \tau_{X4} = \tau_{X3} + d'^+ U_{cm1} + d'^- (1 - U_{cm1}) \end{cases} \quad (\text{III. 12})$$

Remarque :

Il faut noter que la condition $\tau_{x(i+1)} > \tau_{xi}$ doit toujours être remplie car l'état $X_1 = X_2 = X_3 = X_4 = 1$ n'est pas définie.

A partir de l'équation (III.8), la fonction d'ondulation u_{cm1} pour la phase **a** peut s'écrire comme suit :

$$u_{cm1} = \frac{U_{1ref}}{U_{dmin}} \cos(\Phi) + \frac{1}{2} \tag{III. 13}$$

La structure de ce modulateur MLI à cinq intervalles est montrée par la figure (III. 4) ci-dessous :

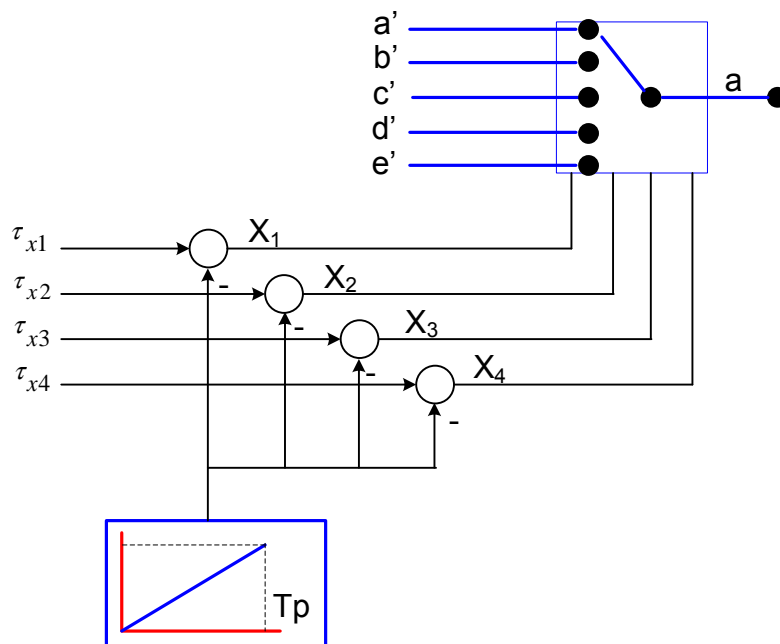


Figure (III. 4) : Structure de modulateur MLI à cinq intervalles.

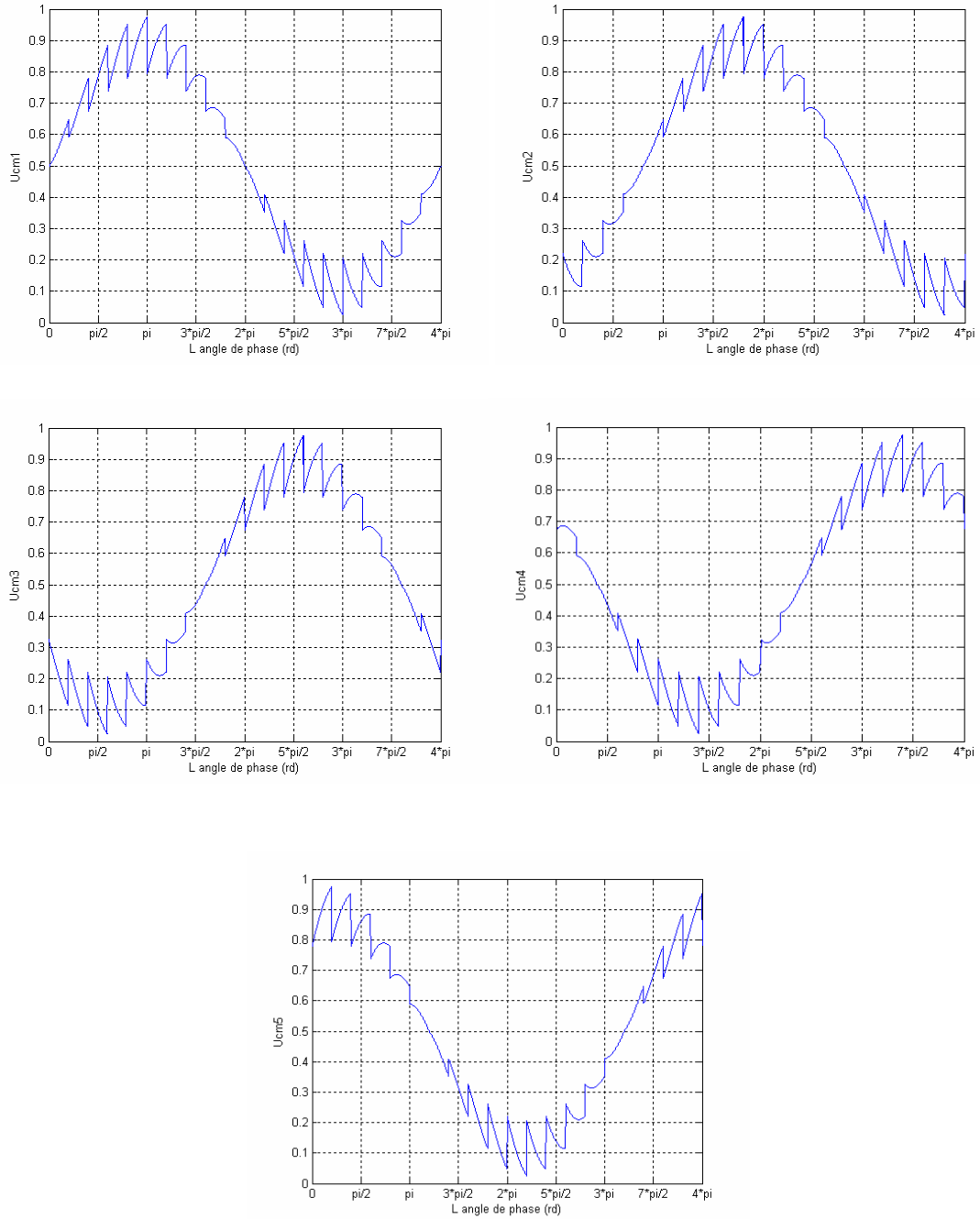


Figure (III. 4) : Fonction de modulation ou fonction de référence normalisé de la stratégie MLI à cinq intervalles. (Avec $r = 0.5$ et $f_0 = 25$ Hz).

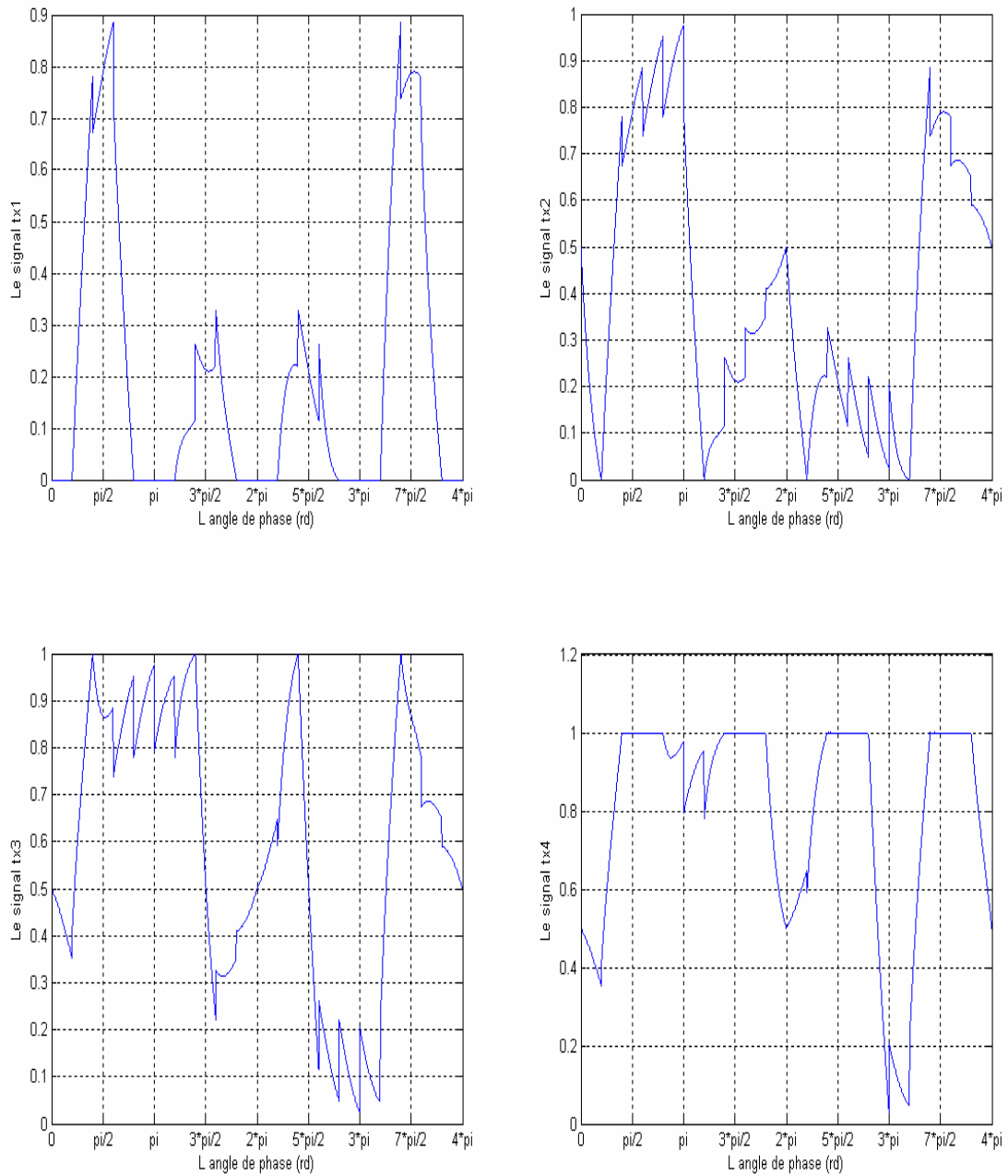


Figure (III. 5) : Les signaux de référence de la stratégie MLI à cinq intervalles ($m=21, f_0=25$ Hz, $r=0.5$).

Le principe de la stratégie MLI à cinq intervalles est montré dans les figures ci-dessous :

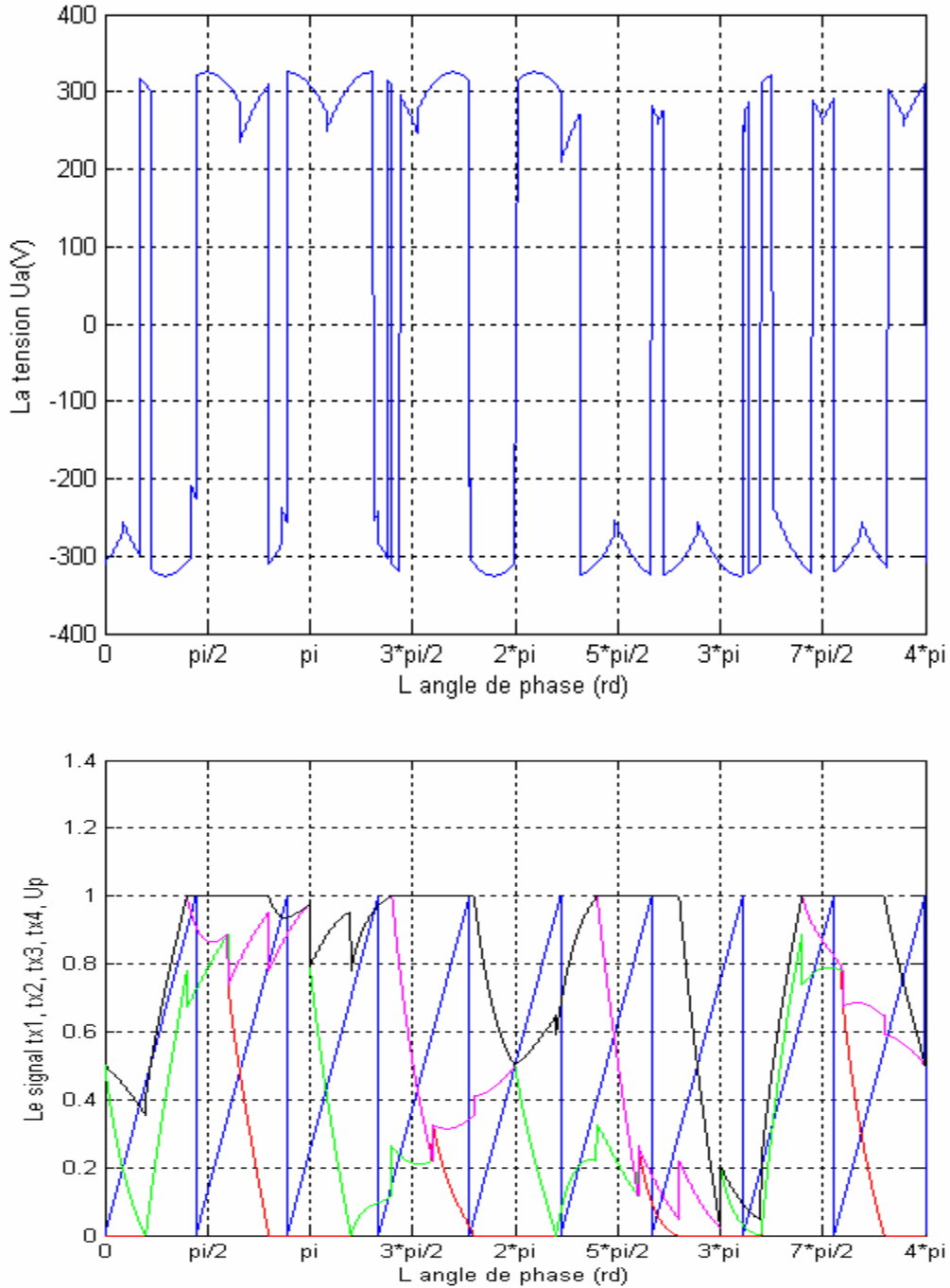


Figure (III. 6) : Principe de la stratégie MLI à cinq intervalles ($m=9, f_0=25\text{Hz}, r=0.5$).

III. 6. 1. 2 Simulation et résultats :

a. Etude des performances de la commande du convertisseur matriciel par la MLI à cinq intervalles :

Pour étudier les performances de la commande du convertisseur matriciel par la MLI à cinq intervalles on a effectué l'étude du spectre d'harmonique des tensions de sortie du convertisseur matriciel. Pour les simulations on a pris comme échantillon la tension de sortie du convertisseur V_a de phase « a ».

Dans les figures (III.7 au III. 9) on a représenté les spectres d'harmonique de la tension V_a pour des fréquences de sortie du convertisseur 25, 50 et 100Hz, en prenant différents indices de modulation m ($m = 15, 21$ et 35) et le taux de modulation $r = 0.8$.

Puis à la fin, on a tracé les caractéristiques du r_f et $thdi$ en fonction du taux de modulation r pour la fréquences $f_o = 25, 50$ et 100Hz , pour un indice de modulation égal à 21.

r_f est défini comme étant le rapport entre la valeur du fondamental d'harmonique de la tension V_a (V_{afond}) sur U_{dmin} . Soit :

$$r_f = \frac{V_{afond}}{U_{dmin}}$$

* Interprétation des résultats de simulation :

A partir des résultats de simulation des spectres d'harmonique de la tension V_a , on constate que :

1. Pour les valeurs de l'indice de modulation m , on a aucune symétrie et donc il existe des harmonique pairs et impairs.
2. Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p = m f_o$).
3. La première famille centrée autour de la fréquence $m f_o$ est la plus importante du point de vue amplitude.

Le taux d'harmonique diminue quand le taux de modulation r augmente.

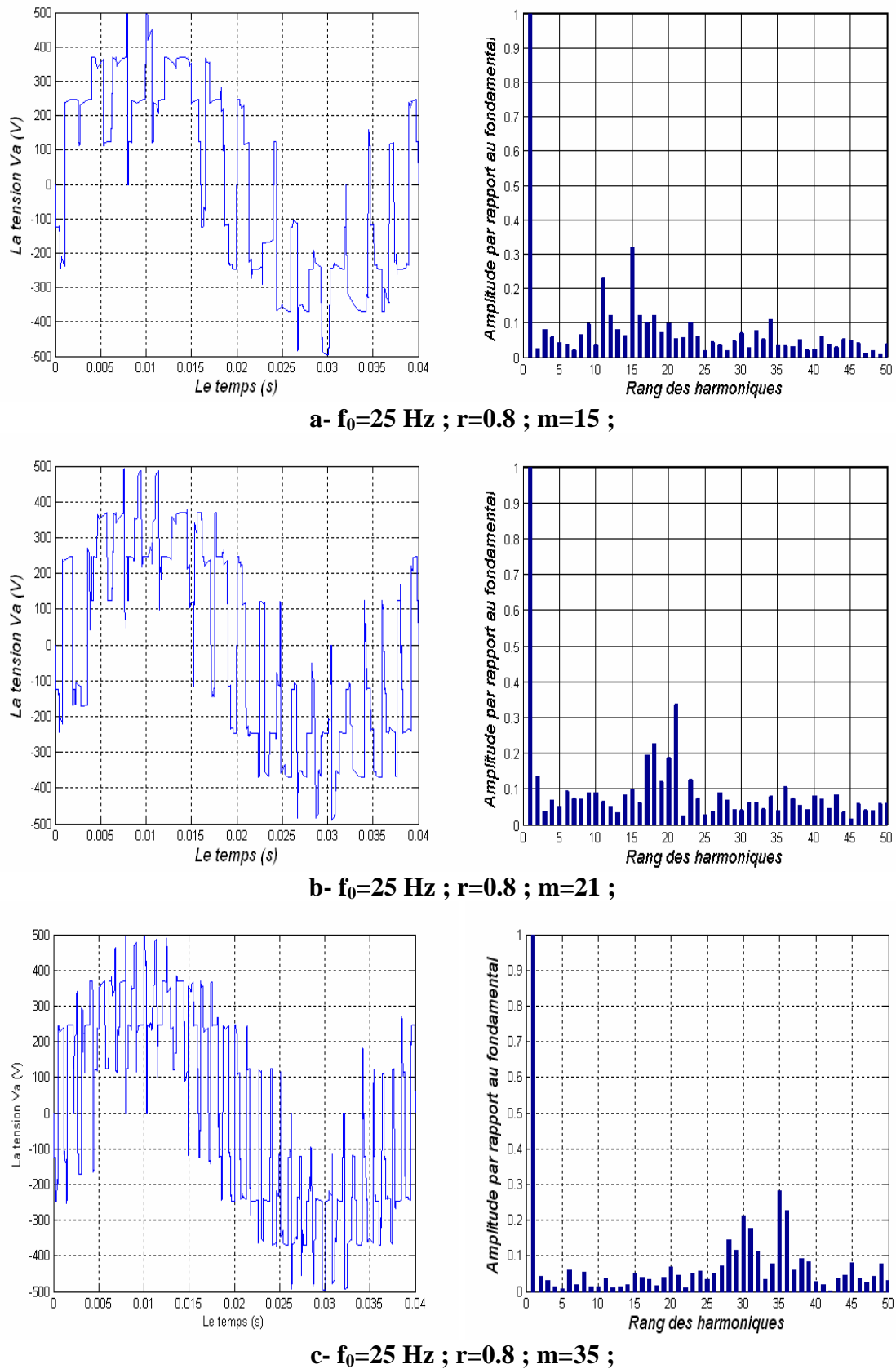
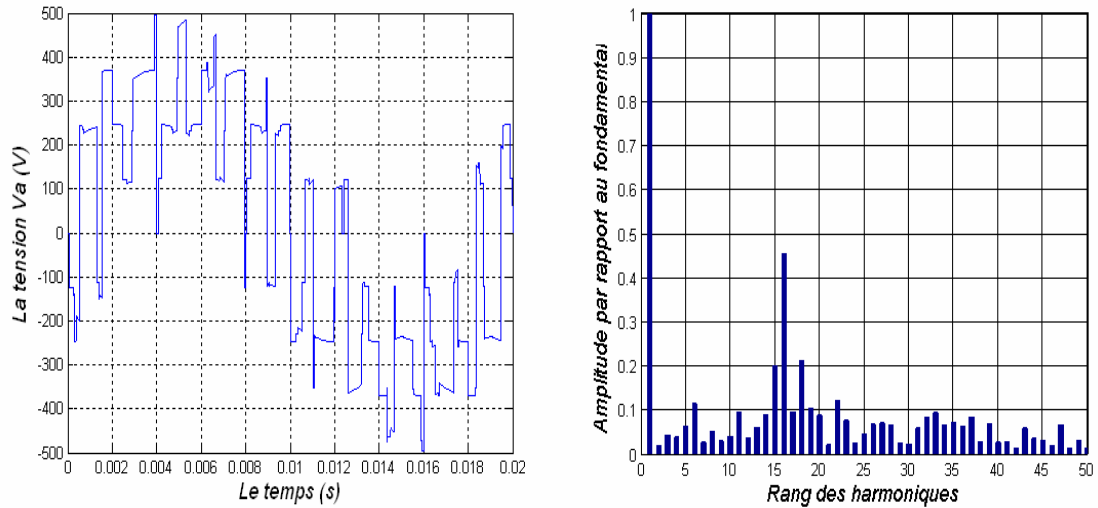
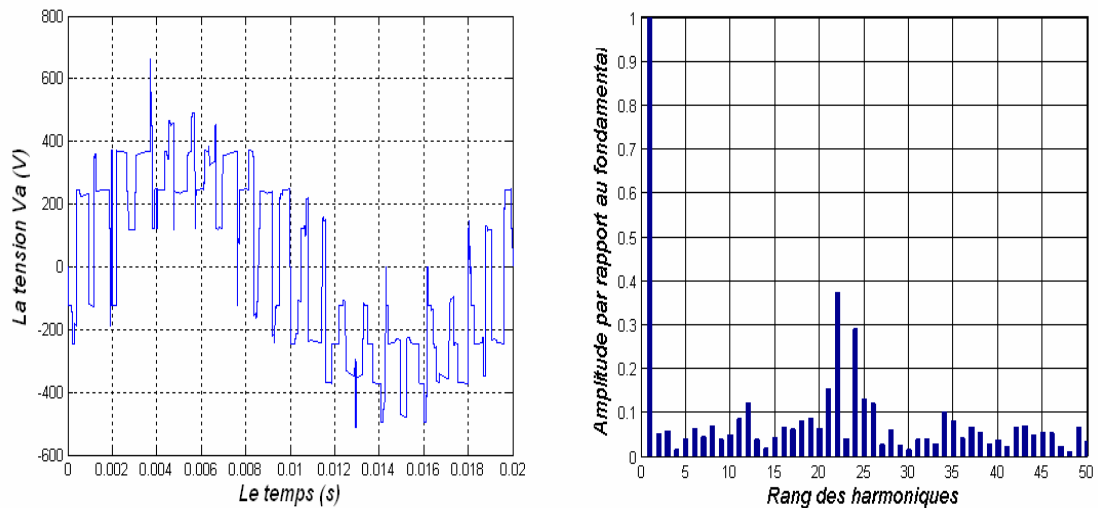


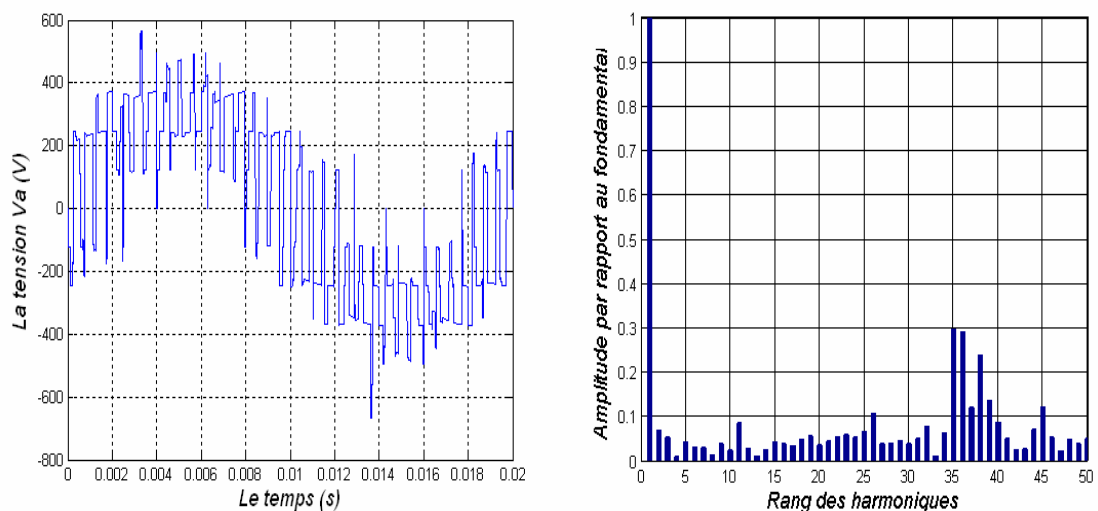
Figure (III. 7) : Les spectres d'harmonique de la tension de sortie V_a à une fréquence de sortie $f_0 = 25$ Hz et avec $r = 0.8$.



a- $f_0=50$ Hz ; $r=0.8$; $m=15$;

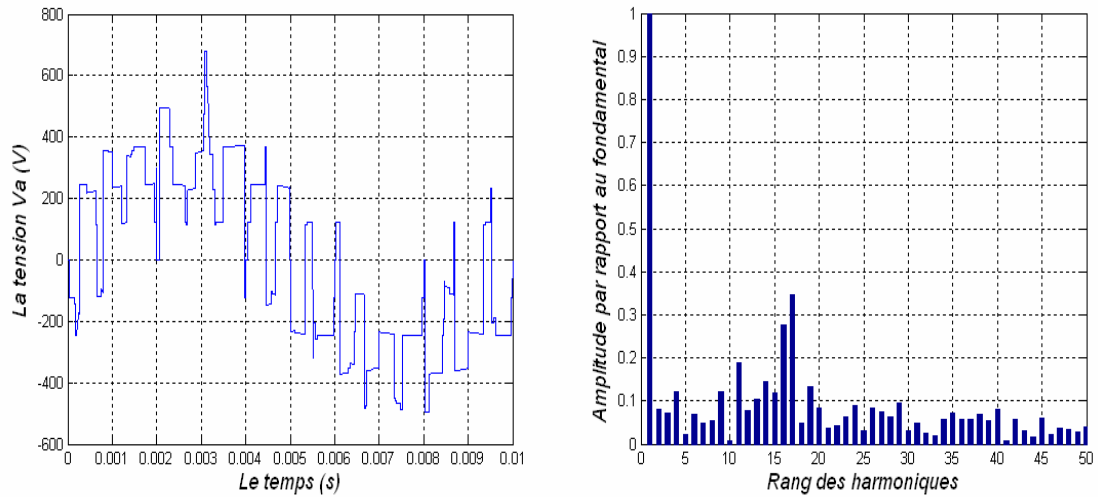


b- $f_0=50$ Hz ; $r=0.8$; $m=21$;

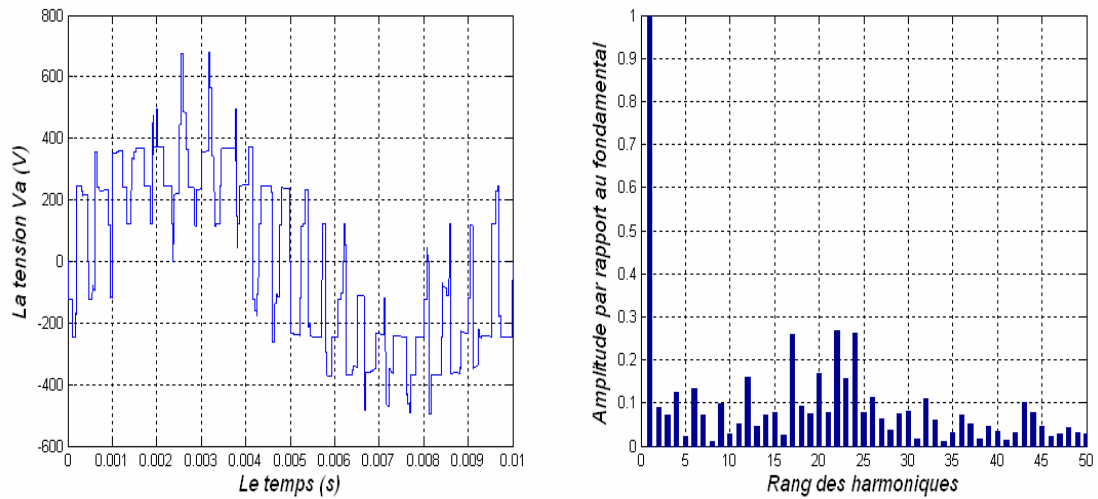


c- $f_0=50$ Hz ; $r=0.8$; $m=35$;

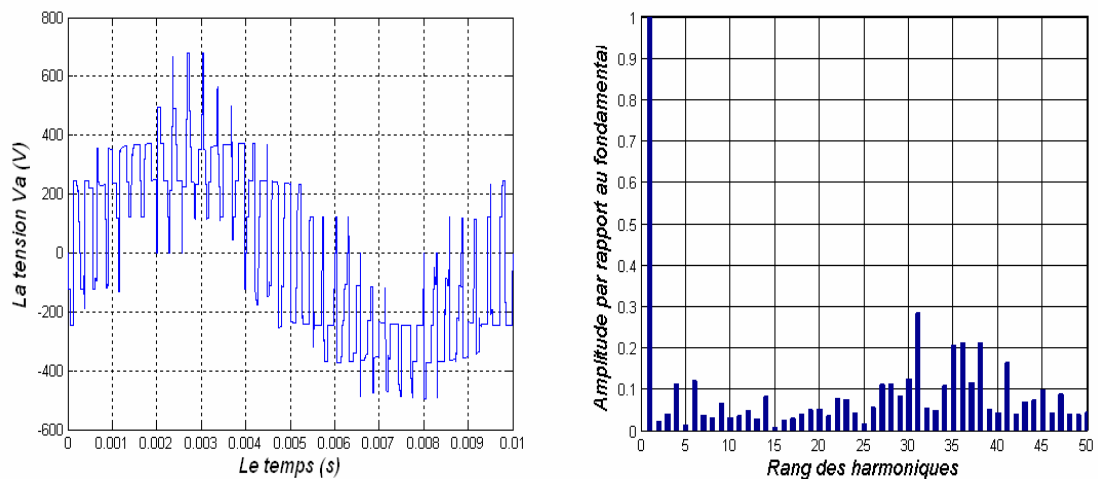
Figure (III. 8) : Les spectres d'harmonique de la tension de sortie V_a à une fréquence de sortie $f_0=50$ Hz et avec $r=0.8$.



a- $f_0=100$ Hz; $r=0.8$; $m=15$;

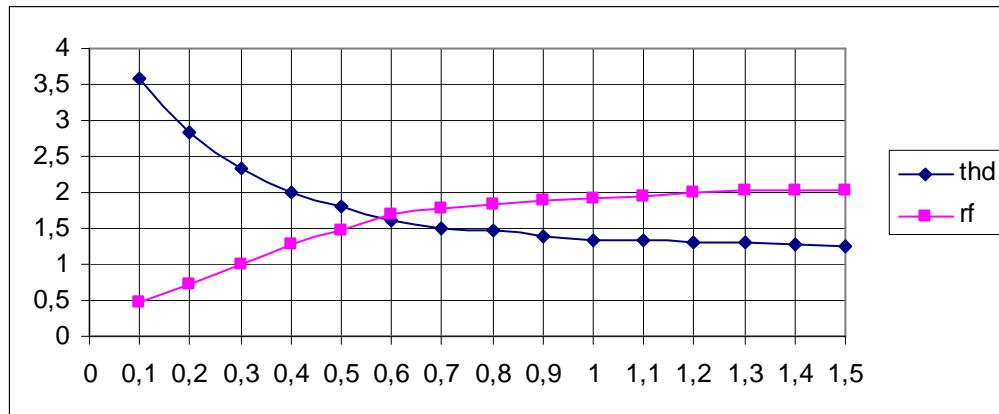


b- $f_0=100$ Hz; $r=0.8$; $m=21$;

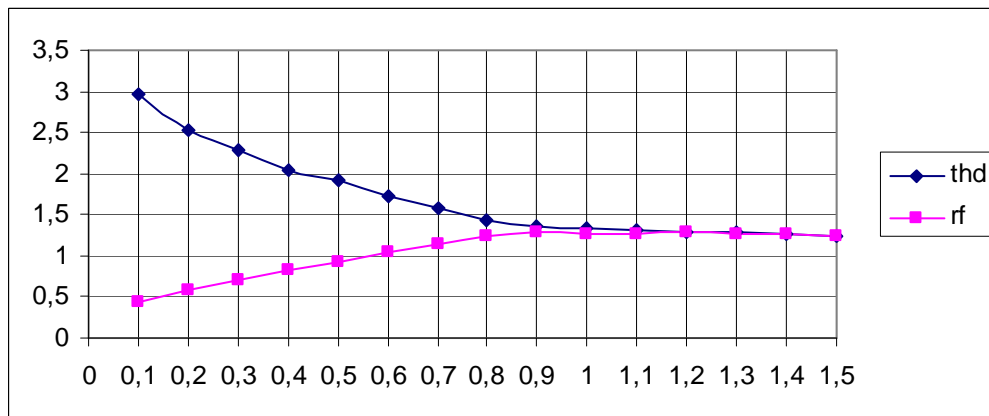


c- $f_0=100$ Hz ; $r=0.8$; $m=35$;

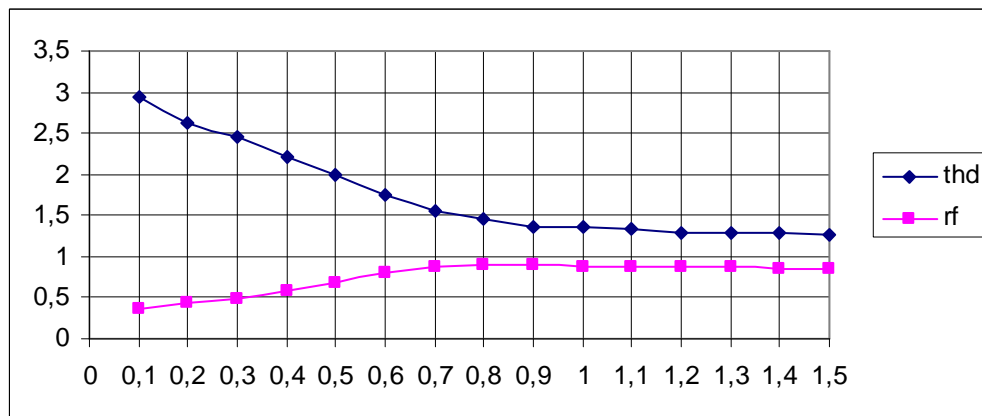
Figure (III. 9) : Les spectres d’harmonique de la tension de sortie V_a à une fréquence de sortie $f_0 = 100$ Hz et avec $r = 0.8$.



a- m= 21, f₀= 25 Hz



b- m=21, f₀= 50 Hz



c- m= 21, f₀= 100 Hz.

Figure (III. 10) : Les caractéristiques du taux d'harmonique et r_f en fonction du taux de modulation r.

b. Etude des performances de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone:

Dans ce paragraphe on va étudier les performances de l'association du convertisseur matriciel à la machine asynchrone pentaphasée. Le convertisseur est commandé par la MLI à cinq intervalles dont l'indice de modulation $m = 21$ et le taux de modulation $r = 0.8$, avec une fréquence $f_o = 50$ Hz; on simule les grandeurs suivantes dans la figure (III.11).

1. La vitesse de rotation N de la machine asynchrone pentaphasée.
2. Le flux Φ_r de la machine asynchrone pentaphasée.
3. Le couple électromagnétique de la machine asynchrone pentaphasée.
4. le courant statorique i_a avec zoom entre 1 à 1.5s de la phase « **a** » de la machine asynchrone pentaphasée.
5. Les flux Φ_{dr} et Φ_{qr} de la machine asynchrone pentaphasée.

Dans la figure (III.12) nous avons simulé les courants des phases de sortie de machine asynchrone pentaphasée par la stratégie de modulation MLI à cinq intervalles (avec $r = 0.8$, $m = 21$ et $f_0 = 50$ Hz).

*** Interprétation des résultats de simulation :**

A partir des résultats de simulation de l'association convertisseur- machine, on constate que :

1. En régime permanent, la fréquence du couple électromagnétique est égale à la fréquence du courant I_a délivrée par le convertisseur matriciel.
2. Le courant absorbé par la machine est presque sinusoïdal.

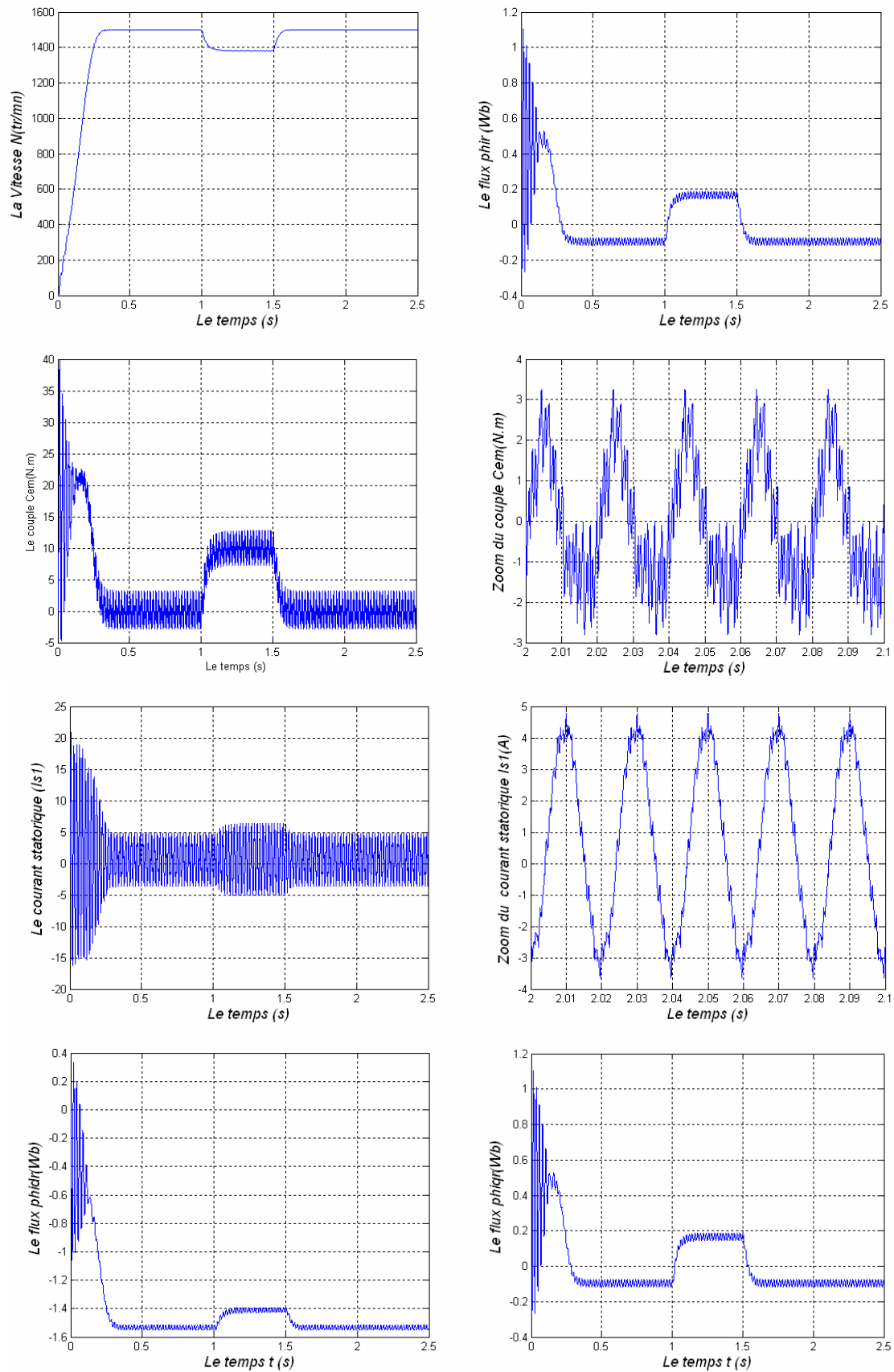


Figure (III. 11) : Performance de l'association convertisseur matriciel -MAS pentaphasé avec stratégie MLI a cinq intervalles ($f_0 = 50$ Hz, $m=21$, $r = 0.8$), Application d'une charge nominale entre $t = 1$ et 1.5 s.

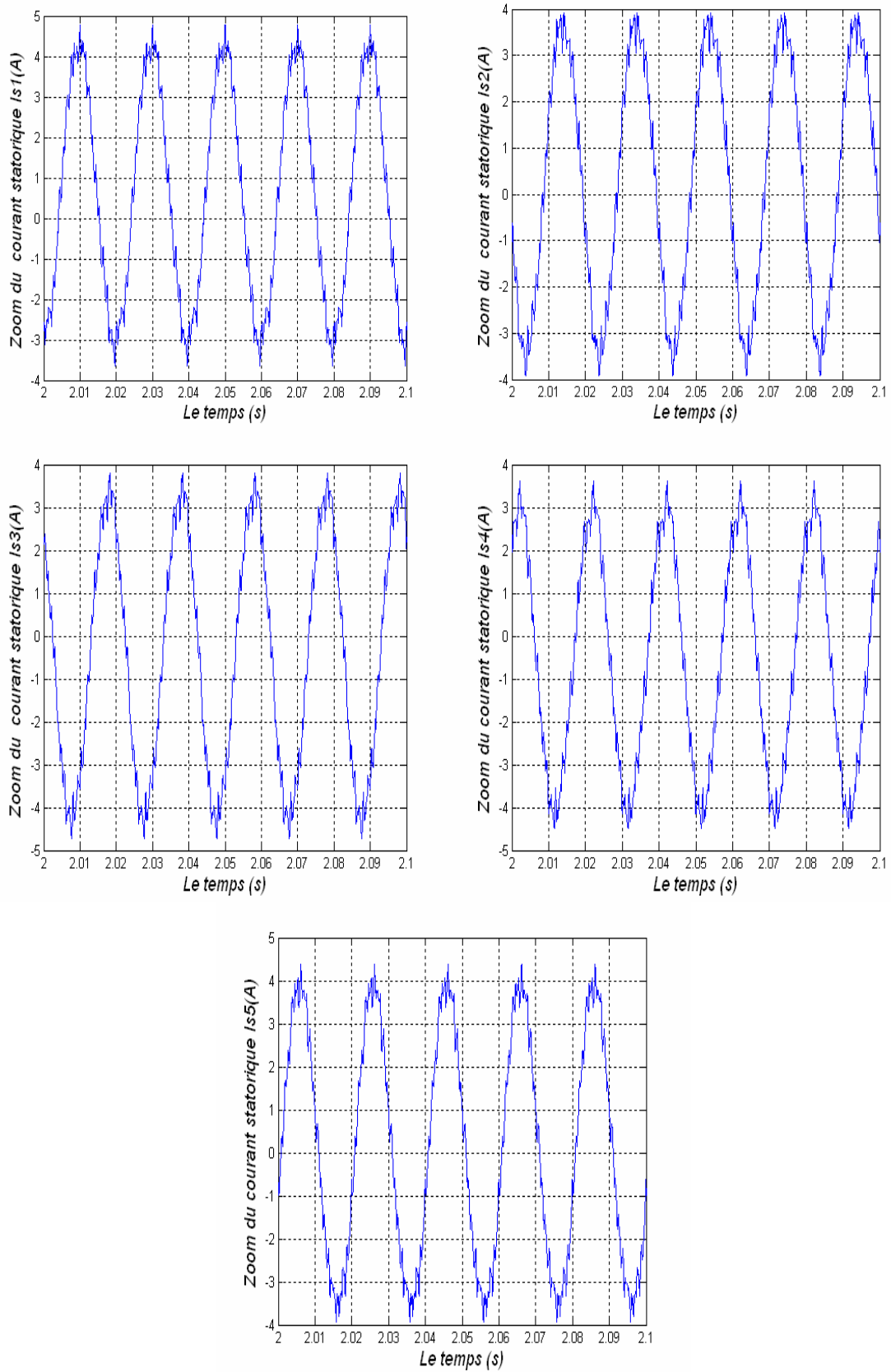


Figure (III. 12) : Courant des phases de sortie du MAS pentaphasée par la stratégie MLI à cinq intervalles (avec $r=0.8$, $m=21$ et $f_0=50$ Hz).

III. 6. 2 La modulation Subharmonique:

III. 6. 2. 1 Le principe de la stratégie:

Cette stratégie de commande ne diffère pas vraiment de la précédente, car la seule différence, réside dans la génération des tensions de référence qui sont définies comme suit :

$$\begin{cases} U_{a \text{ ref}}^* = U_{a \text{ ref}} + V_0 \\ U_{b \text{ ref}}^* = U_{b \text{ ref}} + V_0 \\ U_{c \text{ ref}}^* = U_{c \text{ ref}} + V_0 \\ U_{d \text{ ref}}^* = U_{d \text{ ref}} + V_0 \\ U_{e \text{ ref}}^* = U_{e \text{ ref}} + V_0 \end{cases} \quad (\text{III. 14})$$

Tel que :

$U_{a \text{ ref}}$, $U_{b \text{ ref}}$, $U_{c \text{ ref}}$, $U_{d \text{ ref}}$ et $U_{e \text{ ref}}$ sont les tensions de référence définies par :

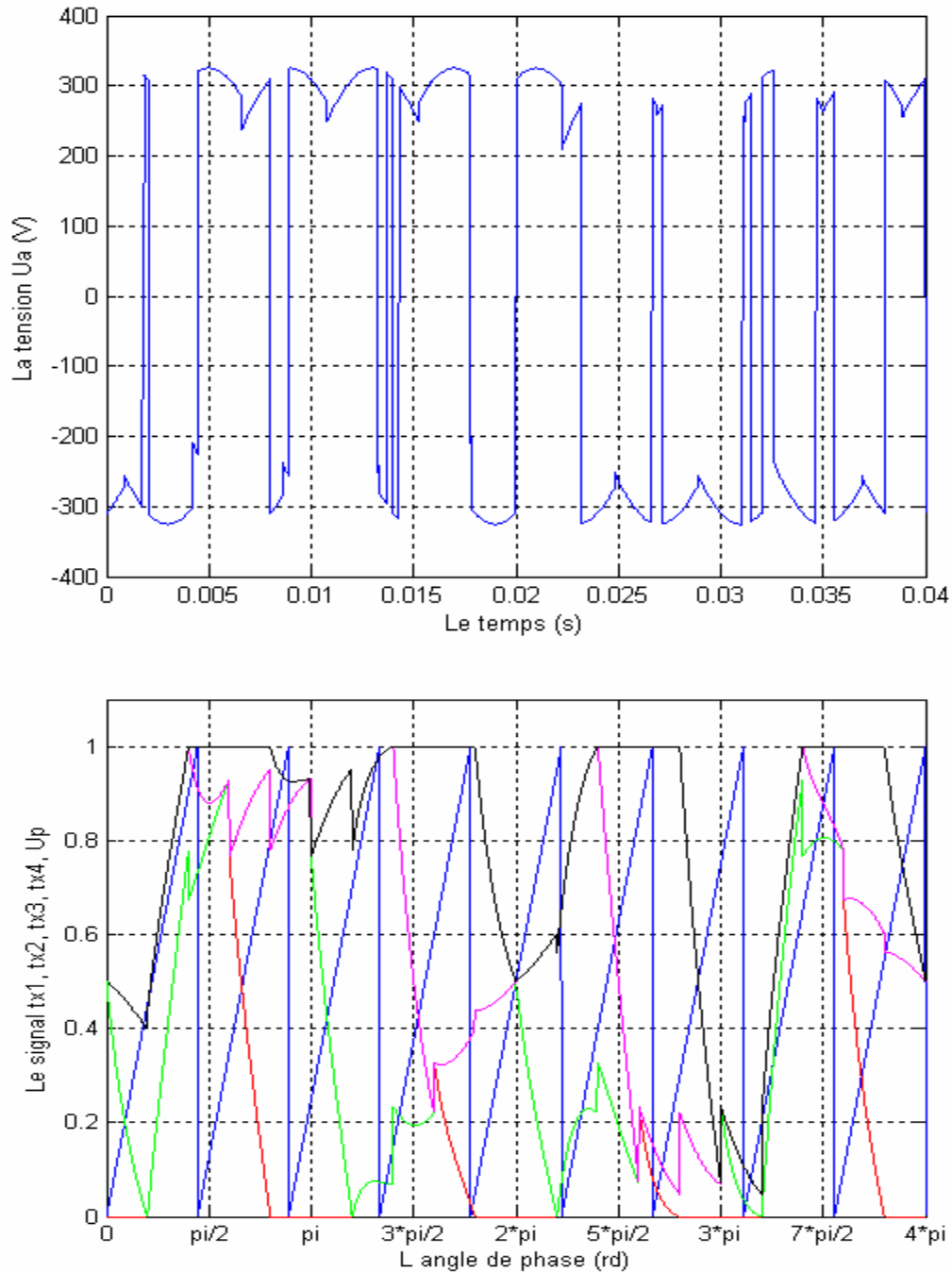
$$\begin{cases} U_{a \text{ ref}} = U_{\text{ref}1} \cos(\phi) / U_{d \text{ min}} + 1/2 \\ U_{b \text{ ref}} = U_{\text{ref}2} \cos(\phi) / U_{d \text{ min}} + 1/2 \\ U_{c \text{ ref}} = U_{\text{ref}3} \cos(\phi) / U_{d \text{ min}} + 1/2 \\ U_{d \text{ ref}} = U_{\text{ref}4} \cos(\phi) / U_{d \text{ min}} + 1/2 \\ U_{e \text{ ref}} = U_{\text{ref}5} \cos(\phi) / U_{d \text{ min}} + 1/2 \end{cases} \quad (\text{III. 15})$$

L'expression de la tension V_0 de fréquence $5 f_0$ (f_0 est la fréquence des tensions de référence $U_{a \text{ ref}}$, $U_{b \text{ ref}}$, $U_{c \text{ ref}}$, $U_{d \text{ ref}}$ et $U_{e \text{ ref}}$), est donnée comme suit :

$$V_0 = - \frac{\text{Max}(U_{a \text{ ref}}, \dots, U_{e \text{ ref}}) + \text{Min}(U_{a \text{ ref}}, \dots, U_{e \text{ ref}})}{2} \quad (\text{III. 16})$$

Pour ce qui concerne l'algorithme de commande de cette stratégie, on suit exactement la même procédure que la stratégie précédente.

Le principe de la stratégie modulation subharmonique est montré dans les figures ci-dessous :



**Figure (III. 13) : Principe de la stratégie de modulation subharmonique.
($m=9$, $f_0=25\text{Hz}$, $r=0.5$)**

III. 6. 2. 2 Résultats de simulation :

a. Etude des performances de la commande du convertisseur matriciel par la stratégie de modulation subharmonique:

Pour étudier les performances de la commande du convertisseur matriciel par la modulation subharmonique, on a effectué l'étude du spectre d'harmonique des tensions de sortie du convertisseur matriciel. Pour les simulations, on a pris comme échantillon la tension de sortie du convertisseur V_a de phase **a**.

Dans les figures ci-après (Figures : III.14 au III.16), on a représenté les spectres d'harmonique de la tension V_a pour des fréquences de sortie du convertisseur 25, 50 et 100 Hz, en prenant différents indices de modulation ($m = 15, 21$ et 35) et un taux de modulation $r = 0.8$.

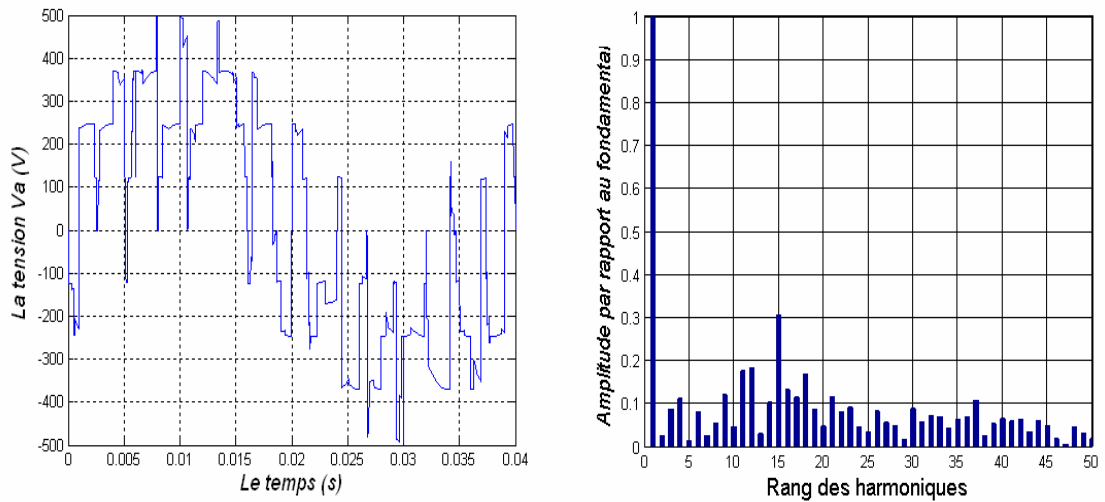
Puis à la fin on a tracé les caractéristiques du taux d'harmonique et r_f en fonction du taux de modulation r pour les fréquences $f_o = 25, 50$ et 100Hz, pour un indice de modulation de 21.

* Interprétation des résultats de simulation

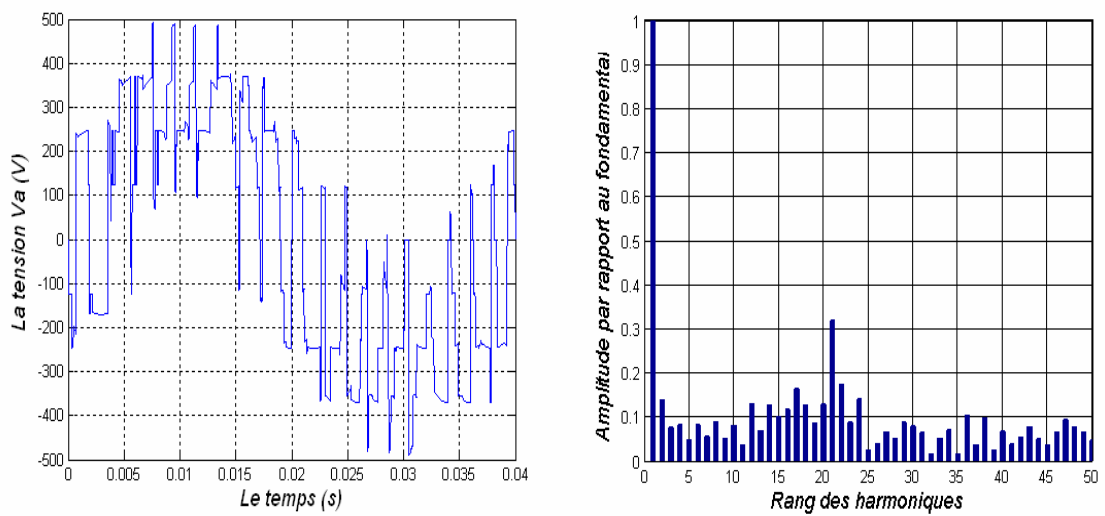
A partir des résultats de simulation des spectres d'harmonique de la tension V_a , on constate que :

1. Pour les valeurs de l'indice de modulation m , on a aucune symétrie et donc il existe des harmonique pairs et impairs.
2. Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p = m f_o$).
3. La première famille centrée autour de la fréquence $m f_o$ est la plus importante du point de vue amplitude.
4. L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées.

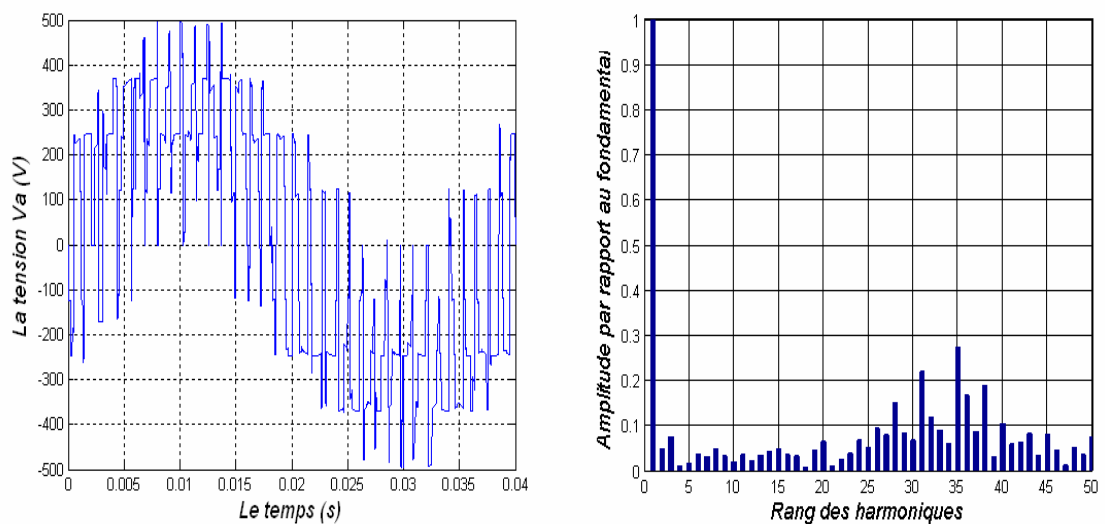
Le taux d'harmonique diminue quand le taux de modulation r augmente.



a- $f_0=25$ Hz ; $r=0.8$; $m=15$;

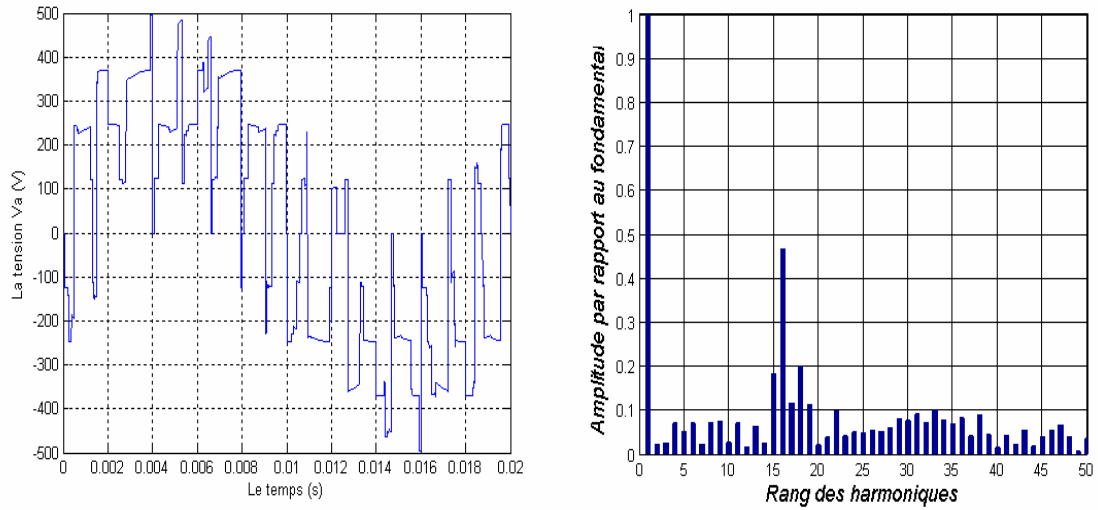


b- $f_0=25$ Hz ; $r=0.8$; $m=21$;

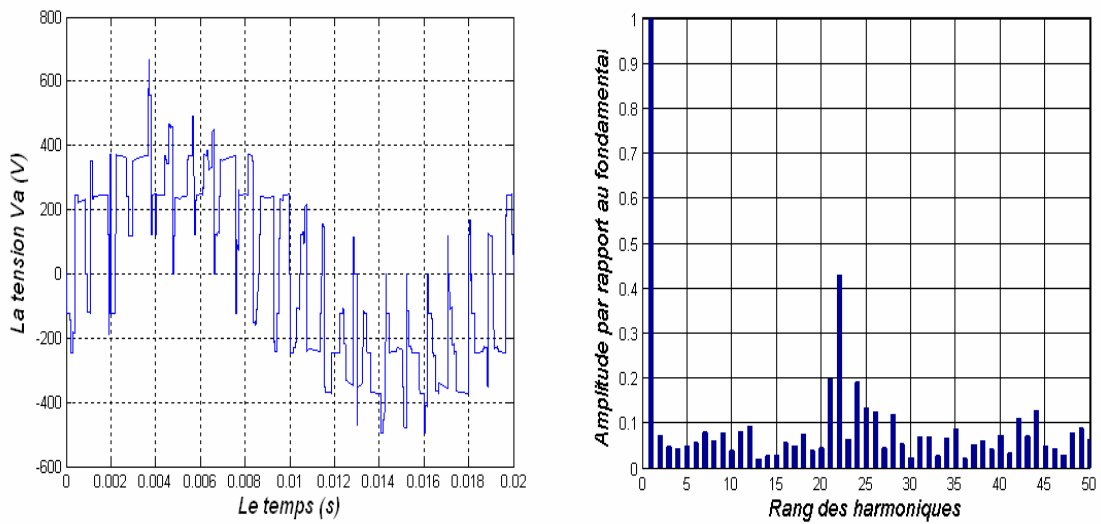


c- $f_0=25$ Hz ; $r=0.8$; $m=35$;

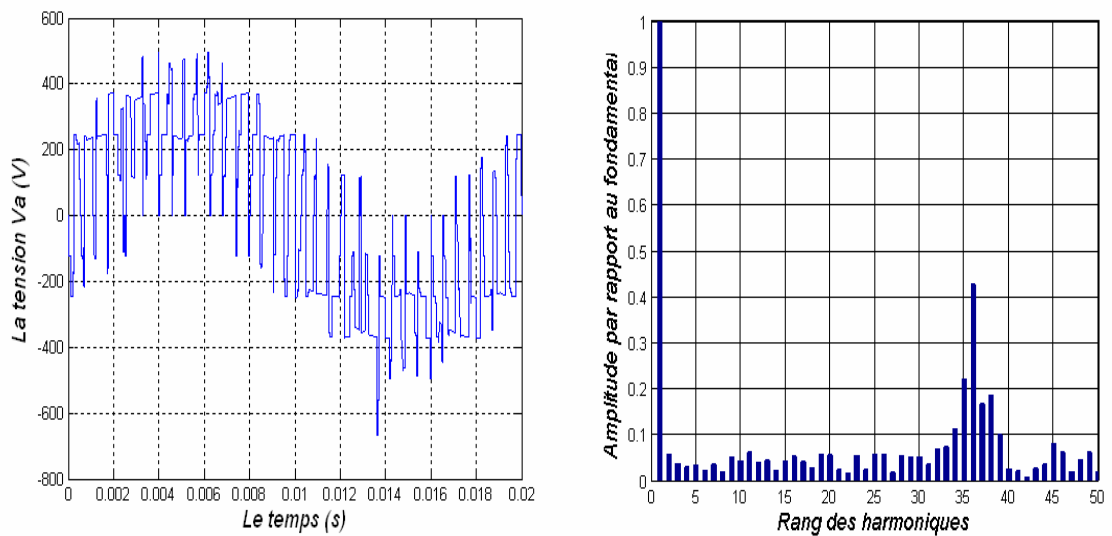
Figure (III. 14) : Les spectres d'harmonique de la tension de sortie V_a à une fréquence de sortie $f_0=25$ Hz et avec $r=0.8$.



a- $f_0=50$ Hz ; $r=0.8$; $m=15$;

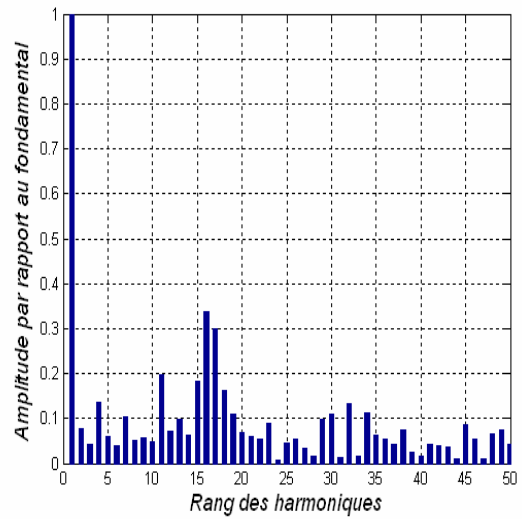
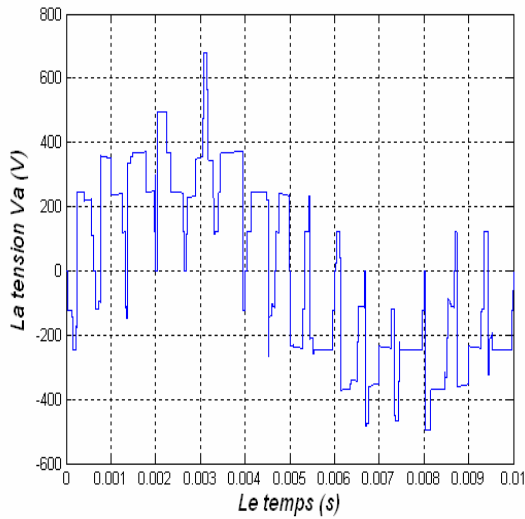


b- $f_0=50$ Hz ; $r=0.8$; $m=21$;

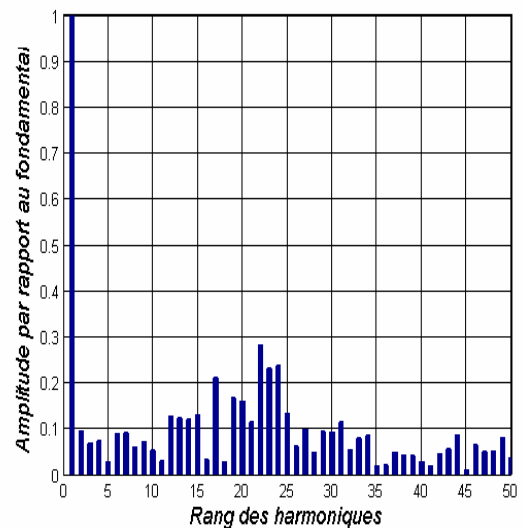
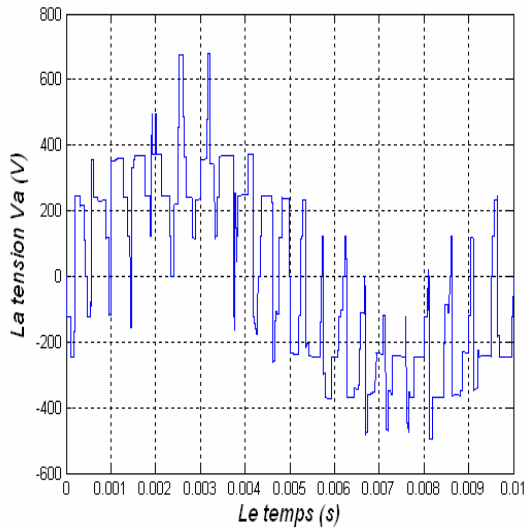


c- $f_0=50$ Hz ; $r=0.8$; $m=35$;

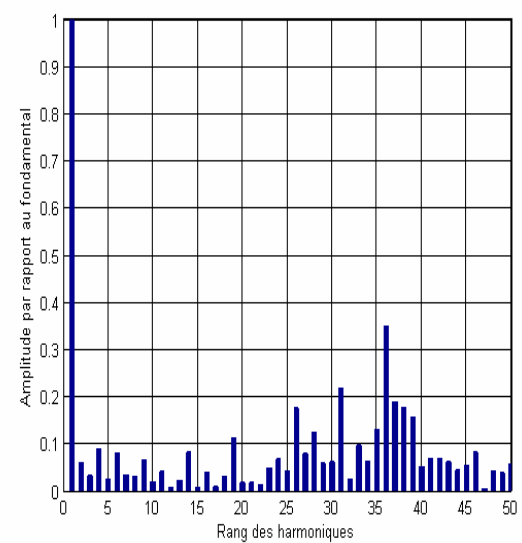
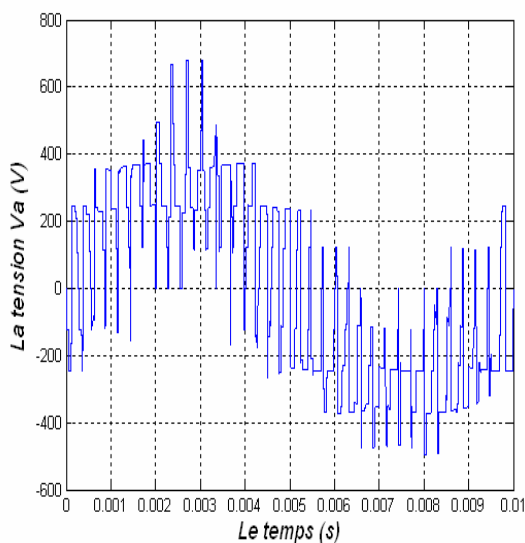
Figure (III. 15) : Les spectres d'harmonique de la tension de sortie V_a à une fréquence de sortie $f_0=50$ Hz et avec $r=0.8$.



a- $f_0=100$ Hz ; $r=0.8$; $m=15$;

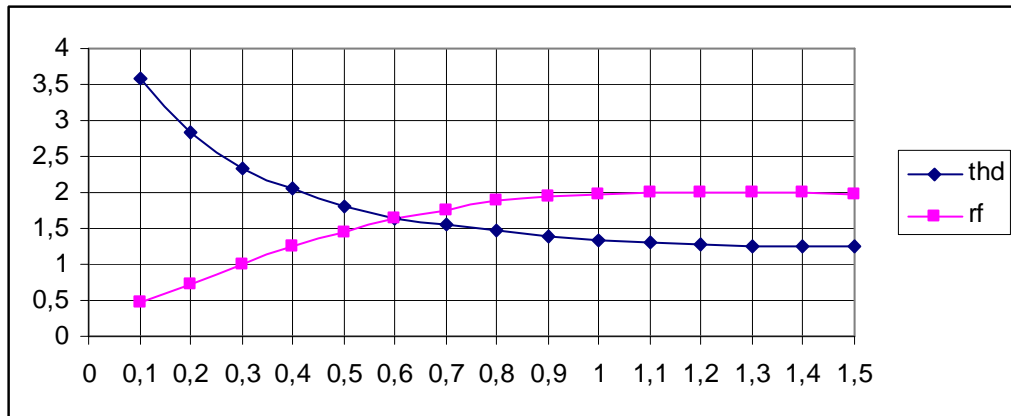


a- $f_0=100$ Hz ; $r=0.8$; $m=15$;

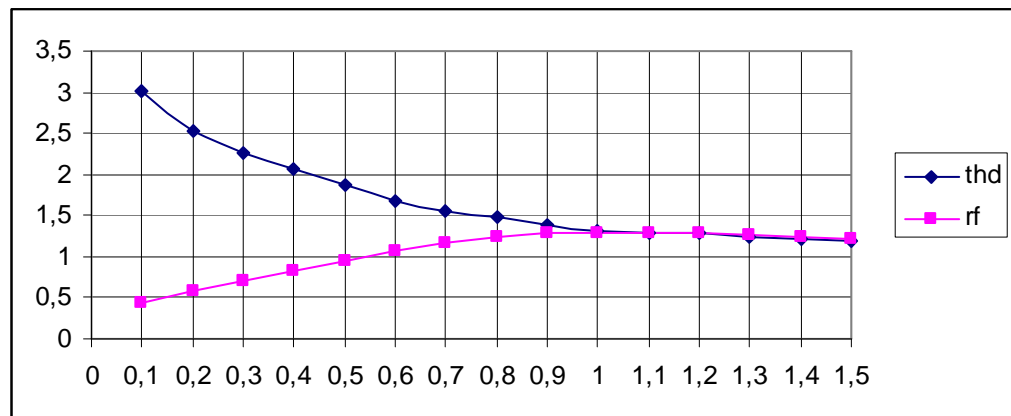


c- $f_0=100$ Hz ; $r=0.8$; $m=35$;

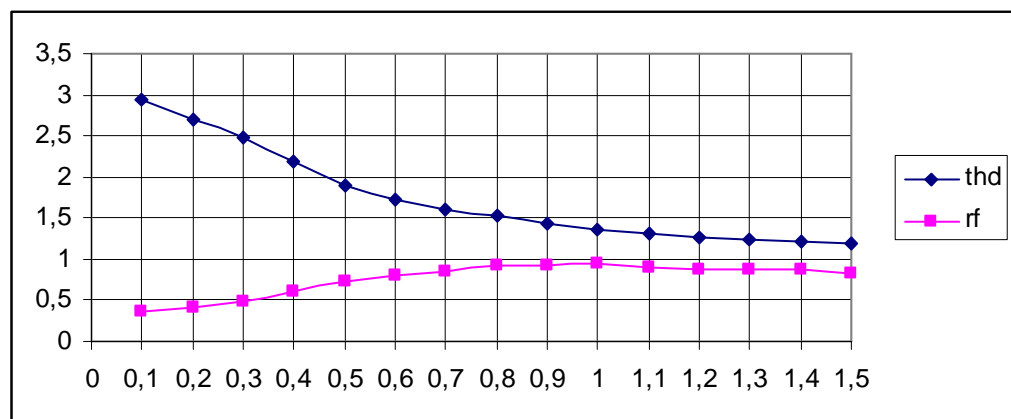
Figure (III. 16) : Les spectres d'harmonique de la tension de sortie V_a à une fréquence de sortie $f_0=100$ Hz et avec $r=0.8$.



a- m= 21, f₀= 25Hz.



b- m= 21, f₀= 50 Hz.



c- m= 21, f₀= 100 Hz.

Figure (III. 17) : Les caractéristiques du taux d'harmonique et r_f en fonction du taux de modulation r.

b. Etude des performances de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone:

Dans ce paragraphe on va étudier les performances de l'association du convertisseur matriciel à la machine asynchrone pentaphasée. Le convertisseur est commandé par la MLI à cinq intervalles dont l'indice de modulation $m = 21$ et le taux de modulation $r = 0.8$, avec une fréquence $f_o = 50$ Hz; on simule les grandeurs suivantes dans la figure (III.18).

1. La vitesse de rotation N de la machine asynchrone pentaphasée.
2. Le flux Φ_r de la machine asynchrone pentaphasée.
3. Le couple électromagnétique de la machine asynchrone pentaphasée.
4. le courant statorique i_a avec zoom entre 1 à 1.5s de la phase « **a** » de la machine asynchrone pentaphasée.
5. Les flux Φ_{dr} et Φ_{qr} de la machine asynchrone pentaphasée.

Dans la figure (III.19) nous avons simulé les courants des phases de sortie de machine asynchrone pentaphasée par la stratégie de modulation subharmonique (avec $r = 0.8$, $m = 21$ et $f_0 = 50$ Hz).

*** Interprétation des résultats de simulation :**

A partir des résultats de simulation de l'association convertisseur- machine, on constate que :

1. En régime permanent, la fréquence du couple électromagnétique est égale à la fréquence du courant I_a délivrée par le convertisseur matriciel.
2. Le courant absorbé par la machine est presque sinusoïdal.

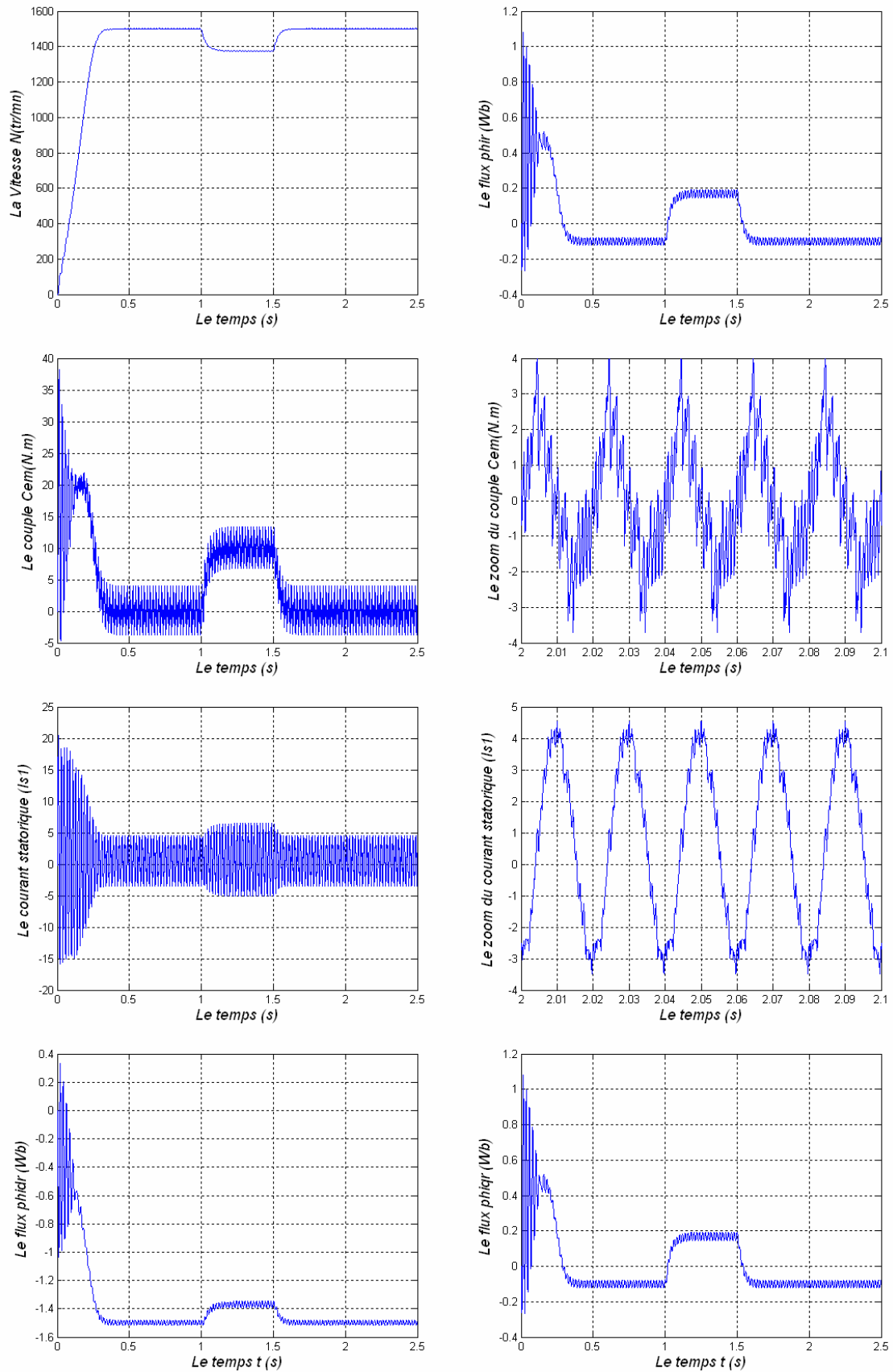


Figure (III. 18) : Performance de l'association convertisseur matriciel -MAS pentaphasée avec stratégie de modulation subharmonique ($f_0 = 50$ Hz, $m=21$, $r = 0.8$), Application d'une charge nominale entre $t = 1$ et 1.5 s.

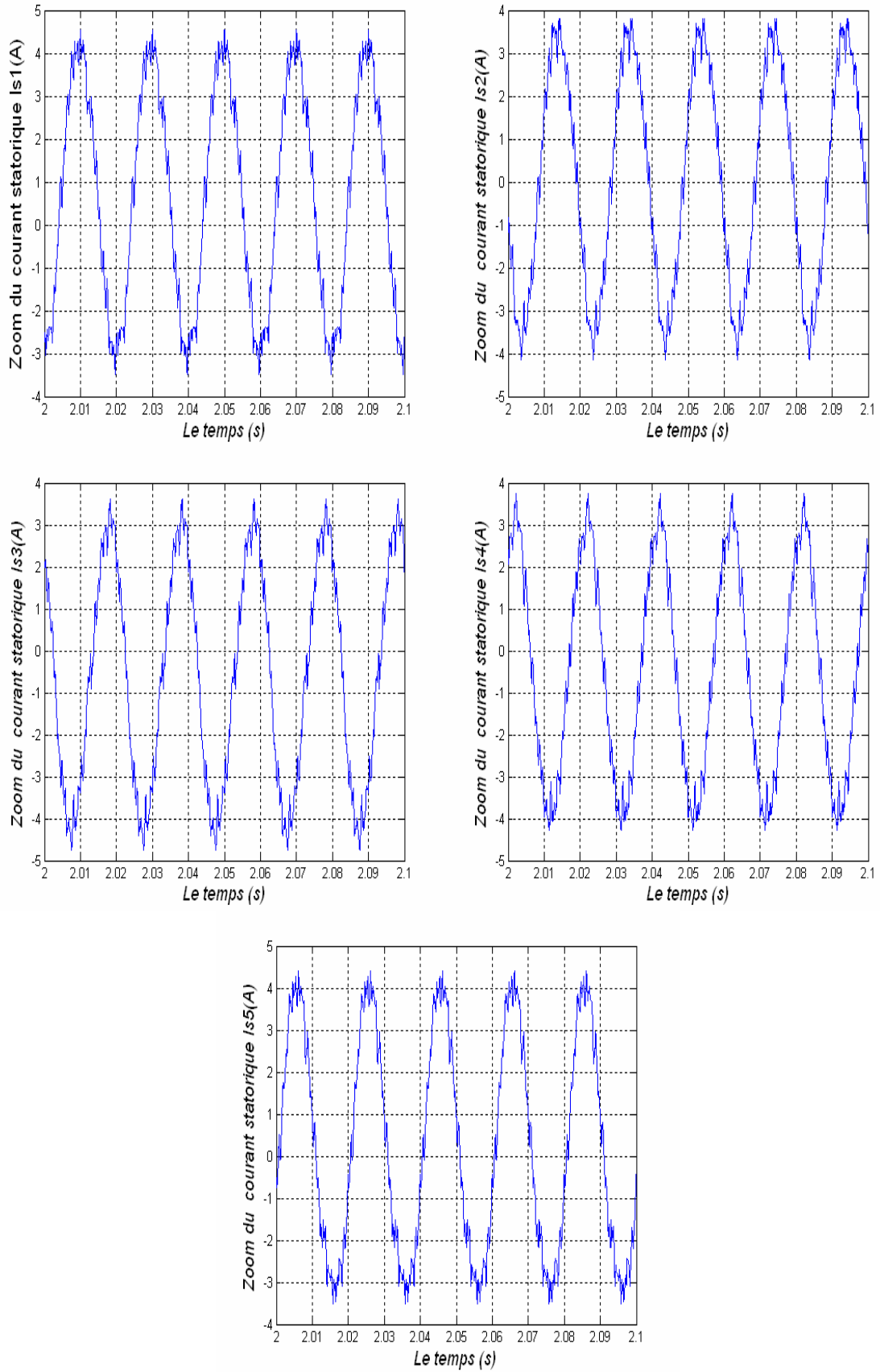


Figure (III. 19) : Courant des phases de sortie du MAS pentaphasé par la stratégie de modulation Subharmonique (avec $r=0.8$, $m=21$ et $f_0=50$ Hz).

III. 6. 3 La Stratégie de modulation calculée:

Dans ce paragraphe, nous proposons une stratégie MLI utilisant le modèle de commande du convertisseur matriciel. [Dah-04]

III. 6. 3. 1 Fonction génératrices de connexion:

Les fonctions de sortie du convertisseur doivent suivre les tensions de référence imposées auparavant.

- Soit $U_{a'}$, $U_{b'}$, $U_{c'}$, $U_{d'}$ et $U_{e'}$ les tensions d'alimentation du convertisseur.

$$\begin{cases} U_{a'} = U_m \sin(\omega_0 t) \\ U_{b'} = U_m \sin(\omega_0 t - 2\pi/5) \\ U_{c'} = U_m \sin(\omega_0 t - 4\pi/5) \\ U_{d'} = U_m \sin(\omega_0 t + 4\pi/5) \\ U_{e'} = U_m \sin(\omega_0 t + 2\pi/5) \end{cases} \quad (\text{III. 17})$$

- Soit U_a , U_b , U_c , U_d et U_e les tensions de référence de sortie du convertisseur.

$$\begin{cases} U_a = r.U_m \sin(\omega_s t) \\ U_b = r.U_m \sin(\omega_s t - 2\pi/5) \\ U_c = r.U_m \sin(\omega_s t - 4\pi/5) \\ U_d = r.U_m \sin(\omega_s t + 4\pi/5) \\ U_e = r.U_m \sin(\omega_s t + 2\pi/5) \end{cases} \quad (\text{III. 18})$$

Avec :

$\omega_s = 2 \pi f_s$: Pulsation des tensions de référence de phase de sortie.

r : Taux de modulation.

Les expressions des tensions du convertisseur du convertisseur s'exprime comme suit:

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \\ U_d \\ U_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{a'a}^g & F_{b'a}^g & F_{c'a}^g & F_{d'a}^g & F_{e'a}^g \\ F_{a'b}^g & F_{b'b}^g & F_{c'b}^g & F_{d'b}^g & F_{e'b}^g \\ F_{a'c}^g & F_{b'c}^g & F_{c'c}^g & F_{d'c}^g & F_{e'c}^g \\ F_{a'd}^g & F_{b'd}^g & F_{c'd}^g & F_{d'd}^g & F_{e'd}^g \\ F_{a'e}^g & F_{b'e}^g & F_{c'e}^g & F_{d'e}^g & F_{e'e}^g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{a'} \\ U_{b'} \\ U_{c'} \\ U_{d'} \\ U_{e'} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 19})$$

Avec:

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{a'a}^g + F_{b'a}^g + F_{c'a}^g + F_{d'a}^g + F_{e'a}^g = 1 \\ F_{a'b}^g + F_{b'b}^g + F_{c'b}^g + F_{d'b}^g + F_{e'b}^g = 1 \\ F_{a'c}^g + F_{b'c}^g + F_{c'c}^g + F_{d'c}^g + F_{e'c}^g = 1 \\ F_{a'd}^g + F_{b'd}^g + F_{c'd}^g + F_{d'd}^g + F_{e'd}^g = 1 \\ F_{a'e}^g + F_{b'e}^g + F_{c'e}^g + F_{d'e}^g + F_{e'e}^g = 1 \end{array} \right. \quad (\text{III. 20})$$

Le système (III.20) s'écrit sous la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_a - U_{e'} = F_{a'a}^g (U_{a'} - U_{e'}) + F_{b'a}^g (U_{b'} - U_{e'}) + F_{c'a}^g (U_{c'} - U_{e'}) + F_{d'a}^g (U_{d'} - U_{e'}) \\ U_b - U_{e'} = F_{a'b}^g (U_{a'} - U_{e'}) + F_{b'b}^g (U_{b'} - U_{e'}) + F_{c'b}^g (U_{c'} - U_{e'}) + F_{d'b}^g (U_{d'} - U_{e'}) \\ U_c - U_{e'} = F_{a'c}^g (U_{a'} - U_{e'}) + F_{b'c}^g (U_{b'} - U_{e'}) + F_{c'c}^g (U_{c'} - U_{e'}) + F_{d'c}^g (U_{d'} - U_{e'}) \\ U_d - U_{e'} = F_{a'd}^g (U_{a'} - U_{e'}) + F_{b'd}^g (U_{b'} - U_{e'}) + F_{c'd}^g (U_{c'} - U_{e'}) + F_{d'd}^g (U_{d'} - U_{e'}) \\ U_e - U_{e'} = F_{a'e}^g (U_{a'} - U_{e'}) + F_{b'e}^g (U_{b'} - U_{e'}) + F_{c'e}^g (U_{c'} - U_{e'}) + F_{d'e}^g (U_{d'} - U_{e'}) \end{array} \right. \quad (\text{III.21})$$

Soit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V^+ = \text{Max}(U_{a'}, U_{b'}, U_{c'}, U_{d'}, U_{e'}) \\ V^- = \text{Min}(U_{a'}, U_{b'}, U_{c'}, U_{d'}, U_{e'}) \end{array} \right.$$

Cinq cas se présentes:

$$\begin{aligned}
 & \blacksquare F_{a'}^g = F_{c'}^g = F_{d'}^g = 0 \\
 & \blacksquare F_{a'}^g = F_{b'}^g = F_{d'}^g = 0 \\
 & \blacksquare F_{b'}^g = F_{d'}^g = F_{e'}^g = 0 \\
 & \blacksquare F_{b'}^g = F_{c'}^g = F_{e'}^g = 0 \\
 & \blacksquare F_{a'}^g = F_{c'}^g = F_{e'}^g = 0
 \end{aligned} \tag{III. 22}$$

III. 6. 3. 2 Principe de la stratégie de modulation calculée:

Pour déterminer les fonctions de connexion discontinue constituant les éléments de la matrice de conversion F qui attaquent les commutateurs du convertisseur matriciel, il faut comparer les fonctions génératrices à des porteuses.

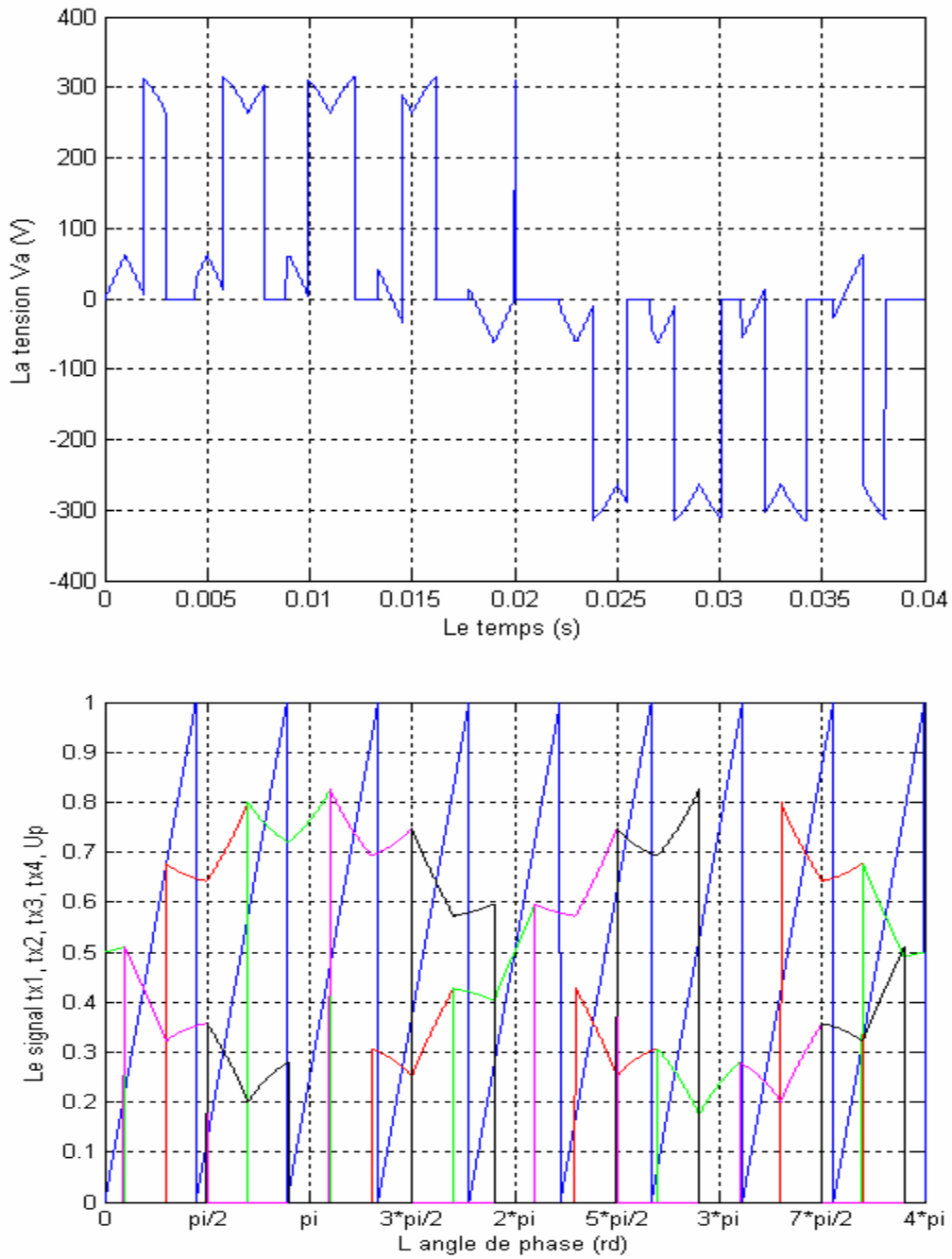


Figure (III. 20) : Principe de la stratégie de modulation MLI calculée ($m=9, f_0=25\text{Hz}, r=0.5$)

III. 6. 3. 3 Résultats de Simulation:

a. Etude des performances de la commande du convertisseur matriciel par la stratégie de modulation MLI calculée:

Pour étudier les performances de la commande du convertisseur matriciel par la stratégie de modulation MLI calculée on a effectué l'étude du spectre d'harmonique des tensions de sortie du convertisseur matriciel. Pour les simulations on a pris comme échantillon la tension de sortie du convertisseur V_a de la phase « **a** ».

Dans les figures (III. 21 au III. 23) on a représenté les spectres d'harmonique de la tension V_a pour des fréquences de sortie du convertisseur 25, 50 et 100Hz, en prenant différents indices de modulation m ($m = 15, 21, 35$ et 50) et le taux de modulation $r = 0.8$.

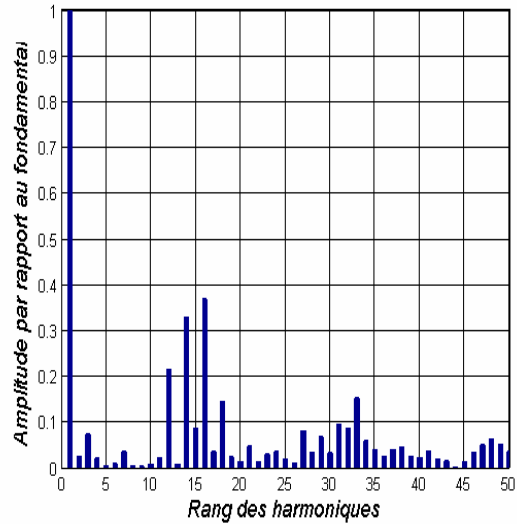
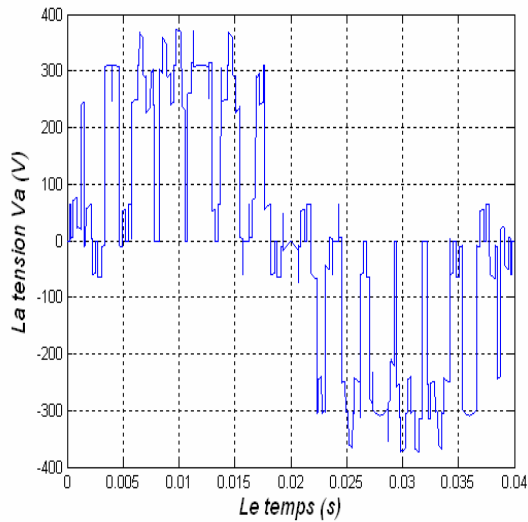
Puis à la fin, on a tracé les caractéristiques du r_f en fonction du taux de modulation r pour les fréquences $f_o = 25, 50$ et 100Hz et pour un indice de modulation égal à 21.

* Interprétation des résultats de simulation :

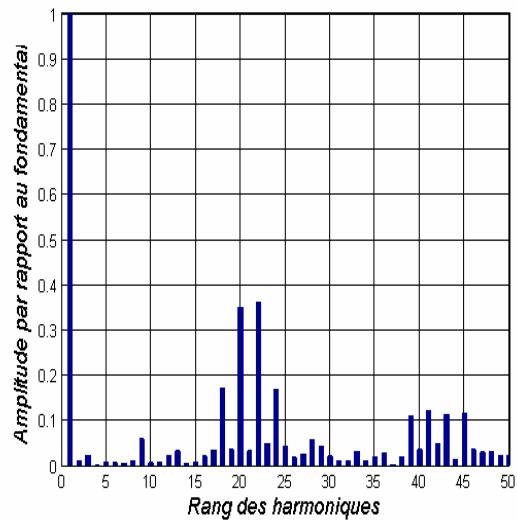
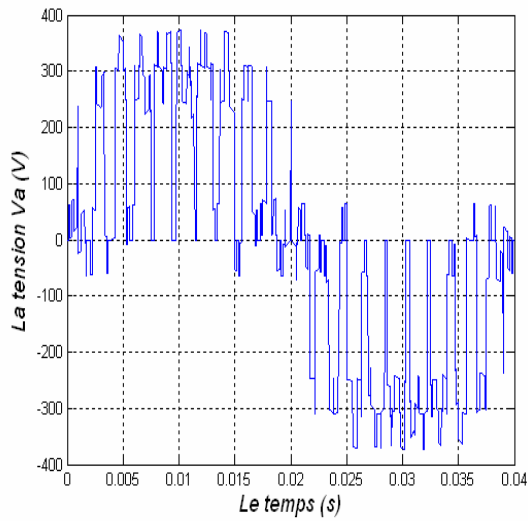
A partir des résultats de simulation des spectres d'harmonique de la tension V_a , on constate que :

1. Pour les valeurs de l'indice de modulation m , on n'a aucune symétrie et donc il existe des harmonique pairs et impairs.
2. Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p = m f_o$).
3. La première famille centrée autour de la fréquence $m f_o$ est la plus importante du point de vue amplitude, suivi d'une autre famille centrée autour de la fréquence $2m f_o$ mais important que la premier.

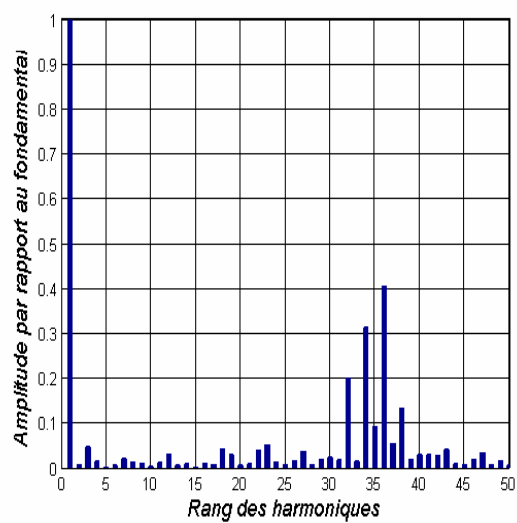
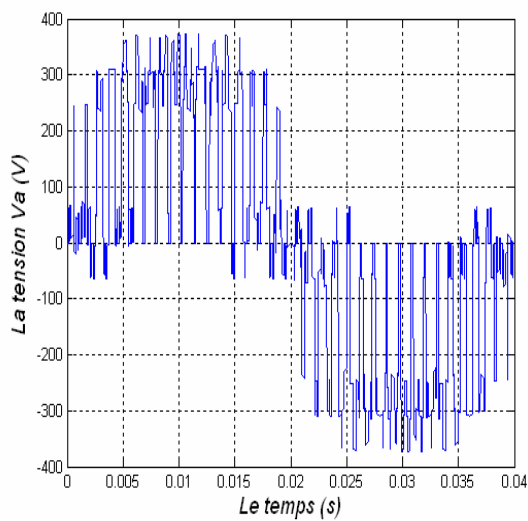
Le taux d'harmonique diminue quand le taux de modulation r augmente.



a- $f_0=25$ Hz; $r=0.8$; $m=15$;

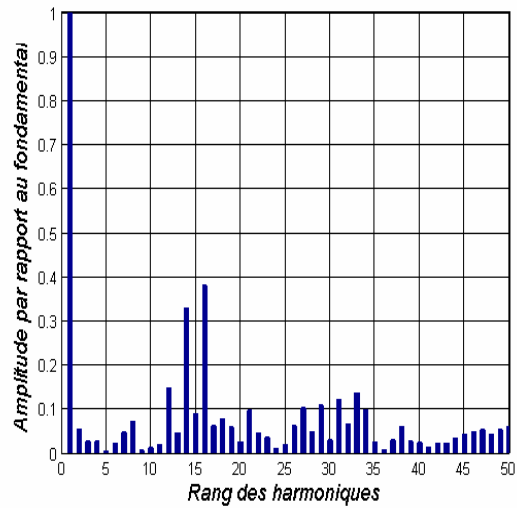
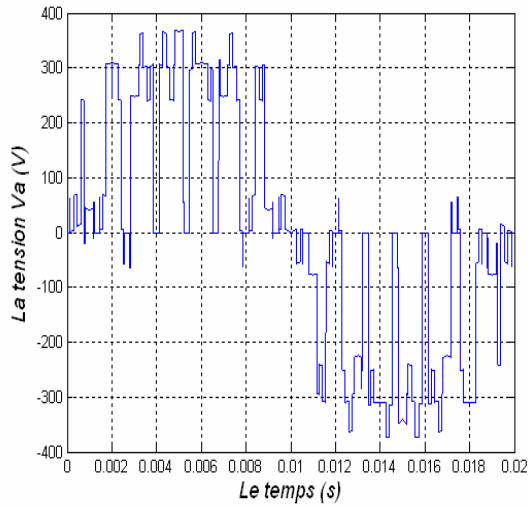


b- $f_0=25$ Hz; $r=0.8$; $m=21$;

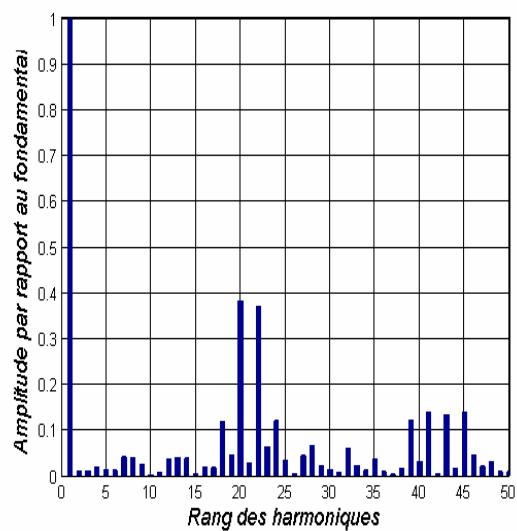
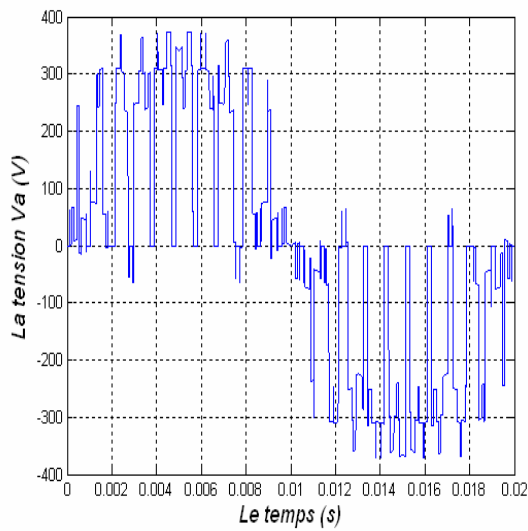


c- $f_0=25$ Hz; $r=0.8$; $m=35$;

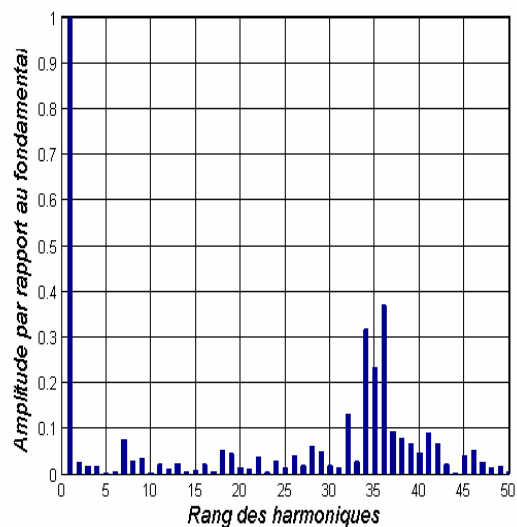
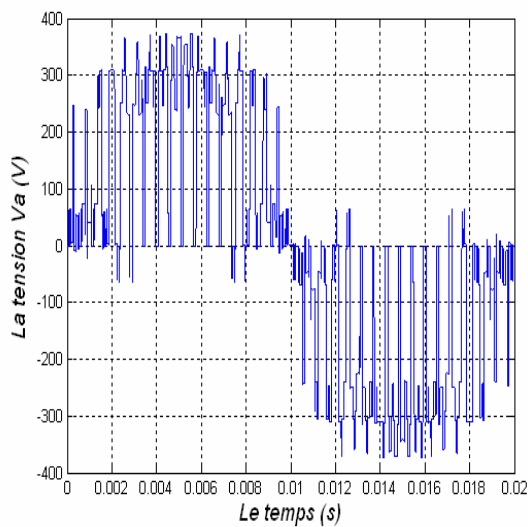
Figure (III. 21) : Les spectres d'harmonique de la tension de sortie V_a à une fréquence de sortie $f_0 = 25$ Hz et avec $r = 0.8$.



a- $f_0=50$ Hz; $r=0.8$; $m=15$;

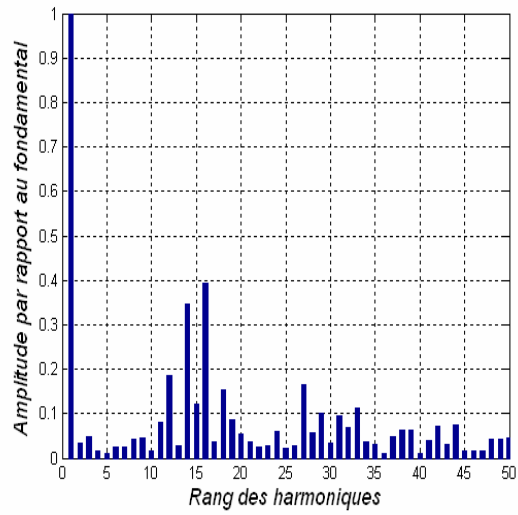
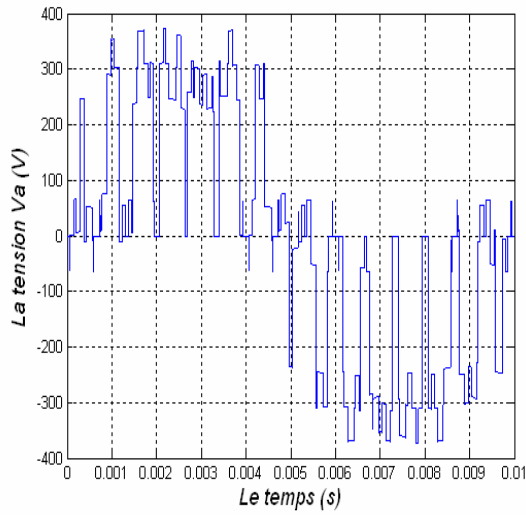


b- $f_0=50$ Hz; $r=0.8$; $m=21$;

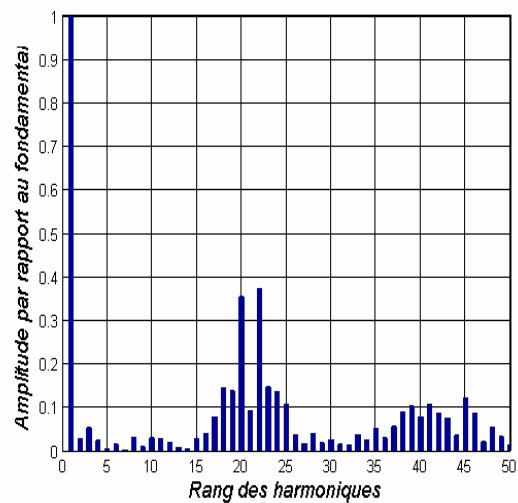
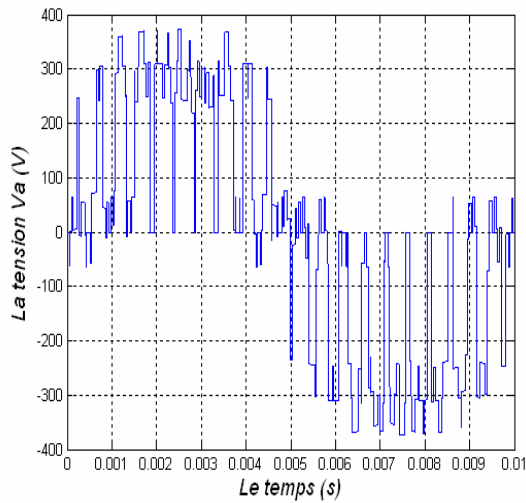


c- $f_0=50$ Hz; $r=0.8$; $m=35$;

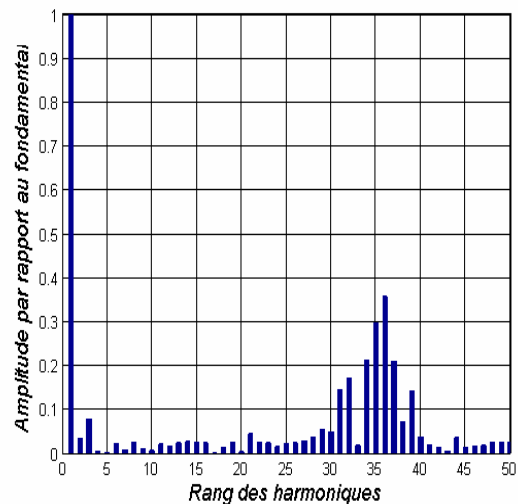
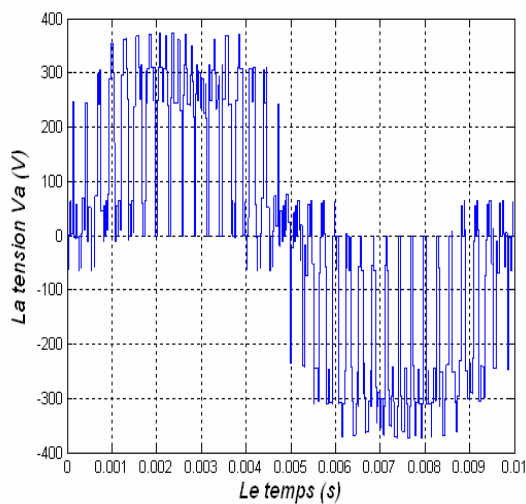
Figure (III. 22) : Les spectres d'harmonique de la tension de sortie V_a à une fréquence de sortie $f_0=50$ Hz et avec $r=0.8$.



a- $f_0=100$ Hz; $r=0.8$; $m=15$;

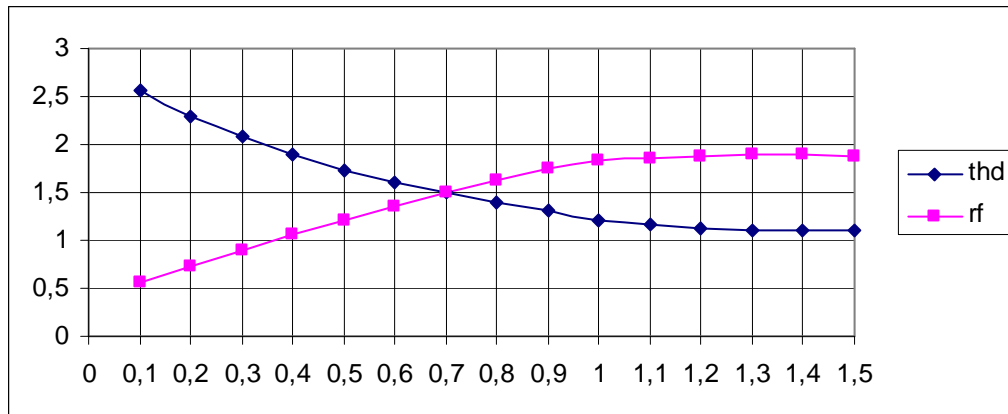


b- $f_0=100$ Hz; $r=0.8$; $m=21$;

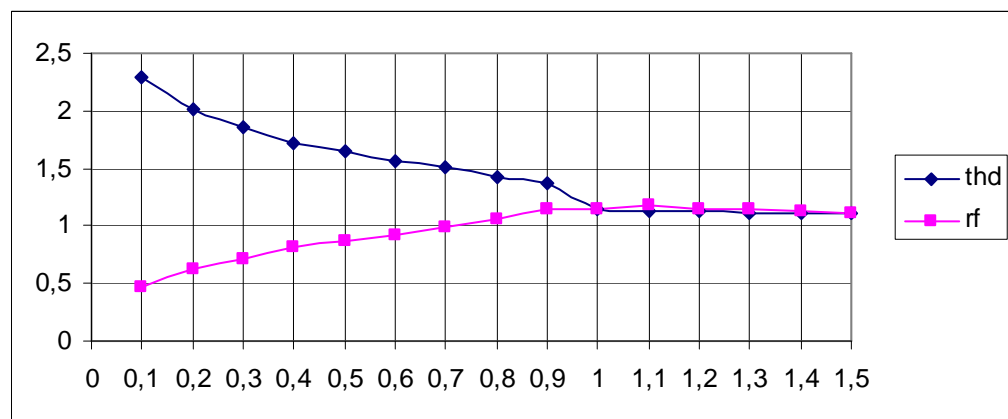


c- $f_0=100$ Hz; $r=0.8$; $m=35$;

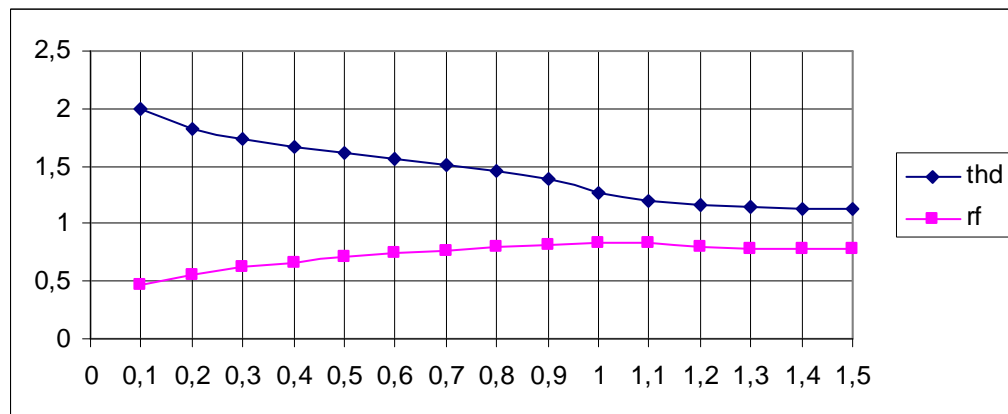
Figure (III. 23) : Les spectres d'harmonique de la tension de sortie V_a à une fréquence de sortie $f_0 = 100$ Hz et avec $r = 0.8$.



a- m=21, f₀= 25 Hz.



b- m= 21, f₀= 50 Hz.



c- m= 21, f₀= 100 Hz.

Figure (III. 24) : Les caractéristiques du taux d'harmonique et r_f en fonction du taux de modulation r.

b. Etude des performances de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone:

Dans ce paragraphe, on va étudier les performances de l'association du convertisseur matriciel a une machine asynchrone pentaphasée. Le convertisseur est commandé par la modulation MLI calculée dont l'indice de modulation $m = 21$ et le taux de modulation $r = 0.8$ puis pour la fréquence $f_o = 50\text{Hz}$ des tensions de référence (U_{aref} , U_{bref} , U_{cref} , U_{dref} et U_{eref}) ; on simule les grandeurs suivantes dans la figure (III.25).

1. La vitesse de rotation N de la machine asynchrone pentaphasée.
2. Le flux Φ_r de la machine asynchrone pentaphasée.
3. Le couple électromagnétique de la machine asynchrone pentaphasée.
4. le courant statorique i_a avec zoom entre 1 à 1.5s de la phase « **a** » de la machine asynchrone pentaphasée.
5. Les flux Φ_{dr} et Φ_{qr} de la machine asynchrone pentaphasée.

Dans la figure (III.26) nous avons simulé les courants des phases de sortie de machine asynchrone pentaphasée par la stratégie de modulation MLI calculée (avec $r = 0.8$, $m=21$ et $f_0 = 50\text{ Hz}$).

*** Interprétation des résultats de simulation :**

A partir des résultats de simulation de l'association convertisseur- machine, on constate que :

1. En régime permanent, la fréquence du couple électromagnétique est égale à la fréquence du courant I_a délivrée par le convertisseur matriciel.
2. Le courant absorbé par la machine est presque sinusoïdal.

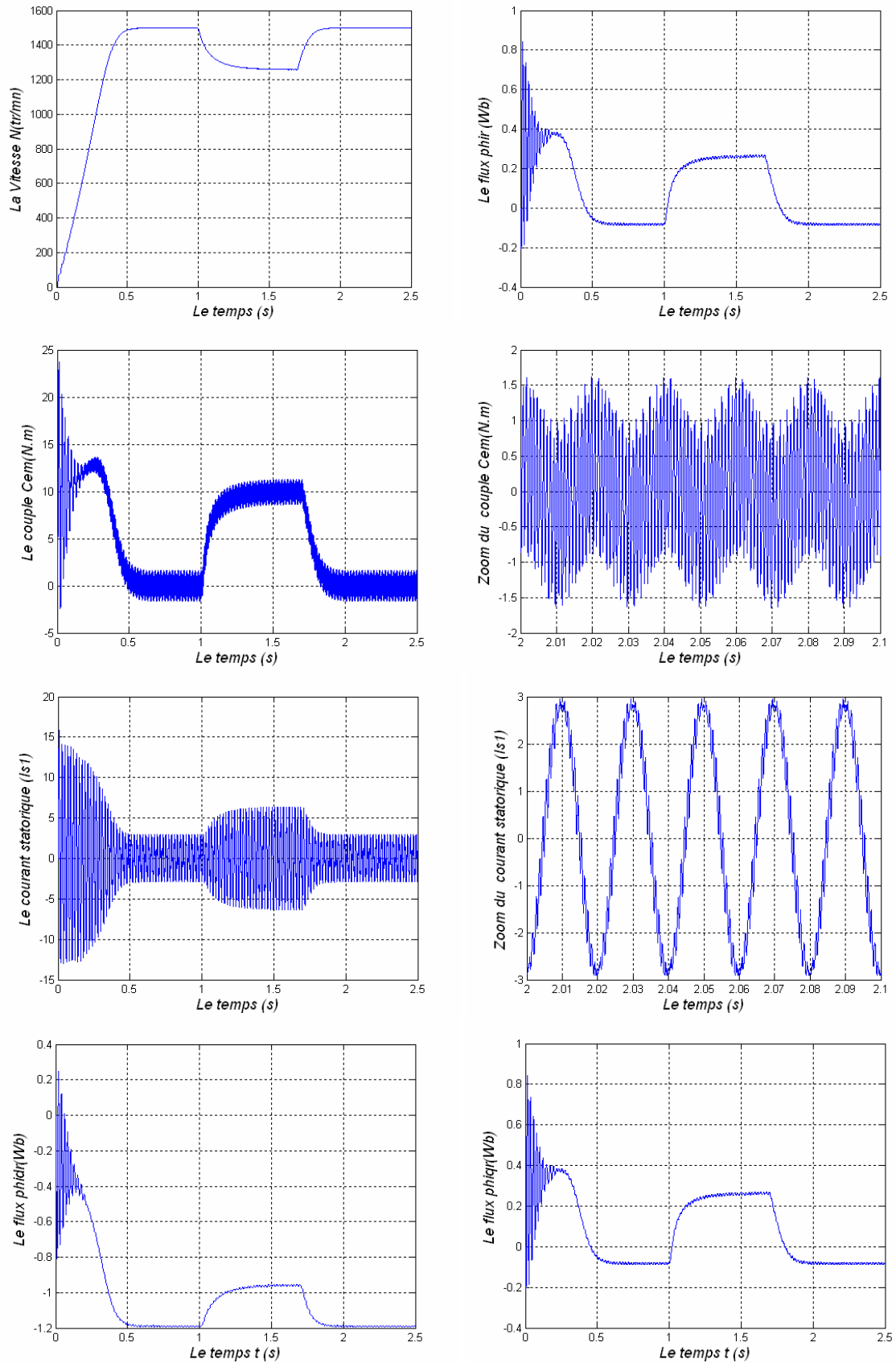


Figure (III. 25) : Performance de l'association convertisseur matriciel -MAS pentaphasée avec stratégie de modulation MLI calculée ($f_0 = 50$ Hz, $m=21$, $r = 0.8$), Application d'une charge nominale entre $t = 1$ et 1.7 s.

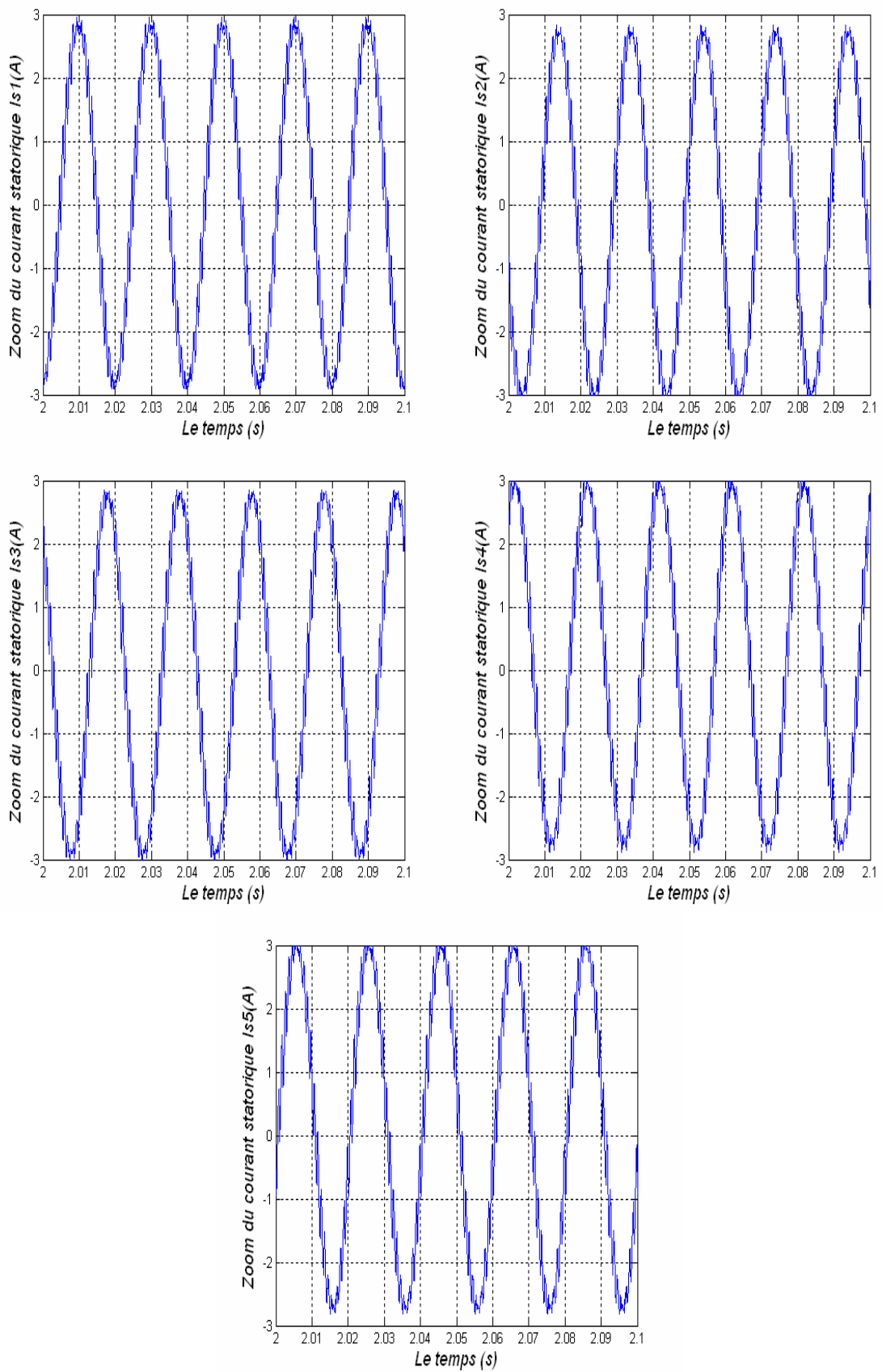


Figure (III. 26): Zoom du courant des phases de sortie du MAS pentaphasée par la stratégie de modulation MLI calculée (avec $r=0.8$, $m=21$ et $f_0=50$ Hz).

III. 7 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a étudié trois stratégies de commande du convertisseur matriciel qui sont :

- La modulation MLI à cinq intervalles.
- La modulation subharmonique.
- La modulation MLI calculée.

Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p = m f_o$), pour la stratégie de modulation à MLI à cinq intervalles et la stratégie de modulation subharmoniques. Par contre les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences de un et deux fois multiples de celle de la porteuse pour la stratégie de modulation MLI calculée.

Le taux d'harmonique diminue quand le taux de modulation r augmente dans la partie linéaire de r_f .

CHAPITRE IV

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASEE

IV.1 Introduction :

Grâce à l'évolution technologique récente de l'électronique de puissance, le domaine d'entraînement électrique à vitesse et position variable, a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, les exigences de qualité accrues et les cycles de production de plus en plus courts sont à la base de l'utilisation de technique de réglage de plus en plus performantes, dans les applications industrielles. [Bou-95]

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

Une méthode de commande classique scalaire, appelée **V/f=cte**, consiste à contrôler le couple par la fréquence du glissement et le flux par le rapport tension fréquence statorique. Ce type de commande pose des problèmes à basses vitesses, car le maintien du couple est impossible aux basses fréquences et en particulier à l'arrêt.

Au début des années 70 Blaschke et Hasse ont présenté une nouvelle théorie de commande par flux orienté qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu. Aujourd'hui, grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, de nombreux entraînements à courant continu sont remplacés par des machines asynchrones.

Même si les principes de la méthode ont été inventés il y a une vingtaine d'années, elle suscite encore de nombreuses recherches et des développements intensifs. [Mah-99]

IV. 2 Principe de la commande vectorielle :

Le contrôle vectoriel consiste à générer des tensions de façon à maintenir en tout temps un flux constant dans l'entrefer et obtenir un décalage aussi proche que possible de 90° entre les vecteurs d'espaces du flux et de la force magnétomotrice des courants rotoriques, et aussi un couple maximal. [Wil-00]

Le principe du découplage permet de modéliser la machine asynchrone comme une machine à courant continu, par l'application de cette nouvelle technique de commande.

Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à excitation séparée, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple d'où la méthode du flux orientée, et ainsi la composante directe du courant statorique i_{ds} prend la direction du flux rotorique. Le couple dépend alors uniquement de la composante en quadrature i_{qs} . [Mah-99]

Le contrôle vectoriel de flux d'un moteur asynchrone permet de maîtriser séparément le courant magnétisant et le courant actif. Le variateur vectoriel reçoit les informations sur la vitesse et la position angulaire du rotor grâce à un codeur incrémental accouplé au moteur, qui mesure aussi le courant absorbé. Ces valeurs sont traitées numériquement dans un ordinateur en fonction de la vitesse et du couple désiré. Ceci va régler les courants sur l'onduleur de manière à positionner le flux stator en quadrature avec le courant induit dans le rotor comme dans un moteur à courant continu.

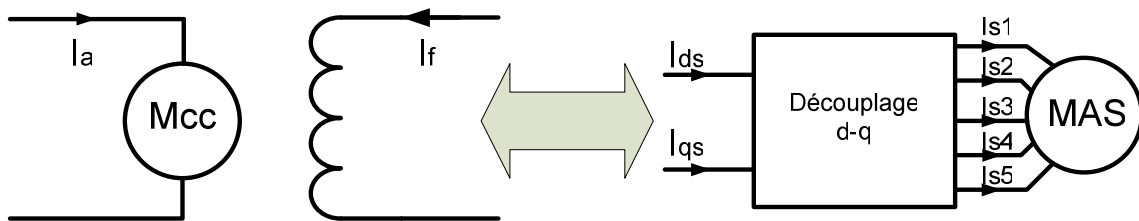


Figure (IV. 1) : Principe de la commande vectorielle.

Couple électromagnétique de la machine à courant continu :

$$\begin{aligned} C_{em} &= k \cdot \Phi_a \cdot I_a \\ \Phi_a &= k_f \cdot I_f \end{aligned} \tag{IV. 1}$$

Couple électromagnétique de la machine asynchrone :

$$C_{em} = \frac{p}{L_r} M (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \tag{IV. 2}$$

Dans le modèle de PARK de la machine asynchrone, nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe 'd' coïncide avec la direction du flux (rotorique, statorique, ou d'entrefer), pour maintenir la composante directe constante et à annuler la composante en quadrature, Figure (IV. 2).

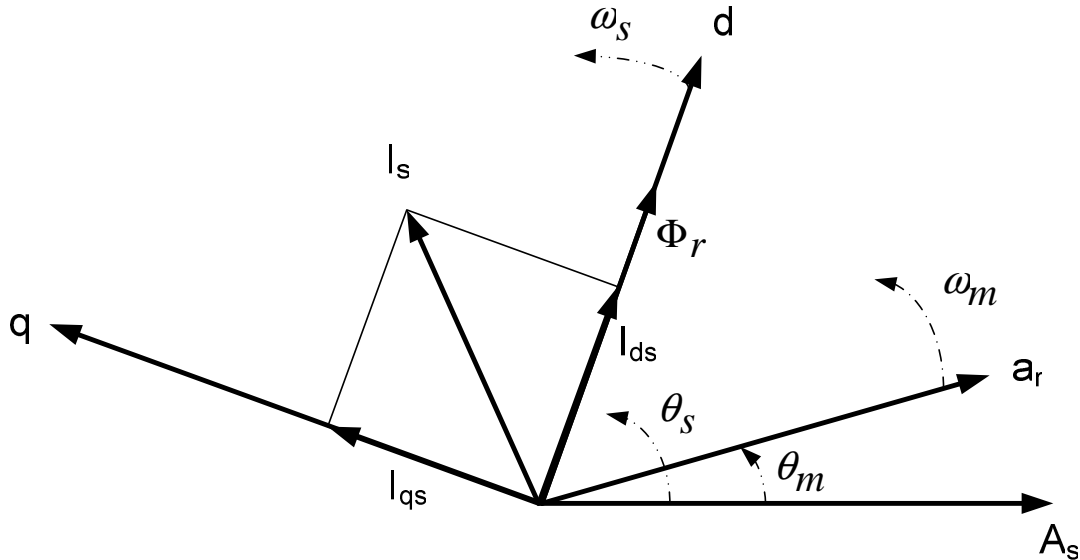


Figure (IV. 2) : Principe de l'orientation du flux rotorique.

Nous pouvons donc orienter les trois différents flux suivants :

- Soit le flux rotorique avec les conditions : $\Phi_{dr} = \Phi_r$

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{p \cdot M}{L_r} \cdot \Phi_r \cdot i_{qs} = k \cdot \Phi_r \cdot i_{qs} \quad (IV. 3)$$

- Soit le flux statorique avec les conditions : $\Phi_{ds} = \Phi_s$
- Soit le flux d'entrefer avec les conditions : $\Phi_{dr} = \Phi_m$

Le choix d'un référentiel lié au champ tournant est particulièrement avantageux. Car il conduit à un découplage fictif total entre le flux rotorique présent dans la machine et le couple électromagnétique engendré.

IV.3 Réalisation de la commande vectorielle :

IV.3. 1 Modèle de la machine asynchrone pentaphasée :

a. Avant découplage :

Le modèle de machine pentaphasée alimentée en courant dans un référentiel lié au champ tournant est présenté par les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} - \omega_s L_s \sigma I_{qs} + L_s \sigma \frac{d I_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d \Phi_{dr}}{dt} - \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_{qr} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \omega_s L_s \sigma I_{ds} + L_s \sigma \frac{d I_{qs}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d \Phi_{qr}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_{dr} \\ \frac{d \Phi_{dr}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - p \Omega_r) \Phi_{qr} + \frac{M}{T_r} I_{ds} \\ \frac{d \Phi_{qr}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Phi_{qr} - (\omega_s - p \Omega_r) \Phi_{dr} + \frac{M}{T_r} I_{qs} \\ J \frac{d \Omega_r}{dt} = \frac{p M}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) - f_v \Omega_r - C_r \end{array} \right. \quad (IV. 4)$$

b. Après découpage :

En partant du système (IV.4) et on posant ($\Phi_{dr} = \Phi_r$ et $\Phi_{qr} = 0$); Le modèle de la machine se simplifie comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} - \omega_s L_s \sigma I_{qs} + L_s \sigma \frac{d I_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d \Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \omega_s L_s \sigma I_{ds} + L_s \sigma \frac{d I_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_{dr} \\ M I_{ds} = \Phi_r + T_r \frac{d \Phi_r}{dt} \\ \omega_s = p \Omega_r \Phi_r + \frac{M}{T_r \Phi_r} I_{qs} \\ J \frac{d \Omega_r}{dt} = C_{em} - f_v \Omega_r - C_r \end{array} \right. \quad (IV. 5)$$

Donc nous pouvons tirer les équations de couple et de flux :

$$C_{em} = \frac{p M}{L_r} \Phi_r I_{qs} \quad (IV. 6)$$

D'après le système ci-dessus, on remarque que seul la composante directe du courant statorique i_{ds} détermine l'amplitude du flux rotorique Φ_r , alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature du courant statorique i_{qs} , dans le cas ou le flux rotorique

serait maintenu constat. Ainsi est réalisé une décomposition du courant en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple.

IV. 3. 2 Stratégie de la commande :

Pour la réalisation de la commande vectorielle, il existe deux méthodes ; directe et indirecte

a. Commande vectorielle indirecte:

Cette approche consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position [Lou-00]. Elle élimine le besoin d'un capteur d'un estimateur ou d'un observateur de flux, mais nécessite l'utilisation d'un capteur de vitesse. La phase du flux est alors déterminée en utilisant un modèle mathématique qui peut être intégré dans la structure de commande.

b. Commande vectorielle directe:

Cette méthode nécessite de déterminer la position θ_s et le module du flux Φ_r quel que soit le régime de fonctionnement.

La difficulté majeure dans la réalisation de cette méthode de commande est la détermination du module et de la phase du flux, car ces deux grandeurs ne sont pas directement mesurables.

IV.4 Commande par orientation de flux orienté :

Pour déterminer la position et le module du flux, l'idée naturelle est de mesurer le flux dans la machine à l'aide de bobinages supplémentaires ou de capteurs à effet Hall. Ceci fragilise le moteur et nécessite une construction spéciale .le moteur asynchrone perd donc son principal avantage qui est la robustesse [Mah-99]

Devant la complexité posée par l'installation des capteurs servant à mesurer le flux rotorique. On fait appel à des modèles dynamiques du flux .qui nécessitent des grandeurs facilement mesurables tel que les courants .les tensions statoriques et vitesse de rotation. On utilise souvent le modèle de la machine pour déterminer la position et le module du flux .une approche simple consiste à intégrer les équations du modèle rotorique simplifié suivant:

$$\begin{cases} M I_{ds} = \Phi_r + T_r \frac{d\Phi_r}{dt} \\ \omega_s = p \Omega_r \Phi_r + \frac{M}{T_r \Phi_r} I_{qs} \end{cases} \quad (IV.7)$$

Le module du flux rotorique et du couple électromagnétique seront contrôlés par contre-réaction. Alors que la pulsation du glissement est directement calculée à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées.

Du système (IV.5) on a les deux premières équations :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} - \omega_s L_s \sigma I_{qs} + L_s \sigma \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \omega_s L_s \sigma I_{ds} + L_s \sigma \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_{dr} \end{cases} \quad (IV.8)$$

Le couplage qui existe entre ces deux équations est éliminé en générale par une méthode qui consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage.

Ces derniers sont rajoutés à la sortie des correcteurs des courants afin d'obtenir les tensions de référence qui attaque le convertisseur matriciel [Dah-04].

$$\begin{cases} V_{pd} = -\omega_s L_s \sigma I_{qs} \\ V_{pq} = \omega_s L_s \sigma I_{ds} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_{dr} \end{cases} \quad (IV.9)$$

Les tensions de références sont alors :

$$\begin{cases} V_{ds_ref} = E_{ds} - V_{pd} \\ V_{qs_ref} = E_{qs} - V_{pq} \end{cases} \quad (IV.10)$$

La structure de la commande est constituée de l'association d'une machine asynchrone avec un convertisseur matriciel sont contrôlées par la technique de modulation de largeur de modulation à cinq intervalles.

Le schéma global de commande vectorielle avec orientation du flux rotorique est donné par la figure suivante :

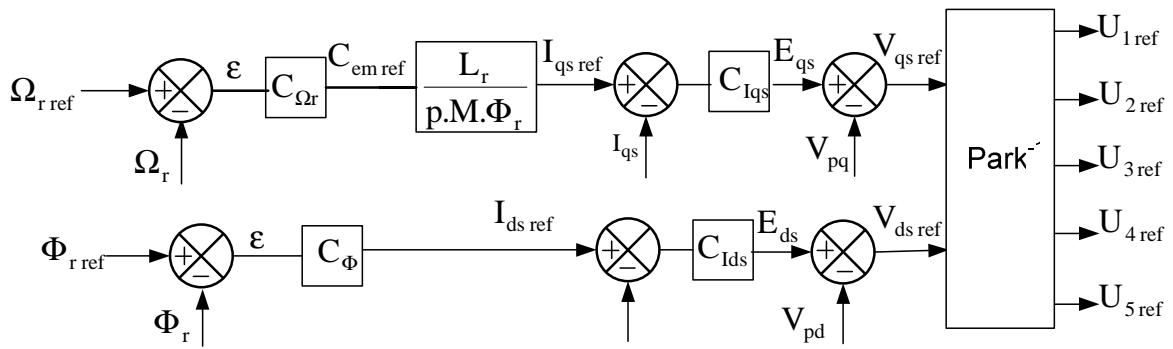


Figure (IV.3) : Schéma bloc de la commande vectorielle directe.

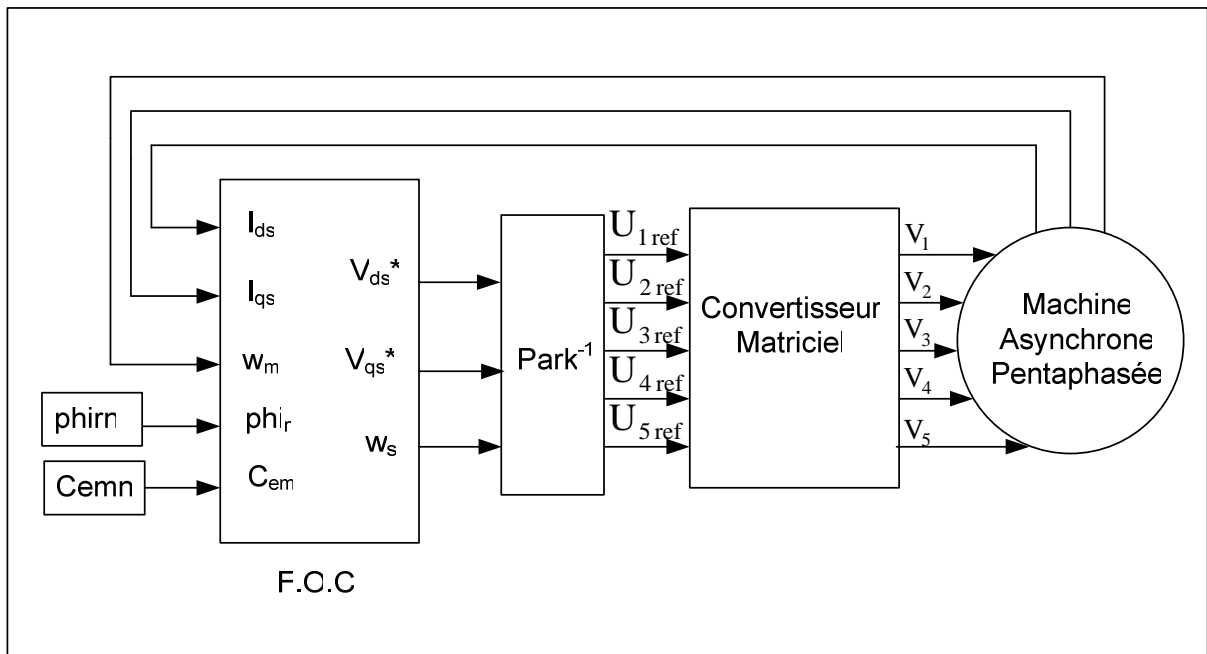


Figure (IV.4) : Schéma bloc de la commande vectorielle directe en boucle ouverte.

Calcul des régulateurs :

Nous avons vu que le découplage entre les axes d et q nous permet d'étudier séparément les boucles de régulation de flux et du couple.

Le calcul des régulateurs est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles.

IV. 4. 1. 1 Réglage en cascade du flux rotorique :

- **Réglage de la boucle interne du courant I_{ds} :**

D'après le système (IV.10), on à :

$$E_{ds} = R_s I_{ds} L_s + \sigma \frac{d I_{ds}}{dt} \tag{IV.11}$$

Donc :

$$I_{ds} = \frac{E_{ds}}{R_s + S \sigma L_s} \quad (IV.12)$$

La boucle de régulation du courant I_{ds} est représentée par le schéma –bloc de la figure

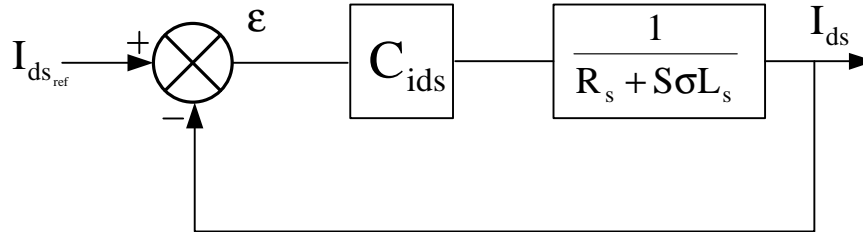


Figure (IV.5) : schéma fonctionnelle du régulateur de courant I_{ds}

L'expression mathématique du régulateur PI du correcteur C_{is} est donnée par la relation suivant :

$$C_{ids} = K_{pd} + \frac{K_{id}}{S}$$

On a :

$$E_{ds} = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{S} \right) (I_{ds_{ref}} - I_{ds}) \quad (IV.13)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{I_{ds}}{I_{ds_{ref}}} = \frac{\left(K_{pd} S + K_{id} \right) \frac{1}{\sigma L_s}}{P(S)} \quad (IV.14)$$

Le polynôme caractéristique est :

$$P(S) = S^2 + \frac{R_s + K_{pd}}{\sigma L_s} S + \frac{K_{id}}{\sigma L_s} = 0 \quad (IV.15)$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués $S_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, on aura :

$$P(S) = S^2 + 2.\rho. S + 2.\rho^2 = 0 \quad (IV.16)$$

L'identification terme des équations (IV.15) et (IV.16) on aura :

$$\begin{cases} K_{id} = 2 \sigma L_s \rho^2 \\ K_{pd} = 2 \sigma L_s \rho - R_s \end{cases} \quad (IV.17)$$

• **Réglage de la boucle externe du flux :**

A fin d'assurer un bon contrôle du couple, il faut maintenir le flux constant lors des changements de consigne de vitesse ou de position, ainsi que lors des applications de la charge perturbatrice.

D'après l'équation (IV.17), on a : $\Phi_r = \frac{M}{1 + T_r S} I_{ds}$

Le schéma –bloc de la régulation du flux est le suivant :

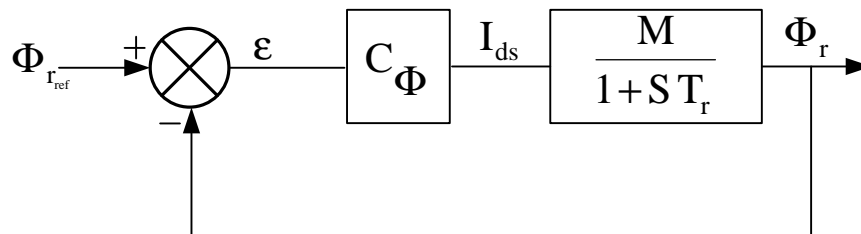


Figure (IV.6) : schéma fonctionnel de régulation du flux Φr.

La fonction de transfert ouverte est :

$$\frac{\Phi_r(S)}{\varepsilon_\Phi(S)} = C_\Phi \cdot \frac{M}{1 + T_r \cdot S} = \left(K_{p\Phi} + \frac{K_{i\Phi}}{S} \right) \cdot \frac{M}{1 + T_r \cdot S} \quad (IV.18)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\Phi_r(S)}{\Phi_{r_ref}(S)} = \frac{\left(K_{p\Phi} \cdot S + K_{i\Phi} \right) \frac{M}{T_r}}{P(S)} \quad (IV.19)$$

L'équation caractéristique en boucle fermée est donnée par :

$$P(S) = S^2 + \frac{1 + M K_{p\Phi}}{T_r} S + \frac{M K_{i\Phi}}{T_r} = 0 \quad (IV.20)$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués $S_{1,2} = \rho (-1 \pm j)$, on aura :

$$P(S) = S^2 + 2.\rho. S + 2.\rho^2 = 0 \tag{IV.21}$$

Par identification on trouve :

$$\begin{cases} K_{\Phi d} = \frac{2.T_r}{M} \rho^2 \\ K_{\Phi d} = \frac{1}{M} (2.T_r \rho - 1) \end{cases} \tag{IV.22}$$

IV. 4. 1. 2 Réglage en cascade de la vitesse :

- **Réglage de la boucle interne du courant I_{qs} :**

Les mêmes calculs sont effectués pour dimensionner le régulateur du courant I_{qs} que pour le dimensionner du régulateur du courant I_{qd} . Si on impose la même dynamique en boucle fermée, les coefficients K_{iq} et K_{pq} seront identiques à ceux du régulateur du courant I_{ds} .

IV. 4. 1. 3 Réglage de la boucle externe de la vitesse :

- **Boucle de la régulation de vitesse :**

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence afin de maintenir la vitesse correspondante. Pour que la cascade soit justifiée, il faut que la boucle interne soit très rapide par rapport à celle de la vitesse.

D'après l'équation mécanique, on trouve que :
$$\Omega_r = \frac{C_{em} - C_r}{J S + f_v} \tag{IV.23}$$

En associant à cette fonction un régulateur C_{Ω} de type PI, on aura :

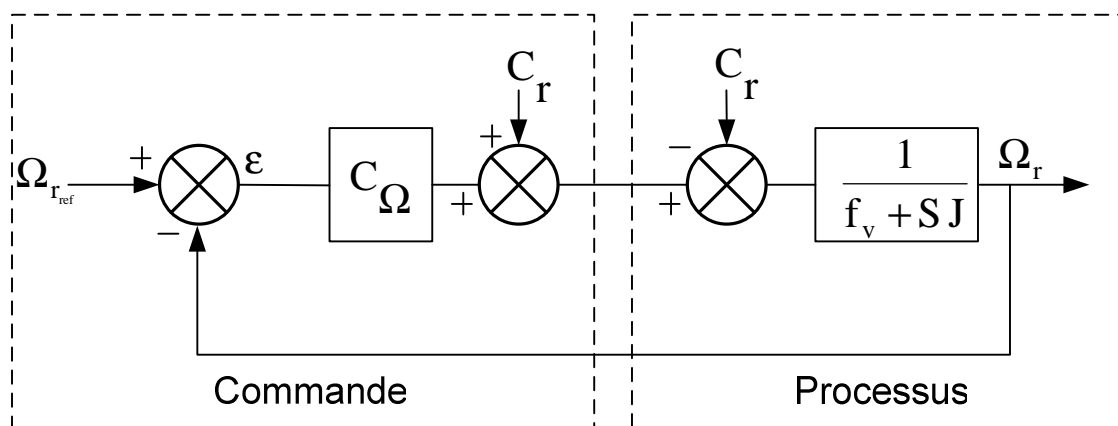


Figure (IV. 7) : Schéma fonctionnel de régulateur de vitesse.

L'expression mathématique de régulateur PI du correcteur C_{Ω} est donnée par la relation suivante :

$$C_{\Omega} = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{S} \quad (IV.24)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\Omega_r}{\Omega_{r\text{ref}}} = \frac{\left(K_{p\Omega} S + K_{i\Omega}\right) \frac{p}{J}}{P(S)} \quad (IV.25)$$

Le polynôme caractéristique est :

$$P(S) = S^2 + \frac{f_v + K_{p\Omega} \cdot p}{J} S + \frac{K_{i\Omega}}{J} = 0 \quad (IV.26)$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués $S_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, on aura :

$$P(S) = S^2 + 2 \cdot \rho \cdot S + 2 \cdot \rho^2 = 0 \quad (IV.27)$$

Par identification on trouve:

$$\begin{cases} K_{i\Omega} = 2 J \rho^2 / p \\ K_{p\Omega} = (2 J \rho - f_v) / p \end{cases} \quad (IV.28)$$

Bloc de défluxage

Le flux de commande est obtenu à partir d'un bloc de défluxage qui maintient constant pour des vitesses inférieures à la vitesse nominale, pour permettre un fonctionnement à flux constant, où la vitesse dépasse la vitesse nominale. Ce bloc assure le fonctionnement à couple constant pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale et au delà de cette valeur il permet de diminuer le couple, dans ce cas il assure un fonctionnement à tension ou à puissance constante ; Ce bloc est défini par les valeurs des flux consigne suivantes :

$$\Phi_{r\text{ref}} = \begin{cases} \Phi_m & \text{si } |\Omega_r| \leq \Omega_n \\ \Phi_m \cdot \frac{\Omega_n}{|\Omega_r|} & \text{si } |\Omega_r| > \Omega_n \end{cases} \quad (\text{IV. 29})$$

Le Filtre

L'analyse théorique du système globale (Régulateur - modèle de la machine monophasée), montre que si nous voulons régler la vitesse, il va apparaître un dépassement de cette dernière avant la stabilisation, donc il est indispensable d'utiliser un filtre, de telle sorte à éliminer ce dépassement, la fonction de transfert de ce bloc est donnée par :

$$\frac{(\Omega_r^*)_{\text{filtre}}}{\Omega_r^*} = \frac{1}{1+T_f \cdot s} \quad (\text{IV.30})$$

Telle que T_f est calculée de façon à compenser le zéro de la fonction de transfert par rapport à la consigne, donc :

$$T_f = \frac{K_p}{K_i}$$

IV. 5 Simulation et interprétation :

En boucle ouvert :

Les résultats de simulation de l'orientation de flux rotorique de la machine asynchrone pentaphasée alimentée en tension à l'aide d'un convertisseur matriciel sont illustrées dans la figure (IV.7), on remarque que la composante en quadrature de flux rotorique est nulle en régime permanent.

On remarque ainsi que la composante directe du flux (Φ_{dr}) est parfaitement identique à son module Φ_r .

En boucle fermée :

Les figures de (IV.9) à (IV.12), représentent un démarrage à vide puis l'application d'une charge nominale $\pm C_r$ à $t = 0.5s$ et $1s$ on remarque que la vitesse subit une légère diminution juste à l'instant d'application de la charge, cette diminution est vite corrigée par le régulateur PI.

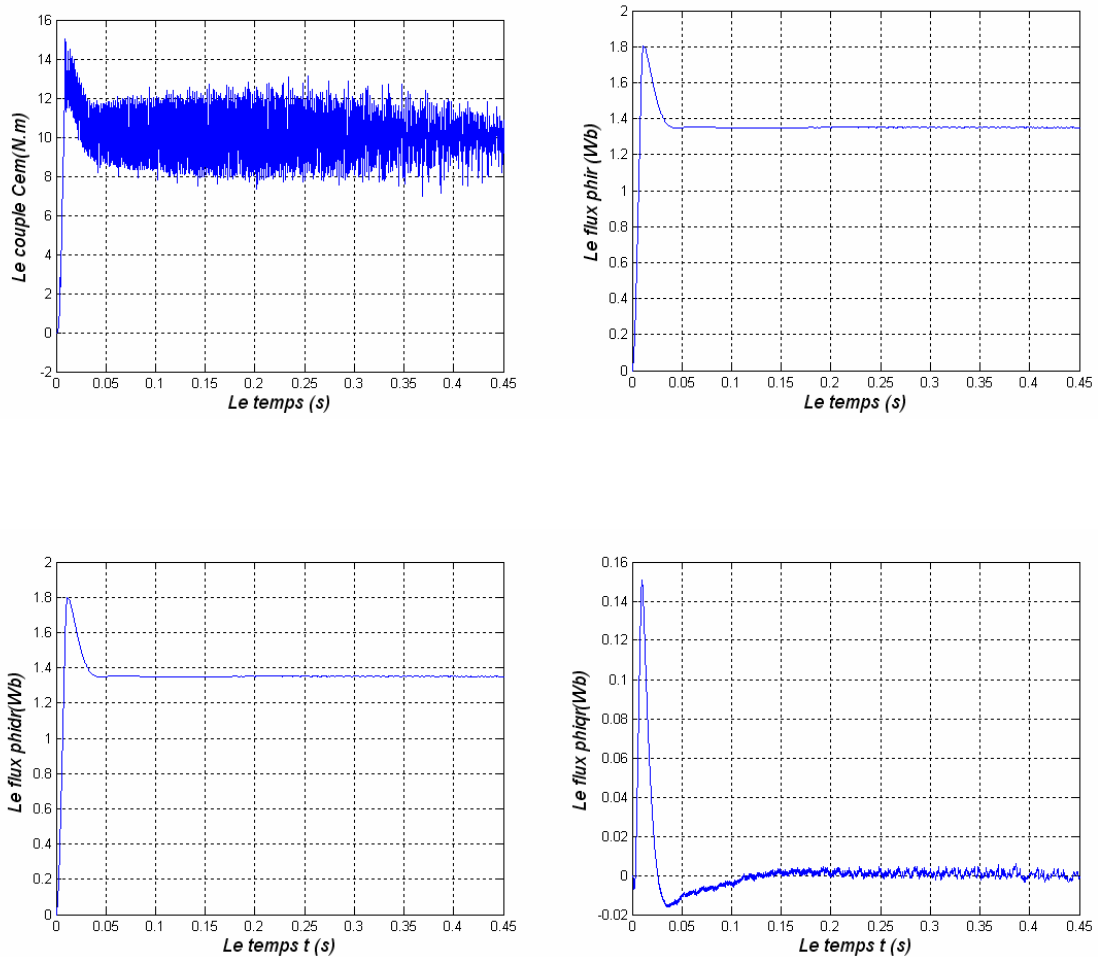
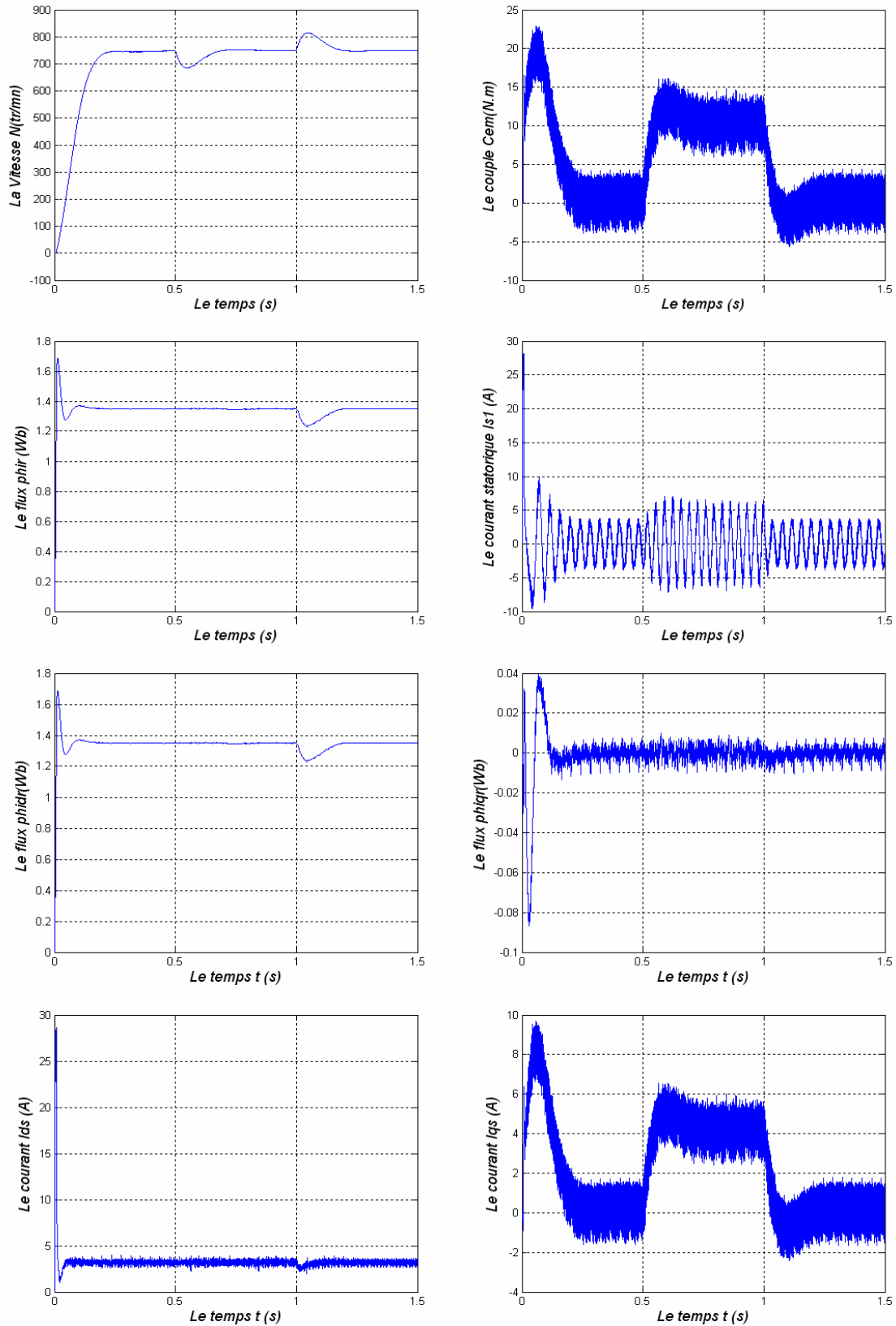


Figure (IV. 8) : Découplage avec orientation de flux rotorique en boucle ouverte



**Figure (IV. 9) : Découplage avec orientation de flux rotorique en boucle fermée
Avec application d'une charge nominale entre $t = 0.5$ s et 1 s (Avec filtre),
Pour $f_0=25$ Hz, $m=21$ et $r = 0.8$.**

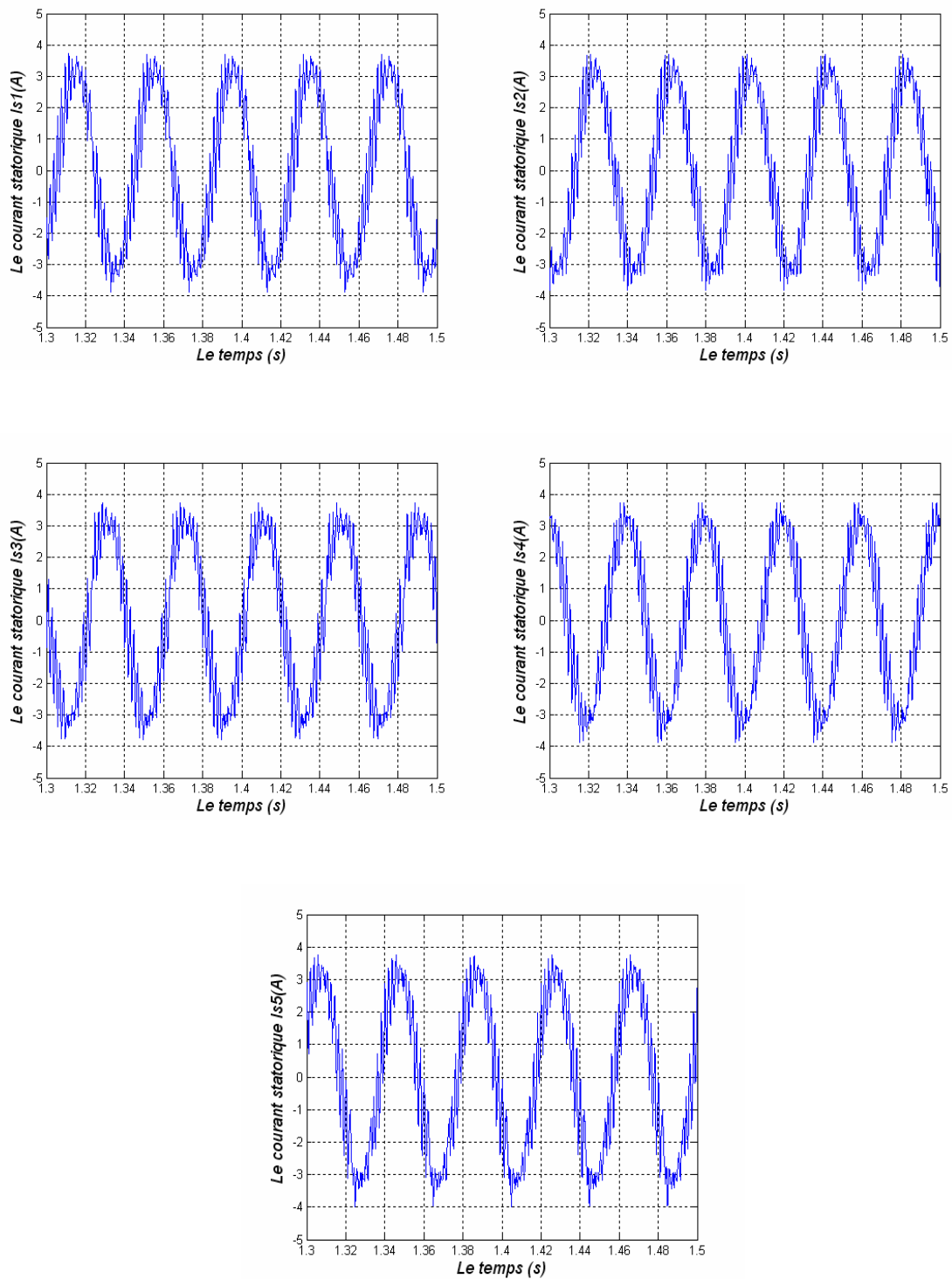
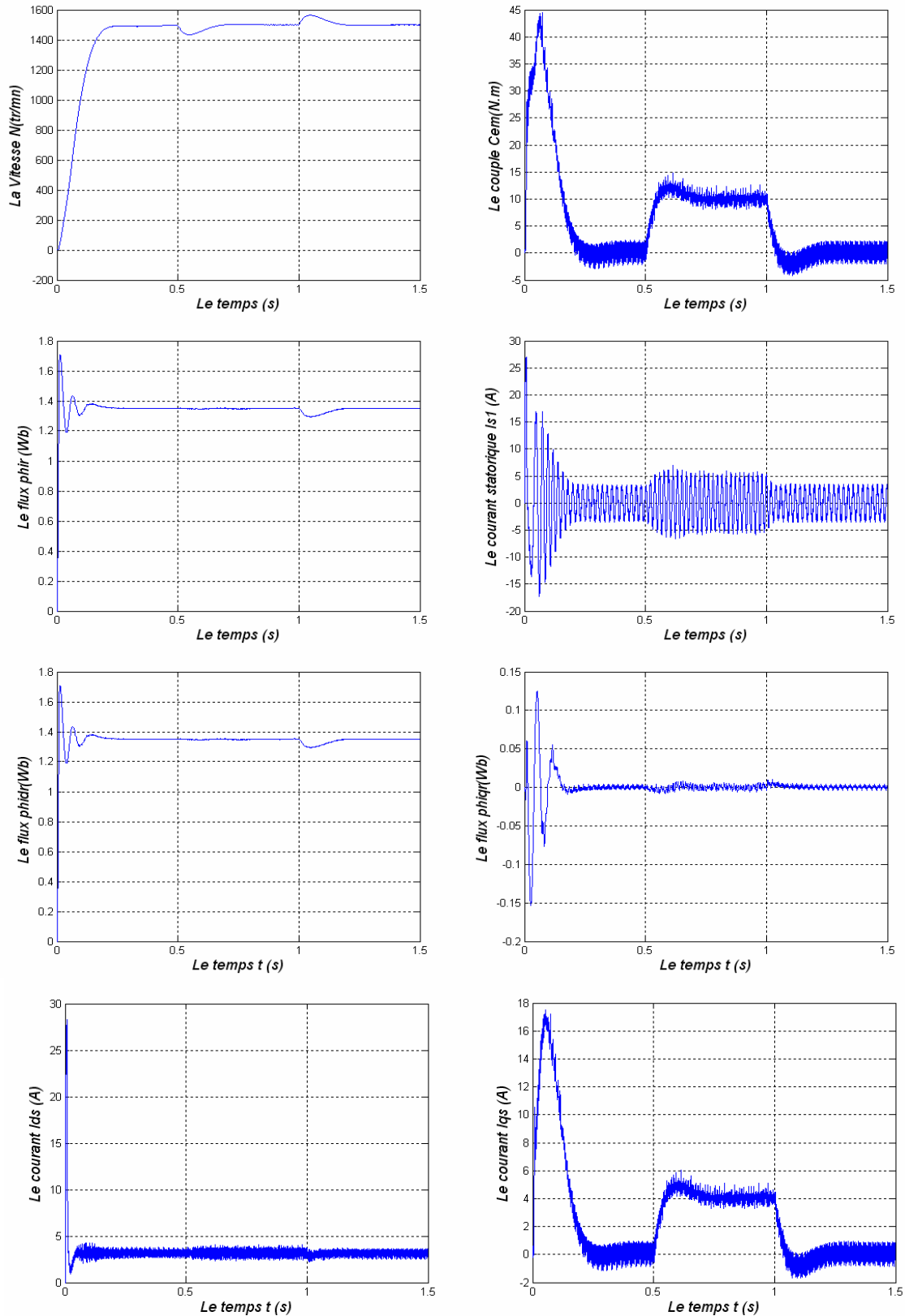


Figure (IV. 10): Zoom des courants d'alimentation de la MAS pentaphasée par la commande vectorielle directe (avec $f_0 = 25$ Hz, $m=21$ et $r = 0.8$).



**Figure (IV. 11) : Découplage avec orientation de flux rotorique en boucle fermée
Avec application d'une charge nominale entre $t = 0.5$ s et 1 s (Avec filtre),
Pour $f_0 = 50$ Hz, $m = 21$ et $r = 0.8$.**

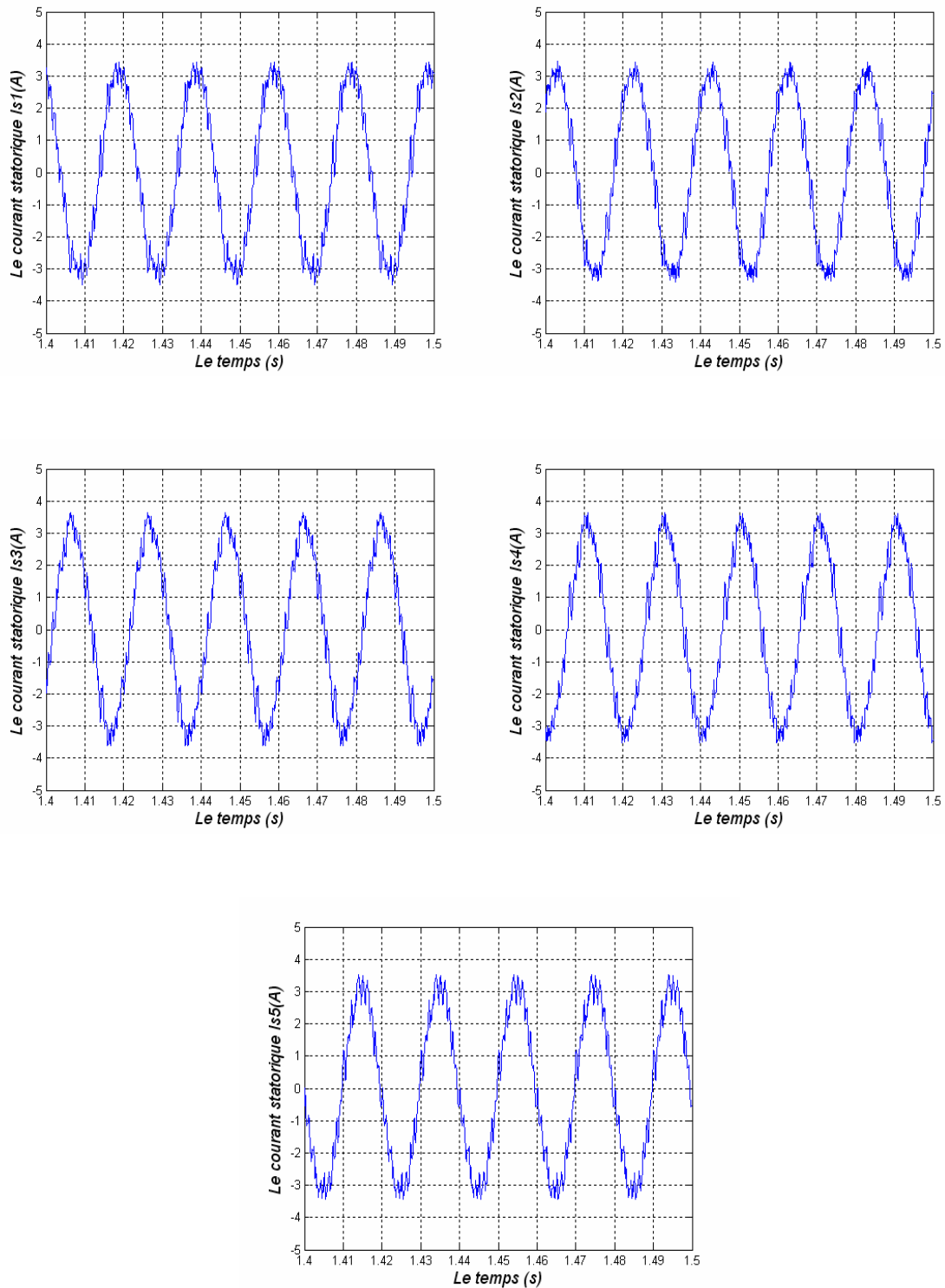


Figure (IV. 12): Zoom des courants d'alimentation de la MAS pentaphasée par la commande vectorielle directe (avec $f_0=50$ Hz, $m=21$ et $r=0.8$).

IV. 6 Conclusion :

Nous avons présenté dans ce chapitre le mode d'orientation du flux à savoir le flux rotorique, ainsi qu'une des principales méthodes employées dans la commande vectorielle qui est la commande directe, une meilleure orientation du flux est obtenue en utilisant le flux rotorique. Nous constatons que cette commande nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler le flux et le couple.

Grâce à cette technique, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine asynchrone pentaphasée. Il faut signaler que le régulateur PI permet de garder la vitesse de la machine asynchrone égale à sa référence, mais il présente des dépassements par rapport à la grandeur de consigne, due au changement brusque de cette dernière. Pour cela on fait intervenir à un filtre pour éliminer les dépassements de la vitesse.

Conclusion générale

Le travail présentée dans ce mémoire est une contribution à l'analyse et la commande du convertisseur matriciel et son application à la conduite de la machine asynchrone pentaphasée.

Avant d'aborder le convertisseur matriciel, on a présenté au premier chapitre et après quelque généralité sur les moteurs polyphasés, une modélisation mathématique de la machine asynchrone à double étoile dont les étoiles statoriques sont décalées de 30° ainsi que la machine asynchrone pentaphasée; en vue de son alimentation par un convertisseur statique. En utilisant les hypothèses simplificatrices habituelles, l'application de transformation de Park permis de réduire largement le système d'état de la machine asynchrone utilisée.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude d'une structure de convertisseur alternatif- alternatif « **convertisseur matriciel** ». Ainsi on a développé :

- Le modèle de fonctionnement du convertisseur matriciel sans priori sur la commande en utilisant les réseaux de Petri.
- Un modèle de connaissance et de commande du convertisseur matriciel.

Dans le troisième chapitre, on a développé trois stratégies de commande MLI du convertisseur matriciel :

- La stratégie de modulation MLI à cinq intervalles.
- La stratégie de modulation subharmonique.
- La stratégie de modulation MLI calculée.

Pour ce qui concerne les caractéristiques de réglage (donnant la variation du fondamental de tension délivrée par le convertisseur matriciel en fonction du taux de modulation r) et le taux d'harmonique th_{di} (qui diminue quand le taux de modulation r augmente dans la partie linéaire de rf) :

- La modulation MLI à cinq intervalles ($r=0$ à 0.8), $\Delta th_{di} = 47\%$
- La modulation subharmonique ($r=0$ à 0.9), $\Delta th_{di} = 47\%$

- La modulation MLI calculée ($r = 0$ à 0.9), $\Delta\theta_{thdi} = 48 \%$

L'augmentation de la valeur de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les hautes fréquences, qui seront facilement filtrés. Les harmoniques se rangent en familles centrées autour des fréquences multiples de mf_0 pour les deux premières stratégies.

Nous avons montré que la modélisation subharmonique permet d'élargir la zone linéaire de réglage de la tension de sortie du convertisseur matriciel, sans tout fois modifier les performances de l'association du convertisseur matriciel à la machine asynchrone pentaphasée.

Le quatrième chapitre a été consacré à l'application de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique à la machine asynchrone pentaphasée alimentée en tension par un convertisseur matriciel utilisant la stratégie de modulation MLI à cinq intervalles; Cette technique permet de découpler la commande du flux de celle du couple, semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée les résultats ont montré le bon suivi des grandeurs référence après le régime transitoire et le découplage se maintient.

L'avantage des résultats obtenus par simulation, montre que l'introduction des techniques modernes de l'automatique devient une nécessité pour atteindre des hautes performances dans les entraînements à vitesse variable.

Dans ce mémoire nous avons supposé que les paramètres de la machine ne varient pas, ce qui n'est pas le cas en pratique, les paramètres de la machine varie soit par échauffement, soit par saturation. Ces variations influent directement les variables de sortie de la commande.

Perspectives :

- Etude d'autres stratégies de commandes des convertisseurs matriciels.
- Etude de la conduite d'autres machines alimentées par des convertisseurs matriciels.

Annexe

Paramètre de la machine Asynchrone à double stator:

- Puissance Nominale $P_n = 4.5 \text{ Kw}$
- Fréquence..... $f_0 = 50 \text{ Hz}$
- Nombre de paire de pôles..... $p_m = 1$
- Tension d'alimentation..... $V_n = 230\text{V}$
- Résistance statorique..... $R_s = 3.72\Omega$
- Résistance rotorique..... $R_r = 2.12\Omega$
- Inductance statorique..... $L_s = 0.3892\text{H}$
- Inductance rotorique..... $L_r = 0.3732\text{H}$
- Mutuelle stator –rotor..... $M = 0.3672\text{H}$
- Inertie des masses tournantes..... $J = 0.0625\text{Kg.m}^2$
- Frottements..... $f_v = 0.001\text{U.S.I}$

Paramètre de la machine Asynchrone Pentaphasée:

- Puissance Nominale $P_n = 1.5 \text{ Kw}$
- Fréquence..... $f_0 = 50 \text{ Hz}$
- Nombre de paire de pôles..... $p_m = 2$
- Tension d'alimentation..... $V_n = 230\text{V}$
- Résistance statorique..... $R_s = 10\Omega$
- Résistance rotorique..... $R_r = 10\Omega$
- Inductance statorique..... $L_s = 0.46 \text{ H}$
- Inductance rotorique..... $L_r = 0.46 \text{ H}$
- Mutuelle stator –rotor..... $M = 0.42 \text{ H}$
- Inertie des masses tournantes..... $J = 0.03 \text{ Kg.m}^2$

Bibliographie

[Abb-84]: Abbas, M. A.; Christen, R.; Jahns, T. M, «**Six-Phase Voltage Source Inverter Driven Induction Motor** », IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-20, No. 5, pp. 1251-1259, Sept. /Oct 1984.

[Abr-04]: A.Abrous, A.Oukali, « **Analyse, commande et protection d'un convertisseur matriciel alimentant une machine asynchrone triphasée** », P.F.E en G-Electrique, ENP, 2004.

[All-05]: S. Alloune, « **Commande des machines polyphasées** », Thèse de Magister, Université de Bejaia, 2005.

[Bat-06]: F. Battache, « **Commande classique a structure variable d'une machine asynchrone à double étoile alimentée par convertisseur AC/AC** », Thèse de Magister, Université de Media, Mai 2006.

[Bar-99]: Barton, T. F, « **The Double-winding Generator** », General Electric Review, June1999, PP. 302-308.

[Ber-95]: E.M.Berkouk, « **Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentée par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateur et aux onduleurs multi niveaux** », Thèse de Doctorat du CNAM, Paris, 1995.

[Bou-95]: M.S. Boucherit, « **Sur l'application de l'automatique moderne dans la commande des machines électriques** », Thèse de Doctorat d'état en G-Electrique, ENP, 1995.

[Bra-94]: Brazhnikov, 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.

[Bru-96]: F. Bruno, « **Formalisation de modélisation et de synthèse des commandes appliqué aux convertisseur statiques à structure matricielle** », Thèse de Doctorat, USTL, LILE, Janvier 1996.

[Cha-05]: S. Chaouch « **Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse** », Thèse de Doctorat, université de Batna, 2005.

[Cha-80]: J. Chatelain. « **Machines électriques** », Tomes 1 et 2. T3E. Dunod. 1983, Technique et documentation 1980.

[Dah-04]: K. Dahmane, « **Contribution à la modélisation et à la commande d'une machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseur matriciel.** », Thèse de Magistère, ENP, 2004.

[Eti-05]: Etienne Robert-Dehault, « **Modélisation dynamique, commande et conception de machines pentaphasées alimentées par des onduleurs MLI** », Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 2005.

- [Fer-85]: Ferraris, P.; Lazzari, M.; Profumo, F, « **Phase Number of Inverter-Fed Induction Motors: Effects on the DC Link Harmonic Contents** », Proc. EPE'85, Brussel, Belgium, 16-18 October 1985, pp. 3.95-3.102.
- [Hau-99]: J.P. Hautier, J.P. Canon, « **Convertisseurs statiques** », Edition Technip, Paris, 1999.
- [Had-01]: D. Hadiouche, « **Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile: modélisation, alimentation et structure** », Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2001.
- [Jan-80]: Jahns, T. M., « **Improved Reliability in Solid State AC Drives by Means of Multiple Independent Phase-Drive Units** », IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-16, No. 3, pp. 321-331, May/June 1980.
- [Kes-03]: Kestelyn Xavier, « **Modélisation Vectorielle Multi machines pour la Commande des Ensembles Convertisseurs Machines Polyphasés** », Thèse de Doctorat, Université de Lille 1, 2003.
- [Kli-83]: Klingshirn, E. A., « **High Phase Order Induction Motors-Part I - Description and Theoretical Considerations** », IEEE Trans. Power App. Syst., Vol. PAS-102, no. 1, pp.47-53, Jan. 1983.
- [Lip-80]: Lipo, T. A., « **A d-q Model for Six Phase Induction Machines** », Proc. ICEM'80, pp.860-867, Athens, Greece, 1980.
- [Lip84]: Lipo, T. A.; Wang, F. X., « **Design and Performance of a Converter Optimized AC Machine** », IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-20, No. 4, July/August 1984, pp.834-844.
- [Liu-93] : Liu, T.-H.; Fu, J.-R.; Lipo, T. A., « **A Strategy for Improving the Reliability of Field-Oriented Controlled Induction Motor Drives** », IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 29, No. 5, Sept./Oct. 1993, pp. 910-917.
- [Lou-00]: N. Lourci, « **Contribution à l'Etude et à la commande d'un onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes. Application à la conduite d'une machine asynchrone triphasée** », Thèse de Magistère, ENP, 2000.
- [Mah-99]: Mo. Mahmoudi, « **Sur la commande de la MAS alimentée en tension. Etude de l'étage d'alimentation de la MAS ; Commande par mode de glissement avec orientation du champ** », Thèse de Doctorat d'état en G-Electrique, ENP, 1999.
- [Mic-04]: Michel Pinard, « **Commande électronique des moteurs électriques** », Edition DUNOD, Paris, 2004.
- [Ras-90]: T. Rasfeshain, R. Feuillet, R. Perret « **double star synchronous machine modelisation** », PEMC90 p.686
- [Sch-96]: A. Schuster, « **A drive system with a digitally controlled matrix converter feeding an AC- induction machine** », Proceedings of PEVD, pp.378-382, Nottingham , 1996.

[Sch-98]: A. Schuster, « **Commande, réglage et optimisation d'un convertisseur matriciel pour entraînements par moteur asynchrone** », Thèse de Doctorat, EPFL, LAUSANE, 1998.

[Ség-82]: Séguier Guy et Nottelet Francis, « **Electrotechnique industrielle** », Tec et doc (Lavoisier), 1982.

[Sem-04]: E. Semail, E. Levi, A. Bouscayrol, X. Kestelyn, «**Multi-Machine Modelling of Two Series Connected 5-phase Synchronous Machines: Effect of Harmonics on Control** », IEEE-IAS'04, Seattle (Washington), October 2004, vol. 1, pp. 71-78.

[Tam-06]: H. Tamrabet, « **Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone** », Thèse de Magister, université de Batna, 2006.

[Tol-91]: Toliyat, H. A; Lipo, T. A; Coleman W, «**Analysis of a Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications. Part 1 (Motor Analysis)** », IEEE Trans. Energ. Conv., Vol. 6, No. 4, pp. 679-683, Dec. 1991.

[Tol-92]: Toliyat, H. A.; Xu, L.; Lipo, T. A, «**A Five-Phase Reluctance Motor with High Specific Torque**», IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 28, No. 3, pp. 659-667, May/June. 1992.

[Tol-91]: Toliyat, H. A.; Lipo, T. A., «**Analysis of a Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications. Experimental Results** », IEEE Trans. Energ. Conv., Vol. 9, No. 4, pp. 695-700, Dec. 1994.

[Tol-94]: Hamid A. Toliyat; Huangsheng Xu and Lynn J. Petersen, «**Five-Phase Induction Motor Drives With DSP-Based Control System** ». iee transactions on power electronics, vol. 17, no. 4, July 2002

[Wil-00]: T. Willdi, « **Electrotechnique**», Editions de Boeck université, 2000.