REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE D[r] YAHIA FARES DE MEDEA

FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE ET INFORMATIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE MASTER II
EN GENIE ELECTRIQUE
OPTION : COMMANDE ET ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE

THEME

MODELISATION ET COMMANDE DES SYSTEMES MULTIMACHINES ASYNCHRONES

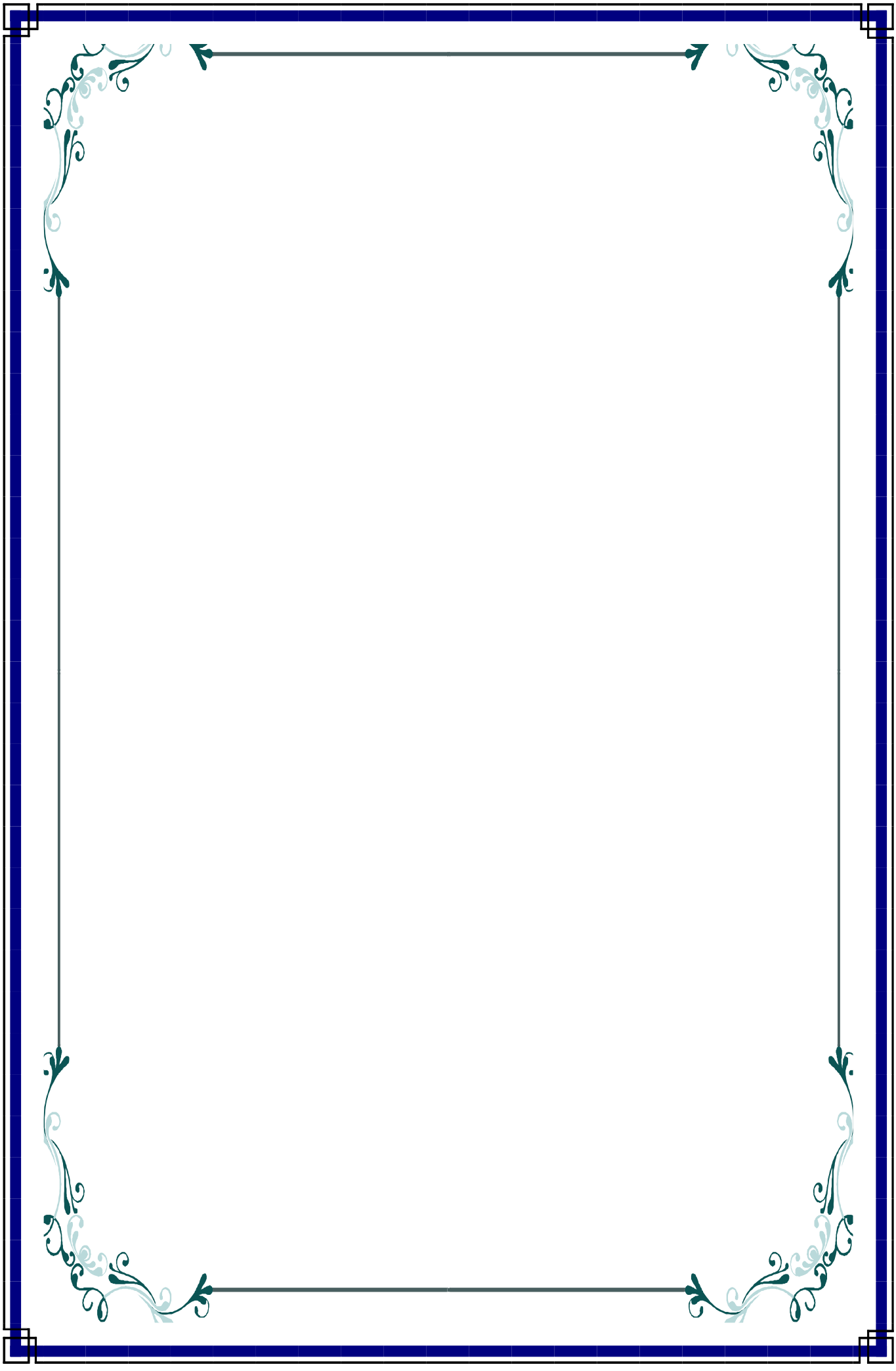
Etudié et réalisé par :

AMOKRANE Zouhir.

Proposé et dirigé par :

Mr. HENINI Noureddine.

ANNEE UNIVERSITAIRE: 2011/2012



REMERCIEMENTS

Mes remerciements vont tout premièrement à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé, le courage et la patience, qu'il m'a donné durant toutes ces longues années.

Ainsi, je tiens également à exprimer mes vifs remerciements à mon encadreur Monsieur HENINI Noureddine pour son aide et son encouragement qu'ils m'ont prodigués, pour ses compétences et son esprit critique qui ont été pour moi un soutien pour la réalisation de ce modeste travail.

Mes sincères remerciements au président du jury et aux messieurs les membres du jury pour l'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail.

Mes remerciements vont aussi à tous les enseignants qui ont contribué à ma formation surtout Dr HASSANI Djamel, et Dr BOUDANA Djamel.

Je tiens à remercier vivement toutes personnes qui m'ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui m'ont aidé de prés ou de loin à accomplir ce travail.

Enfin je tiens à exprimer ma reconnaissance à tous mes amis et collègues surtouts Mr MIHOUBI Bachir et Mr GUERNINA Hamza pour leurs soutiens morals dont ils ont fait preuve à mon égard.

DEDICACES

Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents et ma très cher femme, que dieu les garde et les protège pour leurs soutien moral, pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.
A mes très chers frères et sœurs
A mes beaux frères et belles sœurs

A l'esprit de mes grands pères
A l'esprit de mes grandes mères

A mes chers amis
A tous mes collègues de travail
A tous les amis (es) d'études surtout ceux de génie électrique, option : Commande et Electronique Industrielle
Promotion 2011-2012
Aux habitants de MEDEA et surtouts les habitants « Quartier m'sallah » en particulier.

AMOKRANE Zouhir

ملخص

الأعمال المعروضة في هذه المذكرة تهدف إلى النمذجة و التحكم في نظام متعدد الآلات اللامتزامنة.

بعد استعراض للأعمال المنجزة في هذا المجال، قمنا بعرض نموذج رياضي للآلات اللامتزامنة المتعددة الأطوار. أثبتنا بعدها صحة النموذج بمحاكاة التغذية المباشرة للآلة لامتزامنة ذات خمسة أطوار، بعدها قمنا بمحاكاة لإستراتيجية مثلثيه-جيبيه للتحكم في عرض النبضة لمموج التوتر ذات 5، 7 و 9 اذرعه.

و في الأخير، بعد تقديم نموذج لنظام متكون من آلتين لامتزامنتين خماسيتي الطور مربوطتين على التسلسل كمثال لنظام متعدد الآلات اللامتزامنة. قمنا بالتحكم في هاتين الأخيرتين كلا على حدى بتقنية التحكم الشعاعي.

كلمات مفتاح:

نظام متعدد الآلات، الآلات لا متزامنة متعددة الطور، مموج التوتر ن-ذراع، تحكم شعاعي، منظم نسبي متكامل، للتحوير بعرض النبض مثلث-جيبي.

Résumé :

Le présent présenté dans ce mémoire a pour but la modélisation et la commande des systèmes multi-machines asynchrones.

Après la présentation de l'état de l'art des systèmes multi-machines, on a présenté le modèle mathématique de la MAS polyphasée, Les résultats de simulation de l'alimentation directe d'une MAS à 5-phases ont montré la validité du modèle. Ensuite on a réalisé une simulation de la MLI triangulo-sinusoïdale d'un onduleur à n-bras, deux niveaux, les résultats de simulations de cette stratégie appliquée aux onduleurs à 5, 7 et 9 bras ont montré leurs efficacités.

Dans la dernière partie, on a présenté la modélisation et la commande vectorielle indépendante d'un système de deux machines asynchrones pentaphasées connectées en séries en utilisant de régulateurs PI. Les résultats de simulation ont montré l'efficacité de cette commande.

Mots clés : Système multi-machines, machine asynchrone polyphasé, onduleur de tension n-bras, commande vectorielle, régulateur PI, MLI triangulo-sinusoidal.

Abstract:

The work presented in this memory aims to present the modelisation and the control of induction multi-machines system.

After the presentation of a state of the art of multi-machine systems, we developed a mathematical model of multiphase induction machine. Simulation results showed the validity of the model. Then we established a simulation of the strategy PWM of two level Voltage Source Inverter (VSI) with n-legs (5, 7 and 9 legs), the simulations results of showed the effectiveness of this strategy.

In the last section, we presented the modelisation and the vector control using PI controllers of two five-phase inductions machines series-connected. The simulation results showed the effectiveness of this control and this performance.

Keywords: Multi-machines system, multi-phases induction machine, voltage inverter n-legs, vector control, PI controller, PWM.

SOMMAIRE

RESUME……I
SOMMAIRE……..II
NOTATION ET SYMBOLES……IV
INTRODUCTION GENERALE…….1

CHAPITRE I
LES SYSTEMES MULTI-MACHINES « ETAT DE L'ART »

I.1INTRODUCTION……...3
I.2 ÉTUDE DE STRUCTURES DE SYSTEMES MULTI MACHINES TRIPHASEES…….....4
I.2.1 La structure classique…….....4
I.2.2 Structures mutualisées……5
I.2.2.1 La structure à bras communs : n machines et 2n bras…….5
I.2.2.2 La structure à point milieu commun: n machines et 2n bras……6
I.2.2.3 La structure mixte : 3n/2 bras pour n machines……7
I.2.2.4 La structure parallèle : 3 bras pour n machines……8
I.2.2.5 Autres structures……9
I.2.3 Comparaison de ces différentes structures……9
I.3 STRUCTURES DE SYSTEMES MULTI MACHINES MULTIPHASEES CONNECTEES ENSERIE……11
I.3.1 Idée des systèmes multi-machines multi phases connectées en séries……11
I.3.2 Schéma de raccordement des systèmes multi-machines multi phasées connectées en série……13
I.3.2.1 Cas général de raccordement……13
I.3.2.2 Schéma de raccordement en série de machines pour certains nombres de phases ……15
I.4 Conclusions……18

CHAPITRE II

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE POLYPHASEE

II.1 INTRODUCTION……..…..….19
II.2 HYPOTHESES DE TRAVAIL ……..…..20
II.3 MODELE MATHEMATIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE POLYPHASEE (PENTAPHASEE)……...…..…20
II.3.1 Equations électriques…….…..21
II.3.2 Equations magnétiques……23
II.4 EQUATION DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE POLYPHASEE (PENTAPHASEE)……..…..25
II.5 TRANSFORMATION DE PARK ……..….26
II.5.1 Le modèle dans un repère stationnaire de Concordia ……27
II.5.2 Le modèle dans un repère rotatif ……32
II.6. EQUATION MECANIQUE ……..36
II.7 SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASE ……....37
II.8 CONCLUSION……40

CHAPITRE III

ONDULEUR DE TENSION n-BRAS

III.1 INTRODUCTION……51
III.2 STRUCTURE DE L'ONDULEUR DE TENSION PENTAPHASE……..51
III.2.1 Principe de fonctionnement de l'onduleur de tension pentaphasé ……52
III.2.2 Stratégies de commande des onduleurs n-bras……..55
III.2.2.1 Commande en pleine onde……..55
III.2.2.2 Commande MLI……...56
III.2.2.3 Commande en courant par la stratégie à hystérésis…….57
III.3 SIMULATION DE LA MLI TRIANGULO-SINUSOIDALE……59
III.4 CONCLUSION…….60

CHAPITRE IV

COMMANDE VECTORIELLE D'UN SYSTEME MULTI-MACHINES

IV.1. INTRODUCTION ……..……61
IV.2. PRESENTATION DE SYSTEME DE DEUX MACHINES ASYNCHRONES PENTAPHASEES EN SERIE…….....61
IV.3 MODELISATION DE SYSTEME DE DEUX MACHINES ASYNCHRONES PENTAPHASEES EN SERIE……..…...63
IV.3.1 Transformation de découplage de Concordia…….65
IV.3.2 Le modèle dans un repère rotatif……..……..66
IV.4 COMMANDE VECTORIELLE DE DEUX MACHINES PENTAPHASEE EN SERIE…….....68
IV.4.1 Calcul des tensions de références de l'onduleur de tension……...…70
IV.4.2 Régulation……..….71
IV.4.2.1 Régulation de la boucle interne des courants……..71
IV.4.2.2 Régulation de la boucle interne des courants i_{qs1} et i_{qs2}……..72
IV.4.2.3 Régulation de la boucle externe de vitesse……..…...…...73
IV.4.3 Schéma de la commande vectorielle indépendante de deux machines asynchrone pentaphasée en série……...73
IV.4.3.1 Résultats de simulation……74
IV.4.3.2 Interprétation des résultats de simulation……..……..76
IV.5 CONCLUSION……...….70
CONCLUSION GENERALE……..……77
ANNEXE……79
BIBIOGRAPHIE……80

NOTATIONS ET SYMBOLES

A,B,C,…	points représentant les potentiels des phases de chaque bras i de l'onduleur.
a,b,c,…	points représentant les potentiels des phases de la machine i.
$s,\ r$	Indices correspondants au stator et rotor.
$i_{as}, i_{bs} i_{cs}$,....	Courants statoriques des phases a,b,c,….
v_{as}, v_{bs}, v_{cs},...	Tensions aux bornes des phases statoriques a,b,c,….
i_{ar}, i_{br}, i_{cr},...	Courants rotoriques des phases a,b,c,….
v_{ar}, v_{br}, v_{cr},...	Tensions aux bornes des phases rotoriques a,b,c,…
v_{ar}, v_{br}, v_{cr},...	Tensions aux bornes des phases rotoriques a,b,c,…
Ls	inductance statorique d'une phase de MAS due aux enroulements (H)
Lr	inductance rotorique d'une phase de MAS due aux enroulements (H)
$Lsr = Lrs$	inductance mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques (H)
Φr	flux magnétique créé par le rotor (Wb)
Φs	flux magnétique créé par le stator (Wb)
Rs	résistance statorique équivalente d'une phase de MAS (Ω)
Rr	résistance rotorique équivalente d'une phase de MAS (Ω)
I_{ds}, i_{qs}…	Les courants du réseau dans le repère de Park.
vdr, vqr,..	Les tensions du réseau dans le repère de Park.
θ	Position du rotor par rapport au stator.
ωr	Vitesse angulaire du rotor $\omega r = \frac{1}{p}\frac{d\theta}{dt}$ (rad/s).
ω	Vitesse angulaire électrique $\omega = p.\omega r$ (rad/s).
f	Coefficient de frottement visqueux.
J	Moment d'inertie.
s	Opérateur de LAPLACE.
($S_{a,b,...}$, $\overline{S}_{a,b,...}$)	Variables logiques des interrupteurs de l'onduleur fermés ouverts respectivements..
P	Nombre de paire de pôles.
$V_{\text{eff } 1,2,..}$	Valeur efficace des tensions de références du réseau (volts).
*	Symbole pour une grandeur estimé
Ω	vitesse de rotation mécanique d'une machine asynchrone (rad.s−1)
Ωref	vitesse de référence lors de la commande en vitesse (rad.s−1)
γ	angle de déphasage entre les enroulements statoriques (rad)
ψ	angle de déphasage du courant ik par rapport à la f.e.m ek (rad)
Cem	couple électromagnétique que fournit une des deux machines (Nm)
Cr	couple résistant totale appliquée sur une MAS (Nm)
Ki	Coefficient du régulateur intégrateur
Kp	Coefficient du régulateur proportionnel
M	inductance mutuelle maximale de la MAS (H)
N	point représentant le potentiels du neutre de la machine
O	point représentant le potentiel du point milieu du bus DC
P(θ)	matrice de passage du repère cartésien {abc} au repère de Park
$P^{-1}(\theta)$	matrice de passage du repère de Park au repère cartésien {abc}

[C]	matrice de Concordia
[D]	Matrice rotationnel
r	Taux de Modulation
m	indice de modulation
Doi	Diode de l'onduleur
Tdec	Transistor de l'onduleur
U_{DC}	tension du bus continu (V)
f	fréquence du signal électrique (Hz)
f_{ref}	fréquence de réference (Hz)
f_p	fréquence de la porteuse (Hz)
Σ	signe mathématique indiquant une somme
σ	Coefficient de dispersion.
p	derivé p = d/dt

bus DC	Bus de tension continue.
DSP	Micro-Processeur adaptée au calcul rapide sur flottant (Digital Signal Processor).
FMM	Force MagnétoMotrice.
MAS	Machine ASynchrone.
M1,2,…	Machine 1,2,…,n
MCC	Machine à Courant Continu.
MLI	Modulation à Largeur d'Impulsion.
PI	Régulateur Proportionnel Intégral.
SMM	Système Multimachine Multiconvertisseur.
SM(m,n)	SMM avec m bras d'onduleur et n machines.
SP1,2,…	Source de phase 1,2,….
(a,b,c)	Grandeur dans le système triphasé.
(d,q)	Grandeur dans le repère tournant de Park.
(α,β)	Grandeur dans le repère stationnaire de Concordia.

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1: Tableau récapitulatif des différentes structures……10
Tableau I.2: Tableau récapitulatif des différents cas de connectivité des machines multiphasées en séries……13
Tableau I.3: Tableau de la matrice de connectivité dans le cas de cinq phases…..15
Tableau I.4: Tableau de la matrice de connectivité dans le cas de sept phases..16
Tableau I.5: Tableau de la matrice de connectivité dans le cas de neuf phases..17

LISTE DES FIGURES

Figure I.1: Structure classique multi machine/multi onduleur SM (3n,n)……4
Figure I.2: Structure à bras commun SM (4n/2,n)……5
Figure 1.3: Structure à point commun SM (2n,n). ……6
Figure I.4: Structure mixte SM (3n/2,n)……...7
Figure I.5: Structure parallèle SM (3,n)……...8
Figure I.6 : Alimentation de ([n-1]/2) enroulements statoriques connectés en série par une source de tension de n-phases……12
Figure I.7 : Schéma de connectivité des enroulements statoriques dans le cas de cinq phases……...15
Figure I.8 : Schéma de connectivité des enroulements statoriques dans le cas de sept phases.. ……16
Figure I.9 : Schéma de connectivité des enroulements statoriques dans le cas de neuf phases. ……18

Figure II.1 : Représentation schématique d'une machine asynchrone pentaphasée……...21
Figure II.2 : Passage du système pentaphasé (ABCDE) au système $\alpha - \beta$ et inversement……..27
Figure (II.3) : Repère de Park……..……...32
Figure (II.4) : Schéma bloc du modèle de simulation de la machine asynchrone pentaphasée…….……38

Figure(II.5) : Résultats de simulation de l'alimentation directe d'une machine asynchrone pentaphasée avec application d'une charge de Cr=10N.m entre t1=0.5s à t2=0.7s…….39

Figure (III.1) : Schéma de l'onduleur de tension pentaphasé à deux niveaux……52
Figure (III.2) : principe de la commande MLI……...56
Figure (III.3) : Schéma de l'algorithme de la commande MLI……..57
Figure (III.4) : Principe de commande des courants par hystérésis……...58
Figure (III.5) : (a) Tension de phase (b) Etats de commutation (c), Analyse spectrale pour onduleur 5 phases..……..…….59
Figure (III.6) : (a) Tension de phase (b) Etats de commutation (c), Analyse spectrale pour onduleur 7 phases……....…….59
Figure (III.7) : (a) Tension de phase (b) Etats de commutation (c), Analyse spectrale pour onduleur 9 phases…….60

Figure (IV.1) : Représentation de deux MAS pentaphasées en série avec les phases statoriques en série transposées…….62
Figure (IV.2) : Schéma bloc de la commande vectorielle directe pour une MAS pentaphasée……...69
Figure (IV.3) : Schéma fonctionnelle du régulateur de courant i_{ds1}……...71
Figure (IV.4) : Schéma bloc de la commande vectorielle indépendante de deux MAS pentaphasée en série……..74
Figure (IV-6) : Performances de la commande vectorielle indirecte de deux machines asynchrones pentaphasées en série alimentées par un onduleur 5 bras deux niveaux (Régulation PI de vitesse)…….75

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

A l'heure actuelle, les études concernant les systèmes multi machines asynchrones sont nombreuses, tout comme les applications industrielles qui leur sont dédiées (traction électrique [Pefi02a] [Bou02b] [Bou06], industries textile [Cha03], papeterie [Bel06], robots mobiles [Bou95]...). Des structures spécifiques sont alors développées et une commande adéquate, (commande de type moyenne simple, moyenne double, maître/esclave alternée, moyenne différentielle entre autres) qui prend en compte les différentes contraintes physiques imposées et les couplages énergétiques présents au sein du système, est aussi mise en place.

Lors de l'augmentation de la puissance, des problèmes apparaissent au niveau de l'onduleur de la machine. Puisque les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent commuter des courants importants, donc il est souvent de placer plusieurs structures en parallèles.

Les machines polyphasées offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages, qui peuvent être employée pour commander d'autres machines.

En effet, la multiplication de nombre de phases permet un fonctionnement en grande puissance et de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné.

En plus, les machines électriques polyphasées possèdent des degrés de libertés supplémentaires, permettent une association nouvelle de machines. Ces dernies peuvent être utilisés pour la commande d'un système d'entrainement multi machines.

Notre travail s'inscrit dans le cadre de la modélisation et la commande des systèmes multi-machines asynchrones, le premier chapitre traite un état de l'art sur les systèmes multi machines, à savoir : les systèmes multi-machines à structures classiques et à structures mutualisées, et les systèmes multi-machines polyphasés séries.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation des machines asynchrones polyphasées, ou nous développons la transformation de Park pour rendre ce dernier plus

simple pour une éventuelle commande de cette dernière, suivi par une simulation d'une machine asynchrone pentaphasée.

Le troisième chapitre élabore la modélisation et la simulation de l'onduleur n-bras en particulier l'onduleur pentaphasés à MLI.

Le dernier chapitre est consacré à la commande vectorielle de deux machines asynchrones pentaphasées alimentées par un seul onduleur de tension, nous présenterons le modèle des deux machines connectées en série, utilisant des régulateurs PI. Ainsi nous présenterons les performances de cette commande.

Enfin, ce travail sera clôturé par une conclusion générale à travers laquelle, on exposera les principaux résultats obtenus on donnera quelques perspectives à ce travail.

Chapitre I

Les systèmes multi-machines
« Etat de l'art »

I.1 INTRODUCTION

Le développement des technologies électrotechniques et les enjeux économiques actuels conduisent de plus en plus à l'utilisation de systèmes comprenant plusieurs machines électriques. L'usage de structures "classiques" pour ces systèmes multi machines multi convertisseurs, notés SMM peut conduire à un nombre important de composants électriques utilisés. Le prix et le volume de la structure vont alors augmenter (quantité de silicium utilisée, nécessité d'ajouter un système de refroidissement aux semi-conducteurs de puissance ...). De plus, une structure classique impose qu'une commande spécifique à chaque machine soit mise en place. Ceci conduit donc soit à l'implantation de calculateurs très performants, soit à la mise en place de plusieurs modules de commande, ce qui augmente indéniablement le prix du système. Il peut être alors intéressant de développer des structures qui réduisent les moyens de puissance et de commande utilisés en les mutualisant.

Des études ont été menées afin de réduire le nombre de composants en diminuant le nombre de bras d'onduleur. Les travaux recensés concernent le plus souvent des SMM avec des machines asynchrone (robotique mobile [Bou95], application à la traction ferroviaire [Pefi02a] [Bou02b] [Bou06] et au textile [Bel06] [Cha03] entre autres).

Dans ce chapitre, les structures de systèmes multi machines développées pour des machines asynchrones triphasées seront présentées, ainsi le concept des systèmes multi-machines asynchrones multi-phasées connectées en séries sur le même onduleur sera présenté.

I.2 ÉTUDE DE STRUCTURES DE SYSTEMES MULTI MACHINES TRIPHASEES

I.2.1 La structure classique :

Dans une structure classique de la MAS, chaque phase de la machine est connectée et commandée par son propre bras d'onduleur. Pour n machines triphasées, il y a donc m=3n bras d'onduleur. La structure SM (3n,n) est décrite sur la figure I.1.

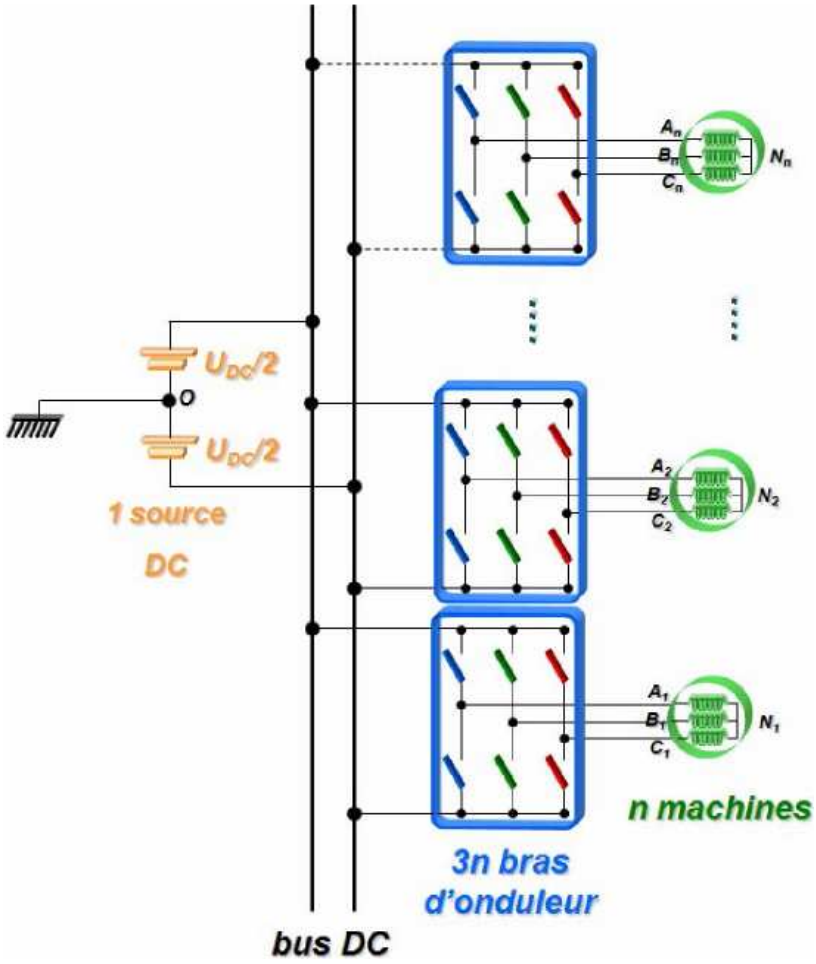


Figure I.1: Structure classique multi machine/multi onduleur SM (3n,n).

Dans ce cas, tous les bras d'onduleur sont reliés au même bus DC qui fournit la tension continue U_{DC}.

Il n'y a pas de commande mutuelle entre les différents onduleurs et les machines peuvent évoluer indépendamment les unes par rapport aux autres. Cependant, un tel système peut s'avérer cher et volumineux.

Des structures avec $m < 3n$ ont alors été développées. Ces structures ont été étudiées la plupart pour des machines asynchrones. En faisant l'hypothèse que ces machines ont des caractéristiques identiques.

I.2.2 Structures mutualisées

I.2.2.1 La structure à bras communs : n machines et 2n bras

Comme représenté sur la figure I.2, deux bras d'onduleur sont mis en commun pour deux phases de deux moteurs. La troisième phase de chaque machine est connectée à son propre bras. Il y a donc quatre bras pour deux machines : cette structure est de type SM (4n/2,n).

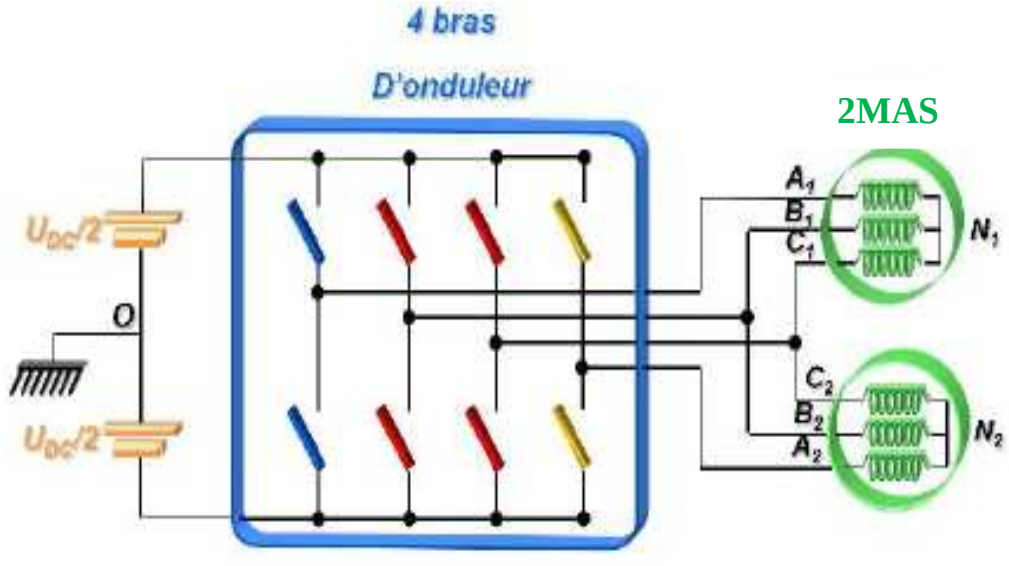


Figure I.2: Structure à bras commun SM (4n/2,n).

Cette structure peut être utile pour des machines ayant besoin de tourner à la même vitesse, soit dans le même sens, soit dans le sens opposé [Sia92].

Dans le même genre, une structure de type SM (2n+1,n), a été développée. Elle est constituée de 2n+1 bras d'onduleur pour n machines, un bras étant commun à toutes les machines [Duj09]. Une telle structure permet de faire fonctionner les machines à des vitesses du même ordre de grandeur, pouvant être différentes. Il peut donc être utilisé pour des systèmes comme les enrouleuses utilisées dans la papeterie [Jon08].

I.2.2.2 La structure à point milieu commun: n machines et 2n bras

Pour cette structure, deux phases du moteur sont reliées à deux bras d'onduleur distincts et la troisième phase est reliée au point milieu O du bus continu alimentant l'onduleur. La cellule minimale dessinée sur la figure I.3 est d'ordre 1. Il y a deux bras pour une machine, la structure est de type SM (2n,n). Les moteurs peuvent tous fonctionner à des vitesses différentes.

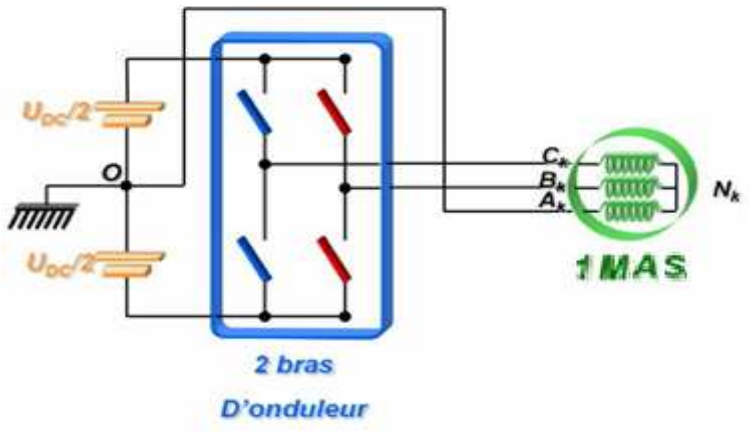


Figure 1.3: Structure à point commun SM (2n,n).

Pour cette structure les moteurs peuvent fonctionner indépendamment les uns des autres et le nombre de bras d'onduleur est diminué. La puissance de ce système est tout de même réduite [Bou95] et pour confectionner ce système, il faut avoir

accès au point milieu du bus continu, et en réguler la tension, ce qui n'est pas forcément facile à mettre en place sur certains systèmes.

I.2.2.3 La structure mixte : 3n/2 bras pour n machines

Cette structure, dont la cellule minimale est représentée sur la figure I.4 est le mélange des deux structures précédentes. Sa cellule minimale est composée de deux machines. Un bras d'onduleur est mis en commun pour une phase de chaque moteur (les phases $C1$ et $C2$ sur la figure I.4).

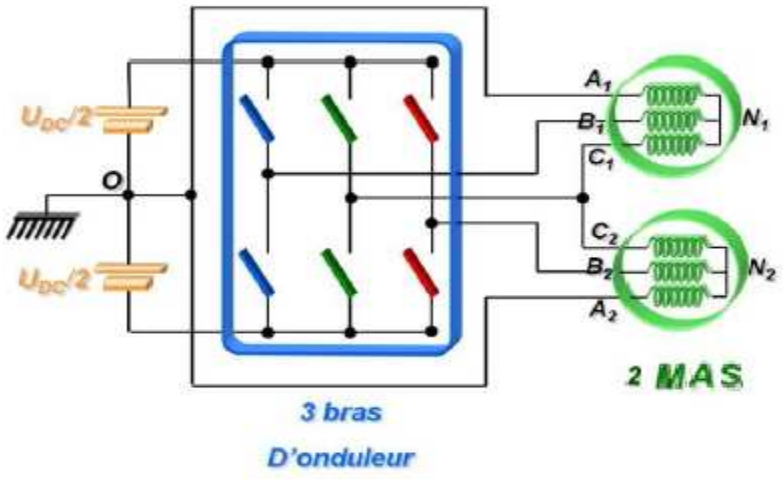


Figure I.4: Structure mixte SM (3n/2,n).

Les moteurs ont leur deuxième phase (notées $A1$ et $A2$) reliée au point milieu O comme décrit dans la partie précédente. Les troisièmes phases ($B1$ et $B2$) sont connectées à leur propre bras d'onduleur. Cette structure de type SM (3n/2,n) a ainsi trois bras pour deux machines.

Cette structure a les mêmes inconvénients que la structure à points communs : il faut avoir accès au point milieu du bus continu et en réguler le potentiel.

I.2.2.4 La structure parallèle : 3 bras pour n machines

Cette structure est du type SM (3,n) et ce, quel que soit le nombre n de machines. Les exemples trouvés dans la littérature se contentent cependant de 2 machines mises en parallèle [Mat04].

Chaque bras d'onduleur est partagé par toutes les machines, comme représenté sur la figure I.5. Le dimensionnement des composants de cet onduleur doit être conforme par rapport au nombre de machines mise en parallèle. De plus il est souhaitable que les machines aient les paramètres électriques les plus proches possible.

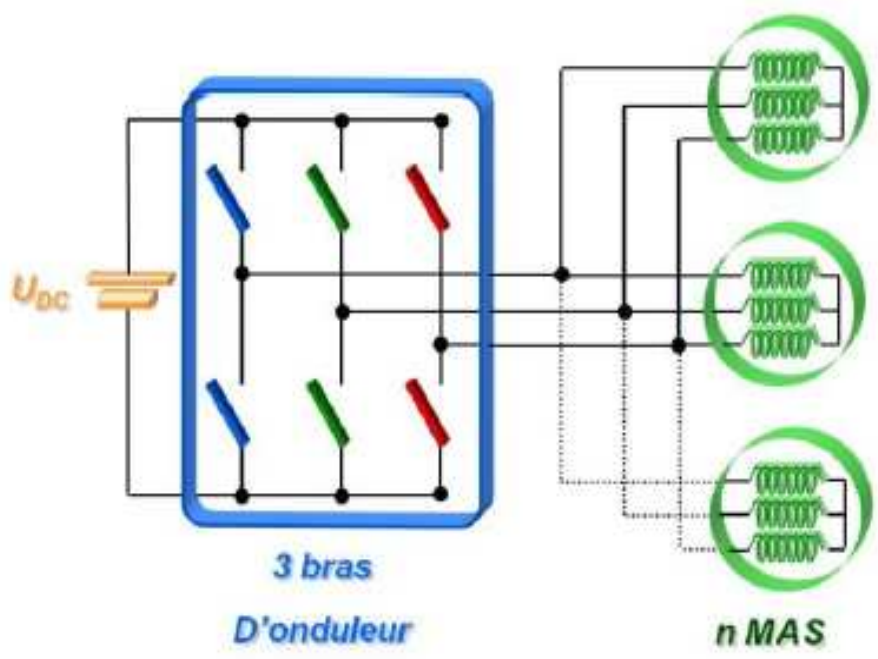


Figure I.5: Structure parallèle SM (3,n).

Les machines reçoivent alors exactement la même tension en fréquence et en amplitude. Ces machines étant supposées similaires dans un premier temps, le même flux statorique est créé dans chaque machine. Les vitesses de rotation des machines sont donc identiques.

Contrairement aux structures précédentes, il n'est pas possible de réguler toutes les phases des machines. Afin de s'assurer de la stabilité du système, un algorithme de commande est nécessaire.

I.2.2.5 Autres structures

Des structures plus complexes de type SM (6n/6,n) ou SM(6n/4,n) ont été développées [Bou95]. Ces structures s'appuient sur le principe de bras commun ou mixtes en l'appliquant à plus de 2 machines. Les courants que doivent supporter les bras d'onduleur de ces structures peuvent être importants et une telle mutualisation n'est pas forcément intéressante.

I.2.3 Comparaison de ces différentes structures

Dans la partie précédente, différentes structures développées pour des SMM ont été présentées. Le tableau I.1 propose une comparaison de ces structures.

Nom de la structure	SM (m,n)	nombre de bras par machines	Rapport $\frac{(V_{nk})_{max}}{(V_{ok})_{max}}$	lien entre les autres vitesses	encombrement	avantages	inconvénients
classique	SM (3n,n)	3	1	indépendantes	Maxi	machines indépendantes	structure non mutualisée
à bras commun	SM (4n/2,n)	2	$\frac{2}{3}$	$\Omega_1 = \Omega_2$ Ou $\Omega_1 = -\Omega_2$	Moyen	structure facile à mettre en œuvre	surdimensionnement bras communs
à point milieu	SM (2n,n)	2	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	indépendantes	Moyen	peut s'appliquer à 1 machine	accès au point milieu du bus DC
mixte	SM (3n/2,n)	1.5	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\Omega_1 = \Omega_2$ ou $\Omega_1 = -\Omega_2$	Mini	idem structure précédentes	idem structure précédentes
Parallèle	SM (3,n)	3/n	1	$\Omega_1 = \Omega_2$	Mini	structure facile à mettre en œuvre	surdimensionnement de tous les bras

Tableau I.1: Tableau récapitulatif des différentes structures.

Dans ce tableau, en plus de certains avantages et inconvénients des structures développées, plusieurs critères influençant le dimensionnement des paramètres électriques du système apparaissent :

– Le nombre de bras par machines donne une idée des courants que doivent supporter les bras d'onduleur. En effet, plus ce nombre est élevé et plus le courant passant dans chaque composant du bras d'onduleur est faible. Il apparaît cependant que sur les structures de type "à bras commun" et "mixte", les bras d'onduleurs ne sont pas tous reliés au même

nombre de phases de machines et qu'ainsi, le dimensionnement des composants en terme de courant supporté n'est pas le même.

-La structure parallèle a l'avantage d'utiliser le moins de bras d'onduleur possibles et ne développe pas une structure difficile à réaliser. De plus, la valeur de tension du bus U_{DC} n'a pas besoin d'être modifiée pour obtenir la même tension machine que celle obtenue par une structure classique. L'inconvénient vient du dimensionnement des composants électriques des bras d'onduleur puisque pour n machines mettre en parallèle, le courant passant dans chacun d'eux est n fois supérieur à celui de la structure classique. Le surdimensionnement des composants revient cependant moins cher que de mettre des systèmes de redondance inactifs la plupart du temps.

D'autres structures de SMM ont été développées, soit avec une topologie particulière d'onduleur [Shi07], soit pour des machines particulières. Par exemple, des systèmes composés d'une connexion série de machines asynchrone ayant plus de 3 phases [Lev06], ou, dans le cas de machines à courant continu, la mise en série de leur induit, pilotés par le même hacheur 4 quadrants [Ver07] [Vul02a] ont été développés.

I.3 STRUCTURES DE SYSTEMES MULTI MACHINES MULTIPHASEES CONNECTEES EN SERIE

I.3.1 Idée des systèmes multi-machines multi phases connectées en séries

Dans une machine, seulement une paire des composantes des courants statoriques $\alpha - \beta$ est nécessaire pour la commande du flux et du couple dans un système multi-machines multi-phasées connectées en séries (nombre de phases impair), il y a une possibilité d'employer des degrés de liberté élevés (c.-à-d ($\frac{(n-1)}{2}$) paires de composants des courants statoriques) pour commander d'autres machines qui sont reliées en série à la première machine [Lev-04].

Cependant, si la commande de ces machines est faite à travers ses enroulements statoriques des machines qui sont reliés en séries, ils doivent être découplées l'une de l'autre, il est nécessaire que les courants produisant le flux et le couple d'une machine ne produisent pas le flux et le couple dans toutes les autres machines dans le groupe. Donc, il est possible de relier les enroulements statoriques de $(m = \frac{(n-1)}{2})$ machines multi-phasées pour commander indépendamment la vitesse (position, couple) de ces $(\frac{(n-1)}{2})$ machines tandis que ces machines sont alimentées par un seul onduleur de tension (figure I.6). Prenant le cas d'une machine de cinq-phase, il deviendra possible de réaliser une commande vectorielle indépendante de deux machines de cinq phases à travers un seul onduleur de tension, à condition que les enroulements des deux machines soient reliés en série et qu'une transposition appropriée de phase est présente de sorte que l'ensemble des cinq courants de cinq phases qui produisent la FMM tournante dans la première machine, ne produit pas la FMM tournante dans la deuxième machine et vice versa. Cette explication constitue la base du système multi-machines multi-phases connectées en séries [Lev-03].

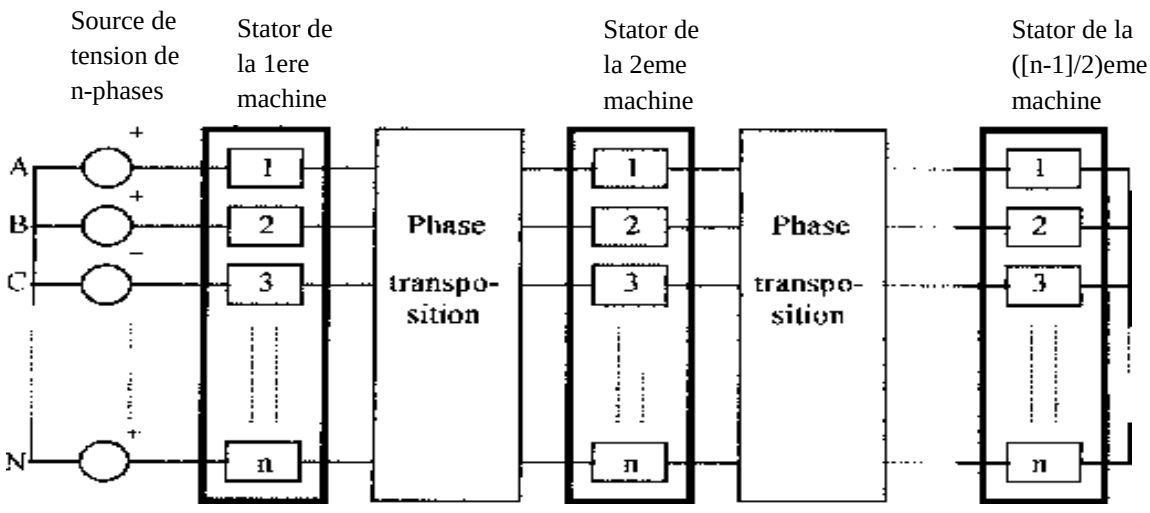


Figure I.6 : Alimentation de ([n-1]/2) enroulements statoriques connectés en série par une source de tension de n-phases.

I.3.2 Schéma de raccordement des systèmes multi-machines multi phasées connectées en série

I.3.2.1 Cas général de raccordement

Si un ensemble de machines de n-phases doit être connectée en série, ainsi que ces machines vont être commandés indépendamment, il est nécessaire que les courants produisant le flux/couple d'une machine n'interviennent pas dans la production du flux/couple des autres machines. En d'autres termes les courants (α-β) d'une machine doit apparaître des paires de courants (x-y) pour toutes les autres machines. La connexion simple en série des enroulements statoriques ne donne pas des résultats souhaités [Lev-04].

Le tableau I.2 donne les possibilités de connexion des systèmes multi machines multiphasées.

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O
M1	a	b	c	d	e	f	g	h	I	j	k	I	m	n	…
M2	a	b+1	c+2	d+3	e+4	f+5	g+6	h+7	i+8	j+9	k+10	1+11	m+12	n+13	…
M3	a	b+2	c+4	d+6	e+8	f+10	g+12	h+14	i+16	j+18	k+20	1+22	m+24	n+26	…
M4	a	b+3	c+6	d+9	e+12	f+15	g+18	h+21	i+24	j+27	k+30	1+33	m+36	n+39	…
M5	a	b+4	c+8	d+12	e+16	f+20	g+24	h+28	i+32	j+36	k+40	1+44	m+48	n+52	…
M6	a	b+5	c+10	d+15	e+20	f+25	g+30	h+35	i+40	j+45	k+50	1+55	m+60	n+65	…
M7	a	b+6	c+12	d+18	e+24	f+30	g+36	h+42	i+48	j+54	k+60	1+66	m+72	n+78	…
•••	…	…	…	…	…	…	…	…	…	…	…	…	…		…

Tableau I.2: Tableau récapitulatif des différents cas de connectivité des machines multiphasées en séries.

Dans le cas de sept phases, le tableau I.2 est encerclé par un carré d'une ligne double, tandis que le carré en gras s'applique dans le cas de cinq phases. Dans le cas de onze phases, le tableau I.2 est encerclé par un carré en pointillé, tandis que le carré en ligne continu s'applique dans le cas de treize phases. Si un nombre dans la table I.2, obtenu par substitution

de a=1, b=2, c=3, d=4, etc., est supérieur au nombre de phases, la réinitialisation est exécutée en déduisant le nombre résultant appartient à l'ensemble [1, n] [Whi-59].

Les règles de raccordement, décrites dans ce paragraphe sont résumées dans le tableau I.2, il peut être exprimé sous la forme d'équations symboliques. Ainsi les machines sont notés par M1, M2, …, Mk, où k est le nombre maximum de machines connectables (qui est égal à $\frac{(n-1)}{2}$). De même, les phases de machine sont désignées pour chaque machine, selon l'ordre de distribution spatiale, avec des indices 1, 2, 3, …, n, et les sources de tensions de phase par SP1, SP2, SP3, …, SPn (au lieu de A, B, C, D,…). La connexion appropriée des phases des machines à des sources de tensions individuelles sont établis par les équations symboliques suivantes [Lev-06]:

$SP1=M1_1 \rightarrow M2_1 \rightarrow M3_1 \rightarrow M4_1 \rightarrow \dots \rightarrow Mk_1$

$SP2=M1_2 \rightarrow M2_{2+1} \rightarrow M3_{2+2} \rightarrow M4_{2+3} \rightarrow \dots \rightarrow Mk_{2+(k-1)}$

$SP3=M1_3 \rightarrow M2_{3+2} \rightarrow M3_{3+4} \rightarrow M4_{3+6} \rightarrow \dots \rightarrow Mk_{3+2(k-1)}$ (I.1)

$SP4=M1_4 \rightarrow M2_{4+3} \rightarrow M3_{4+6} \rightarrow M4_{4+9} \rightarrow \dots \rightarrow Mk_{4+3(k-1)}$

……..

$SPn=M1_n \rightarrow M2_{n+(n-1)} \rightarrow M3_{n+2(n-1)} \rightarrow M4_{n+3(n-1)} \rightarrow \dots \rightarrow Mk_{n+(n-1)(k-1)}$

Notez que le sens du signe d'égalité « = » dans l'équation (I.1) c'est «la phase de la source est connecté à", tandis que la signification du symbole «→ » est "se connecter à." .En se basant sur l'équation(I.1), il est possible d'écrire une équation symbolique pour une source de phase SPj quelconque sous la forme suivante:

$SPj=M1_j \rightarrow M2_{j+(j-1)} \rightarrow M3_{j+2(j-1)} \rightarrow M4_{j+3(j-1)} \rightarrow \dots \rightarrow Mk_{j+(j-1)(k-1)}$ (I.2)

L'équation symbolique (I.2) peut être donné sous une forme compacte, comme ci-dessous :

$SPj=\sum_{i=1}^{k} Mi_{j+(j-1)(k-1)}$, avec j=1, 2, 3, …, n (I.3)

I.3.2.2 Schéma de raccordement en série de machines pour certains nombres de phases

Les schémas de raccordement correspondants à certain nombre de phase spécifique sont donnés dans le présent paragraphe. La sélection est faite de telle manière à faciliter la discussion sur la classification de toutes les situations possibles [Lev-03].

Considérer d'abord le cas de cinq phases. Le tableau I.3 et la figure I.7 donne la matrice de connectivité et le schéma de connexion pour les deux machines à cinq phases.

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

Tableau I.3: Tableau de la matrice de connectivité dans le cas de cinq phases.

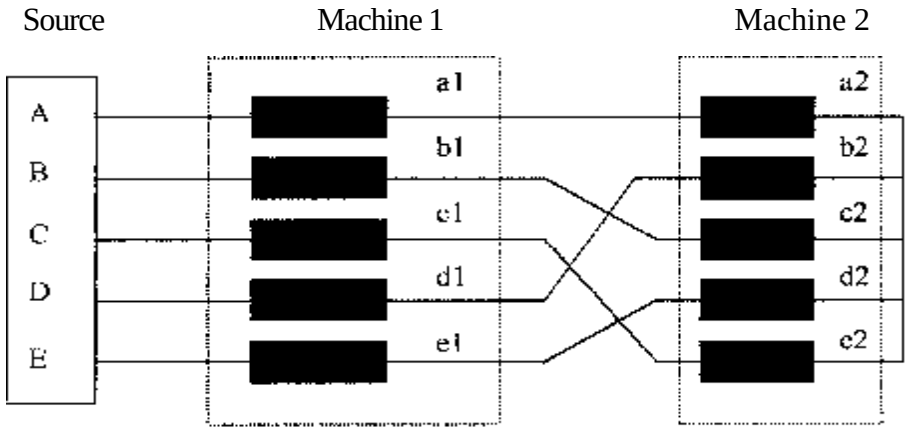


Figure I.7 : Schéma de connectivité des enroulements statoriques dans le cas de cinq phases.

Dans le cas de sept phases et selon le tableau I.4 et la figure I.8, trois machines de sept phases peuvent maintenant être connectées en série.

	A	B	C	D	E	F	G
M1	1	2	3	4	5	6	7
M2	1	3	5	7	2	4	6
M3	1	4	7	3	6	2	5

Tableau I.4: Tableau de la matrice de connectivité dans le cas de sept phases.

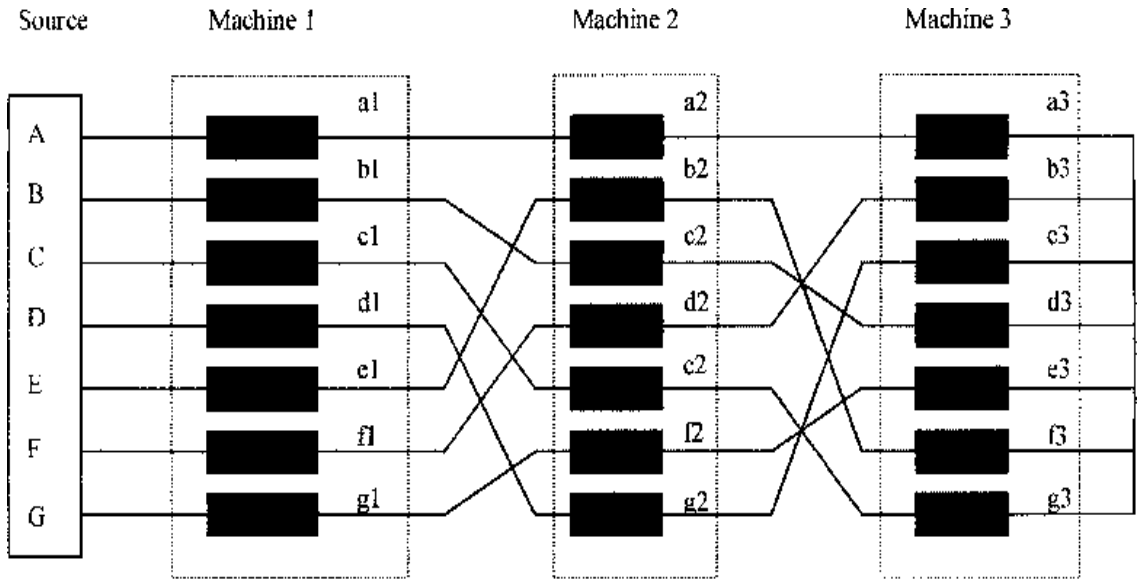


Figure I.8 : Schéma de connectivité des enroulements statoriques dans le cas de sept phases.

Les deux cas de phases considérées jusqu'à présent sont de nombres premiers et la situation est simple. Toutefois, lorsque le nombre de phases n'est pas un nombre premier, la situation devient plus complexe. Prenons le cas de neuf phases. La matrice de connectivité, obtenu à partir du tableau I.2, est indiquée dans le tableau I.5. Comme on peut le voir dans le tableau I.5, seules les phases 1, 4, et 7 de la machine M3 sont utilisées dans la connexion en série. La répartition spatiale entre ces phases est de 120°, cela signifie que la machine M3 est en faite à trois phases, plutôt que d'une machine à neuf phases [All-05]. Le schéma de raccordement est montré dans la figure I.9. Il est à noter qu'une réorganisation des machines doit être faite si la connexion série comprend des machines à nombres de phases différents, comme représenté sur la figure I.9. Toutes les machines avec un nombre plus élevé de phase doivent être connectées dans un premier temps en série à la source, en respectant la transposition de phase. Viennent ensuite toutes les machines avec un nombre moins élevé de la deuxième phase, et ainsi de suite. La séquence se termine par un nombre plus petit de phase [Lev-04].

	A	B	C	D	E	F	G	H	I
M1	1	2	3	4	5	6	7	8	9
M2	1	3	5	7	9	2	4	6	8
M3	1	4	7	1	4	7	1	4	7
M4	1	5	9	4	3	3	7	2	6

Tableau I.5: Tableau de la matrice de connectivité dans le cas de neuf phases.

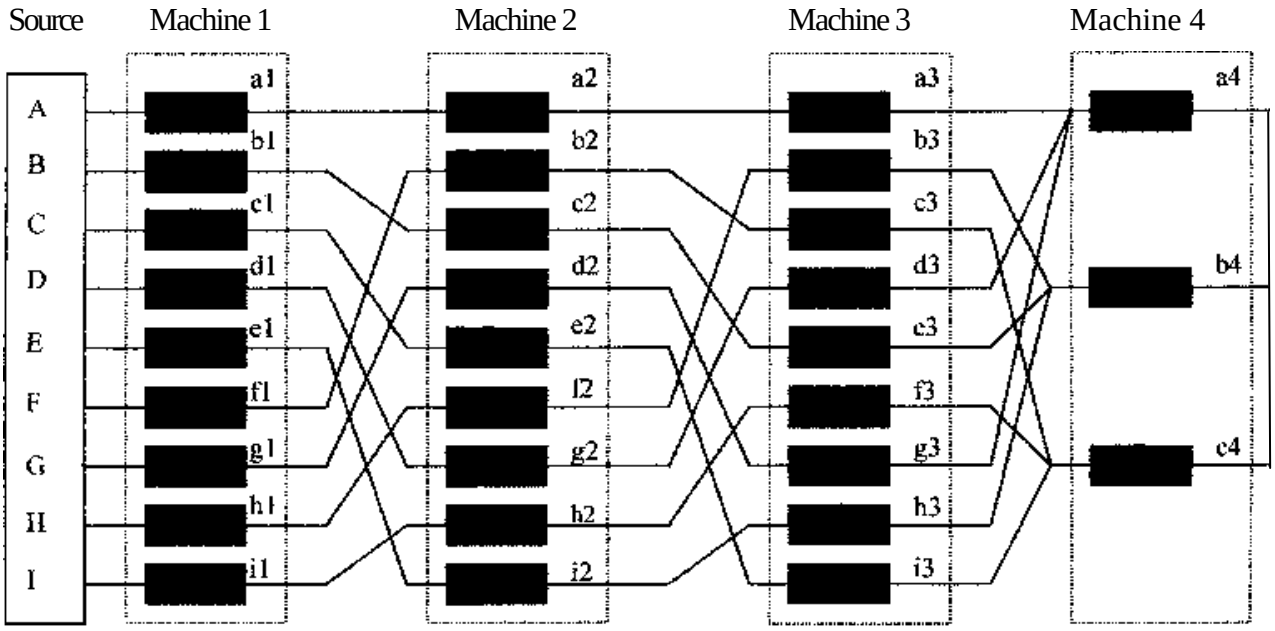


Figure I.9 : Schéma de connectivité des enroulements statoriques dans le cas de neuf phases.

I.4 Conclusion

Nous avons vu les différentes structures des systèmes multi machines multi convertisseurs triphasés et nous avons établit un tableau de comparaison entre ces structures afin de voir les avantages et les inconvénients de chaque structure, aussi nous avons vu le concept des systèmes multi machines multiphasés connectés en séries et les cas possibles de raccordements des enroulements statoriques, cette dernière que nous nous intéressons dans cette mémoire.

Chapitre II

Modélisation de la machine asynchrone polyphasée

II.1 INTRODUCTION

Les machines triphasées à courant alternatif dominent très largement le domaine industriel, mais depuis longtemps déjà on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phase supérieur à trois appelées machines polyphasées machines ou polyphasées. Elles peuvent être classées en deux types, le premier type où les machines ont un nombre impair de phases reliés à un seul neutre, décalée d'un angle régulier entre phases adjacentes (pentaphasée, 7-phases…), les machines poly-étoile représentent le deuxième type. Les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance, les machines multiphasée sont par la suite faites l'objet d'un intérêt grandissant, pour différentes raisons [HAD 01] :

- Segmenter la puissance afin de réaliser des ensembles convertisseur machine de fortes puissances avec des composants de calibres plus réduit.
- Diminuer les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques.
- Améliorer la fiabilité en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régimes dégradés (une ou plusieurs phases ouvertes).
- Elargir les possibilités de commande par commutation de la vitesse, en changeant la séquence des tensions appliquées à la machine.
- Diminuer le contenu harmonique du courant du bus continu lors d'une alimentation par onduleurs.

Dans ce chapitre, on s'intéresse à la machine asynchrone polyphasée plus précisément la machine asynchrone pentaphasée. Après une brève description de sa structure générale, son modèle mathématique dans le repère naturel sera établi. Étant donné que le rotor de ce type de machine est similaire à celui d'une machine classique. Dans le cas de notre machine l'étude n'est pas aussi évidente, car plusieurs phénomènes complexes 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 permettent d'obtenir des équations simples et qui traduisent le fonctionnement de la machine. [MER 03].

II.2 HYPOTHESES DE TRAVAIL

Les hypothèses simplificatrices [Wil-00], adoptées pour la modélisation de la machine asynchrone sont:

- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis, les courants de Foucault ainsi que l'effet d'encochages sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ainsi que la perméabilité du circuit magnétique sont constantes.
- l'effet de peau et l'échauffement ne sont pas pris en compte.
- L'entrefer est constant (épaisseur uniforme) ;
- La machine est alimentée par un système polyphasé sinusoïdal et équilibré ;
- La force magnétomotrice, crée par les enroulements statoriques est à répartition sinusoïdale le long de l'entrefer.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut écrire :

- ✓ L'additivité du flux
- ✓ La constance des inductances propres
- ✓ Les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques sont constantes.

II.3 MODELE MATHEMATIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE POLYPHASEE (PENTAPHASEE)

Le modèle de la machine asynchrone polyphasée est illustré par la figure (II.1) avec les enroulements statoriques et rotoriques (court-circuitées) désignés chacune par (S_A, S_B, …, S_n) pour le stator et (R_a, R_b, …, R_n) pour le rotor, les enroulements statoriques sont déphasés de $\gamma = \frac{2\pi}{n}$ dans l'espace, dans le cas d'une machine pentaphaséé on prend n =5. L'angle θ est l'angle que fait le rotor en effectuant sa rotation par rapport au stator [iqb-05].

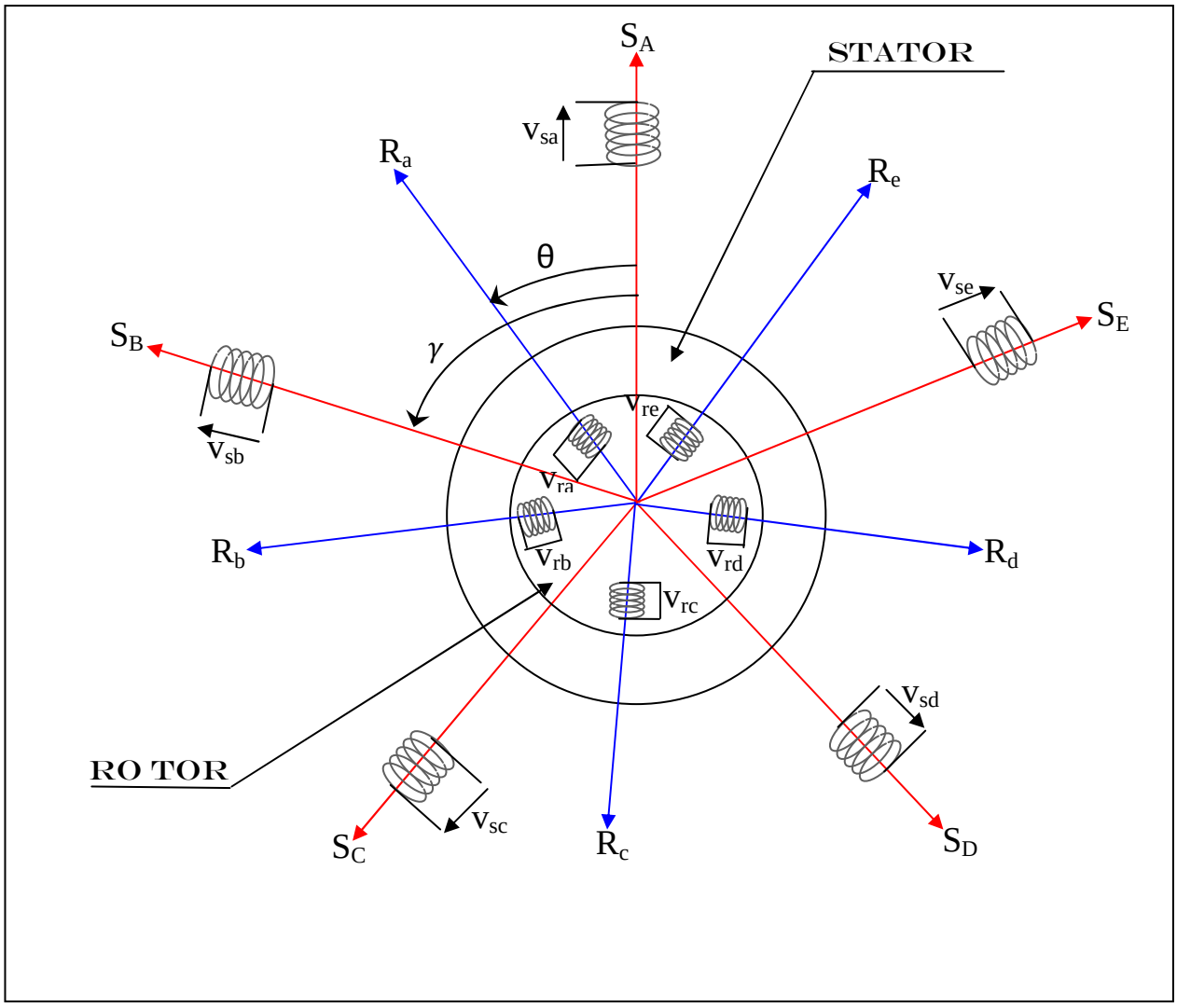


Figure (II.1) : Représentation schématique d'une machine asynchrone pentaphasée.

Une analyse de la machine asynchrone pentaphasée tenant compte de sa configuration exacte est très complexe.

II.3.1 Equations électriques [lev-04]

Les équations électriques d'une machine à n-phases s'écrivent respectivement :

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \left[\frac{d\phi_s}{dt}\right] \quad et \quad [\phi_s] = [L_s][i_s] + [L_{sr}][i_r] \qquad \text{(II.1)}$$

$$[v_r] = [R_r][i_r] + \left[\frac{d\phi_r}{dt}\right] \quad et \quad [\phi_r] = [L_r][i_r] + [L_{rs}][i_s] \qquad \text{(II.2)}$$

$avec$:

$[v_s] = [v_{1s} \quad v_{2s} \quad \dots \quad \dots \quad v_{ns}]^T$ Vecteur des tensions statoriques

$[v_r] = [v_{1r} \quad v_{2r} \quad \dots \quad \dots \quad v_{nr}]^T$ Vecteur des tensions rotoriques

$[i_s] = [i_{1s} \quad i_{2s} \quad \dots \quad \dots \quad i_{ns}]^T$ Vecteur des courants statoriques

$[i_r] = [i_{1r} \quad i_{2r} \quad \dots \quad \dots \quad i_{nr}]^T$ Vecteur des courants rotoriques

$[\phi_s] = [\phi_{1s} \quad \phi_{2s} \quad \dots \quad \dots \quad \phi_{ns}]^T$ Vecteur des flux statoriques

$[\phi_r] = [\phi_{1r} \quad \phi_{2r} \quad \dots \quad \dots \quad \phi_{nr}]^T$ Vecteur des flux rotoriques

Les matrices des résistances statoriques et rotoriques sont des matrices diagonales de n x n.

$[R_s] = diag(R_s \quad R_s \quad \dots \quad \dots \quad R_s)$ Vecteur des résistances statoriques

$[R_r] = diag(R_r \quad R_r \quad \dots \quad \dots \quad R_r)$ Vecteur des résistances rotoriques

Dans le cas d'une machine pentaphasée on a :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ V_{ds} \\ V_{es} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_{ds} \\ I_{es} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{As} \\ \phi_{Bs} \\ \phi_{Cs} \\ \phi_{Ds} \\ \phi_{Es} \end{bmatrix} \quad \text{(II.3)}$$

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \\ V_{dr} \\ V_{er} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \\ I_{dr} \\ I_{er} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{er} \end{bmatrix} \quad \text{(II.4)}$$

Avec :

$[V_s] = [V_{as} \quad V_{bs} \quad V_{cs} \quad V_{ds} \quad V_{es}]^T$ Vecteur des tensions statoriques

$[V_r] = [V_{ar} \quad V_{br} \quad V_{cr} \quad V_{dr} \quad V_{er}]^T$ Vecteur des tensions rotoriques

$[I_s] = [I_{as} \quad I_{bs} \quad I_{cs} \quad I_{ds} \quad I_{es}]^T$ Vecteur des courants statoriques

$[I_r] = [I_{ar} \quad I_{br} \quad I_{cr} \quad I_{dr} \quad I_{er}]^T$ Vecteur des courants rotoriques

$[\phi_s] = [\phi_{As} \quad \phi_{Bs} \quad \phi_{Cs} \quad \phi_{Ds} \quad \phi_{Es}]^T$ Vecteur des flux statoriques

$[\phi_r] = [\phi_{ar} \quad \phi_{br} \quad \phi_{cr} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{er}]^T$ Vecteur des flux rotoriques

Les matrices des résistances statoriques et rotoriques sont des matrices diagonales de 5*5.

$[R_s] = diag[R_s \quad R_s \quad R_s \quad R_s \quad R_s]$ Vecteur des résistances statoriques

$[R_r] = diag[R_r \quad R_r \quad R_r \quad R_r \quad R_r]$ Vecteur des résistances rotoriques

II.3.2 Equations magnétiques [Lev-04]

Les hypothèses simplificatrices proposées, nous permettent de représenter les équations magnétiques de la machine asynchrone polyphasée (voire pentaphasée) comme suit :

$$[\phi_s] = [L_s][i_s] + [L_{sr}][i_r] \quad \text{(II.5)}$$

$$[\phi_r] = [L_r][i_r] + [L_{rs}][i_s] \quad \text{(II.6)}$$

Avec :

$[\phi_s] = [\phi_{1s} \quad \phi_{2s} \quad \dots \quad \dots \quad \phi_{ns}]^T$: Vecteur des flux statoriques

$[\phi_r] = [\phi_{1r} \quad \phi_{2r} \quad \dots \quad \dots \quad \phi_{nr}]^T$: Vecteur des flux rotoriques

$[L_s] \ et \ [L_r]$: Matrice des inductances propres d'une phase statorique et rotorique.

$[L_{sr}] \ et \ [L_{rs}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator et rotor et vise versa.

Les matrices d'inductances statoriques et rotoriques ainsi les matrices mutuelles d'inductance statoriques et rotoriques sont données par :

Dans le cas général (machine polyphasée, avec $\gamma = \frac{2\pi}{n}$) on a :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{11s} & L_{12s} & L_{13s} & \dots & L_{1ns} \\ L_{21s} & L_{22s} & L_{23s} & \dots & L_{2ns} \\ L_{31s} & L_{32s} & L_{33s} & \dots & L_{3ns} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{n1s} & L_{n2s} & L_{n3s} & \dots & L_{nns} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} L_{ls}+M & M\cos(\gamma) & M\cos(2\gamma) & \dots & M\cos((n-1)\gamma) \\ M\cos((n-1)\gamma) & L_{ls}+M & M\cos(\gamma) & \dots & M\cos((n-2)\gamma) \\ M\cos((n-2)\gamma) & M\cos(\gamma) & L_{ls}+M & \dots & M\cos((n-3)\gamma) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ M\cos(\gamma) & M\cos(2\gamma) & M\cos(3\gamma) & \dots & L_{ls}+M \end{bmatrix} \quad \text{(II.7)}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{11r} & L_{12r} & L_{13r} & \dots & L_{1nr} \\ L_{21r} & L_{22r} & L_{23r} & \dots & L_{2nr} \\ L_{31r} & L_{32r} & L_{33r} & \dots & L_{3nr} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{n1r} & L_{n2r} & L_{n3r} & \dots & L_{nnr} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} L_{lr}+M & M\cos(\gamma) & M\cos(2\gamma) & \dots\dots\dots & M\cos((n-1)\gamma) \\ M\cos((n-1)\gamma) & L_{lr}+M & M\cos(\gamma) & \dots\dots\dots & M\cos((n-2)\gamma) \\ M\cos((n-2)\gamma) & M\cos(\gamma) & L_{lr}+M & \dots\dots\dots & M\cos((n-3)\gamma) \\ \dots\dots\dots & \dots\dots\dots & \dots\dots\dots & \dots\dots\dots & \dots\dots\dots \\ M\cos(\gamma) & M\cos(2\gamma) & M\cos(3\gamma) & \dots\dots\dots & L_{lr}+M \end{bmatrix} \quad \text{(II.8)}$$

$$[L_{sr}] = [L_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta+\gamma) & \cos(\theta+2\gamma) & \dots & \cos(\theta+(n-1)\gamma) \\ \cos(\theta+(n-1)\gamma) & \cos(\theta) & \cos(\theta+\gamma) & \dots & \cos(\theta+(n-2)\gamma) \\ \cos(\theta+(n-2)\gamma) & \cos(\theta+(n-1)\gamma) & \cos(\theta) & \dots & \cos(\theta+(n-3)\gamma) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \cos(\theta+\gamma) & \cos(\theta+2\gamma) & \cos(\theta+3\gamma) & \dots & \cos(\theta) \end{bmatrix} \text{(II.9)}$$

M : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

Dans le cas d'une machine pentaphasée où $\gamma = \frac{2\pi}{5}$ on a :

$$[\phi_{sabcde}]^T = [L_s][i_{sabcde}]^T + [L_{sr}][i_{rabcde}]^T \quad \text{(II.10)}$$

$$[\phi_{rabcde}]^T = [L_{rs}][i_{sabcde}]^T + [L_r][i_{rabcde}]^T \quad \text{(II.11)}$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{ls}+M & M\cos(\gamma) & M\cos(2\gamma) & M\cos(2\gamma) & M\cos(\gamma) \\ M\cos(\gamma) & L_{ls}+M & M\cos(\gamma) & M\cos(2\gamma) & M\cos(2\gamma) \\ M\cos(2\gamma) & M\cos(\gamma) & L_{ls}+M & M\cos(\gamma) & M\cos(2\gamma) \\ M\cos(2\gamma) & M\cos(2\gamma) & M\cos(\gamma) & L_{ls}+M & M\cos(\gamma) \\ M\cos(\gamma) & M\cos(2\gamma) & M\cos(2\gamma) & M\cos(\gamma) & L_{ls}+M \end{bmatrix} \quad \text{(II.12)}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{lr}+M & M\cos(\gamma) & M\cos(2\gamma) & M\cos(2\gamma) & M\cos(\gamma) \\ M\cos(\gamma) & L_{lr}+M & M\cos(\gamma) & M\cos(2\gamma) & M\cos(2\gamma) \\ M\cos(2\gamma) & M\cos(\gamma) & L_{lr}+M & M\cos(\gamma) & M\cos(2\gamma) \\ M\cos(2\gamma) & M\cos(2\gamma) & M\cos(\gamma) & L_{lr}+M & M\cos(\gamma) \\ M\cos(\gamma) & M\cos(2\gamma) & M\cos(2\gamma) & M\cos(\gamma) & L_{lr}+M \end{bmatrix} \quad \text{(II.13)}$$

$$[L_{sr}] = [L_{rs}]^T = M\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta+\gamma) & \cos(\theta+2\gamma) & \cos(\theta-2\gamma) & \cos(\theta-\gamma) \\ \cos(\theta-\gamma) & \cos(\theta) & \cos(\theta+\gamma) & \cos(\theta+2\gamma) & \cos(\theta-2\gamma) \\ \cos(\theta-2\gamma) & \cos(\theta-\gamma) & \cos(\theta) & \cos(\theta+\gamma) & \cos(\theta+2\gamma) \\ \cos(\theta+2\gamma) & \cos(\theta-2\gamma) & \cos(\theta-\gamma) & \cos(\theta) & \cos(\theta+\gamma) \\ \cos(\theta+\gamma) & \cos(\theta+2\gamma) & \cos(\theta-2\gamma) & \cos(\theta-\gamma) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad \text{(II.14)}$$

II.4 EQUATION DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE POLYPHASEE (PENTAPHASEE)

Le couple électromagnétique de la machine polyphasée (pentaphasée) peut être exprimé en termes de courants de phase statoriques et rotoriques comme suit [Lev-04]:

Dans le cas d'une machine polyphasée on a :

$$C_{em} = -PM\{(i_{1s}i_{1r} + i_{2s}i_{2r} + i_{3s}i_{3r} + \dots + i_{ns}i_{nr})\sin(\theta)$$
$$+\left(i_{ns}i_{1r} + i_{1s}i_{2r} + i_{2s}i_{3r} + i_{3s}i_{4r} + \dots + i_{(n-1)s}i_{nr}\right)\sin(\theta+\gamma)$$
$$+\left(i_{(n-1)s}i_{1r} + i_{ns}i_{2r} + i_{1s}i_{3r} + i_{2s}i_{4r} + \dots + i_{(n-2)s}i_{nr}\right)\sin(\theta+2\gamma)$$
$$+\left(i_{(n-2)s}i_{1r} + i_{(n-1)s}i_{2r} + i_{ns}i_{3r} + i_{1s}i_{4r} + \dots + i_{(n-3)s}i_{nr}\right)\sin(\theta+3\gamma)$$
$$+\cdots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots$$
$$+(i_{2s}i_{1r} + i_{3s}i_{2r} + i_{4s}i_{3r} + i_{5s}i_{4r} + \dots + i_{1s}i_{nr})\sin(\theta+(n-1)\gamma)\} \quad \text{(II.15)}$$

Et dans le cas d'une machine pentaphasée on a :

$$C_{em} = -PM\{(i_{as}i_{ar} + i_{bs}i_{br} + i_{cs}i_{cr} + i_{ds}i_{dr} + i_{es}i_{er})\sin(\theta)$$
$$+(i_{es}i_{ar} + i_{as}i_{br} + i_{bs}i_{cr} + i_{cs}i_{dr} + i_{ds}i_{er})\sin(\theta+\gamma)$$
$$+(i_{ds}i_{ar} + i_{es}i_{br} + i_{as}i_{cr} + i_{bs}i_{dr} + i_{cs}i_{er})\sin(\theta+2\gamma)$$
$$+(i_{cs}i_{ar} + i_{ds}i_{br} + i_{es}i_{cr} + i_{as}i_{dr} + \dots + i_{bs}i_{er})\sin(\theta-2\gamma)$$
$$+(i_{bs}i_{ar} + i_{cs}i_{br} + i_{ds}i_{cr} + i_{es}i_{dr} + i_{as}i_{er})\sin(\theta-\gamma)\} \quad \text{(II.16)}$$

II.5 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 effectuée à l'aide de la matrice de passage $P(\theta_a)$ dite matrice de park généralisée, qui est le produit de la matrice de Concordia (Repère stationnaire) et la matrice de repère rotatif. Cette transformation conserve la puissance instantanée, en transformant les enroulements statoriques (A,B,C,…..) et rotoriques (a,b,…..) en enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétiques disposés selon deux axes (d,q) perpendiculaires. La transformation de Park sera faite en deux étapes :

II.5.1 Le modèle dans un repère stationnaire de Concordia

Ce référentiel est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réels et on peut l'utiliser pour étudier les régimes de démarrages et de freinages, et il est possible d'utiliser pour l'estimation de flux, de la vitesse et pour les commandes non linéaires [Iqb-05]. La transformation de Concordia [C] permet le passage des composants Xa,b,…,n au systèmes de composantes $X_{\alpha\beta\ldots}$ tournant à la même vitesse (voir figure (II-2)) [Lev-04].

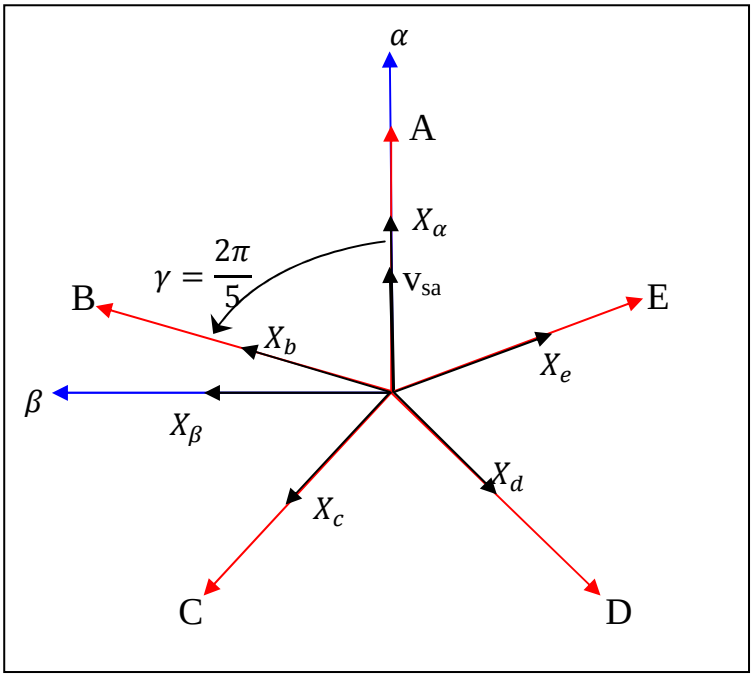


Figure (II.2) : Passage du système pentaphasé (ABCDE) au système $\alpha - \beta$ et inversement.

- Si n (nombre de phases) est paire on a :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\gamma) & \cos(2\gamma) & \ldots & \cos((n-1)\gamma) \\ 0 & \sin(\gamma) & \sin(2\gamma) & \ldots & \sin((n-1)\gamma) \\ 1 & \cos(2\gamma) & \cos(4\gamma) & \ldots & \cos((n-1)2\gamma) \\ 0 & \sin(2\gamma) & \sin(4\gamma) & \ldots & \sin((n-1)2\gamma) \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \cos((n-1)2\gamma) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \ldots & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \ldots & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{(II.17)}$$

- Si n (nombre de phases) est impaire on a :

$$[C]=\sqrt{\frac{2}{n}}\begin{bmatrix}1 & \cos(\gamma) & \cos(2\gamma) & \dots & \cos((n-1)\gamma)\\ 0 & \sin(\gamma) & \sin(2\gamma) & \dots & \sin((n-1)\gamma)\\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots\\ 1 & \cos\left((\frac{n-1}{2})\gamma\right) & \cos\left((\frac{n-1}{2})\gamma\right) & \dots & \cos\left((\frac{(n-1)(n-1)}{2})\gamma\right)\\ 0 & \sin\left((\frac{n-1}{2})\gamma\right) & \cos\left((\frac{n-1}{2})\gamma\right) & \dots & \sin\left((\frac{(n-1)(n-1)}{2})\gamma\right)\\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}}\end{bmatrix} \quad \text{(II.18)}$$

Dans le cas d'une machine pentaphasée, on prend n=5 (impaire), et l'angle entre deux enroulements successifs est de $\gamma=\frac{2\Pi}{5}$ alors [Lev-06]:

$$[C]=\sqrt{\frac{2}{5}}\begin{bmatrix}1 & \cos(\gamma) & \cos(2\gamma) & \cos(3\gamma) & \cos(4\gamma)\\ 0 & \sin(\gamma) & \sin(2\gamma) & \sin(3\gamma) & \sin(4\gamma)\\ 1 & \cos(2\gamma) & \cos(4\gamma) & \cos(6\gamma) & \cos(8\gamma)\\ 0 & \sin(2\gamma) & \sin(4\gamma) & \sin(6\gamma) & \sin(8\gamma)\\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}}\end{bmatrix} \quad \text{(II.19)}$$

On définit, de la même façon la matrice inverse permettant le passage des composants $X_{\alpha\beta\dots}$ au systèmes de composantes Xa,b,…,n, notée par $[C]^{-1}$ comme suit :

$$[C]^{-1}=\sqrt{\frac{2}{5}}\begin{bmatrix}1 & 0 & 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}}\\ \cos(\gamma) & \sin(\gamma) & \cos(2\gamma) & \sin(2\gamma) & \frac{1}{\sqrt{2}}\\ \cos(2\gamma) & \sin(2\gamma) & \cos(4\gamma) & \sin(4\gamma) & \frac{1}{\sqrt{2}}\\ \cos(3\gamma) & \sin(3\gamma) & \cos(6\gamma) & \sin(6\gamma) & \frac{1}{\sqrt{2}}\\ \cos(4\gamma) & \sin(4\gamma) & \cos(8\gamma) & \sin(8\gamma) & \frac{1}{\sqrt{2}}\end{bmatrix} \quad \text{(II.20)}$$

Alors les variables électriques et magnétiques dans le repère fixe sont données par les relations suivantes :

- Dans le cas général d'une machine polyphasée :

$$[v_{\alpha\beta s}] = [C].[v_s] \quad \text{(II.21)}$$

$$[v_{\alpha\beta r}] = [C].[v_r] \quad \text{(II.22)}$$

$$[i_{\alpha\beta s}] = [C].[i_s] \quad \text{(II.23)}$$

$$[i_{\alpha\beta r}] = [C].[i_r] \quad \text{(II.24)}$$

$$[\phi_{\alpha\beta s}] = [C].[\phi_s] \quad \text{(II.25)}$$

$$[\phi_{\alpha\beta r}] = [C].[\phi_r] \quad \text{(II.26)}$$

D'où les équations électriques statoriques sont reformulées par les relations suivantes [Lev-04] :

$$\begin{cases} v_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \frac{d\phi_{\alpha s}}{dt} = R_s i_{\alpha s} + (L_{ls}+L_m)\frac{di_{\alpha s}}{dt} + L_m \frac{d(i_{\alpha r}cos\theta - i_{\beta r}sin\theta)}{dt} \\ v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d\phi_{\beta s}}{dt} = R_s i_{\beta s} + (L_{ls}+L_m)\frac{di_{\beta s}}{dt} + L_m \frac{d(i_{\alpha r}sin\theta + i_{\beta r}cos\theta)}{dt} \\ v_{x1s} = R_s i_{x1s} + \frac{d\phi_{x1s}}{dt} = R_s i_{x1s} + L_{ls}\frac{di_{x1s}}{dt} \\ v_{y1s} = R_s i_{y1s} + \frac{d\phi_{y1s}}{dt} = R_s i_{y1s} + L_{ls}\frac{di_{y1s}}{dt} \\ \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots \\ \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots \\ v_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt} = R_s i_{os} + L_{ls}\frac{di_{os}}{dt} \end{cases} \quad \text{(II.27)}$$

Et les équations électriques rotoriques sont comme suit [Lev-04] :

$$\begin{cases} v_{\alpha r} = 0 = R_r i_{\alpha r} + \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} = R_r i_{\alpha r} + (L_{lr}+L_m)\frac{di_{\alpha r}}{dt} + L_m \frac{d(i_{\alpha s}cos\theta + i_{\beta s}sin\theta)}{dt} \\ v_{\beta r} = 0 = R_s i_{\beta s} + \frac{d\phi_{\beta s}}{dt} = R_r i_{\beta r} + (L_{lr}+L_m)\frac{di_{\beta r}}{dt} + L_m \frac{d(-i_{\alpha s}sin\theta + i_{\beta s}cos\theta)}{dt} \\ v_{x1r} = 0 = R_r i_{x1r} + \frac{d\phi_{x1r}}{dt} = R_r i_{x1r} + L_{lr}\frac{di_{x1r}}{dt} \\ v_{y1r} = 0 = R_r i_{y1r} + \frac{d\phi_{y1r}}{dt} = R_r i_{y1r} + L_{lr}\frac{di_{y1r}}{dt} \\ \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots \\ \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots \\ v_{or} = 0 = R_r i_{or} + \frac{d\phi_{or}}{dt} = R_r i_{or} + L_{ls}\frac{di_{or}}{dt} \end{cases} \quad \text{(II.28)}$$

Avec : $L_m = \frac{n}{2}M \; et \; \gamma = \frac{2\Pi}{n}$.

Ainsi le couple électromagnétique de la machine peut être exprimé comme suit en termes de courants:

$$C_{em} = PL_m\{\cos(\theta)\left(i_{\alpha r}i_{\beta s} - i_{\beta r}i_{\alpha s}\right) - \sin(\theta)\left(i_{\alpha r}i_{\alpha s} + i_{\beta r}i_{\beta s}\right)\right) \quad \text{(II.29)}$$

- Dans le cas d'une machine pentaphasée où n=5, $L_m = \frac{5}{2}M \; et \; \gamma = \frac{2\Pi}{5}$:

$$[v_{\alpha\beta s}] = [C].[v_{abcdes}] \quad \text{(II.30)}$$

$$[v_{\alpha\beta r}] = [C].[v_{abcder}] \quad \text{(II.31)}$$

$$[i_{\alpha\beta s}] = [C].[i_{abcdes}] \quad \text{(II.32)}$$

$$[i_{\alpha\beta r}] = [C].[i_{abcder}] \quad \text{(II.33)}$$

$$[\phi_{\alpha\beta s}] = [C].[\phi_{abcdes}] \quad \text{(II.34)}$$

$$[\phi_{\alpha\beta r}] = [C].[\phi_{abcder}] \quad \text{(II.35)}$$

Les équations électriques sont reformulées comme suit [Iqb-05]:

$$\begin{cases} v_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \frac{d\phi_{\alpha s}}{dt} = R_s i_{\alpha s} + (L_{ls}+L_m)\frac{di_{\alpha s}}{dt} + L_m \frac{d(i_{\alpha r}cos\theta - i_{\beta r}sin\theta)}{dt} \\ v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d\phi_{\beta s}}{dt} = R_s i_{\beta s} + (L_{ls}+L_m)\frac{di_{\beta s}}{dt} + L_m \frac{d(i_{\alpha r}sin\theta + i_{\beta r}cos\theta)}{dt} \\ v_{xs} = R_s i_{x1s} + \frac{d\phi_{xs}}{dt} = R_s i_{xs} + L_{ls}\frac{di_{xs}}{dt} \\ v_{ys} = R_s i_{ys} + \frac{d\phi_{ys}}{dt} = R_s i_{ys} + L_{ls}\frac{di_{ys}}{dt} \\ v_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt} = R_s i_{os} + L_{ls}\frac{di_{os}}{dt} \end{cases} \quad \text{(II.36)}$$

Et les équations électriques rotoriques sont comme suit [Iqb-05]:

$$\begin{cases} v_{\alpha r} = 0 = R_r i_{\alpha r} + \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} = R_r i_{\alpha r} + (L_{lr}+L_m)\frac{di_{\alpha r}}{dt} + L_m \frac{d(i_{\alpha s}cos\theta + i_{\beta s}sin\theta)}{dt} \\ v_{\beta r} = 0 = R_s i_{\beta s} + \frac{d\phi_{\beta s}}{dt} = R_r i_{\beta r} + (L_{lr}+L_m)\frac{di_{\beta r}}{dt} + L_m \frac{d(-i_{\alpha s}sin\theta + i_{\beta s}cos\theta)}{dt} \\ v_{xr} = 0 = R_r i_{xr} + \frac{d\phi_{xr}}{dt} = R_r i_{xr} + L_{lr}\frac{di_{xr}}{dt} \\ v_{yr} = 0 = R_r i_{yr} + \frac{d\phi_{yr}}{dt} = R_r i_{yr} + L_{lr}\frac{di_{yr}}{dt} \\ v_{or} = 0 = R_r i_{or} + \frac{d\phi_{or}}{dt} = R_r i_{or} + L_{ls}\frac{di_{or}}{dt} \end{cases} \quad \text{(II.37)}$$

Ainsi le couple de la machine pentaphasée est le même que dans le cas d'une machines à n-phases, et il est reformulé comme suit [Iqb-05] :

$$C_{em} = PL_m\{\cos(\theta)\left(i_{\alpha r}i_{\beta s} - i_{\beta r}i_{\alpha s}\right) - \sin(\theta)\left(i_{\alpha r}i_{\alpha s} + i_{\beta r}i_{\beta s}\right)\right) \quad \text{(II.38)}$$

II.5.2 Le modèle dans un repère rotatif

Tous les composants x-y et les composants zéro du stator et du rotor sont découplés, la transformation dans le repère tournant doit être appliqué aux composants $\alpha -\beta$. Et afin d'exprimer toutes les grandeurs dans un même repère, les grandeurs statoriques et rotoriques sont projetées dans un repère tournant d-q, décalé de Ψ par rapport au repère fixe ($\alpha -\beta$), cette transformation se calcul à partir de la matrice de rotation statorique $[D_s]$ et de la matrice de rotation rotorique $[D_r]$ ainsi les matrices inverse respectives $[D_s]^{-1}\ et\ [D_r]^{-1}$ telle que [Lev-04]:

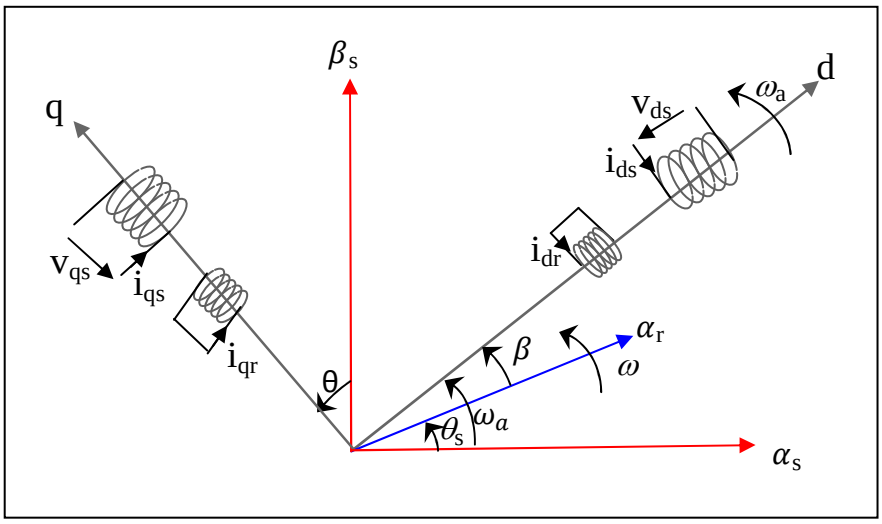


Figure (II.3) : Repère de Park.

➢ Dans le cas général d'une machine polyphasée :

$$[D_s] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) & & & \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) & & & \\ & & 1 & & \\ & & & \dots\dots\dots\dots & \\ & & & & 1 \end{bmatrix} \quad \text{(II.39)}$$

$$[D_s]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & & & \\ \sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) & & & \\ & & 1 & & \\ & & & \dots\dots\dots\dots & \\ & & & & 1 \end{bmatrix} \quad \text{(II.40)}$$

$$[D_r] = \begin{bmatrix} \cos(\beta) & \sin(\beta) & & & \\ -\sin(\beta) & \cos(\beta) & & & \\ & & 1 & & \\ & & & \dots\dots\dots\dots\dots & \\ & & & & 1 \end{bmatrix} \quad \text{(II.41)}$$

$$[D_r]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\beta) & -\sin(\beta) & & & \\ \sin(\beta) & \cos(\beta) & & & \\ & & 1 & & \\ & & & \dots\dots\dots\dots\dots & \\ & & & & 1 \end{bmatrix} \quad \text{(II.42)}$$

Après transformation, les équations électriques correspondantes sont données par :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \phi_{qs} + p\phi_{ds} \\ v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} - (\omega_s - \omega)\phi_{qr} + p\phi_{dr} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \phi_{ds} + p\phi_{qs} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + (\omega_s - \omega)\phi_{dr} + p\phi_{qr} \\ v_{x1s} = R_s i_{x1s} + p\phi_{x1s} \\ v_{x1r} = 0 = R_r i_{x1r} + p\phi_{x1r} \\ v_{y1s} = R_s i_{y1s} + p\phi_{y1s} \\ \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots \\ \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots \\ v_{0s} = R_s i_{0s} + p\phi_{0s} \\ v_{0r} = 0 = R_r i_{0r} + p\phi_{0r} \end{cases} \quad \text{(II.43)}$$

Avec : $p = \frac{d}{dt}$ (dérivé),

Ainsi les équations des flux statoriques sont données par :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = (L_{ls} + L_m)i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \phi_{qs} = (L_{ls} + L_m)i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \phi_{x1s} = L_{ls} i_{x1s} \\ \phi_{y1s} = L_{ls} i_{y1s} \\ \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots \\ \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots \\ \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots \\ \phi_{os} = L_{ls} i_{os} \end{cases} \quad \text{(II.44)}$$

Et les équations des flux rotoriques sont données par :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = (L_{lr} + L_m)i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \phi_{qr} = (L_{lr} + L_m)i_{qr} + L_m i_{qs} \\ \phi_{x1r} = L_{lr} i_{x1r} \\ \phi_{y1r} = L_{lr} i_{y1r} \\ \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots \\ \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots \\ \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots \\ \phi_{or} = L_{lr} i_{or} \end{cases} \quad \text{(II.45)}$$

Et le couple peut être exprimé comme suit :

$$C_{em} = PL_m\left(i_{dr}i_{qs} - i_{ds}i_{qr}\right) \quad \text{(II.46)}$$

Dans le cas d'une machine pentaphasée [Iqb-05] :

$$[D_s] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) & 0 & 0 & 0 \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{(II.47)}$$

$$[D_s]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & 0 & 0 & 0 \\ \sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{(II.48)}$$

$$[D_r] = \begin{bmatrix} \cos(\beta) & \sin(\beta) & 0 & 0 & 0 \\ -\sin(\beta) & \cos(\beta) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{(II.49)}$$

$$[D]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\beta) & -\sin(\beta) & 0 & 0 & 0 \\ \sin(\beta) & \cos(\beta) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{(II.50)}$$

Les équations électriques statoriques et rotoriques correspondantes sont données par :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \phi_{qs} + p\phi_{ds} \\ v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} - (\omega_s - \omega)\phi_{qr} + p\phi_{dr} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \phi_{ds} + p\phi_{qs} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + (\omega_s - \omega)\phi_{dr} + p\phi_{qr} \\ v_{xs} = R_s i_{xs} + p\phi_{xs} \\ v_{xr} = 0 = R_r i_{xr} + p\phi_{xr} \\ v_{ys} = R_s i_{ys} + p\phi_{ys} \\ v_{yr} = 0 = R_r i_{yr} + p\phi_{yr} \\ v_{0s} = R_s i_{0s} + p\phi_{0s} \\ v_{0r} = 0 = R_r i_{0r} + p\phi_{0r} \end{cases} \quad \text{(II.51)}$$

Avec $p = \frac{d}{dt}$,

Ainsi les équations des flux statoriques sont données par :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = (L_{ls} + L_m) i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \phi_{qs} = (L_{ls} + L_m) i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \phi_{xs} = L_{ls} i_{xs} \\ \phi_{ys} = L_{ls} i_{ys} \\ \phi_{os} = L_{ls} i_{os} \end{cases} \quad \text{(II.52)}$$

Et les équations des flux rotoriques sont données par :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = (L_{lr} + L_m) i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \phi_{qr} = (L_{lr} + L_m) i_{qr} + L_m i_{qs} \\ \phi_{xr} = L_{lr} i_{xr} \\ \phi_{yr} = L_{lr} i_{yr} \\ \phi_{or} = L_{lr} i_{or} \end{cases} \quad \text{(II.53)}$$

Et le couple peut être exprimé comme suit :

$$C_{em} = P L_m \left(i_{dr} i_{qs} - i_{ds} i_{qr}\right) = \frac{5P}{2} M \left(i_{dr} i_{qs} - i_{ds} i_{qr}\right). \quad \text{(II.54)}$$

II.6 EQUATION MECANIQUE

L'évolution de la vitesse de rotation en fonction du couple électromagnétique et de la charge de la machine caractérisée par le couple résistantC_r, est décrite par l'expression suivante [Had-01] :

$$J \frac{\mathrm{d}}{dt} \Omega + f \Omega = C_{em} - C_r \quad \text{(II.55)}$$

Avec :

J Moment d'inertie.

f Coefficient de frottement.

C_r Couple résistant imposé par la charge mécanique.

C_{em} Couple électromagnétique.

ΩVitesse mécanique de rotation avec $\omega = P\Omega$

II.7 SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASE

La machine est alimentée directement par un système pentaphasé, les paramètres de la machine asynchrone sont donnés dans l'annexe.

Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitude constante, elles peuvent être présentées comme suit :

$$\begin{cases} V_{Sa} = \sqrt{2}V_{eff}\sin(\omega t) \\ V_{Sb} = \sqrt{2}V_{eff}\sin(\omega t - \frac{2\pi}{5}) \\ V_{Sc} = \sqrt{2}V_{eff}\sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{5}\right) \\ V_{Sd} = \sqrt{2}V_{eff}\sin\left(\omega t - \frac{6\pi}{5}\right) \\ V_{Se} = \sqrt{2}V_{eff}\sin\left(\omega t - \frac{8\pi}{5}\right) \end{cases} \quad \text{(II.56)}$$

Avec :

V_{eff}: Valeur efficace de tension.

$\omega = 2\pi f$, avec f la fréquence d'alimentation.

Le schéma bloc de la simulation de la MAS pentaphasé est représenté par la figure (II.4)

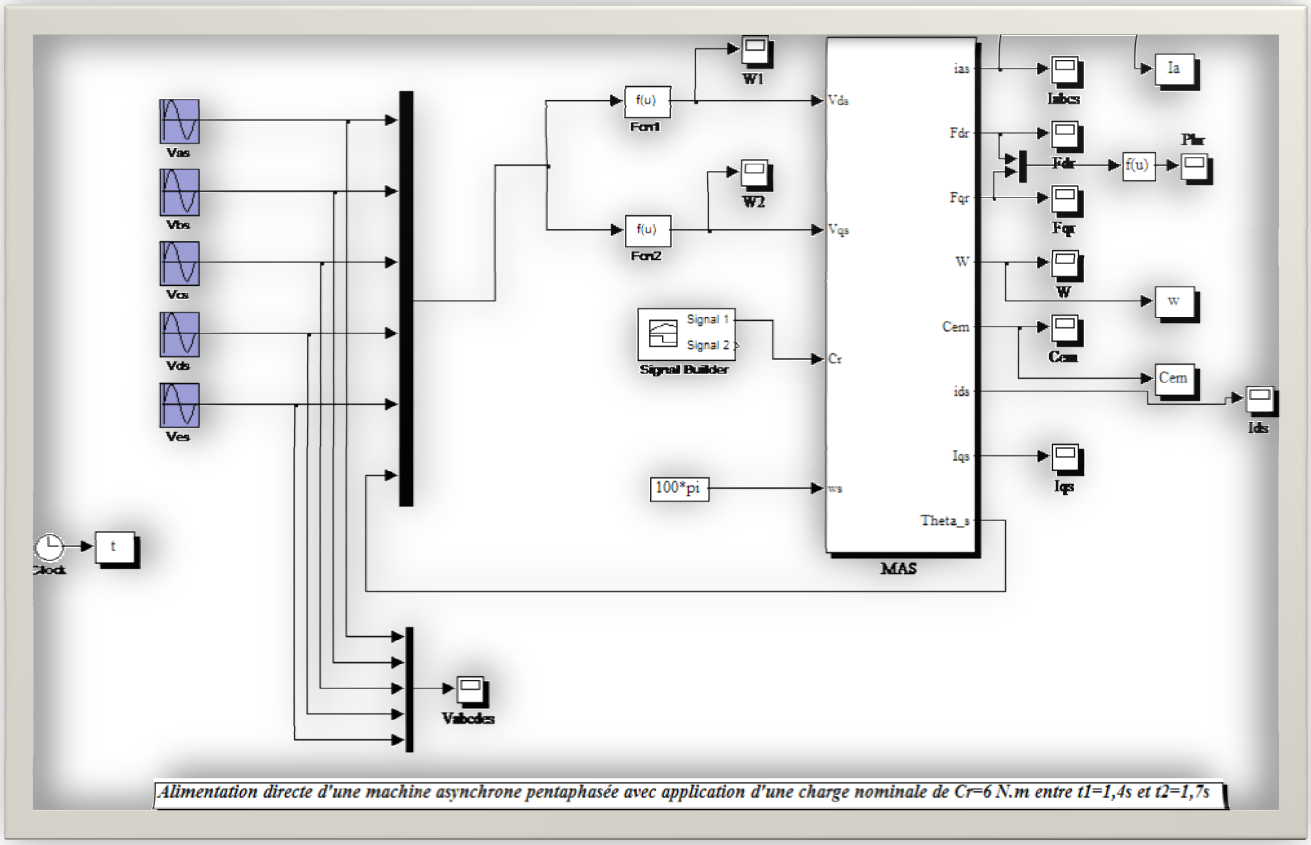


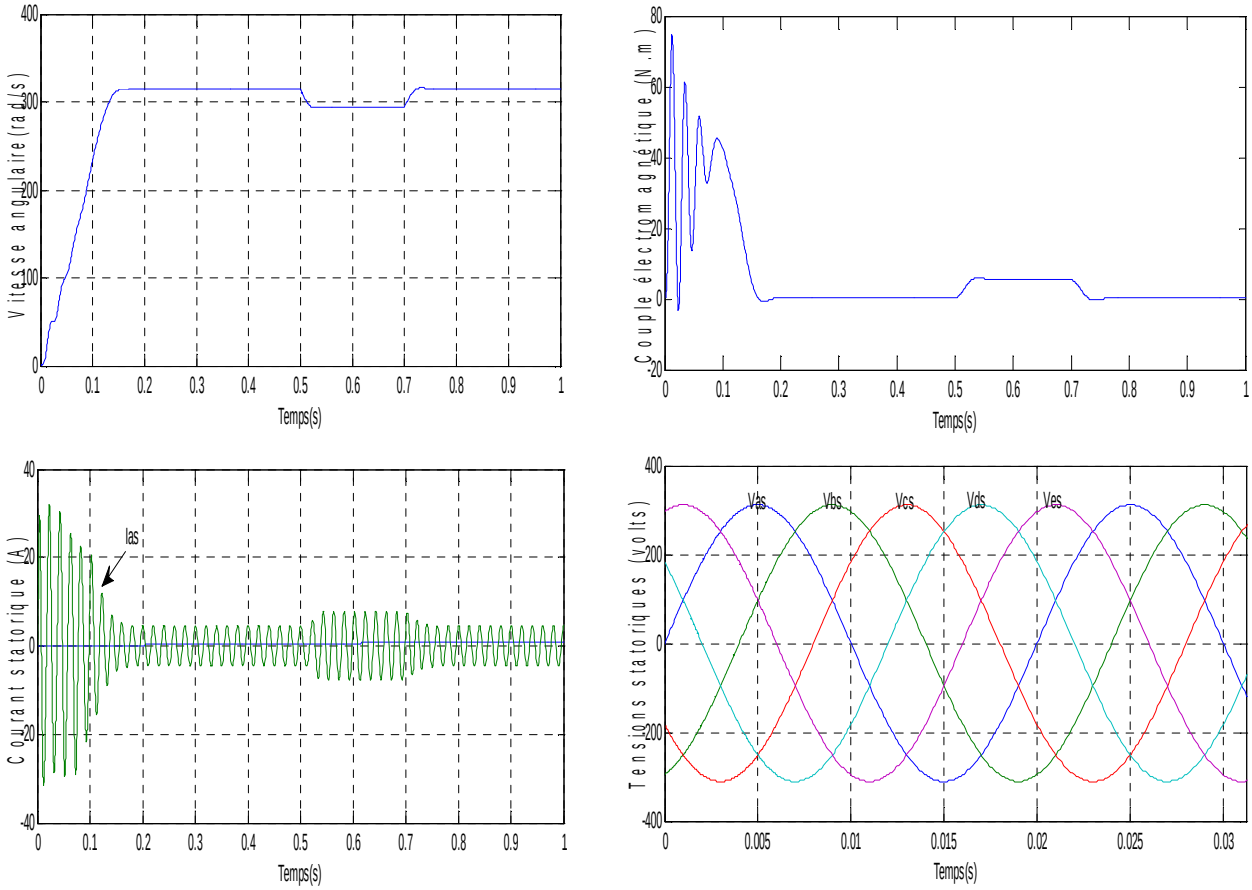
Figure (II.4) : Schéma bloc du modèle de simulation de la machine asynchrone pentaphasée.

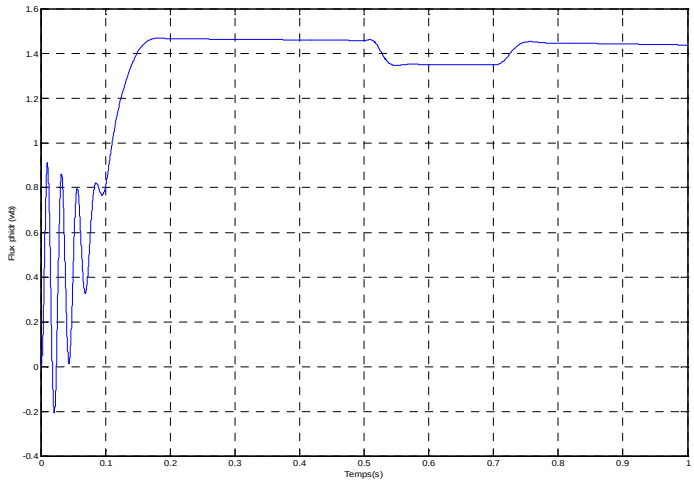
Nous avons fait une simulation numérique d'un démarrage à vide avec application d'un couple résistant correspondant au couple nominal entre deux instants 0.5s et 0.7s. Les résultats de simulation correspondants sont regroupés da ns la figure (II.5).

En démarrage à vide, les résultats obtenus montrent que la vitesse augmente avec un accroissement presque linéaire, puis atteint une valeur proche de la vitesse du synchronisme (315 rad/sec).

Pendant le régime transitoire, le couple électromagnétique présente des oscillations, puis il se stabilise à une valeur de la charge à vide. Le flux rotoriques et statoriques se présentent sous forme sinusoïdales d'amplitude presque constante (1.47 Weber). Les courants statoriques présentent des oscillations successives au démarrage, après le régime transitoire ces oscillations vont être diminue.

Lors de l'application d'une charge mécanique (C_r=5 N.m) à l'instant (t=0.5 s), la courbe de la vitesse diminue au moment de l'application de la charge mécanique et se stabilise à la valeur (315 rad/s). Le couple électromagnétique rejoint la valeur de couple résistant (charge mécanique). Les flux statoriques conservent leurs formes avec une légère diminution de ses modules et les courants statoriques présentent une augmentation d'amplitude due à l'augmentation de la charge.





Figure(II.5) : Résultats de simulation de l'alimentation directe d'une machine asynchrone pentaphasée avec application d'une charge de Cr=5N.m entre t1=0.5s à t2=0.7s.

II.8 CONCLUSION

Au cours de ce chapitre, on a introduit les hypothèses de travail et la transformation de PARK, ce que nous a permis d'élaborer un modèle mathématique d'une machine asynchrone polyphasée.

Les résultats de simulations de la modélisation de la machine asynchrone pentaphasée en boucle ouverte à vide et en charge sont obtenus grâce au logiciel MATLAB/SIMULINK. L'application de la charge entraine la diminution de la vitesse, ce qui explique que la machine seule ne peut répondre aux exigences des entrainements à vitesse variable. Pour cette raison l'association d'une commande externe s'avère nécessaire, ce qui sera l'objectif du prochain chapitre.

Chapitre III

Onduleur de tension n-Bras

III.1 INTRODUCTION

Le transport de l'énergie électrique par les réseaux triphasés a conduit par le passé au développement de convertisseur électromécanique triphasé. Ces derniers ont bénéficié de l'essor des interrupteurs de puissance et de celui de commande de type Digital Signal Processor (DSP).

Les performances de machines électriques triphasées classiques associées à des onduleurs de tension se sont trouvées accrues notamment dans le domaine de la vitesse variable.

Ce type de système est à présent largement disponible en standard au niveau industriel. Néanmoins, le nombre réduit de phases peut être un handicape dans des domaines particuliers d'applications. Ainsi, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine lorsqu'on désire augmenter la puissance transmise.

Les interrupteurs doivent en effet alors commuter des tensions et des courants d'amplitudes plus élevées, générant alors, lors des commutations, des perturbations électromagnétiques. L'augmentation de la tension induit des contraintes au niveau des diélectriques, l'augmentation du courant entraine des mises en parallèle d'interrupteurs.

Grâce aux progrès récents dans la technologie des composants de puissance à semi-conducteur, les onduleurs de tension à Modulation de Largeur d'Impulsion (M.L.I.) constituent désormais la configuration standard dans la commande des moteurs à courant alternatif. Dans ce chapitre on présentera la modélisation de l'onduleur de tension pentaphasé (5 bras), heptaphasé (7 bras), et à 9 bras, et la MLI triangulo-sinusoïdale pour les onduleurs 5, 7, et 9 bras.

III.2 STRUCTURE DE L'ONDULEUR DE TENSION PENTAPHASE

On peut réaliser un onduleur pentaphasé en groupant cinq onduleurs monophasés de l'un ou l'autre, il suffit de décaler d'un sur cinq de période les commandes des cinq phases. La Figure (III.1) représente un onduleur pentaphasés formé de cinq demi ponts et il utilise un diviseur capacitif commun.

Chacune des tensions de sortie est égale tantôt à ($+V_0/2$), tentant à ($-V_0/2$). Les interrupteurs fonctionnent comme en monophasé la seule différence est que le courant arrivant au point milieu du diviseur est I_n telle que $I_n=I_a+I_b+I_c+I_d+I_e$. [Che-06].

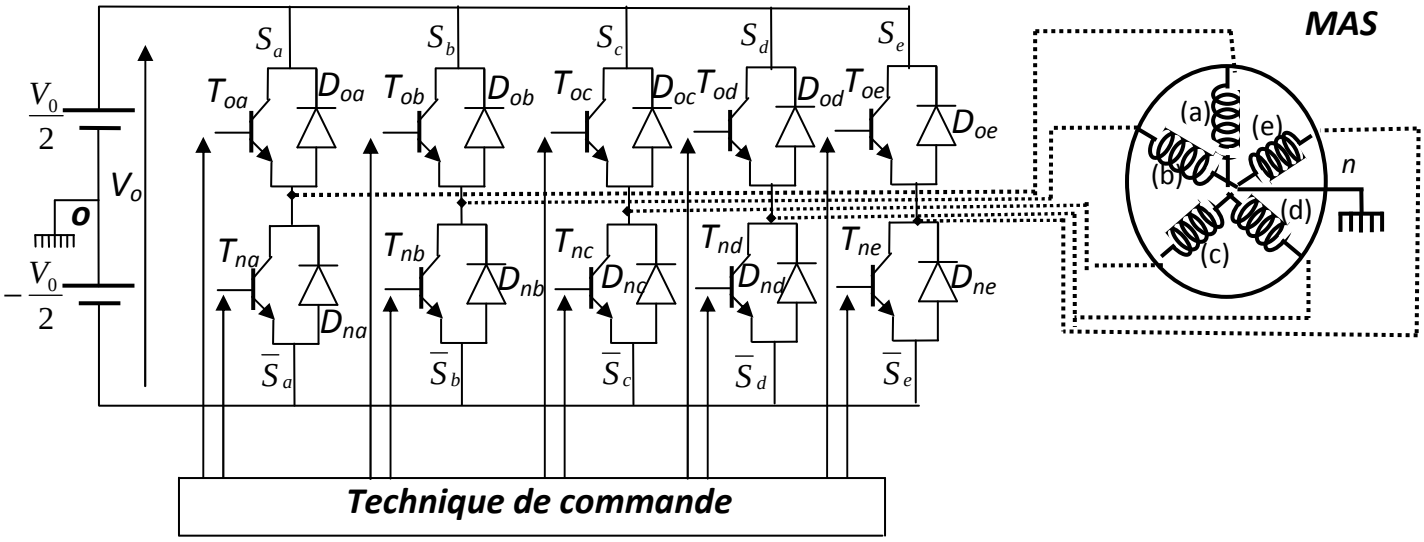


Figure (III.1) : Schéma de l'onduleur de tension pentaphasé à deux niveaux.

La présence de neutre relie à la source est indispensable si le récepteur est déséquilibrée tout particulièrement s'il comporte des charges monophasés montées entre phase et neutre.

Si le récepteur pentaphasé et équilibré (moteur pentaphasé par exemple), on peut supprimer les liaisons entre le point neutre 'n' de la charge et le point milieu 'o' du diviseur capacitif, donc supprimer celui-ci on obtient alors l'onduleur de tension en pont pentaphasés proprement dit repris sur la figure (III.1).

III.2.1 Principe de fonctionnement de l'onduleur de tension pentaphasé

Les couples d'interrupteurs (S_a , $\overline{S}_a$), (S_b , $\overline{S}_b$,), (S_c , $\overline{S}_c$), (S_d , $\overline{S}_d$), et (S_e , $\overline{S}_e$) doivent être complémentaires deux à deux, quelque soit la loi de commande à adopter, il est possible d'établir des relations générales que nous utiliserons dans la commande MLI quels que soient les courants, les interrupteurs imposent des tensions entre les bornes de sortie A, B, C, D, E et le point milieu (fictif) 'o' de la source de tension[Chr-84].

Donc pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces dernières peuvent être considérées comme une grandeur booléenne. On associe à chaque composant une variable logique S_i (sachant que : i=a, b, c, d, e).

- T_{oi}=1 si le transistor T_{pi} est passant (alors $V_{aM}=V_0$), sinon T_{oi} =0.
- D_{ni}=1 si la diode D_{ni} est passant (alors $V_{aM}=V_0$), sinon D_{ni} =0.

  Si T_{oi} ou D_{ni} ou conduis, alors V_{aM}=0.

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

Ainsi on aura les tensions simples :

$$V_{a0} = S_a V_O - \frac{V_O}{2} \Rightarrow V_A - V_O = \begin{cases} \frac{V_O}{2} & si \;\; S_a \; est \; fermé \;\; (S_a = 1), \\ -\frac{V_O}{2} & si \;\; S_a \; est \; ouvert \; (S_a = 0). \end{cases}$$

$$V_{bo} = S_b V_O - \frac{V_O}{2} \Rightarrow V_B - V_O = \begin{cases} \frac{V_O}{2} & si \;\; S_b \; est \; fermé \; (S_b = 1), \\ -\frac{V_O}{2} & si \;\; S_b \; est \; ouvert \; (S_b = 0). \end{cases}$$

$$V_{co} = S_c V_O - \frac{V_O}{2} \Rightarrow V_C - V_O = \begin{cases} \frac{V_O}{2} & si \;\; S_c \; est \; fermé \; (S_c = 1), \\ -\frac{V_O}{2} & si \;\; S_c \; est \; ouvert \; (S_c = 0). \end{cases}$$

$$V_{do} = S_d V_O - \frac{V_O}{2} \Rightarrow V_D - V_O = \begin{cases} \frac{V_O}{2} & si \;\; S_d \; est \; fermé \; (S_d = 1), \\ -\frac{V_O}{2} & si \;\; S_d \; est \; ouvert \; (S_d = 0). \end{cases} \qquad \text{(III.1)}$$

$$V_{eo} = S_e V_O - \frac{V_O}{2} \Rightarrow V_E - V_O = \begin{cases} \frac{V_O}{2} & si \; S_e \; est \; fermé \; (S_e = 1), \\ -\frac{V_O}{2} & si \;\; S_e \; est \; ouvert \; (S_e = 0). \end{cases}$$

Les tensions simples de la machine, sont données par :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} - V_{n0} \\ V_{bn} = V_{bo} - V_{n0} \\ V_{cn} = V_{co} - V_{n0} \\ V_{an} = V_{do} - V_{n0} \\ V_{an} = V_{eo} - V_{n0} \end{cases} \qquad \text{(III.2)}$$

Dans le cas ou la machine constitue une charge pentaphasée équilibrée et le neutre est isolé, alors les tensions des phases appliquées par l'onduleur au stator du moteur sont soumises à la contrainte suivante **:**

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} + V_{dn} + V_{en} = 0 \qquad \text{(III.3)}$$

L'utilisation de l'équation (II.5) nous permet d'écrire :

$$\begin{cases} V_{am} = V_{an} + V_{nm} \\ V_{bm} = V_{bn} + V_{nm} \\ V_{cm} = V_{cn} + V_{nm} \\ V_{dm} = V_{dn} + V_{nm} \\ V_{em} = V_{en} + V_{nm} \end{cases} \qquad \text{(III.4)}$$

Donc :

$$V_{am} = \frac{V_{am} + V_{bm} + V_{cm} + V_{dm} + V_{em}}{5}$$

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{5}(4V_{am} - V_{bm} - V_{cm} - V_{dm} - V_{em}) \\ V_{bn} = \frac{1}{5}(-V_{am} + 4V_{bm} - V_{cm} - V_{dm} - V_{em}) \\ V_{cn} = \frac{1}{5}(-V_{am} - V_{bm} + 4V_{cm} - V_{dm} - V_{em}) \\ V_{an} = \frac{1}{5}(-V_{am} - V_{bm} - V_{cm} + 4V_{dm} - V_{em}) \\ V_{an} = \frac{1}{5}(-V_{am} - V_{bm} - V_{cm} - V_{dm} + 4V_{em}) \end{cases} \qquad \text{(III.5)}$$

On obtient finalement les tensions des phases statoriques comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \\ V_{dn} \\ V_{en} \end{bmatrix} = \frac{4}{5}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 1 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} V_{am} \\ V_{bm} \\ V_{cm} \\ V_{dm} \\ V_{em} \end{bmatrix} \qquad \text{(III.6)}$$

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

En utilisant ces variables booléennes de l'état des interrupteurs, les équations des tensions écrites en fonction de ces états des interrupteurs sont données par les formules suivantes :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{5}(4S_a - S_b - S_c - S_d - S_e)V_0 \\ V_{bn} = \frac{1}{5}(S_a - 4S_b - S_c - S_d - S_e)V_0 \\ V_{cn} = \frac{1}{5}(S_a - S_b - 4S_c - S_d - S_e)V_0 \\ V_{an} = \frac{1}{5}(S_a - S_b - S_c - 4S_d - S_e)V_0 \\ V_{an} = \frac{1}{5}(S_a - S_b - S_c - S_d - 4S_e)V_0 \end{cases} \quad \text{(III.7)}$$

III.2.2 Stratégies de commande des onduleurs n-bras

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivant plusieurs stratégies. A faibles fréquence, ils sont pilotés en pleine onde, le signale de commande sera a la fréquence de la tension désirée à la sortie, et la source continue doit être réglable (à l'aide d'un redresseur ou d'un hacheur). A fréquence élevée, ils sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion. Cette dernière stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardant la source continue constante (pont à diode) [She-06].

A fin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande ont été proposées par des différents auteurs pour l'onduleur de tension.

Nous allons voir les trois stratégies les plus courantes à savoir :

- ✓ Commande à pleine onde ;
- ✓ Commande avec MLI triangulo-sinusoïdale;
- ✓ Commande par bande à hystérésis.

III.2.2.1 Commande en pleine onde

Dans ce type de commande, la génération des signaux de commande de l'onduleur est effectuée en transformant un signal sinusoïdal en un signal carré pour chaque phase selon l'algorithme suivant.

Si *sin (w.t) >0* ➡ *S (t)=1*

Si *sin (w.t) <0* ➡ *S (t)=0*

Avec : *Sin (w.t)* : est le signal sinusoïdal ;

S (t) : est le signal carré résultant de commande.

III.2.2.2 Commande MLI

La Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) triangulo-sinusoïdal est réalisée par la comparaison d'une onde modulée basse fréquence avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

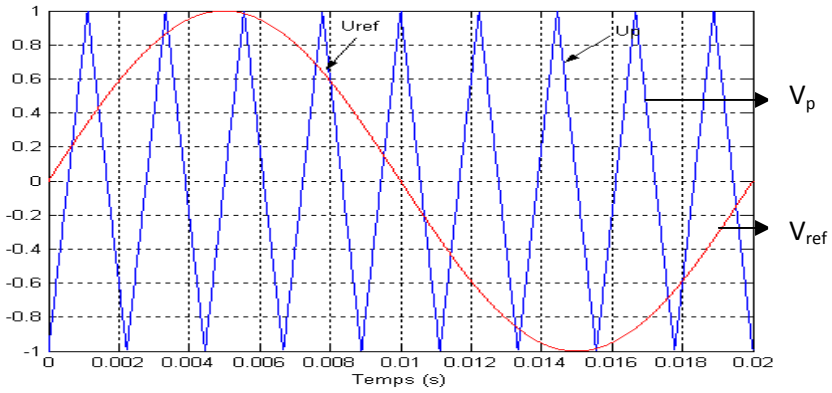


Figure (III.2) : principe de la commande MLI.

Cette -MLI- sert à remédie ces problèmes et elle a les avantages suivantes :

1)- Variation de la fréquence de la tension de sortie ;

2)- Elimination de certaines harmoniques de tension ;

3)- Elle repousse les harmoniques vers des fréquences plus élevées.

Le principe de cette stratégie peut être résumé par le schéma suivant :

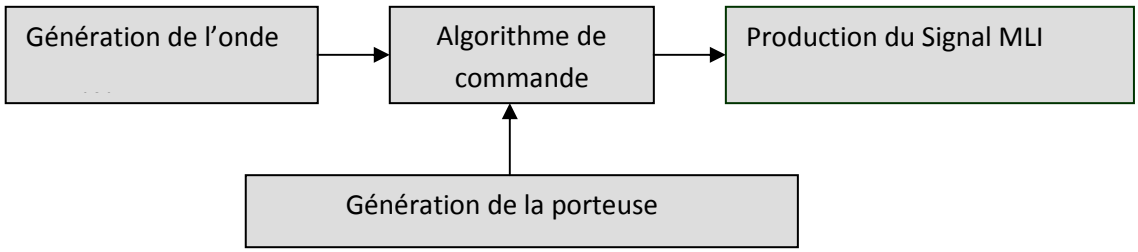


Figure (III.3) : Schéma de l'algorithme de la commande MLI.

Pour optimiser la MLI on utilise deux paramètres caractérisant cette commande :

m : L'indice de modulation c'est le rapport de la fréquence de la porteuse f_p sur celle du référence f_{ref} $\left(m = \frac{f_p}{f_{ref}} = \frac{T_{ref}}{T_p} \right)$

r : Le taux de la modulation (le coefficient de réglage en tension). C'est le rapport des amplitudes de tension de la référence $\boldsymbol{V_m}_{\text{ref}}$ sur celle de la porteuse $V_{m\,p}$ $\left(r = \frac{V_{m\,ref}}{V_{mp}} \right)$

III.2.2.3 Commande en courant par la stratégie à hystérésis

La commande de courant par hystérésis est la technique la plus simple utilisée pour le contrôle des courants dans les systèmes d'entraînement à haute vitesse est cela à cause de la simplicité de la mise en œuvre, la robustesse, l'exactitude en poursuite de courant de référence et une dynamique extrêmement bonne. Cependant, ce contrôleur possède les inconvénients suivants :

- La fréquence de commutation dépend en grande partie des paramètres de la machine et la tension du bus continu.
- Dans un contrôleur de courant par hystérésis le courant instantané est maintenu dans une bande de tolérance, mais dans le système à neutre isolé l'erreur instantanée peut atteindre le double de cette bande.

Beaucoup de recherches ont été faite dans le passé et dans les années récentes pour éliminer de tels inconvénients et beaucoup de solutions efficaces ont été proposées, qui améliorent essentiellement les performances de ce contrôleur au moyen des régulateurs complémentaires.

Ce type de commande permet de fixer un courant de référence dans les lignes du réseau électrique avec deux degrés de liberté, l'amplitude et la fréquence. Le principe de cette stratégie est basé sur la commande des interrupteurs de telle sorte que les variations du courant dans chaque phase soient limitées dans une bande encadrant les références des courants. La figure III.4 illustre le principe [Chr-84].

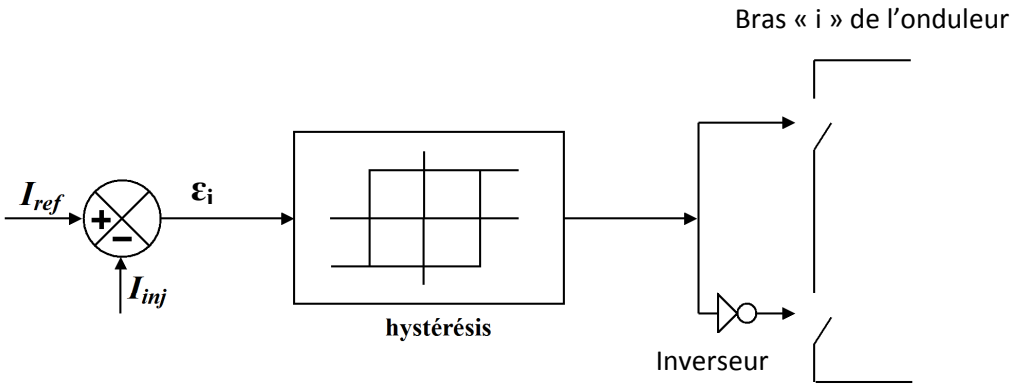


Figure (III.4) : Principe de commande des courants par hystérésis.

Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre les courants réels et les courants de références. Pour avoir un courant le plus sinusoïdal possible, on utilise une commande par hystérésis en courant dont l'algorithme est donné par :

$$\varepsilon_i \geq \Delta i \quad \Rightarrow B_{i1} = 0$$

$$\varepsilon_i \leq -\Delta i \quad \Rightarrow B_{i1} = 1 \qquad \text{(III.8)}$$

Avec :

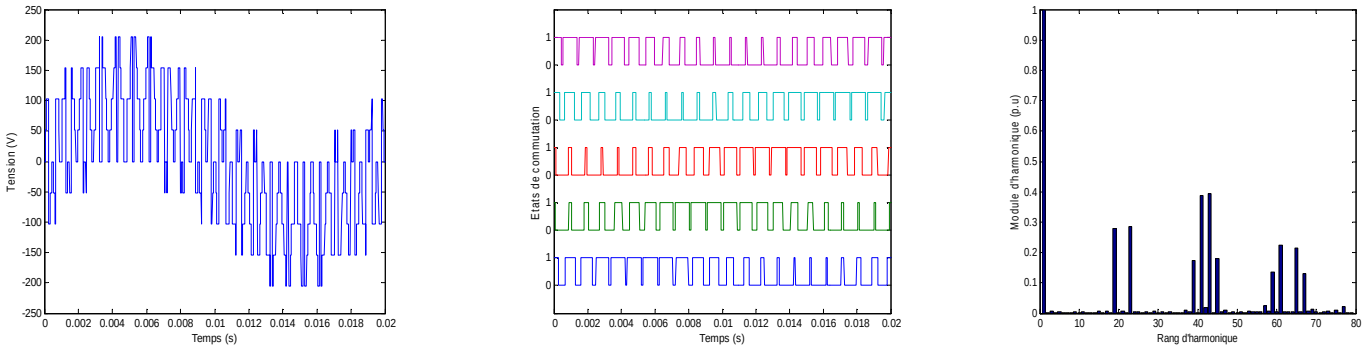
ε_i : L'écart entre le courant de référence et le courant réel pour un bras i de l'onduleur.

$\varepsilon_i = i_{ref} - i_{inj}$.

B_{i1} : les ordres de commande des interrupteurs du bras 1.

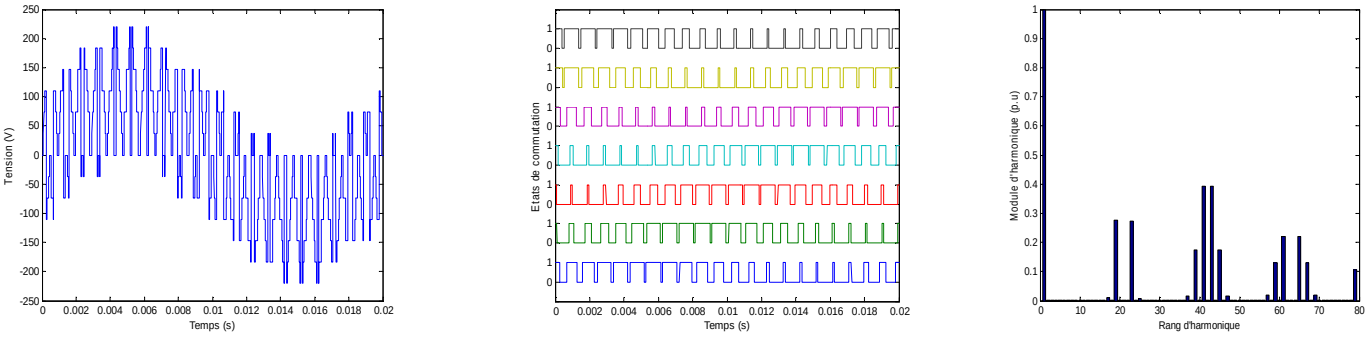
III.3 SIMULATION DE LA MLI TRIANGULO-SINUSOIDALE

On a simulé la MLI Triangulo-sinusoïdale deux Niveaux. Cette stratégie définie les états de commutation de l'onduleur par la comparaison de la tension de référence avec une porteuse triangulaire bipolaire de fréquence $f_p=21.f_s$. Les figures ci dessous présentent les résultats de simulation de la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale pour les onduleurs 5, 7 et 9 bras respectivement.



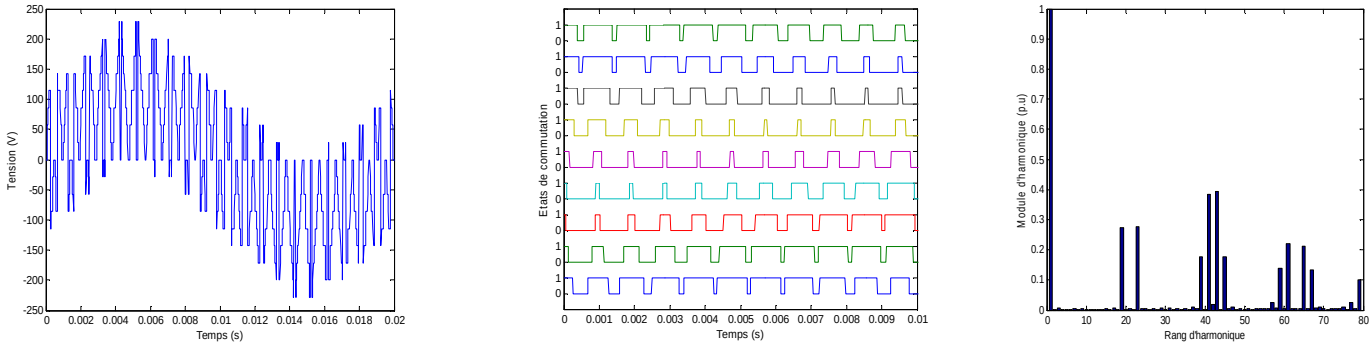
(a) (b) (c)

Figure (III.5) : (a) Tension de phase (b) Etats de commutation (c), Analyse spectrale pour onduleur 5 phases.



(a) (b) (c)

Figure (III.6) : (a) Tension de phase (b) Etats de commutation (c), Analyse spectrale pour onduleur 7 phases.



(a) (b) (c)

Figure (III.7) : (a) Tension de phase (b) Etats de commutation (c), Analyse spectrale pour onduleur 9 phases.

L'analyse du spectre de chaque tension développée montre :

- L'efficacité de la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale.
- Les harmoniques qui apparaissent dans le spectre de la MLI triangulo-sinusoïdale sont associés à l'indice de modulation, l'emploi d'un grand indice éloigne la première harmonique.

III.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle d'un onduleur de tension deux niveaux à n-bras.

Et nous avons présenté quelques stratégies de commande de l'onduleur de tension n-bras à savoir la stratégie de commande pleine onde, à MLI triangulo-sinusoïdale, et la stratégie à hystérésis.

Les résultats de la commande MLI triangulo-sinusoïdale nous a permis de constater qu'à chaque fois qu'on augmente le nombre de phase, le spectre de la tension générée s'améliore.

Dans le chapitre suivant, on va étudier la commande vectorielle de deux machines pentaphasées alimentées par un seul onduleur à 5-bras.

Chapitre IV

Commande vectorielle d'un système multi machines

IV.1 INTRODUCTION

Les machines polyphasées possèdent des degrés de liberté additionnels, qui peuvent être utilisé pour leur commande dans un système d'entrainement multi machines.

Une commande vectorielle indépendante est permise en employant un raccordement en série approprié des enroulements de stator des moteurs polyphasés.

Dans ce chapitre nous étudions la commande vectorielle indépendante de deux machines asynchrone pentaphasées en série [Lev-06].

IV.2 PRESENTATION DE SYSTEME DE DEUX MACHINES ASYNCHRONES PENTAPHASEES EN SERIE

Le concept multi machines polyphasées aux nombres pairs et impairs de phase et les cas possibles de raccordements d'enroulements en fonction de nombre de phase d'onduleurs de tension ont été étudiés dans le chapitre 1.

Le système étudié dans ce mémoire se compose de deux machines asynchrones pentaphasées. Ce système est montré dans la figure IV.1, avec une illustration de la connexion série des enroulements statoriques pentaphasés des deux machines [Lev-04].

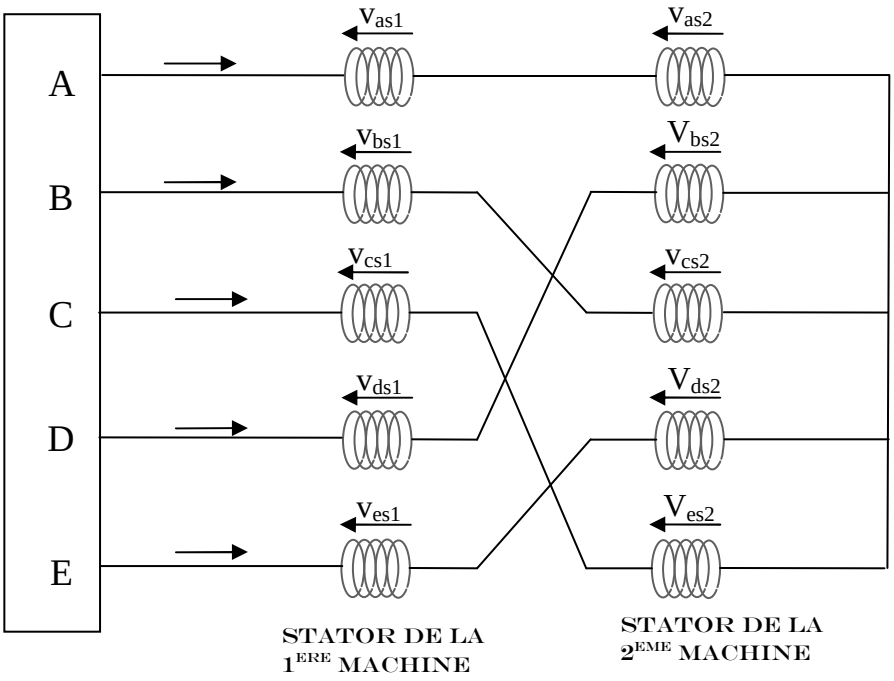


Figure (IV.1) : Représentation de deux MAS pentaphasées en série avec les phases statoriques en série transposées.

Les phases de l'onduleur sont indiquées dans la figure IV.1 avec les lettres en majuscules A, B, C, D, E. Tandis que les phases de deux machine sont indiqué en lettres en minuscules a, b, c, d, e.

La transposition des phases en série est une condition nécessaire pour la réussite de la commande vectorielle de deux machines.

Cette transposition de phase est faite de telle sorte que les courants produisant le flux/couple dans la première machine n'interviennent pas dans la production du flux/couple dans la deuxième machine et vice versa [Lev-04], [Jon-04].

Selon le schéma de raccordement de la figure IV.1, la relation entre les tensions de phases de l'onduleur et les tensions des deux machines est donnée comme suit :

$$v_A = v_{as1} + v_{as2}$$

$$v_B = v_{bs1} + v_{cs2}$$

$$v_C = v_{cs1} + v_{es2} \quad \text{(IV.1)}$$

$$v_D = v_{ds1} + v_{bs2}$$

$$v_E = v_{es1} + v_{ds2}$$

La relation entre les courants de sortie de l'onduleur et les courants des phases des deux machines est donnée par :

$$i_A = i_{as1} = i_{as2}$$

$$i_B = i_{bs1} = i_{cs2}$$

$$i_C = i_{cs1} = i_{es2} \quad \text{(IV.2)}$$

$$i_D = i_{ds1} = i_{bs2}$$

$$i_E = i_{es1} = i_{ds2}$$

IV.3 MODELISATION DE SYSTEME DE DEUX MACHINES ASYNCHRONES PENTAPHASEES EN SERIE

Il est supposé pour la modélisation, que toutes les hypothèses standard de la théorie générale des machines électriques sont applicables [Whi-59], y compris celle relatif à la distribution du champ résultant dans la machine.

Les deux machines de la figure IV.1 sont supposées être de mêmes paramètres, dans un souci de généralité. Le modèle du circuit électrique de la figure IV.1 peut être représenté sous une forme matricielle par :

$$[v] = [R][i] + \frac{d[L][i]}{dt} \quad \text{(IV.3)}$$

$avec$:

$$[v] = \begin{bmatrix} v^{inv} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \qquad [i] = \begin{bmatrix} i^{inv} \\ [i_{r1}] \\ [i_{r2}] \end{bmatrix} \quad \text{(IV.4)}$$

$$\left[v^{inv}\right] = [v_A \quad v_B \quad v_C \quad v_D \quad v_E]^T$$

$$\left[i^{inv}\right] = [i_A \quad i_B \quad i_C \quad i_D \quad i_E]^T \quad \text{(IV.5)}$$

$$[i_{r1}] = [i_{ar1} \quad i_{br1} \quad i_{cr1} \quad i_{dr1} \quad i_{er1}]^T$$

$$[i_{r2}] = [i_{ar2} \quad i_{br2} \quad i_{cr2} \quad i_{dr2} \quad i_{er2}]^T \quad \text{(IV.6)}$$

Les matrices des résistances sont diagonales 5x5, donc la matrice $[R]$ est une matrice diagonale 15x15.

$$[R] = \begin{bmatrix} [R_{s1}] + [R_{s2}] & 0 & 0 \\ 0 & [R_{r1}] & 0 \\ 0 & 0 & [R_{r2}] \end{bmatrix}, [L] = \begin{bmatrix} [L_{s1}] + [L_{s2}] & [L_{sr1}] & [L_{sr2}] \\ [L_{sr1}] & [L_{r1}] & 0 \\ [L_{sr2}] & 0 & [L_{r2}] \end{bmatrix} \quad \text{(IV.7)}$$

Les inductances rotoriques de l'équation (IV.7) peuvent être définies par les équations (chapitre 2).

Les couples des deux machines sont exprimés en fonction des courants de l'onduleur par :

$$\begin{aligned} C_{em1} = -P_1 M_1 \{ & (i_A i_{ar1} + i_B i_{br1} + i_C i_{cr1} + i_D i_{dr1} + i_E i_{er1}) \sin(\theta_1) \\ & + (i_E i_{ar1} + i_A i_{br1} + i_B i_{cr1} + i_C i_{dr1} + i_D i_{er1}) \sin(\theta_1 + \gamma) \\ & + (i_D i_{ar1} + i_E i_{br1} + i_A i_{cr1} + i_B i_{dr1} + i_C i_{er1}) \sin(\theta_1 + 2\gamma) \\ & + (i_C i_{ar1} + i_D i_{br1} + i_E i_{cr1} + i_A i_{dr1} + i_B i_{er1}) \sin(\theta_1 - 2\gamma) \\ & + (i_B i_{ar1} + i_C i_{br1} + i_D i_{cr1} + i_E i_{dr1} + i_A i_{er1}) \sin(\theta_1 - \gamma) \} \end{aligned} \quad \text{(IV.8a)}$$

$$\begin{aligned} C_{em2} = -P_2 M_2 \{ & (i_A i_{ar2} + i_B i_{br2} + i_C i_{cr2} + i_D i_{dr2} + i_E i_{er2}) \sin(\theta_2) \\ & + (i_E i_{ar2} + i_A i_{br2} + i_B i_{cr2} + i_C i_{dr2} + i_D i_{er2}) \sin(\theta_2 + \gamma) \\ & + (i_D i_{ar2} + i_E i_{br2} + i_A i_{cr2} + i_B i_{dr2} + i_C i_{er2}) \sin(\theta_2 + 2\gamma) \\ & + (i_C i_{ar2} + i_D i_{br2} + i_E i_{cr2} + i_A i_{dr2} + i_B i_{er2}) \sin(\theta_2 - 2\gamma) \\ & + (i_B i_{ar2} + i_C i_{br2} + i_D i_{cr2} + i_E i_{dr2} + i_A i_{er2}) \sin(\theta_2 - \gamma) \} \end{aligned} \quad \text{(IV.8b)}$$

IV.3.1 Transformation de découplage de Concordia

En appliquant cette transformation au vecteur des tensions de l'onduleur on aura :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^{inv} \\ v_\beta^{inv} \\ v_x^{inv} \\ v_y^{inv} \\ v_o^{inv} \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \\ v_D \\ v_E \end{bmatrix} \quad \text{(IV.9)}$$

On trouvera les tensions de chaque machine dans ce repère :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^{inv} \\ v_\beta^{inv} \\ v_x^{inv} \\ v_y^{inv} \\ v_o^{inv} \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} v_{as1} + v_{as2} \\ v_{bs1} + v_{cs2} \\ v_{cs1} + v_{es2} \\ v_{ds1} + v_{bs2} \\ v_{es1} + v_{ds2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha s1} + v_{xs2} \\ v_{\beta s1} + v_{ys2} \\ v_{xs1} + v_{\alpha s2} \\ v_{ys1} + v_{\beta s2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{(IV.10)}$$

La relation entre les courants de sorties de l'onduleur et les courants $\alpha - \beta$, x-y des deux machines est obtenue en utilisant la matrice de Concordia et (IV.2) :

$$i_{\alpha}^{inv} = \mathrm{i}_{\alpha s1} = \mathrm{i}_{xs2}$$

$$i_{\beta}^{inv} = \mathrm{i}_{\beta s1} = -\mathrm{i}_{ys2}$$

$$i_{x}^{inv} = \mathrm{i}_{xs1} = \mathrm{i}_{\alpha s2} \qquad \text{(IV.11)}$$

$$i_{y}^{inv} = \mathrm{i}_{ys1} = \mathrm{i}_{\beta s2}$$

Il résulte de (IV-11) que les courants $\alpha - \beta$ de l'onduleur représentent simultanément les courants $\alpha - \beta$ (production flux / couple) de la machine « 1 », alors qu'elles apparaissent comme les courants x-y de la machine « 2 » [Tol-92].

D'autre part, les courants x-y de l'onduleur sont simultanément égaux aux courants $\alpha - \beta$ (production flux / couple) de la machine « 2 », alors que le couple électromagnétique et le flux d'une machine sont produits uniquement par les courants $\alpha - \beta$, il s'ensuit que le flux / couple de la machine « 1 », peuvent être contrôlés par des courants $\alpha - \beta$ de l'onduleur, même chose le flux / couple de la machine deux peut être contrôlé par au moyen des courants x-y de l'onduleur.

Il s'ensuit que la méthode spécifique de la connexion série utilisée dans la figure IV.1 permettra la commande vectorielle indépendante des deux machines.

IV.3.2 Le modèle dans un repère rotatif

Pour obtenir le modèle dans l'espace d-q, on applique la matrice de transformation (II.41) pour les tensions de l'onduleur (IV-10) et les équations de tensions du rotor de (IV-3) [Lev-04].

Cependant, tenir compte que les enroulements du rotor des deux machines sont court-circuités, les équations x-y et les équations de la composante zéro du rotor peuvent être négligés pour plusieurs considération [Tol-92].

Aussi la composante d'ordre zéro pour l'onduleur peut être aussi bien négligée. La partie électromagnétique du système d'entrainement peut alors être représentée par huit équations de premier ordre. Les quatre équations de l'onduleur sont comme suit :

$$v_d^{inv} = R_{s1} i_d^{inv} + (L_{ls1} + L_{m1}) \frac{di_d^{inv}}{dt} + L_{m1} \frac{di_{dr1}}{dt} + R_{s2} i_d^{inv} + L_{ls2} \frac{di_d^{inv}}{dt}$$

$$v_q^{inv} = R_{s1} i_q^{inv} + (L_{ls1} + L_{m1}) \frac{di_q^{inv}}{dt} + L_{m1} \frac{di_{qr1}}{dt} + R_{s2} i_q^{inv} + L_{ls2} \frac{di_q^{inv}}{dt} \quad \text{(IV.12)}$$

$$v_x^{inv} = R_{s1} i_x^{inv} + L_{ls1} \frac{di_x^{inv}}{dt} + R_{s2} i_x^{inv} + (L_{ls2} + L_{m2}) \frac{di_x^{inv}}{dt} + L_{m2} \frac{di_{dr2}}{dt}$$

$$v_y^{inv} = R_{s1} i_y^{inv} + L_{ls1} \frac{di_y^{inv}}{dt} + R_{s2} i_y^{inv} + (L_{ls2} + L_{m2}) \frac{di_y^{inv}}{dt} + L_{m2} \frac{di_{qr2}}{dt}$$

En termes de différentes composantes des tensions d-q statoriques de deux machines.

$$v_d^{inv} = V_{ds1} + V_{xs2} \quad \text{(IV.13)}$$

$$v_x^{inv} = V_{xs1} + V_{ds2}$$

$$v_q^{inv} = V_{qs1} - V_{ys2} \quad \text{(IIV.14)}$$

$$v_y^{inv} = V_{ys1} + V_{qs2}$$

Les équations des tensions rotoriques des deux machines sont :

$$0 = R_{r1} i_{dr1} + L_{m1} \frac{di_d^{inv}}{dt} + (L_{lr1} + L_{m1}) \frac{di_{dr1}}{dt} + \omega_1 (L_{m1} i_q^{inv} + (L_{lr1} + L_{m1}) i_{qr1}) \quad \text{(IIV.15)}$$

$$0 = R_{r1} i_{qr1} + L_{m1} \frac{di_q^{inv}}{dt} + (L_{lr1} + L_{m1}) \frac{di_{qr1}}{dt} + \omega_1 (L_{m1} i_d^{inv} + (L_{lr1} + L_{m1}) i_{dr1})$$

$$0 = R_{r2} i_{dr2} + L_{m2} \frac{di_x^{inv}}{dt} + (L_{lr2} + L_{m2}) \frac{di_{dr2}}{dt} + \omega_2 (L_{m2} i_y^{inv} + (L_{lr2} + L_{m2}) i_{qr2}) \quad \text{(IIV.16)}$$

$$0 = R_{r2} i_{qr2} + L_{m2} \frac{di_y^{inv}}{dt} + (L_{lr2} + L_{m2}) \frac{di_{qr2}}{dt} + \omega_2 (L_{m2} i_x^{inv} + (L_{lr2} + L_{m2}) i_{dr2})$$

Les relations de couple des deux machines connectées en série sont données en terme de composantes courants de l'onduleur par :

$$C_{em1} = P_1 L_{m1}[i_{dr1} i_q^{inv} - i_d^{inv} i_{qr1}] \quad \text{(IV.17)}$$

$$C_{em2} = P_2 L_{m2}\left[i_{dr2} i_y^{inv} - i_x^{inv} i_{qr2}\right]$$

IV.4 COMMANDE VECTORIELLE DE DEUX MACHINES PENTAPHASEE EN SERIE

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

- ✓ Pour la machine une (1) :

$$\begin{cases} v_{ds1} = (R_{s1} + R_{s2}) i_{ds1} + (\sigma_1 L_{s1} + L_{s2}) \frac{di_{ds1}}{dt} - \omega_{r1}(\sigma_1 L_{s1} + L_{s2}) i_{qs1} \\ v_{qs1} = (R_{s1} + R_{s2}) i_{qs1} + (\sigma_1 L_{s1} + L_{s2}) \frac{di_{qs1}}{dt} + \omega_{r1}(\frac{L_{s1}}{M_1} \phi_{r1} + L_{s2} i_{ds1}) \end{cases} \quad \text{(IV.18)}$$

- ✓ Pour la machine deux (2) :

$$\begin{cases} v_{ds2} = (R_{s1} + R_{s2}) i_{ds2} + (\sigma_2 L_{s2} + L_{s1}) \frac{di_{ds2}}{dt} - \omega_{r2}(\sigma_2 L_{s2} + L_{s1}) i_{qs2} \\ v_{qs2} = (R_{s1} + R_{s2}) i_{qs2} + (\sigma_2 L_{s2} + L_{s1}) \frac{di_{qs2}}{dt} + \omega_{r2}(\frac{L_{s2}}{M_2} \phi_{r2} + L_{s1} i_{ds2}) \end{cases} \quad \text{(IV.19)}$$

La commande vectorielle d'une machine asynchrone pentaphasée permet la création des tensions de références de la même manière qu'en triphasé comme le montre la figure suivante [iqb-04] :

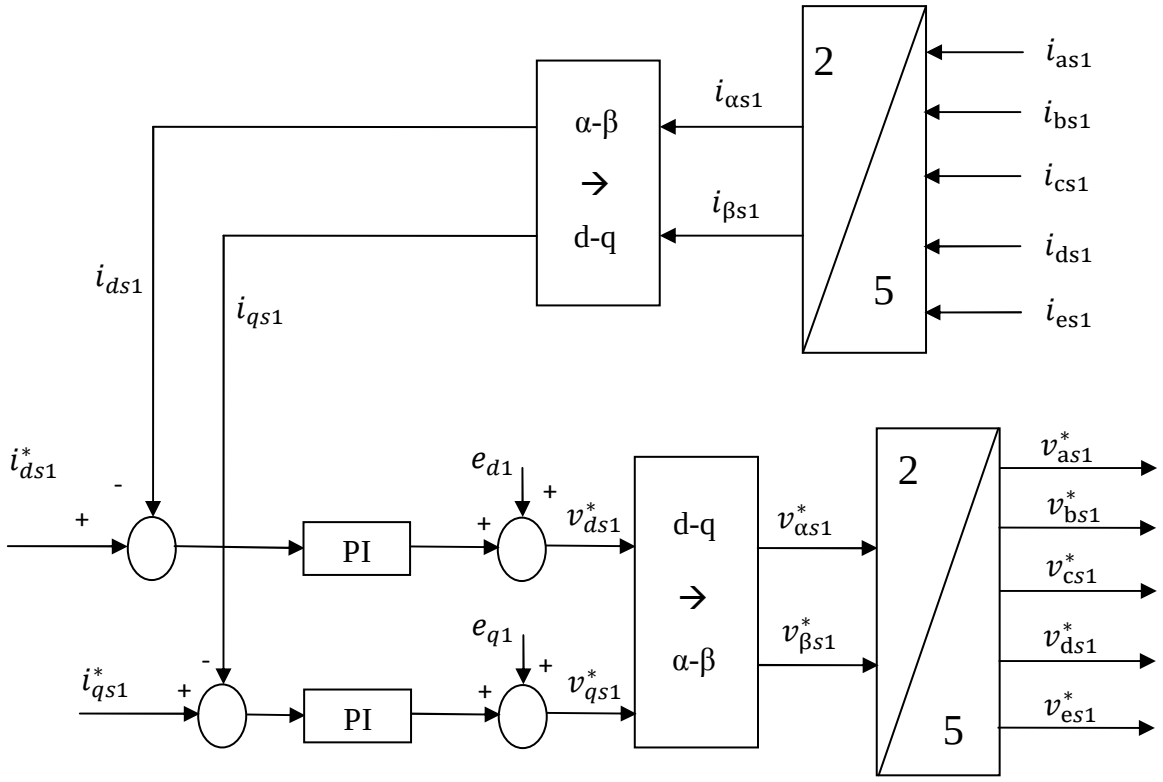


Figure (IV.2) : Schéma bloc de la commande vectorielle directe pour une MAS pentaphasée.

On a selon la figure (IV-1) précédentes les équations suivantes [iqb-04] :

- ✓ Pour la machine une (1) :

$$\begin{cases} v_{ds1^*} = v_{d1} + e_{d1} \\ v_{qs1^*} = v_{q1} + e_{q1} \end{cases} \quad \text{(IV.20)}$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{d1} = -\omega_{r1}(\sigma_1 L_{s1} + L_{s2}) i_{qs1} \\ e_{q1} = \omega_{r1}(\frac{L_{s1}}{M_1}\phi_{r1} + L_{s2} i_{ds1}) \end{cases} \quad \text{(IV.21)}$$

- ✓ Pour la machine deux (2) :

$$\begin{cases} v_{ds2^*} = v_{d2} + e_{d2} \\ v_{qs2^*} = v_{q2} + e_{q2} \end{cases} \quad \text{(IV.22)}$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{d2} = -\omega_{r2}(\sigma_2 L_{s2} + L_{s1}) i_{qs2} \\ e_{q2} = \omega_{r2}(\frac{L_{s2}}{M_2}\phi_{r2} + L_{s1} i_{ds2}) \end{cases} \quad \text{(IV.23)}$$

IV.4.1 Calcul des tensions de références de l'onduleur de tension

Les tensions de références des phases sont obtenues comme suit [Jon-04] :

- ✓ Pour la machine une (1) :

$$v_{as1}^{*} = \sqrt{\frac{2}{5}}\left[v_{ds1}^{*}\cos(\theta_{r1}) - v_{qs1}^{*}\sin(\theta_{r1}) + v_{xs1}^{*}\right]$$

$$v_{bs1}^{*} = \sqrt{\frac{2}{5}}\left[v_{ds1}^{*}\cos(\theta_{r1}-\gamma) - v_{qs1}^{*}\sin(\theta_{r1}-\gamma) + v_{xs1}^{*}\cos(2\gamma) + v_{ys1}^{*}\sin(2\gamma)\right]$$

$$v_{cs1}^{*} = \sqrt{\frac{2}{5}}\left[v_{ds1}^{*}\cos(\theta_{r1}-\gamma) - v_{qs1}^{*}\sin(\theta_{r1}-\gamma) + v_{xs1}^{*}\cos(4\gamma) + v_{ys1}^{*}\sin(4\gamma)\right] \quad \text{(IV.24)}$$

$$v_{ds1}^{*} = \sqrt{\frac{2}{5}}\left[v_{ds1}^{*}\cos(\theta_{r1}-\gamma) - v_{qs1}^{*}\sin(\theta_{r1}-\gamma) + v_{xs1}^{*}\cos(4\gamma) - v_{ys1}^{*}\sin(4\gamma)\right]$$

$$v_{es1}^{*} = \sqrt{\frac{2}{5}}\left[v_{ds1}^{*}\cos(\theta_{r1}-\gamma) - v_{qs1}^{*}\sin(\theta_{r1}-\gamma) + v_{xs1}^{*}\cos(2\gamma) - v_{ys1}^{*}\sin(2\gamma)\right]$$

- ✓ Pour la machine deux (2) :

$$v_{as2}^{*} = \sqrt{\frac{2}{5}}\left[v_{ds2}^{*}\cos(\theta_{r2}) - v_{qs2}^{*}\sin(\theta_{r2}) + v_{xs2}^{*}\right]$$

$$v_{bs2}^{*} = \sqrt{\frac{2}{5}}\left[v_{ds2}^{*}\cos(\theta_{r1}-\gamma) - v_{qs2}^{*}\sin(\theta_{r1}-\gamma) + v_{xs2}^{*}\cos(2\gamma) + v_{ys2}^{*}\sin(2\gamma)\right]$$

$$v_{cs2}^{*} = \sqrt{\frac{2}{5}}\left[v_{ds2}^{*}\cos(\theta_{r2}-\gamma) - v_{qs2}^{*}\sin(\theta_{r2}-\gamma) + v_{xs2}^{*}\cos(4\gamma) + v_{ys2}^{*}\sin(4\gamma)\right] \quad \text{(IV.25)}$$

$$v_{ds2}^{*} = \sqrt{\frac{2}{5}}\left[v_{ds2}^{*}\cos(\theta_{r2}-\gamma) - v_{qs2}^{*}\sin(\theta_{r2}-\gamma) + v_{xs2}^{*}\cos(4\gamma) - v_{ys2}^{*}\sin(4\gamma)\right]$$

$$v_{es2}^{*} = \sqrt{\frac{2}{5}}\left[v_{ds2}^{*}\cos(\theta_{r2}-\gamma) - v_{qs2}^{*}\sin(\theta_{r2}-\gamma) + v_{xs2}^{*}\cos(2\gamma) - v_{ys2}^{*}\sin(2\gamma)\right]$$

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

$$v_{\mathrm{A}}^{*} = v_{as1}^{*} + v_{as2}^{*}$$

$$v_{\mathrm{B}}^{*} = v_{bs1}^{*} + v_{cs2}^{*}$$

$$v_{\mathrm{C}}^{*} = v_{cs1}^{*} + v_{es2}^{*} \qquad \text{(IV.26)}$$

$$v_{\mathrm{D}}^{*} = v_{ds1}^{*} + v_{bs2}^{*}$$

$$v_{\mathrm{E}}^{*} = v_{es1}^{*} + v_{ds2}^{*}$$

IV.4.2 Régulation

IV.4.2.1 Régulation de la boucle interne des courants

D'après (IV.18), (IV.20), et (IV.21), on a :

$$v_{d1} = (R_{s1} + R_{s2})i_{ds1} + (\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})\frac{di_{ds1}}{dt} \qquad \text{(IV.27)}$$

Donc :

$$i_{ds1} = \frac{v_{d1}}{(R_{s1}+R_{s2})+S(\sigma_1 L_{s1}+L_{s2})} \qquad \text{(IV.28)}$$

La boucle de régulation du courant i_{ds1} est représentée par le schéma bloc de la figure suivante :

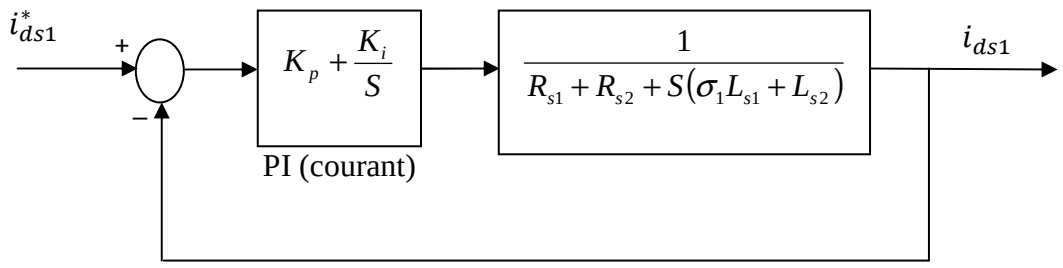


Figure (IV.3) : Schéma fonctionnelle du régulateur de courant i_{ds1}.

L'expression mathématique du régulateur PI du correcteur est donnée par la relation suivante :

$$C_{ids} = K_{pd} + \frac{K_{id}}{S} \quad \text{(IV.29)}$$

On a :

$$v_{d1} = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{S}\right).\left(i_{dsref1} - i_{ds1}\right) \quad \text{(IV.30)}$$

La fonction de transfert en boucle fermé est :

$$\frac{i_{ds1}}{i_{dsref1}} = \frac{\left(K_{pd}S + K_{id}\right)\frac{1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})}}{G(S)} \quad \text{(IV.32)}$$

Le polynôme caractéristique est :

$$G(S) = S^2 + \frac{(R_{s1} + R_{s2}) + K_{pd}}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})}S + \frac{K_{id}}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})} = 0 \quad \text{(IV.33)}$$

$$G(S) = S^2 + 2.\rho.S + 2.\rho^2 = 0 \quad \text{(IV.34)}$$

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

L'identification des termes des équations (IV.33) et on aura (IV.34) :

$$\begin{cases} K_{id} = 2(\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})\rho^2 \\ K_{pd} = 2(\sigma_1 L_{s1} + L_{s2}) - (R_{s1} + R_{s2}) \end{cases} \quad \text{(IV.35)}$$

De même manière on trouve les constantes de régulateurs pour le courant i_{ds2} :

$$\begin{cases} K_{id} = 2(\sigma_2 L_{s2} + L_{s1})\rho^2 \\ K_{pd} = 2(\sigma_2 L_{s2} + L_{s1}) - (R_{s1} + R_{s2}) \end{cases} \quad \text{(IV.36)}$$

IV.4.2.2 Régulation de la boucle interne des courants i_{qs1} et i_{qs2}

Les mêmes calculs sont effectués pour dimensionner les régulateurs des courants i_{qs1} et i_{qs2} que pour dimensionner les régulateurs des courants i_{ds1} et i_{ds2} , on trouve les mêmes coefficients K_{iq} et K_{pq} .

IV.4.2.3 Régulation de la boucle externe de vitesse

Les mêmes calculs sont faits pour dimensionner les régulateurs des vitesses Ω_1 et Ω_2 que pour la vitesse Ω d'une seule machine, et puisque les deux machines ont les mêmes paramètres ont trouve les mêmes constantes pour les deux régulateurs.

Par identification on trouve :

- Pour la machine une (1) :

$$\begin{cases} K_{i_{\Omega 1}} = 2J_1\rho^2/P_1 \\ K_{p_{\Omega 1}} = (2J_1P_1 - f_v)/P_1 \end{cases} \quad \text{(IV.37)}$$

- Pour la machine une (2) :

$$\begin{cases} K_{i_{\Omega 2}} = 2J_2\rho^2/P_2 \\ K_{p_{\Omega 2}} = (2J_2P_2 - f_v)/P_2 \end{cases} \quad \text{(IV.38)}$$

IV.4.3 Schéma de la commande vectorielle indépendante de deux machines asynchrone pentaphasée en série

La commande vectorielle indépendante de deux machines asynchrones pentaphasées a le même schéma que pour une seule machine asynchrone pentaphasée. La seule différence est de calculer les tensions x-y afin de les employées pour générer les tensions de références.

- Pour la machine une (1) :

$$\begin{cases} v_{xs1}^* = R_{s1}i_{xs1}^* + L_{s1}\frac{di_{xs1}^*}{dt} \\ v_{ys1}^* = R_{s1}i_{ys1}^* + L_{s1}\frac{di_{ys1}^*}{dt} \end{cases} \quad \text{(IV.39)}$$

- Pour la machine une (2) :

$$\begin{cases} v_{xs2}^* = R_{s2}i_{xs2}^* + L_{s2}\frac{di_{xs2}^*}{dt} \\ v_{ys2}^* = R_{s2}i_{ys2}^* + L_{s2}\frac{di_{ys2}^*}{dt} \end{cases} \quad \text{(IV.40)}$$

Le schéma global de la commande vectorielle indépendante pour les deux machines asynchrones pentaphasées en série est donné par la figure (IV.4).

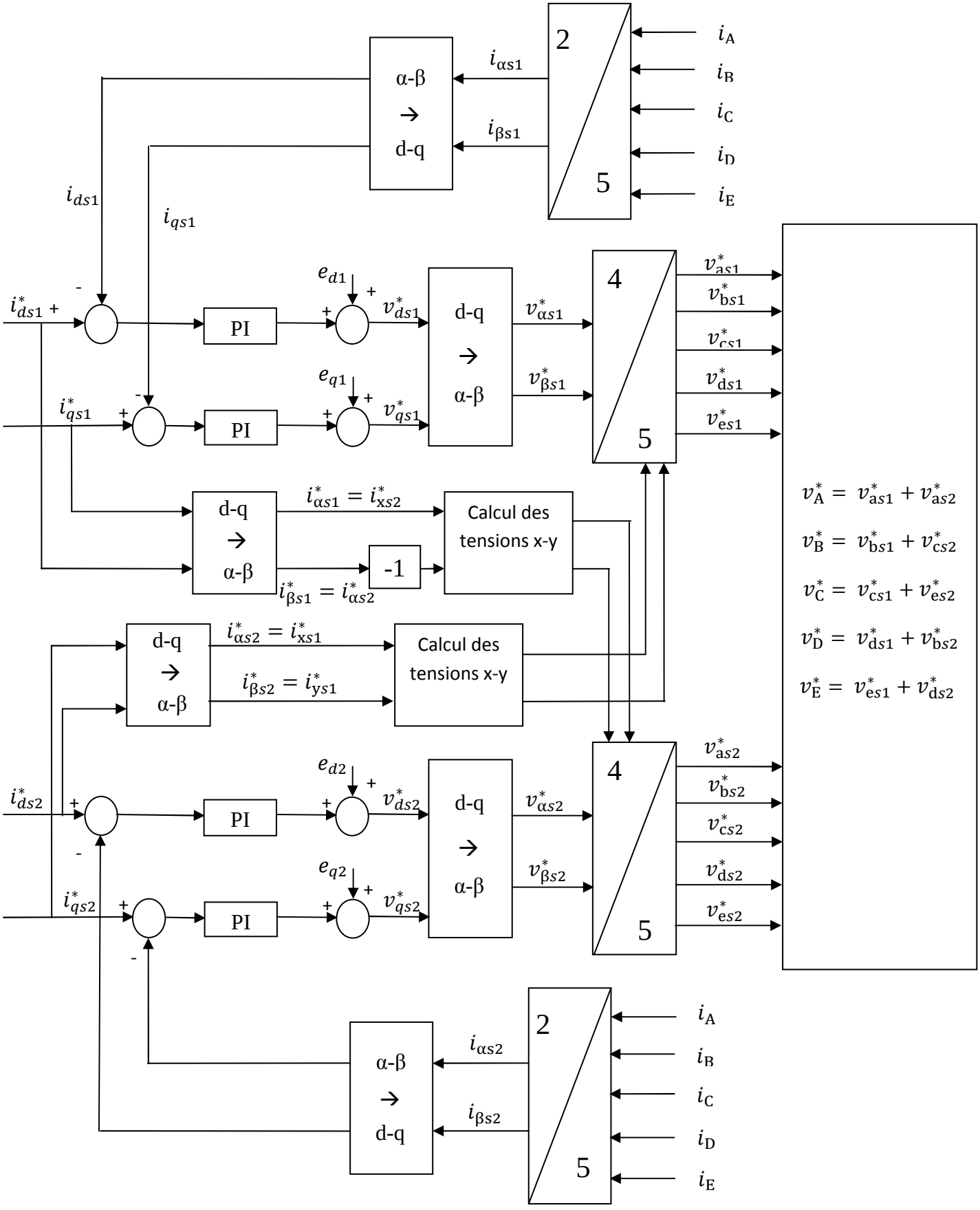
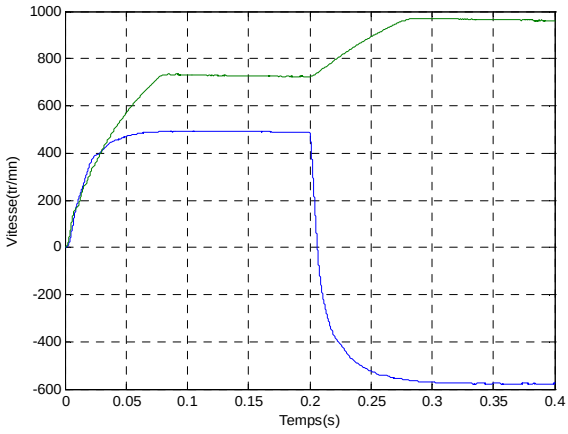


Figure (IV.4) : Schéma bloc de la commande vectorielle indépendante de deux MAS pentaphasée en série.

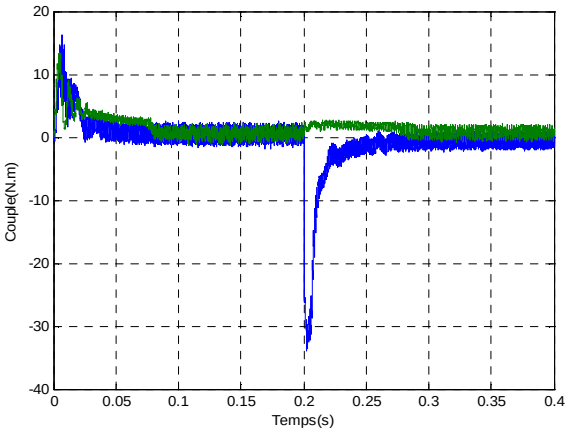
IV.4.3.1 Résultats de simulation

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

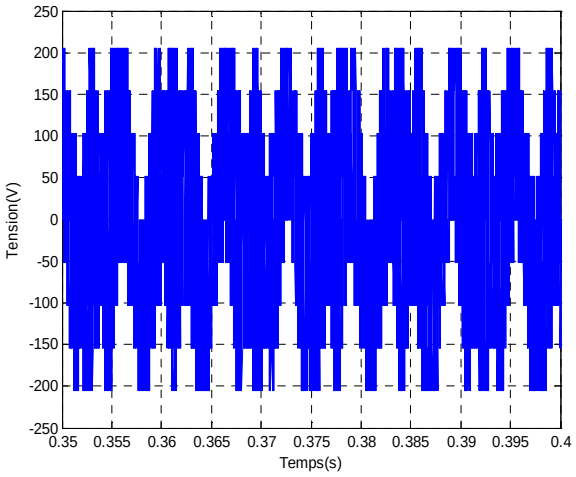
Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande vectorielle indirecte de deux machines asynchrones pentaphasées en série alimentées par onduleur cinq bras deux niveaux (avec des régulateurs PI).



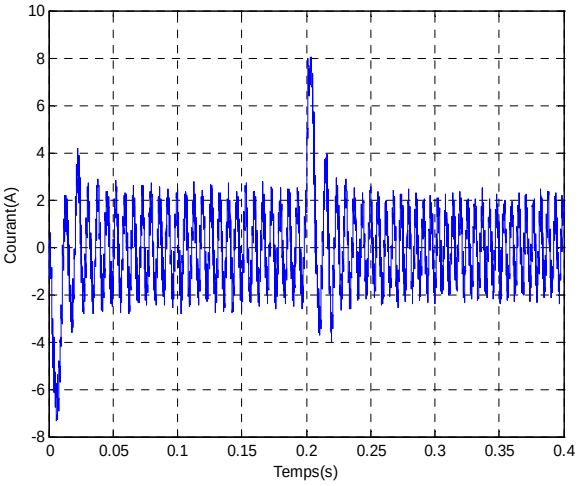
Vitesses des deux moteurs



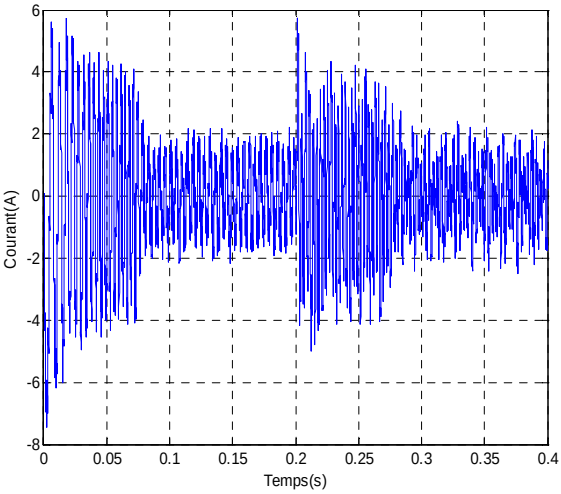
Couples des deux moteurs



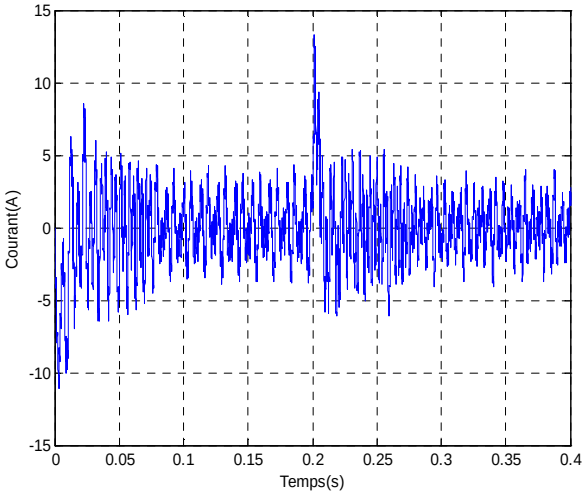
Tension de la première phase de l'onduleur



Courant de la première phase du moteur 1



Courant de la première phase du moteur 2



Courant de la première phase de l'onduleur

Figure (IV-6) : Performances de la commande vectorielle indirecte de deux machines asynchrones pentaphasées en série alimentées par un onduleur 5 bras deux niveaux (Régulation PI de vitesse).

IV.4.3.2 Interprétation des résultats de simulation

Afin de s'assurer du découplage de la commande des deux machines, les deux machines sont commandées à des vitesses différentes, en plus elles sont testées pour un changement de vitesse à l'instant t=0.2s, après le régime transitoire les vitesses suivent leurs références. La commande des vitesses est bien découplée.

IV.5 CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre la commande vectorielle à orientation de flux rotoriques de deux machines asynchrones pentaphasées en série. Nous constatons que cette commande nous a permis de découpler le flux et le couple et d'obtenir des réponses en vitesse et en couple qui suivent bien leurs références.

La transposition des phases de deux machines nous a permis de commander les deux machines indépendamment.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Le travail réalisé dans ce mémoire est consacré à la commande vectorielle des systèmes multi machines polyphasées connectées en séries.

Avant d'aborder le système à deux machines asynchrones en série, on a présenté au premier chapitre un état de l'art des systèmes multi machines, ainsi on a étudié comment on peut connecter un système multi machines multiphasées en série.

Une modélisation des machines polyphasées utilisant les hypothèses simplificatrices habituelles, est présentée par la suite. Le système développé est un système d'équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques de temps, la résolution de ce système est difficile malgré l'utilisation de l'outil informatique, un changement de base est nécessaire, la transformation de ce modèle au repère de Park a permit d'avoir un système d'équations facilement exploitable. Ensuite on a simulé l'alimentation directe de la machine asynchrone pentaphasé. Les résultats de simulation nous ont permis de validé notre modèle.

Après la modélisation d'une alimentation n-bras est présenté, un exemple d'un onduleur pentaphasé commandé par MLI triangulo-sinusoidale est simulé.

Enfin, une commande véctorielle indépendante par orientation du flux rotorique de deux machines asynchrone pentaphasées alimentées par un seul onduleur de tension 5-bras est simulée, les résultats de simulation ont montrés le parfait découplage de la commande de flux et du couple pour les deux machines.

Les performances de cette commande dépendent d'un choix convenable des paramètres des régulateurs de type Proportionnel-Intégral (PI).

Perspectives :

- Dans ce mémoire nous avons supposé que les paramètres des machines ne varient pas, ce qui n'est pas le cas en pratique, les paramètres des machines varient soit par échauffement, soit par saturation. Ces variations influent directement les variables de sortie de la commande. On propose d'employer une commande plus robustequi permet de s'opposer aux changements paramétriques.
- L'alimentation de plusieurs machines par un seul onduleur, constitue une contrainte sur les interrupteurs de puissances surtout en forte puissance. L'emploi d'une alimentation minimisant ces contraintes est nécessaire. On propose d'employer une alimentation multi-niveaux pour cette raison.

Annexe

ANNEXE

PARAMETRES DE LA MACHINE PENTAPHASEE

Puissance nominale	: 1Kw
Résistance statorique	: 4.85Ω
Résistance rotorique	: 3.805Ω
Inductance statorique	: 0.274 H
Inductance rotorique	: 0.274
Inductance Mutuelle	: 0.258 H
Moment d'inertie	: 0.031 Kg.m2
Nombre de paires de pôles	: 2
Couple nominal	: 10 N.m

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

[All-05] S. Allone,**"Commande des machines polyphasées "**, Thèse de magister, Université de Bejaia, 2005.

[Bel06] J. Belhadj, I.S. Belkhodja, M. Pietrzak-David, B. de Fornel, **"Direct torque control with an optimized observer for multi-machine systems"**, The European Physical Journal Applied Physics, vol. 33, no. 1, pp 22-33, 2006.

[Bou95] A. Bouscayrol, **"Structures d'alimentation et stratégies de commande pour des systèmes multimachines asynchrones Application à la motorisation d'un robot mobile "**, Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 1995.

[Bou02a] A. Bouscayrol, B. Davat, B. De Fornel, B. François, J.P. Hautier, F. Meibody-Tabar, E. Monmasson, M. Pietrzak-David, H. Razik, **"Control structure for multi-machine and multi-converter systems with downstream coupling",** Proc. Electrimacs, 2002.

[Bou02b] A. Bouscayrol, P. Delarue, E. Semail, J.P. Hautier, J. Verhilles, **"Application de la Représentation Energétique Macroscopique à un système de traction multimachines"**, Revue Internationale de Génie Electrique 5, no3-4, pp431-453, 2002.

[Bou06] A. Bouscayrol, M. Pietrzak-David, P. Delarue, R. Pena-Eguiluz, P.E. Vidal, X. Kestelyn, **"Weighted control of traction drives with parallel connected AC machines, IEEE Transactions on Industrial Electronics"**, vol.53, no. 6, pp.1799-1806, Décembre 2006.

[Cha03] S. Charlemagne, **"Modélisation et commande d'un système de transport de bande textile, Application des concepts multi-machines"**, Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 2002.

[Che-06] H. Chekireb,**"La conversion continu alternative"**, Notes de cours électronique de puissance, Ecole Nationale Polytechnique, 2006.

[Chr-84] Christen, R. Abbas, M.A. ; Jahns, T.M,**"Six phase voltage source inverter driven induction motor "**, IEEE Trans. Indust. Appli., Vol. IA-20, No.5, pp.1251-1259, sept./oct. 1984.

[Duj09] D. Dujic, M. Jones, S.N. Vukosavic, E. Levi, **"A General PWM Method for (2n+ 1)-leg Inverter Supplying n Three-Phase Machines"**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, No. 10, pp 4107-4118, octobre 2009.

[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.

[Iqb-05] Atif Iqbal, **"Modeling and control of series connected five phase and six phase two motor drive"**, These de l'Université de Liverpool, Aout 2005.

[Jon08] M. Jones, S.N. Vukosavic, D. Dujic, E. Levi, P. Wright, **"Five-leg inverterPWM technique for reduced switch count two-motor constant power applications"**, IET Electric Power Applications, vol. 2, Issue 5, pp 257–287,Septembre 2008.

[Jon-04] M.Jones, E.Levi, S.N.Vukosavic and H.A. Toliyat, **"A five-phase two-machines vector controlled induction motor drive supplied from a single inverter"**,European Power Electronics (EPE) and drives journals, Vol-14, n°03, pp.38-48, 2004.

[Lev06] E. Levi, M. Jones, S.N. Vukosavic, H.A. Toliyat, **"Steady-state modeling of series-connected five-phase and six-phase two-motor drives"**, IEEE Transactions on Industry Applications , vol.44, No 5, pp 1559-1568, septembre/octobre 2008.

[Lev-04] E. Levi, M. Jones, S.N.Vukosavic and H.A. Toliyat,**"A novel concept of a multiphase, multi-motor vector controlled drive system supplied from a single voltage source inverter"**, IEEE Trans. Power Electronics, vol. 19,pp. 320-335, 2004.

[Lev-03] E. Levi, M. Jones, S.N.Vukosavic and H.A. Toliyat,**"Even-phase multi-motor vector controlled with single inverter supply and series connection of stator windings"**, IEEE Proc. Electr. Power Appli., vol. 150,n°.05, pp. 580-590, 2003.

[Mat04] K. Matsuse, H. Kawai, Y. Kouno, J. Oikawa, **"Characteristics of speed sensorless vector control led dual induction motor drive connected in parallel fed by a single inverter"**, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.40, No.1, pp 153-161, Janvier/fevrier 2004.

[Shi07] M. Shibata, N. Hoshi, **"Novel inverter topologies for two-wheel drive electric vehicles with two permanent magnet synchronous motors"**, European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-10, 2007.

[Tol-92] H.A. Toliyat, M.M. Rahimian, T.A. Lipo, **"A five phase reluctance motor with high specific torque "**, IEEE Trans. Industry Application, vol. 28,n°.3, pp. 659-667, 1992.

[Ver07] J.N. Verhille, **"Représentation énergétique macroscopique du métro VAL 206 et structures de commande déduites par inversion"**, Thèse de doctorat de l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2007.

[Vul02a] B. Vulturescu, **"Contribution à la commande robuste des systèmes électromécaniques par la méthode du modèle de comportement"**, Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 2002.

[Wil-00] T. Willdi,**"Electrotechniques "**, Edition de Boeck University, 2000.