

Ecole Nationale Polytechnique

Département de Génie Electrique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Projet de Fin d'Etudes

*Pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'Etat
En Electrotechnique*

Thème

Etude et Commande d'un Moteur Asynchrone Monophasé par Convertisseurs classiques et matriciels

Proposé et dirigé par :

MO. MAHMOUDI, MC

Présenté et étudié par :

REZAOUI M^{ed} Mounir

Promotion Juin 2005

المخلص :

يتركز العمل المقدم في هذه المذكرة على دراسة محرك لا تزامني أحادي الطور مغذى من طرف موج مصفوفي. قمنا بدراسة تقنيتان للتحكم: - تقنية التحكم لمجالين. - تقنية التحكم الشعاعي. ثم قمنا بدراسة الحقل الموجه. هذه الطريقة تسمح لنا بالتحكم في الحقل المغناطيسي و العزم المولد من طرف المحرك بصفة مستقلة، كمحرك التيار المستمر ذو التحريض المستقل.

كلمات مفتاحية:

محرك لا تزامني أحادي الطور ، طرف موج مصفوفي، تقنية الحقل الموجه، المنظم الكلاسيكي، تقنية التحكم بمجالين، تقنية التحكم الشعاعي.

Résumé :

Ce travail a pour but l'étude et analyse d'un convertisseur matriciel avec son application à la conduite d'une machine asynchrone monophasée. Pour cela, dès le départ nous avons modélisé la machine asynchrone monophasée et faire commandé ce moteur par l'association (redresseur - filtre-onduleur) par deux stratégies : Commande triangulo- sinusoïdal et commande par hystérésis en courant. Puis, on a appliqué la commande par orientation du flux rotorique, suivi d'un réglage linéaire avec un régulateur PI appliqué au système à commander.

En suite en à fait une modélisation du convertisseur matriciel ; afin d'obtenir l'amplitude et la fréquence de la tension désirée, nous avons utilisé deux stratégies de commande de ce convertisseur qui sont : la stratégie de modulation à deux intervalles et la stratégie de modulation vectorielle.

Mots clés :

Machine asynchrone monophasée, convertisseur matriciel, Commande triangulo- sinusoïdal et commande par hystérésis en courant, commande vectorielle à flux orientée, la stratégie de modulation à deux intervalles et la stratégie de modulation vectorielle.

Abstract :

The purpose of this work is study and analyzes of matrix converter with its application to the control of asynchronous signal machine. For that, we modeled asynchronous machine and controlled it by the union of two strategies: control triangle sinus wave and control by hystirisis current. After a principle of the field orientation was introduced, well attended one linear regulating with regulator PI applied to the system to control.

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

Key World:

Asynchronous signal machine, matrix converter, strategy PMW with tow intervals, the strategy of vectorial modulation, field orientated control.

إهداء

أهدي هذا العمل إلى:

إلى الوالدين الكريمين

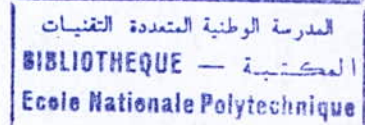
إلى الإخوة و الأخوات

إلى كافة أفراد العائلة

إلى كل الأصدقاء الذين اعرفهم

محمد

Remerciements



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

Et pour leurs précieux conseils et suggestions, je voudrais exprimer ma gratitude à mon promoteur M^r **MO. MAHMOUDI**, Enseignant à l'ENP pour son aide permanent et son encouragement qu'il m'a prodigué.

Mes remerciements vont également à tous les Enseignants du Département de Génie Electrique et particulièrement M^r **L. NEZLI**.

Je tiens à remercier vivement messieurs les membres de jury pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'examiner ce modeste travail.

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

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

Notations

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Généralement l'indice s indique les grandeurs statorique et r indique les grandeurs rotoriques. Le moteur asynchrone monophasé est noté par **MASM**.

$d-q$: Axes correspondant au référentiel de Park.
x_d, x_q	: Les composantes de la grandeur x dans le repère $(d-q)$.
Φ, v, i	: Le flux, Tension, Courant.
ω_s, ω_m	: Vitesses angulaires électrique statorique et rotorique.
ω_{gl}	: Glissement de vitesse angulaire électrique.
Ω_m	: Vitesse mécanique.
θ_s, θ_m	: Angles électrique statorique et rotorique.
C_{em}	: Couple électromagnétique.
T_r, C_r	: Couple résistant.
R_r, R_s	: Résistance d'enroulement statorique et rotorique par phase.
L_r, L_s	: Inductances cycliques statorique et rotorique par phase.
$M_{d,q}$: Inductance mutuelle propre.
f_v, J	: Coefficient de frottement visqueux ; Moment d'inertie.
p_m	: Nombre de paire de pôles.
L_f, C_f	: Inductance et capacité du filtre.
S	: Opérateur de Laplace.
x^*	: La grandeur de référence du filtre.
t	: Temps.
$f=50$ Hz	: Fréquence du réseaux.
m	: Indice de modulation.
r	: Taux de modulation.

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

Sommaire



Introduction générale 2

CHAPITRE I ETUDE ET MODULISATION DE LA MAS MONOPHASEE

Introduction	6
I- 1 Généralités sur les moteurs asynchrones monophasés	6
I- 1- 1 constitution	6
I- 1- 2 Principe de fonctionnement	6
I- 1- 3 Principe d démarrage	6
I- 1- 4 Remarque sur le dimensionnement de condensateur	9
I- 2 Modélisation de la machine asynchrone à condensateur permanent dans un référentiel lie au stator	9
I- 2- 1 Equations électriques de la machine	10
I- 2- 2 Equation mécanique de la machine étudié	13
Simulation de la machine a condensateur permanent et interprétation	15
I- 3 Modélisation de la machine monophasée sans condensateur	20
I- 3- 1 Modèle de la machine dans un référentiel lié au stator	20
I- 3- 2 Modèle de la machine dans un référentiel lié au champ tournant	20
1- 3- 3 Alimentation de la MAS monophasée en courant	22
1- 3- 3- 1 Modélisation de la machine dans un référentiel lié au stator	22
1- 3- 3- 2 Modélisation de la machine dans un référentiel lié au champ tournant	22
Simulation de la machine sans condensateur et interprétation	23
Conclusion	32

CHAPITRE II ETUDE DE L'ALIMENTATION DE LA MAS MONOPHASEE

Introduction	34
II- 1 Modélisation de l'alimentation	34

II- 1- 1 Le redresseur	35
II- 2- 2 Le filtre	35
II- 2- 3 L'onduleur	35
II- 2 Modélisation du fonctionnement des onduleurs	35
II- 2- 1 Structure de l'onduleur	35
II- 2- 2 Différentes configurations d'un bras d'onduleur à deux niveaux	37
II- 2- 3 Stratégie de commande des onduleurs	37
II- 2- 3- 1 Commande triangulo- sinusoïdal avec une seule porteuse	37
II- 2- 3- 2 Commande triangulo- sinusoïdal avec deux porteuses	39
II- 2- 3- 2 Commande par hystérésis en courant	40
Simulation et interprétation	41
Conclusion	44
CHAPITRE III	
COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS MONOPHASEE	
Introduction	46
III- 1 Principe de la commande vectorielle	46
III- 2 Réalisation de la commande vectorielle	48
III- 2- 1 Modèle de la machine asynchrone monophasée	48
III- 2- 1- 1 Avant découplage	48
III- 2- 1- 2 Après découplage	50
III- 2- 2 Stratégies de commande	51
III- 2- 2- 1 Méthode directe	51
III- 2- 2- 2 Méthode indirecte	51
III- 2- 2- 2- 1 Commande en boucle ouverte	51
III- 2- 2- 2- 2 Commande en boucle fermée	52
Simulation et interprétation	56
Conclusion	63

CHAPITRE IV

MODELISATION DU CONVERTISSEUR MATRICIEL

Introduction	65
IV- 1 Structure et fonctionnement du convertisseur matriciel	65

88	IV- 1- 1 Structure du convertisseur matriciel	65
88	IV- 1- 2 Fonctionnement du convertisseur matriciel	66
	IV- 1- 3 Fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel	67
88	IV- 1- 4 Les différentes configurations d'une cellule d'un convertisseur matriciel et l'application du réseau de Pétri	67
	IV- 1- 4- 1 Les différentes configurations d'une cellule du convertisseur matriciel	68
	IV- 1- 4- 2 Application du réseau de Pétri à une cellule de commutation du convertisseur matriciel	69
88	IV- 2 Modélisation en vue de la commande	69
	IV- 2- 1 Hypothèses	69
	IV- 2- 2 Commandabilité des convertisseurs statiques	69
	IV- 2- 2- 1 Fonction et matrice de connexion des interrupteurs	70
	IV- 2- 2- 2 Fonction génératrice de connexion des interrupteurs	70
	IV- 2- 3 Modélisation aux valeurs instantanées	71
	IV- 2- 3- 1 Grandeurs électriques et leurs matrices de conversion	71
	IV- 2- 3- 1- 1 Matrice de conversion des courants	71
	IV- 2- 3- 1- 2 Matrice de conversion des tensions	72
	IV- 2- 3- 2 La matrice de conversion du convertisseur matriciel	72
	IV- 2- 3- 3 Modèle de connaissance du convertisseur matriciel	73
	IV- 2- 4 Modélisation aux valeurs moyennes, modèle de commande	74
	Conclusion	76

CHAPITRE V

STRATIGIES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR MATRICIEL

	Introduction	78
	V- 1 Définition de la tension intermédiaire fictive	78
	V- 2 Etude de la partie redresseur	79
	V- 3 Etude de la partie onduleur	81
	V- 4 Modulation de la tension intermédiaire fictive	82
	V- 5 Stratégies de commande du convertisseur matriciel	83
	V- 5- 1 La modulation par sous oscillation (PMW à deux intervalles)	83

	V- 5- 1- 1 Le principe de la stratégie	83
	V- 5 – 1- 2 Simulation et résultats	88
	V- 5 - 1- 2- 1 Etude des performances de la commande du convertisseur matriciel par la PWM à deux intervalles	88
	V- 5- 1- 2- 1- 1 Interprétation des résultats de simulation	88
	V- 5- 1- 2- 2 Etude des performances de l'association convertisseur matriciel et machine asynchrone	93
	V- 5 - 1- 2- 2- 1 Interprétation des résultats de simulation	93
	V- 5 - 2 La modulation Vectorielle	97
	V- 5 - 2- 1 Le principe de la stratégie	97
	V- 5 - 2- 2 Simulation et résultats	99
	V- 5 - 2- 2- 1 Etude des performances de la commande du convertisseur matriciel par la PWM à deux intervalles	99
	V- 5 - 2- 2- 1- 1 Interprétation des résultats de simulation	99
	V- 5 - 2- 2- 2 Etude des performances de l'association convertisseur matriciel et machine asynchrone	104
	V- 5 - 2- 2- 2- 1 Interprétation des résultats de simulation	104
	Conclusion	108
	Conclusion Générale	110

CHAPITRE V

STRATÉGIES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR MATRICIEL

	Introduction	
	V- 1 Définition de la tension intermédiaire fictive	
	V- 2 Etude de la partie redresseur	
	V- 3 Etude de la partie onduleur	
	V- 4 Modulation de la tension intermédiaire fictive	
	V- 5 Stratégies de commande du convertisseur matriciel	
	V- 5- 1 La modulation par sous oscillation (PWM à deux intervalles)	



Introduction générale

Le moteur asynchrone (MAS) est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie. Il est peu coûteux et est fabriqué en grande série. Il est robuste et son entretien est limité. Le moteur monophasé est aujourd'hui largement utilisé dans les applications domestiques (machine à laver, ventilateurs...) et industrielles (entraînement des pompes, conditionneurs d'air...). Ces applications ne nécessitent que de faibles puissances et une tension monophasée.

Avec tous les avantages du moteur triphasé, il présente quelques inconvénients à cause de la complexité de son asservissement, surtout dans les applications à vitesse variable où lorsqu'il s'agit de faire varier celle-ci de manière continue. Cependant, depuis quelques années, le contrôle des machines électriques acquies une importance considérable avec l'apparition des convertisseurs statiques.

La difficulté pour commander le moteur asynchrone réside dans le fait que son modèle mathématique est non linéaire multi variable et fortement couplé du fait de l'existence d'un couplage complexe entre le flux et le couple. En Allemagne, au début des années 70, Blaskowitz et Hase ont introduit une nouvelle stratégie de contrôle : « La commande vectorielle » : par cette technique, le couple statique, produisant le couple électromagnétique est obtenu en commandant le flux et le couple indépendamment l'un de l'autre.

Introduction générale

La commande vectorielle de la machine asynchrone constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant. Les applications industrielles se multiplient, cependant les efforts continuent pour assurer un meilleur découplage entre le flux et le couple, surtout face à l'influence néfaste de la constante de temps rotorique, qui ne peut être négligée. L'évolution de la théorie des systèmes de commande a donné naissance à une multitude de techniques qui assure l'asservissement de la machine asynchrone à savoir la commande par mode de glissement, la commande adaptative, les réseaux de neurone, la logique floue...

Les convertisseurs statiques sont les dispositifs à composants électroniques capables de modifier la tension et/ou la fréquence. [K. Jähne-2004]

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

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



Introduction générale

Le moteur asynchrone (MAS) est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie, il est peu coûteux et est fabriqué en grande série. Il est robuste et son entretien est limité. Le moteur monophasé est aujourd'hui largement utilisé dans les applications domestiques (machine à laver, ventilateurs...), et industrielles (entraînement des pompes, conditionneurs d'air). Ces applications ne nécessitent que de faibles puissances et une tension monophasée.

Avec tous les avantages du moteur triphasé, il présente quelques inconvénients à cause de la complexité de son asservissement, surtout dans les applications à vitesse variable ou lorsqu'il s'agit de faire varier celle-ci de manière continue. Cependant, depuis quelques années, le contrôle des machines électriques a acquis une importance considérable avec l'apparition des convertisseurs statiques.

La difficulté pour commander le moteur asynchrone réside dans le fait que son modèle mathématique est non linéaire multi variable et fortement couplé du fait de l'existence d'un couplage complexe entre le flux et le couple. En Allemagne, au début des années 70, **Blaschke** et **Hasse** ont introduit une nouvelle stratégie de contrôle: « La commande vectorielle »; par cette technique, le courant statorique produisant le couple électromagnétique est maintenu en quadrature avec le flux rotorique afin d'obtenir un couple maximum comme dans une machine à courant continu.

La commande vectorielle de la machine asynchrone constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant. Les applications industrielles se multiplient, cependant les efforts continuent pour assurer un meilleur découplage entre le flux et le couple surtout face à l'influence néfaste de la constante de temps rotorique, qui ne peut être occultée.

L'évolution de la théorie des systèmes de commande a donné naissance à une multitude de techniques qui assure l'asservissement de la machine asynchrone, à savoir (la commande par mode de glissement, la commande adaptative, les réseaux de neurone, la logique floue...).

Les convertisseurs statiques sont les dispositifs à composants électroniques capables de modifier la tension et/ou la fréquence. **[K.Dahmene-2004]**.

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

En revanche, le convertisseur matriciel présente plusieurs avantages en le comparant avec le convertisseur conventionnel. Parmi ces avantages en a **[A.Abrous]**:

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

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

Notre travail comporte cinq chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation et à la simulation de la machine asynchrone monophasée dans un référentiel lié au stator et dans un référentiel lié au champ tournant.

Le deuxième chapitre est consacré à l'alimentation de la machine asynchrone monophasée par un onduleur en tension et en courant, avec et sans condensateur de démarrage.

La commande vectorielle indirecte est décrite dans le troisième chapitre. Celui-ci est consacré au découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique afin d'assurer un contrôle comparable à celui de la machine à courant continu. La régulation classique a été aussi appliquée pour la commande en vitesse de la MAS à l'aide d'un régulateur PI.

Dans le quatrième chapitre, nous présentons la modélisation du convertisseur matriciel, en élaborant son modèle de connaissance sans a priori sur la commande en utilisant le réseau de Pétri, et son modèle de commande au sens des valeurs moyennes en vue de la commande.

Enfin dans le dernier chapitre, on a élaboré les stratégies de commande du convertisseur matriciel, qui sont :

- La stratégie de modulation PWM à deux intervalles.
- La stratégie de modulation vectorielle.

Puis pour chaque stratégie, nous donnons la forme et le spectre de la tension de sortie du convertisseur matriciel.

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

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

Nous travaillons compte cinq chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation et à la simulation de la machine asynchrone monophasée dans un référentiel lié au stator et dans un référentiel lié au champ tournant.

Le deuxième chapitre est consacré à l'alimentation de la machine asynchrone monophasée par un onduleur en tension et en courant, avec et sans condensateur de démarrage.

La commande vectorielle indirecte est décrite dans le troisième chapitre. Celui-ci est consacré au découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique afin d'assurer un contrôle comparable à celui de la machine à courant continu. La régulation classique a été aussi appliquée pour la commande en vitesse de la MAS à l'aide d'un régulateur PI.

Dans le quatrième chapitre, nous présentons la modélisation du convertisseur matriciel, en élaborant son modèle de connaissance sans a priori sur la commande en utilisant le réseau de Petri, et son modèle de commande au sens des valeurs moyennes en vue de la commande.

Enfin dans le dernier chapitre, on a élaboré les stratégies de commande du convertisseur matriciel, qui sont :

- La stratégie de modulation PWM à deux intervalles.
- La stratégie de modulation vectorielle.

Puis pour chaque stratégie, nous donnons la forme et le spectre de la tension de sortie du convertisseur matriciel.

Introduction :

L'intérêt de l'utilisation des machines électriques à courant alternatif est d'éliminer les inconvénients des machines à courant continu (présence de balais, maintenance coûteuse, prix élevé, lieu d'installation approprié) tout en gardant les avantages (la simplicité de la commande de flux et du couple à partir de courant d'excitation et du courant d'induit).

Dans ce chapitre, après présentation du principe de fonctionnement, nous envisageons de modéliser la machine asynchrone monophasée dans la configuration de Park. La machine étudiée n'est pas un système simple car de nombreux phénomènes complexes interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, les courants de Foucault, etc.....

I-1 Généralités sur les moteurs asynchrones monophasés :

Les moteurs asynchrones monophasés sont des moteurs utilisés pour des applications de petites puissances. La vitesse de rotation d'un moteur asynchrone monophasé est toujours inférieure à la vitesse du synchronisme [Axi-v-95] [Berkati-97].

Ces moteurs ont généralement une puissance inférieure à 1 kW, ils sont utilisés dans l'industrie et les installations domestiques ou ils équipent une bonne partie des appareils électroménagers.

CHAPITRE I

I-1-1 Constitution :

La machine asynchrone monophasée est constituée de deux parties essentielles, la première

Le rotor : C'est un cylindre formé par des pôles sur lesquels se trouve un bobinage principal et un autre auxiliaire. Le stator est alimenté directement du réseau avec une tension de fréquence 50 (de pulsation ω_s), produisant un champ tournant à la vitesse de rotation :

$$\Omega_s = 2\pi n_s \quad [\text{rad/s}]$$

$$n_s = \frac{f}{p} \quad [\text{tr/s}]$$

La vitesse angulaire :
Tel que p est le nombre de paires de pôles.

Le rotor : C'est la partie mobile dans la machine, formée d'un cylindre réticulé se trouvant à l'intérieur du stator et tourne sous l'effet du champ tournant créé par le stator, sur un axe fixe avec une vitesse de rotation n < n_s une vitesse angulaire ($\Omega_r < \Omega_s$).

Le rapport $(\Omega_s - \Omega_r) / \Omega_s$ est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator, on peut varier la vitesse n du moteur asynchrone qui est égal à $(1-g) \cdot n_s$ par :

- * Par modification du nombre de paires de pôles.
- * Par variation du glissement.
- * Par variation de la fréquence d'alimentation.

I-1-2 Principe de fonctionnement :

La forme statorique crée un flux alternatif pulsant qui se décompose en deux flux de même amplitude et tourne avec la même vitesse mais dans des sens différents. Ce qui développe sur le rotor deux couples de mêmes amplitudes agissant respectivement dans le sens direct et inverse [Khechrouche-2002].

Introduction :

L'intérêt de l'utilisation des machines électriques à courant alternatif est d'éliminer les inconvénients des machines à courant continu (présence de balais, maintenance coûteux, prix élevé, lieu d'installation approprié) tout en gardant les avantages (la simplicité de la commande de flux et du couple à partir de courant d'excitation et du courant d'induit).

Dans ce chapitre, après présentation du principe de fonctionnement, nous envisageons de modéliser la machine asynchrone monophasée dans la configuration de Park. La machine étudiée n'est pas un système simple car de nombreux phénomènes complexes interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, les courants de Foucault, etc.....

I- 1 Généralités sur les moteurs asynchrones monophasés :

Les moteurs asynchrones monophasés sont des moteurs utilisés pour des applications de petites puissances. La vitesse de rotation d'un moteur asynchrone monophasé est toujours inférieure à la vitesse du synchronisme [Aziz-95] [Barkati-97].

Ces moteurs ont généralement une puissance inférieure à 1 kW, ils sont utilisés dans l'industrie et les installations domestiques ou ils équipent une bonne partie des appareils électroménagers.

I- 1- 1 constitution :

La machine asynchrone monophasée est constituée de deux parties essentielles, la première fixe appelée 'stator' et la deuxième tournante appelée 'rotor'.

Le stator : C'est un cylindre creux, dont sa surface interne est formée par des pôles, sur lesquels se trouve un bobinage principal et un autre auxiliaire, le stator est alimenté directement du réseau avec une tension de fréquence f_s (de pulsation ω_s), produisant un champ tournant à la vitesse de rotation :

$$n_s = f_s / p_m \quad [\text{tr/s}]$$

$$\text{La vitesse angulaire :} \quad \Omega_s = 2 \pi n_s \quad [\text{rad/s}]$$

Tel que p_m est le nombre de paire de pôles.

Le rotor : C'est la partie mobile dans la machine, formée d'un cylindre feuilleté se trouvant à l'intérieur du stator et tourne sous l'effet du champ tournant créé par le stator, sur un axe fixe avec une vitesse de rotation $n_r < n_s$, une vitesse angulaire ($\Omega_r < \Omega_s$).

Le rapport $(\Omega_r - \Omega_s) / \Omega_s$ est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator; on peut varier la vitesse n_r du moteur asynchrone qui est égal à $(f/p_m) / (1-g)$ par:

- *Par modification du nombre de paire de pôles.
- *Par variation du glissement.
- *Par variation de la fréquence f d'alimentation.

I- 1- 2 Principe de fonctionnement :

La f.m.m statorique crée un flux alternatif pulsant pouvant être décomposé en deux flux de même amplitude et tourne avec la même vitesse mais dans des sens différents. Ce qui développe sur le rotor deux couples de mêmes amplitudes agissant respectivement dans le sens direct et inverse [Khechhouche-2002].

Chaque flux induit dans le stator des courants et tend à l'entraîner dans le même sens que lui, un moteur asynchrone est donc équivalent à deux moteurs triphasés identiques dont les rotors sont situés sur le même arbre, les enroulements statoriques sont connectés en série de façon à ce que le champ magnétique engendré tourne dans l'espace en sens inverse. Le moment du couple électromagnétique du moteur monophasé est la somme algébrique des moments des couples des moteurs triphasés équivalents (figure.I-1).

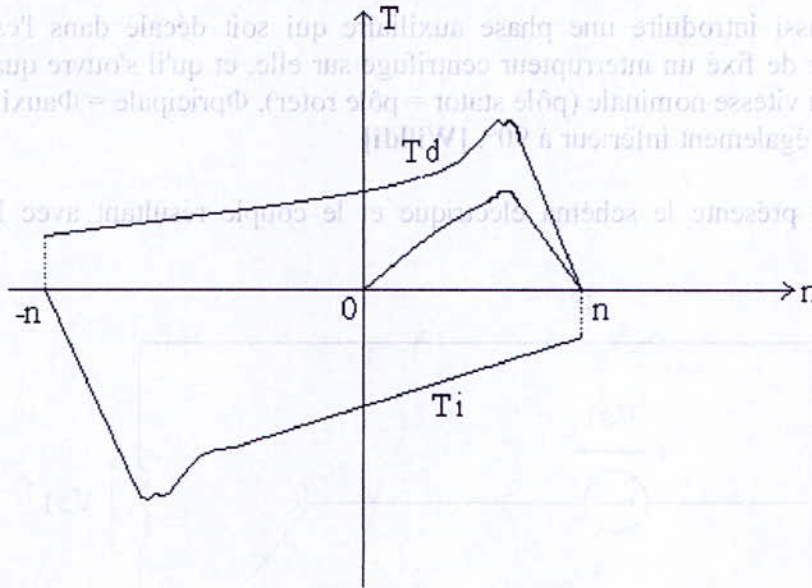


Figure (I-1) : Couple résultant à un seul enroulement statorique.

- Ou T_d : le couple direct.
 T_i : le couple inverse.
 T_r : le couple résultant.

Le couple résultant au démarrage sera nul, le stator ne tourne dans un sens ou dans l'autre que si on lui donne un couple initial qui favorise l'un des deux couples.

I- 1- 3 Principe de démarrage :

Pour démarrer le moteur asynchrone monophasé on le transforme en moteur diphasé en munissant le stator d'un enroulement auxiliaire.

- Décalé de 90° électriques par rapport à l'enroulement principal.
- Traversé par un courant déphasé de $\pi/2$ par rapport au courant dans l'enroulement principal. [Séguier]

Dans un sens bien déterminé on peut avoir un meilleur fonctionnement en charge, on munit le stator d'un enroulement auxiliaire de façon que le champ alternatif qu'il est produit soit perpendiculaire au champ produit par l'enroulement principal. Cet enroulement auxiliaire est alimenté à travers un condensateur qui déphase le courant dans les deux enroulements d'un angle environ de $\pi/2$ mais suffisant pour créer un champ tournant; dans ce cas, le couple au démarrage est non nul et relativement important.

Pour les petites puissances la phase auxiliaire est en série avec un condensateur à papier imprégné d'huile, la vibration du moteur est éliminée en fonctionnement plein charge;

et pour les grande puissance en ajoute une autre capacité électrolyte qui possède une grand capacitance pour assuré les grandes couple de démarrage, lorsque le moteur atteint 75% de vitesse de synchronisme en débranchant cet condensateur. [Willdi]

On peut inversé le sens de rotation car les deux enroulements sont en service:

Ralentissement → Arrêt → Marche en pleine vitesse en sens inverse.

On peut aussi introduire une phase auxiliaire qui soit décalé dans l'espace de 90° électrique à partir de fixé un interrupteur centrifuge sur elle, et qu'il s'ouvre quand la vitesse atteint 75% de sa vitesse nominale (pôle stator = pôle roter), $\Phi_{pricipale} = \Phi_{auxiliaire}$.

Le déphasage est également inférieur à 90° . [Willdi]

La figure (I-2) présente le schéma électrique et le couple résultant avec l'enroulement auxiliaire.

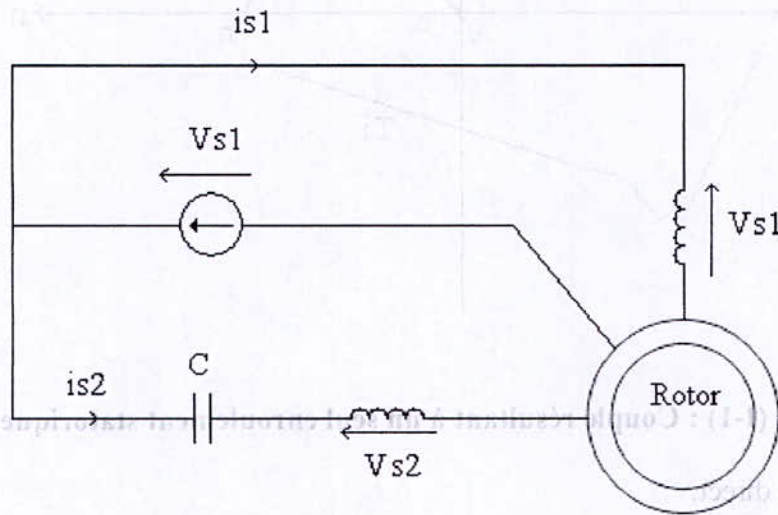


Figure (I-2-a) : Schéma électrique avec enroulement auxiliaire.

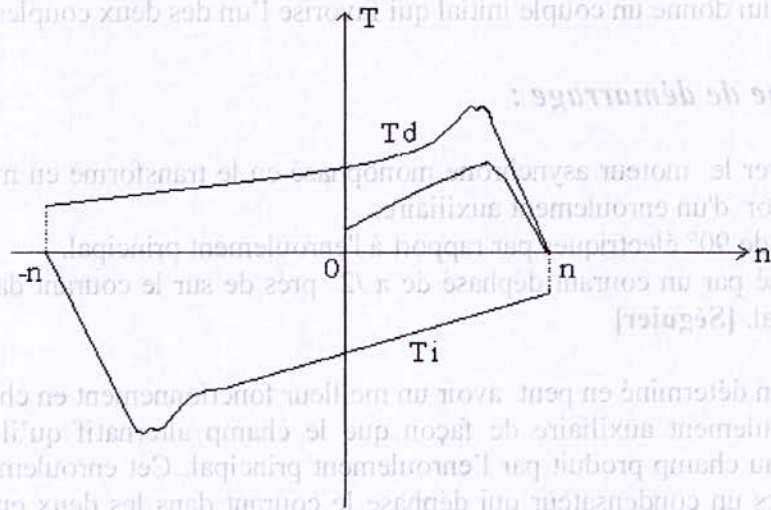


Figure (I-2-b) : Couple résultant avec enroulement auxiliaire.

Il est clair que pour chaque fréquence le couple résultant avec l'enroulement auxiliaire est plus important que celui à un seul enroulement statorique.

Le condensateur peut être branché au démarrage seulement puis déconnecté dès que la machine atteinte 60% à 80% de sa vitesse de synchronisme .Ou bien, il peut être branché en permanence et dans ce cas le moteur est à peut près équivalent à un moteur biphasé.

I- 1- 4 Remarque sur le dimensionnement de condensateur :

La quadrature des courants i_{s1} et i_{s2} est recherché :

Posons : $V_{S1} = V_{max} \cdot \cos(\omega t)$. (I-1)

i_{s1} est rend de phase par rapport à V_{S1} condensateur de capacité C doit rendre i_{s2} en quadrature avant sur i_{s1} , donc en avance de phase sur V_{S1} . On suppose que les deux phases présentent un modèle équivalent identique, constitué d'une inductance L en série avec une résistance R.

$$\left(\frac{i_{s2}}{i_{s1}} \right) = \left(\frac{R + jL\omega}{R + j(L\omega - \frac{1}{C\omega})} \right) \quad (I-2)$$

La condition : $\arg\left(\frac{i_{s2}}{i_{s1}}\right) = \pi / 2$ (I-3)

On calcule C par la formule suivante :

$$C = \frac{L}{R^2 + (L\omega)^2} \quad (I-4)$$

I- 2 Modélisation de la machine asynchrone à condensateur permanent dans un référentiel lie au stator :

Le moteur asynchrone monophasé est constitué d'un stator possédant deux enroulements en quadrature, le rotor est à cage d'écureuil que nous assimilons à deux enroulements court-circuités en quadrature [Amamra-2003].

Et pour cela, on considère les hypothèses de simplification suivantes :

- a- On néglige l'effet de saturation et le phénomène d'hystérésis, ce qui permet de supposer que la machine est linéaire. Pour les flux (circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante), on considère une densité de courant uniforme de condensateurs élémentaires.
- b- La répartition spatiale de l'induction magnétique est sinusoïdale.
- c- Les pertes principales est auxiliaire ont le même nombre de pôles, mais les nombres de spires peuvent être différents.
- d- Les pertes fer, l'effet thermique, l'effet de peau sont aussi négligées.

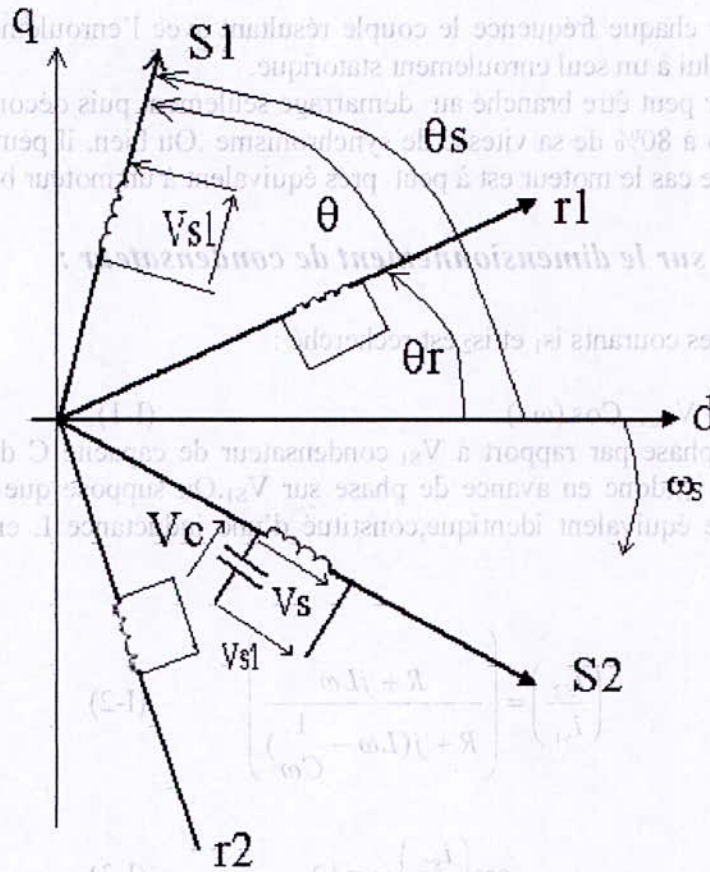


Figure (I-3) : Représentation schématique du moteur asynchrone monophasée à condensateur.

I- 2- 1 Equations électriques de la machine :

D'après les (figure.I-3) et en se basant sur les hypothèses citées ci-dessus, les équations électriques de fonctionnement de la machine synchrone monophasée à condensateur permanent peuvent s'écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s1} = R_{s1} i_{s1} + \frac{d \Phi_{s1}}{dt} \\ V_{s2} = R_{s2} i_{s2} + \frac{d \Phi_{s2}}{dt} + V_C \\ 0 = R_r i_{r1} + \frac{d \Phi_{r1}}{dt} \\ 0 = R_r i_{r2} + \frac{d \Phi_{r2}}{dt} \\ i_{s2} = i_c = \frac{d V_C}{dt} = \frac{d q}{dt} \end{array} \right. \quad (I-5)$$

Les indices s et r indiquent les grandeurs dans le stator et le rotor respectivement, et r_1, r_2 sont les composantes d'un vecteur tournant avec la vitesse $\omega_r = p\Omega_r$.

Soit
$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_r = p\Omega_r, \quad \theta(0)=0 \quad (I-6)$$

Les équations (1.5) peuvent se mettre sous la forme matricielle :

$$e = R i + \frac{d\phi}{dt} \quad (I-7)$$

Avec : $V = (V_{S1} \ V_{S2} \ 0 \ 0 \ 0)^t$
 $I = (i_{S1} \ i_{S2} \ i_{r1} \ i_{r2} \ V_c)^t$
 $\Phi = (\Phi_{S1} \ \Phi_{S2} \ \Phi_{r1} \ \Phi_{r2} \ q)$

R : la matrice de résistance d'ordre 5 :

$$\text{Et } [R] = \begin{bmatrix} R_{S1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{S2} & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & C \end{bmatrix}$$

Avec $[\Phi] = [L] \cdot [i] \quad (I-8)$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{S1} & 0 & M_{S1,r1} & M_{S1,r2} & 0 \\ 0 & L_{S2} & M_{S2,r1} & M_{S2,r2} & 0 \\ M_{r1,S1} & M_{r1,S2} & L_{r1} & 0 & 0 \\ M_{r2,S1} & M_{r2,S2} & 0 & L_{r2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C \end{bmatrix}$$

La diagonale de L est constante car l'entrefer est constant. Les mutuelles entre les enroulements dépendent des positions relatives de θ_s et θ_r .

$$\begin{aligned} M_{s1,r1} &= M_d \cdot \cos(\theta_r - \theta_s) \\ M_{s1,r2} &= M_d \cdot \sin(\theta_r - \theta_s) \\ M_{s2,r1} &= M_q \cdot \sin(\theta_r - \theta_s) \\ M_{s1,r2} &= M_q \cdot \cos(\theta_r - \theta_s) \end{aligned} \quad \text{avec } \theta = \theta_r - \theta_s.$$

Avec M_d et M_q sont les mutuelles inductances maximales, donc le vecteur est présenté par:

$$9) \begin{bmatrix} \Phi_{S1} \\ \Phi_{S2} \\ \Phi_{r1} \\ \Phi_{r2} \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{S1} & 0 & M_d \cdot \cos(\theta) & M_d \sin(\theta) & 0 \\ 0 & L_{S2} & -M_q \cdot \sin(\theta) & M_q \cdot \cos(\theta) & 0 \\ M_d \cdot \cos(\theta) & -M_q \cdot \sin(\theta) & L_{r1} & 0 & 0 \\ M_d \cdot \sin(\theta) & M_q \cdot \cos(\theta) & 0 & L_{r2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{r1} \\ i_{r2} \\ V_c \end{bmatrix} \quad (I-9)$$

Transformation de Park dans un référentiel lié au stator :

Nous allons transformer les vecteurs $(i_{r1}, i_{r2}), (\Phi_{r1}, \Phi_{r2})$ du référentiel lié au rotor, aux vecteurs $(i_d, i_q), (\Phi_q, \Phi_d)$ écrits dans un autre lié au stator (s_1, s_2) .

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = [As] \cdot \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \end{bmatrix} = [As] \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{r1} \\ \Phi_{r2} \end{bmatrix} \quad (I-10)$$

$$\text{Avec } [As] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

[As] : Matrice de Park.

Donc l'équation (1.5) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s1} = R_{s1} i_{s1} + \frac{d \phi_{s1}}{dt} \\ V_{s2} = R_{s2} i_{s2} + \frac{d \phi_{s2}}{dt} + V_c \\ 0 = R_r i_d + \frac{d \phi_d}{dt} + \omega_r \cdot \phi_q \\ 0 = R_r i_q + \frac{d \phi_q}{dt} + \omega_r \cdot \phi_d \\ i_{s2} = i_c = \frac{dV_c}{dt} \end{array} \right. \quad (I-11)$$

Les expressions des flux statoriques en fonctions des courants statorique et rotorique:

$$\begin{cases} \Phi_{S1} = L_{S1} i_{S1} + M_d i_d \\ \Phi_{S2} = L_{S2} i_{S2} + M_q i_q \end{cases} \quad (I-12)$$

$$\begin{cases} \Phi_d = L_{r1} i_d + M_d i_{S1} \\ \Phi_q = L_{r2} i_q + M_q i_{S2} \end{cases} \quad (I-13)$$

Avec $L_{r1}=L_{r2}=L_r$ (à cause du moteur a cage d'écuruil).

En éliminant i_d, i_q et Φ_q, Φ_d des équations de la machine, nous obtenons:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{S1} = R_{S1} \cdot i_{S1} + \frac{M_d}{L_r} \cdot \frac{d\Phi_d}{dt} + \left(L_{S1} - \frac{M_d^2}{L_r} \right) \cdot \frac{d i_{S1}}{dt} \\ V_{S2} - V_c = R_{S2} \cdot i_{S2} + \frac{M_q}{L_r} \cdot \frac{d\Phi_q}{dt} + \left(L_{S2} - \frac{M_q^2}{L_r} \right) \cdot \frac{d i_{S2}}{dt} \\ 0 = \frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_d - \frac{R_r}{L_r} \cdot M_q \cdot i_{S1} + \frac{d\Phi_d}{dt} - \omega_r \cdot \Phi_q \\ 0 = \frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_q - \frac{R_r}{L_r} \cdot M_d \cdot i_{S2} + \frac{d\Phi_q}{dt} + \omega_r \cdot \Phi_d \\ i_{s2} = c \cdot \frac{dV_c}{dt} = i_c \end{array} \right. \quad (I-14)$$

I- 2- 2 Equation mécanique de la machine étudié:

Le couple électromagnétique développé par la machine est donne par l expression suivante:

$$T_e = p_m \cdot I_m \overline{(i_r, \Phi_r)} \quad (I-15)$$

Avec $\overline{i_r} = i_d + j \cdot i_q$

$$\overline{\Phi_r} = \Phi_d + j \cdot \Phi_q$$

De l'expression (1.8) et l'utilisation des équations (I-12) et (I-13) on déduit l'équation finale du couple électromagnétique.

$$T_e = p_m \cdot \left(\frac{M_d}{L_r} \cdot \Phi_q \cdot i_{S1} - \frac{M_q}{L_r} \cdot \Phi_d \cdot i_{S2} \right) \quad (I-16)$$

L'équation mécanique du moteur est donne par:

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = T_e - T_r - f_v \cdot \Omega_r \quad (I-17)$$

J : le moment d'inertie des machines

T_r: le coup résistant

f_v: le coefficient de frottement.

En ajoutant les dynamiques du rotor (I-17) aux dynamiques électromagnétiques (I-14) et en arrangeant les équation dans la forme d'un espace d'état.

Le modèle du moteur asynchrone monophasé à condensateur permanent est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{p_m}{J.L_r} \cdot (M_q \cdot \Phi_d \cdot i_{S2} - M_d \cdot \Phi_q \cdot i_{S1}) - \frac{f_v}{J} \Omega_r - \frac{T_r}{J} \\ \frac{d\Phi_d}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_d + p_m \cdot \Omega_r \cdot \Phi_q + \frac{R_r}{L_r} \cdot M_d \cdot i_{S1} \\ \frac{d\Phi_q}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_q - p_m \cdot \Omega_r \cdot \Phi_d + \frac{R_r}{L_r} \cdot M_q \cdot i_{S2} \\ \frac{di_{S1}}{dt} = -\frac{M_d \cdot R_r}{\sigma_d \cdot L_{S1} \cdot L_r^2} \cdot \Phi_d - \frac{p_m \cdot M_d}{\sigma_d \cdot L_{S1} \cdot L_r} \cdot \Omega_r \cdot \Phi_q - \frac{M_d^2 \cdot R_r + L_r^2 \cdot R_{S1}}{\sigma_d \cdot L_{S1} \cdot L_r^2} \cdot i_{S1} + \frac{V_{S1}}{\sigma_d \cdot L_{S1}} \\ \frac{di_{S2}}{dt} = \frac{M_q \cdot R_r}{\sigma_q \cdot L_{S2} \cdot L_r^2} \cdot \Phi_q - \frac{p_m \cdot M_q}{\sigma_q \cdot L_{S2} \cdot L_r} \cdot \Omega_r \cdot \Phi_d - \frac{M_q^2 \cdot R_r + L_r^2 \cdot R_{S2}}{\sigma_q \cdot L_{S2} \cdot L_r^2} \cdot i_{S2} + \frac{V_{S1} - V_c}{\sigma_q \cdot L_{S2}} \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_{S2} \end{array} \right. \quad (I-18)$$

Tel que:

$$\sigma_d = \frac{L_{S1} \cdot L_r - M_d^2}{L_{S1} \cdot L_r} \quad (I-19)$$

$$\sigma_q = \frac{L_{S2} \cdot L_r - M_q^2}{L_{S2} \cdot L_r}$$

Le vecteur des variables d'états dans ce cas est: $(\Omega_r \ \Phi_d \ \Phi_q \ i_{S1} \ i_{S2})^t$

Si nous cherchons un modèle du moteur dont le vecteur d'état a pour composantes: la vitesse rotorique, les courants rotorique et statorique et la tension aux bornes du condensateur sont:

Nous devons remplacer $\Phi_d \ \Phi_q$ par leurs expressions en fonction des courants i_{S1}, i_{S2}, i_d et i_q en utilisant (I-12) le modèle du moteur monophasée avec condensateur est donc donnée par:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{p_m}{J} \cdot (M_q \cdot i_d \cdot i_{S2} - M_d \cdot i_q \cdot i_{S1}) - \frac{f_v}{J} \Omega_r - \frac{T_r}{J} \\ \frac{di_{S1}}{dt} = -\frac{R_{S1}}{\sigma_d \cdot L_{S1}} \cdot i_{S1} + \frac{p_m \cdot M_d \cdot M_q}{\sigma_d \cdot L_{S1} \cdot L_r} \cdot \Omega_r \cdot i_{S2} - \frac{M_d \cdot R_r}{\sigma_d \cdot L_{S1} \cdot L_r} \cdot i_q + \frac{p_m}{\sigma_d \cdot L_{S1} \cdot L_r} \cdot \Omega_r \cdot i_q + \frac{V_{S1}}{\sigma_d \cdot L_{S1}} \\ \frac{di_{S2}}{dt} = \frac{p_m \cdot M_d \cdot M_q}{\sigma_q \cdot L_{S2} \cdot L_r} \cdot \Omega_r \cdot i_{S1} - \frac{R_{S2}}{\sigma_d \cdot L_{S2}} \cdot i_{S2} - \frac{M_q \cdot R_r}{\sigma_q \cdot L_{S2} \cdot L_r} \cdot i_q + \frac{p_m}{\sigma_q \cdot L_{S2} \cdot L_r} \cdot \Omega_r \cdot i_d + \frac{V_{S1} - V_c}{\sigma_q \cdot L_{S2}} \\ \frac{di_d}{dt} = \frac{M_d \cdot R_{S1}}{\sigma_d \cdot L_{S1} \cdot L_r} \cdot i_{S1} + \frac{p_m \cdot M_q}{\sigma_d \cdot L_r} \cdot \Omega_r \cdot i_{S2} - \frac{p_m}{\sigma_d} \cdot \Omega_r \cdot i_q - \frac{R_r}{\sigma_d \cdot L_r} \cdot i_q + \frac{M_d}{\sigma_d \cdot L_{S1} \cdot L_r} \cdot V_{S1} \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{M_q \cdot R_{S2}}{\sigma_q \cdot L_{S2} \cdot L_r} \cdot i_{S2} + \frac{p_m \cdot M_q}{\sigma_q \cdot L_r} \cdot \Omega_r \cdot i_{S1} - \frac{p_m}{\sigma_q} \cdot \Omega_r \cdot i_d - \frac{R_r}{\sigma_q \cdot L_r} \cdot i_q + \frac{M_d \cdot (V_{S1} - V_c)}{\sigma_q \cdot L_{S2} \cdot L_r} \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_{S2} \end{array} \right. \quad (I-20)$$

Simulation de la machine a condensateur permanent et interprétation:

Dans le cas où la MASM est alimentée par une tension alternative sinusoïdale de fréquence 50Hz :

$$V_{S1} = V_{smax} \cdot \sin(\omega_s \cdot t)$$

Avec $V_{smax} = 220 \cdot \sqrt{2}$ et $f = 50\text{Hz}$

La détermination des performances du moteur asynchrone monophasée fait appel à l'outil informatique pour la simulation numérique, car il présente une grande importance dans le cas de vérification de la validité de la conception durant ces premiers étapes.

Les figures (I-4),(I-5) présentant un démarrage à vide et en charge de la MASM symétrique avec condensateur

- Pendant le régime transitoire, le couple oscille autour d'une valeur différente de zéro, qui correspond aux frottements.
- La vitesse présente des ondulations qui sont dues aux oscillations du couple.
- Les courants i_{ds} , i_{qs} sont en quadrature à cause de la présence de condensateur (déphasage de $\pi/2$).

Après l'application d'un couple résistant T_r , on remarque une légère diminution de la vitesse de rotation et que le couple électromagnétique fluctue autour de la valeur de la couple résistant imposé. On remarque aussi que le flux rotorique a subi une chute pendant l'application de la charge à cause du couplage naturel existant entre le flux et le couple.

Pour la MASM dissymétrique avec condensateur a une temps de reponse très lent par rapport à la machine précédente.

Figure (I-4): Simulation du démarrage de MASM symétrique avec condensateur permanent (Marche à vide).

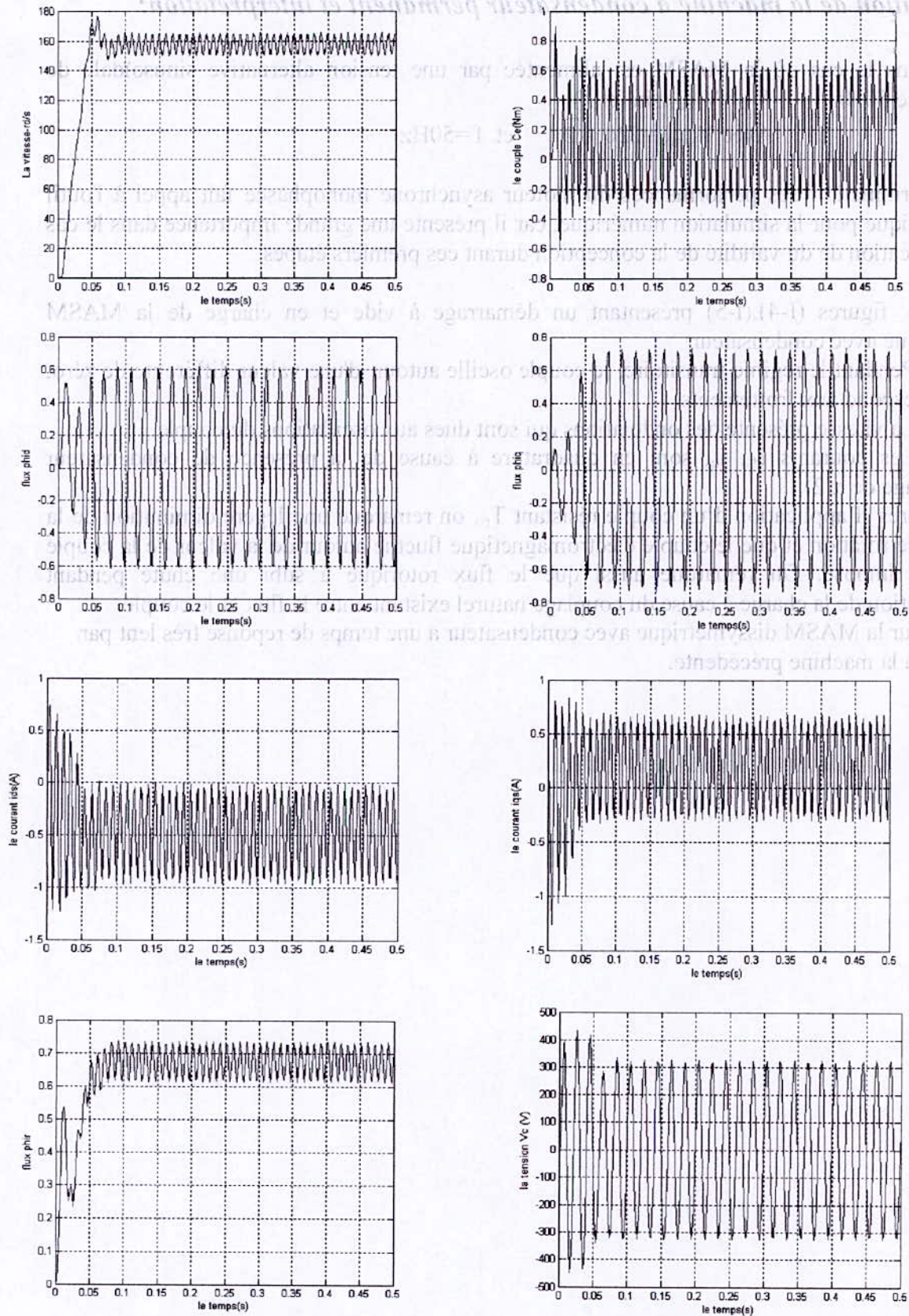


Figure (I-4): Simulation du démarrage de MASM symétrique avec condensateur permanent (Marche à vide).

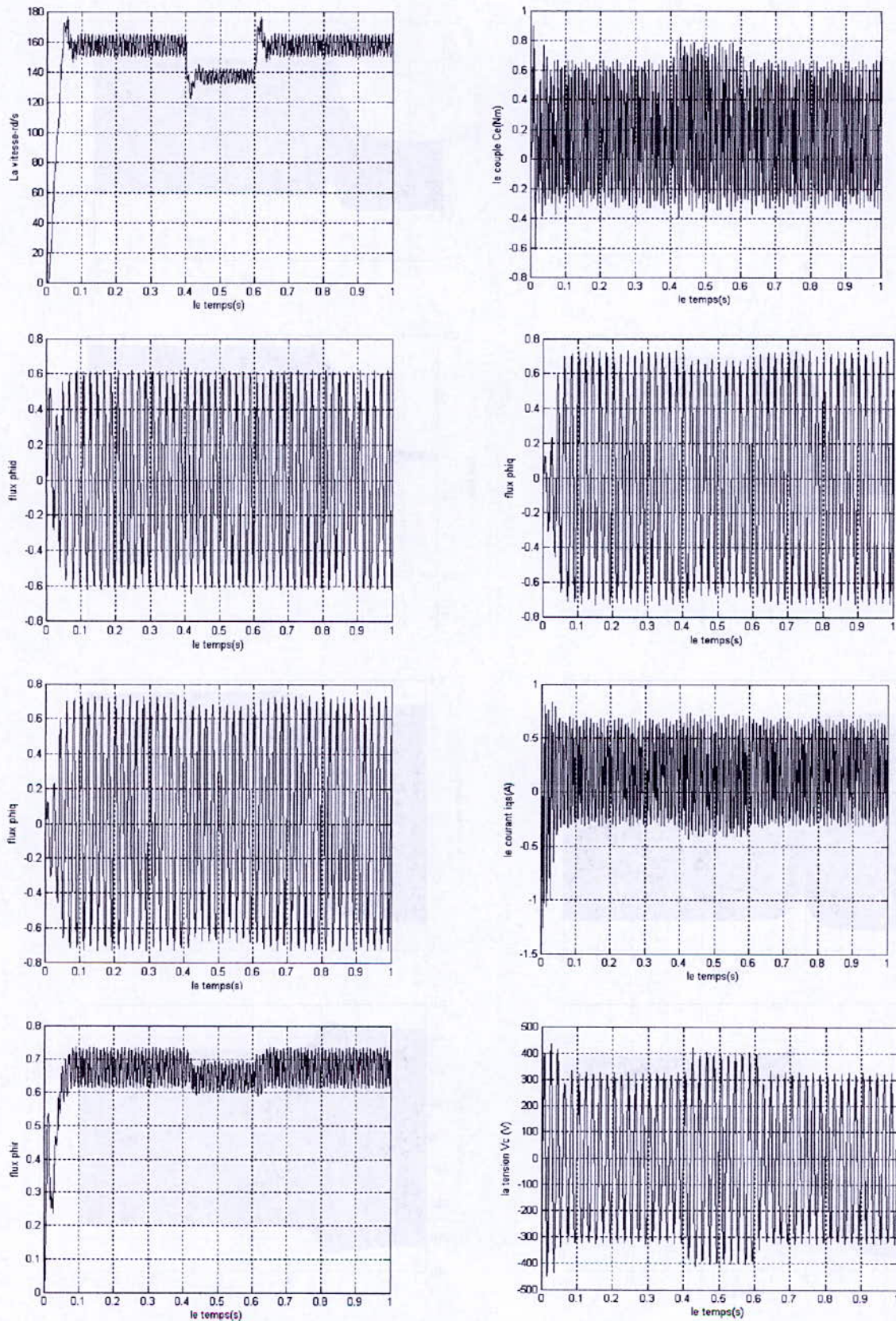


Figure (I-5) : Simulation du démarrage de la MASM symétrique avec condensateur permanent (Marche en charge entre $t=0.4s$ et $t=0.6s$).

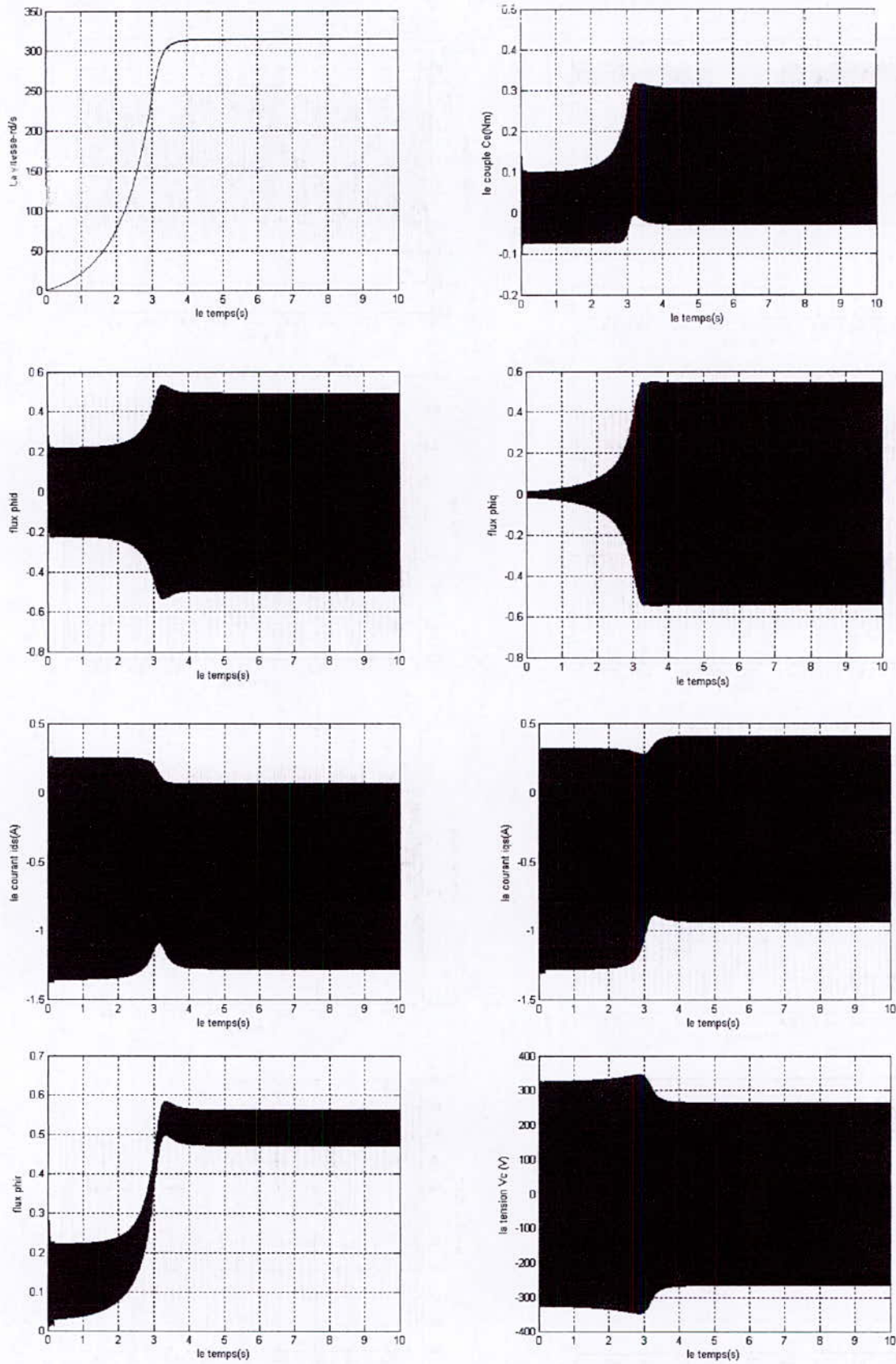


Figure (I-6) : Simulation du démarrage de la MASM dissymétrique avec condensateur permanent (Marche à vide).

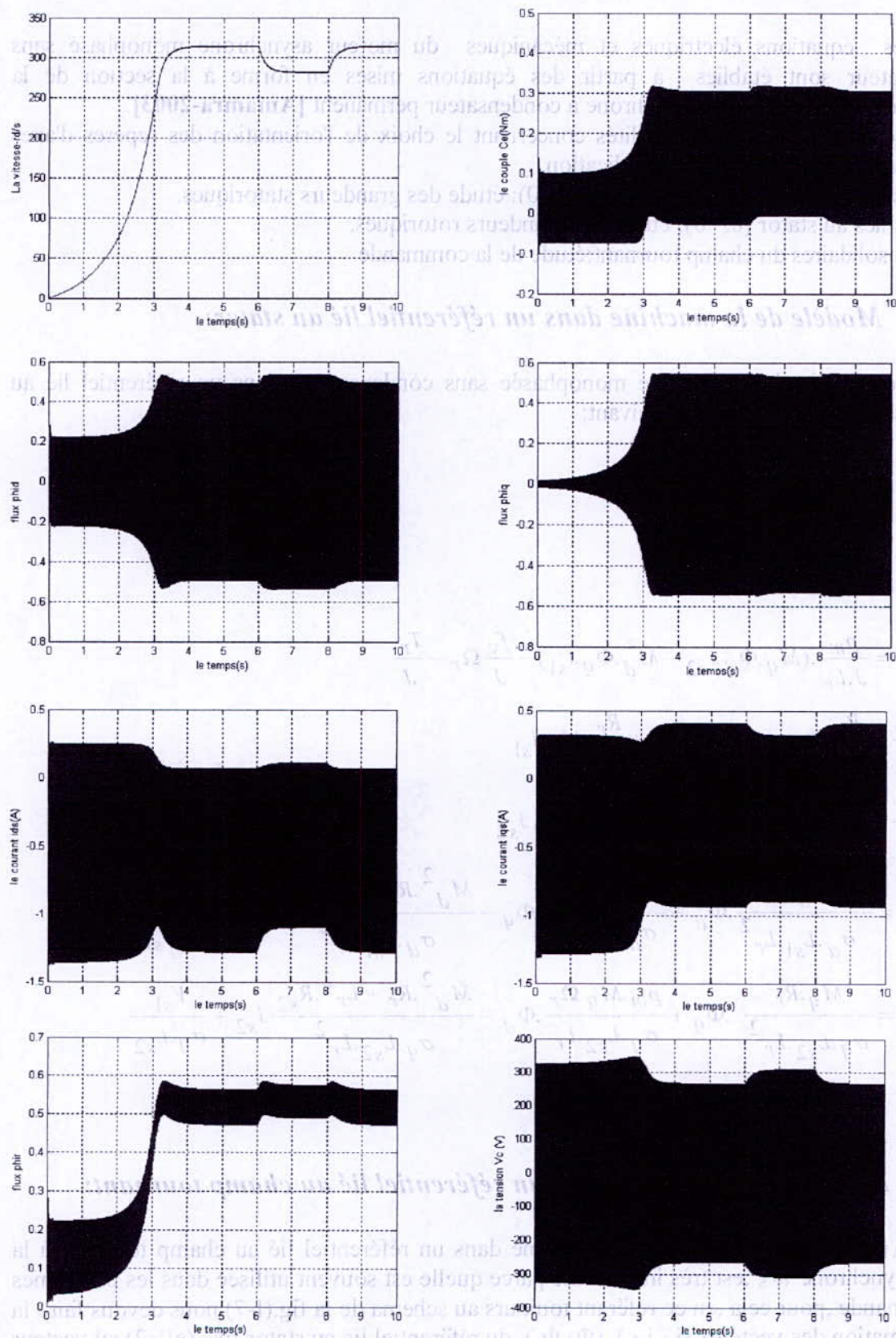


Figure (I-7) : Simulation du démarrage de la MASM dissymétrique avec condensateur permanent (Marche en charge entre $t=6s$ et $t=8s$).

I- 3 Modélisation de la machine monophasée sans condensateur :

Les équations électriques et mécaniques du moteur asynchrone monophasé sans condensateur sont établies à partir des équations mises en forme à la section de la modélisation de la machine asynchrone à condensateur permanent [Amamra-2003].

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation des repères d'axes qui dépendant des objectifs de l'application.

- Axes tournant à la vitesse du rotor ($\theta_r = 0$): étude des grandeurs statoriques.
- Axes liés au stator ($\theta_s = 0$): étude des grandeurs rotoriques.
- Axes solidaires du champ tournant: étude de la commande.

I- 3- 1 Modèle de la machine dans un référentiel lié au stator:

Le modèle de la machine monophasée sans condensateur, dans un référentiel lié au stator est donné par le système suivant:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = [As] \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix} \\ \frac{d \Omega_r}{dt} = \frac{p_m}{J \cdot L_r} \cdot (M_q \cdot \Phi_d \cdot i_{s2} - M_d \cdot \Phi_q \cdot i_{s1}) - \frac{f_v}{J} \Omega_r - \frac{T_r}{J} \\ \frac{d \Phi_d}{dt} = \frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_d - p_m \cdot \Omega_r \cdot \Phi_q + \frac{R_r}{L_r} \cdot M_d \cdot i_{s1} \\ \frac{d \Phi_q}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_q + p_m \cdot \Omega_r \cdot \Phi_d + \frac{R_r}{L_r} \cdot M_q \cdot i_{s2} \\ \frac{d i_{s1}}{dt} = -\frac{M_d \cdot R_r}{\sigma_d \cdot L_{s1} \cdot L_r^2} \cdot \Phi_d + \frac{p_m \cdot M_d \cdot \Omega_r}{\sigma_d \cdot L_{s1} \cdot L_r} \cdot \Phi_q - \frac{M_d^2 \cdot R_r + L_r^2 \cdot R_{s1}}{\sigma_d \cdot L_{s1} \cdot L_r^2} \cdot i_{s1} + \frac{V_{s1}}{\sigma_d \cdot L_{s1}} \\ \frac{d i_{s2}}{dt} = \frac{M_q \cdot R_r}{\sigma_q \cdot L_{s2} \cdot L_r^2} \cdot \Phi_q + \frac{p_m \cdot M_q \cdot \Omega_r}{\sigma_q \cdot L_{s2} \cdot L_r} \cdot \Phi_d - \frac{M_d^2 \cdot R_r + L_r^2 \cdot R_{s2}}{\sigma_q \cdot L_{s2} \cdot L_r^2} \cdot i_{s2} + \frac{V_{s1}}{\sigma_q \cdot L_{s2}} \end{cases} \quad (I-21)$$

I- 3- 2 Modèle de la machine dans un référentiel lié au champ tournant:

La modélisation du moteur asynchrone dans un référentiel lié au champ tournant à la vitesse synchrone ω_s , est très importante parce quelle est souvent utilisée dans les problèmes de commande ,pour cela ,en ce référant toujours au schéma de la fig.(I-7),nous devons faire la transformation des vecteurs (i_{s1}, i_{s2}) , (Φ_d, Φ_q) du référentiel lié au stator fixe (s1,s2) au vecteur (i_{ds}, i_{qs}) dans le référentiel (d,q) lié au champ tournant:

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = [As] \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix} \quad (I-22)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} = [As] \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \end{bmatrix} \quad [As]: \text{ est la matrice de PARK.}$$

Dans le cas d'une machine symétrique ($R_{s1}=R_{s2}=R_s$, $M_d=M_q=M$, $L_{s1}=L_{s2}=L_s$), donc:

$$\sigma = \sigma_d = \sigma_q = \frac{L_s.L_r - M^2}{L_s.L_r}$$

En appliquant les transformations (I-22) aux équations (I-21), elles donnent:

$$\begin{cases} \frac{d \Omega_r}{dt} = \frac{p_m.M}{J.L_r} . (\Phi_{dr} . i_{qs} - \Phi_{qr} . i_{ds}) - \frac{f_v}{J} \Omega_r - \frac{T_r}{J} \\ \frac{d \Phi_{dr}}{dt} = \frac{R_r}{L_r} . \Phi_{dr} - (\omega_s - p_m . \Omega_r) . \Phi_{qr} + \frac{R_r}{L_r} . M . i_{ds} \\ \frac{d \Phi_{qr}}{dt} = \frac{R_r.M}{L_r} . i_{qs} + (\omega_s + p_m . \Omega_r) . \Phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} . \Phi_{qr} \\ \frac{d i_{ds}}{dt} = - \frac{M.R_r}{\sigma.L_s.L_r^2} . \Phi_{dr} + \frac{p_m.M.\Omega_r}{\sigma.L_s.L_r} . \Phi_{qr} - \frac{M^2.R_r + L_r^2.R_s}{\sigma.L_s.L_r^2} . i_{ds} + \omega_s . i_{qs} + \frac{V_{ds}}{\sigma.L_s} \\ \frac{d i_{qs}}{dt} = - \omega_s . i_{ds} + \frac{M.R_r}{\sigma.L_s.L_r^2} . \Phi_{qr} + \frac{p_m.M.\Omega_r}{\sigma.L_s.L_r} . \Phi_{dr} - \frac{M^2.R_r + L_r^2.R_s}{\sigma.L_s.L_r^2} . i_{qs} + \frac{V_{qs}}{\sigma.L_s} \end{cases} \quad (I-23)$$

Le système est représenté par le schéma bloc suivant:

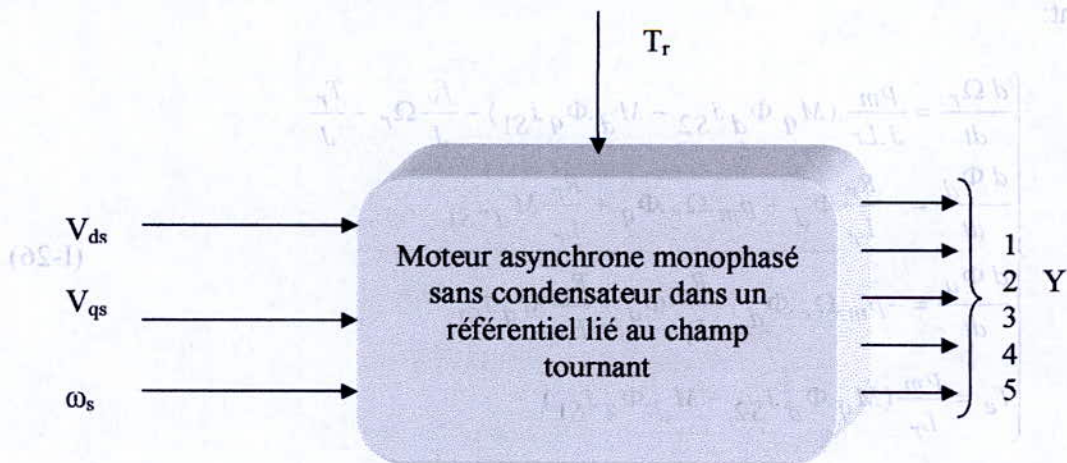


Figure (1-8) : Schéma bloc de la machine Asynchrone monophasée sans condensateur.

Où:

$$Y = (\Omega_r \ i_{ds} \ i_{qs} \ i_{dr} \ i_{qr})^t$$

$$Y = (\Omega_r \ \Phi_{ds} \ \Phi_{qs} \ i_{ds} \ i_{qs})^t$$

Les équations des flux rotorique et statorique en fonction des courants rotoriques et statorique écrites dans le référentiel lié au champ tournant sont données par:

$$\begin{aligned} \Phi_{dr} &= L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \Phi_{qr} &= L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \\ \Phi_{ds} &= L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \Phi_{qs} &= L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{aligned} \tag{I-24}$$

D'où l'expression des courants rotoriques et des flux statoriques:

$$\begin{aligned} i_{dr} &= \frac{\Phi_{dr} - M \cdot i_{ds}}{L_r} \\ i_{qr} &= \frac{\Phi_{qr} - M \cdot i_{qs}}{L_r} \\ \Phi_{ds} &= L_s \cdot i_{ds} + \frac{M \cdot (\Phi_{dr} - M \cdot i_{ds})}{L_r} \\ \Phi_{qs} &= L_s \cdot i_{qs} + \frac{M \cdot (\Phi_{qr} - M \cdot i_{qs})}{L_r} \end{aligned} \tag{I-25}$$

I- 3- 3 Alimentation de la MAS monophasée en courant :

1- 3- 3- 1 Modélisation de la machine dans un référentiel lié au stator :

Cette machine peut être modélisée dans un référentiel lié au stator par le système suivant:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d \Omega_r}{dt} &= \frac{p_m}{J \cdot L_r} \cdot (M_q \cdot \Phi_d \cdot i_{S2} - M_d \cdot \Phi_q \cdot i_{S1}) - \frac{f_v}{J} \cdot \Omega_r - \frac{T_r}{J} \\ \frac{d \Phi_d}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} \Phi_d + p_m \cdot \Omega_r \cdot \Phi_q + \frac{R_r}{L_r} M_d \cdot i_{S1} \\ \frac{d \Phi_q}{dt} &= -p_m \cdot \Omega_r \cdot \Phi_d - \frac{R_r}{L_r} \Phi_q + \frac{R_r}{L_r} M_q \cdot i_{S1} \\ T_e &= \frac{p_m}{L_r} (M_q \cdot \Phi_d \cdot i_{S2} - M_d \cdot \Phi_q \cdot i_{S1}) \end{aligned} \right. \tag{I-26}$$

I-3-3-2 Modélisation de la machine dans un référentiel lié au champ tournant:

Cette machine peut être modélisée dans un référentiel lié au champ tournant par le système suivant si la machine est symétrique :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d \Omega_r}{dt} &= \frac{p_m \cdot M}{J \cdot L_r} (\Phi_{dr} \cdot i_{qs} - \Phi_{qr} \cdot i_{ds}) - \frac{f_v}{J} \cdot \Omega_r - \frac{T_r}{J} \\ \frac{d \Phi_{dr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} + p_m \cdot \Omega_r \cdot \Phi_{qr} + \frac{R_r}{L_r} M_d \cdot i_{qs} \\ \frac{d \Phi_{qr}}{dt} &= -p_m \cdot \Omega_r \cdot \Phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} + \frac{R_r}{L_r} M_q \cdot i_{qs} \\ T_e &= \frac{p_m}{J \cdot L_r} (M_q \cdot \Phi_{dr} \cdot i_{qs} - M_d \cdot \Phi_{qr} \cdot i_{ds}) \end{aligned} \right. \quad (1.27)$$

Simulation de la machine sans condensateur et interprétation:

Dans le cas d'alimentations en tension, la machine symétrique sans condensateur est alimentée par les deux tensions :

$$\begin{aligned} V_{s1} &= V_{\max} \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ V_{s2} &= V_{\max} \cdot \sin(\omega \cdot t - \pi/2) \end{aligned}$$

Les figures (I-9) et (I-10) représentent les résultats de simulation dans les deux cas à vide et en charge. Il apparaît, clairement que les deux courants statoriques sont en quadratures et de même amplitude.

Le couple électromagnétique ne présente pas des fluctuations. Nous remarquons aussi que la machine sans condensateur atteint le régime permanent plus rapidement que la machine à condensateur.

Dans un référentiel lié au champ tournant nous avons simulé les différentes grandeurs suivant les axes "d" et "q". nous voyons bien que ces grandeurs soient constantes en régime permanent.

Nous avons également simulé la machine asynchrone monophasée sans condensateur dans le cas d'alimentation en courant, les figures (I-11) et (I-12). Pour faire fonctionner un moteur généralement dissymétrique, à vitesse variable, la stratégie de control optimale est de maintenir les deux courants statoriques, en quadrature avec une fréquence variable et un rapport entre leur amplitudes égale au rapport des coefficients des mutuelles inductances M_d , M_q .

La machine symétrique est alimentée par deux courants sinusoïdaux en quadrature. On remarque que le couple électromagnétique présente des fluctuations. La figure (I-12) montre la simulation de la machine dissymétrique (B) alimentée en courant, et les remarques citées pour la machine (A) sont valables pour (B).

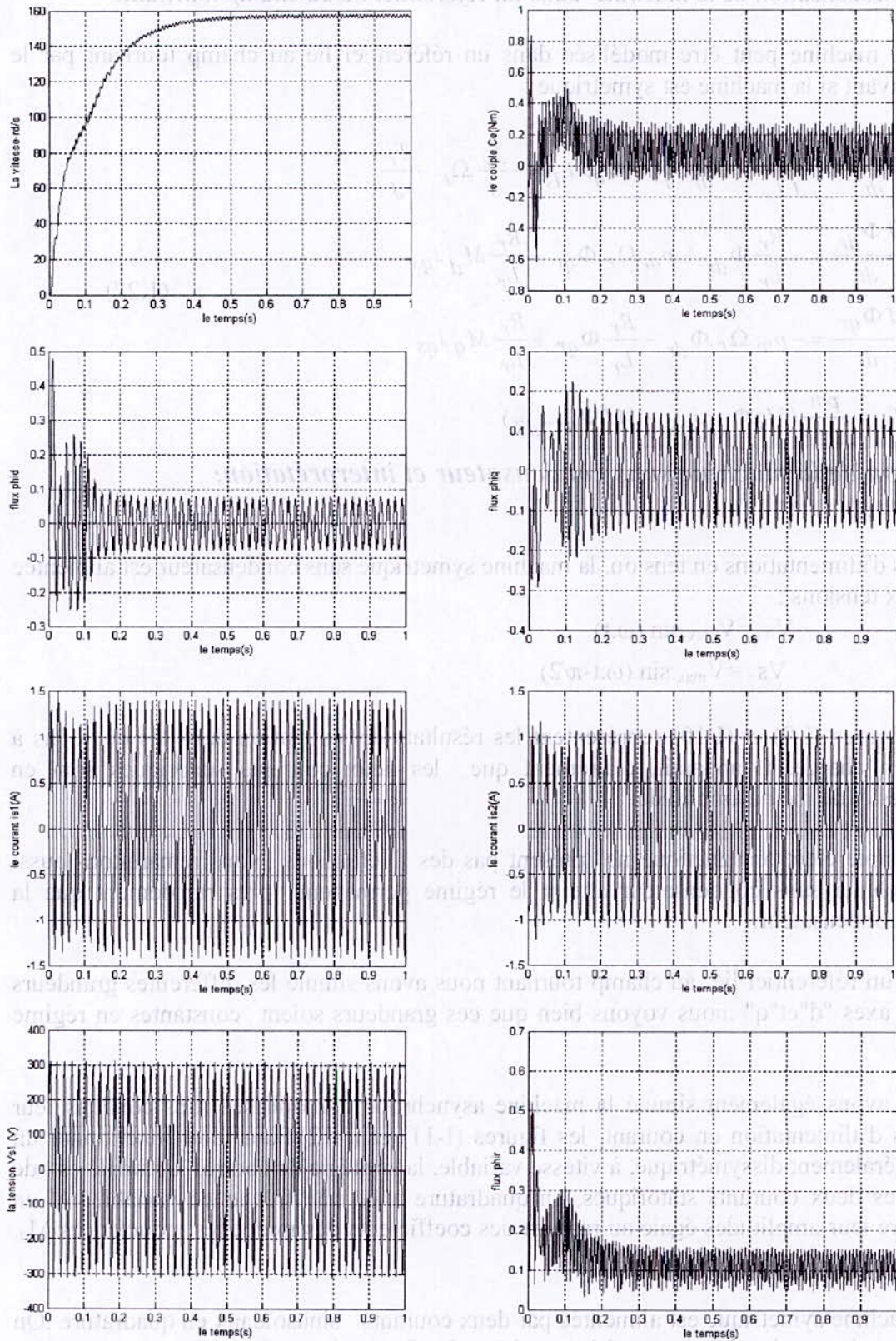


Figure (I-9) : Simulation du démarrage de la MASM symétrique sans condensateur alimentée en tension (Référence lie au stator. Marche à vide).

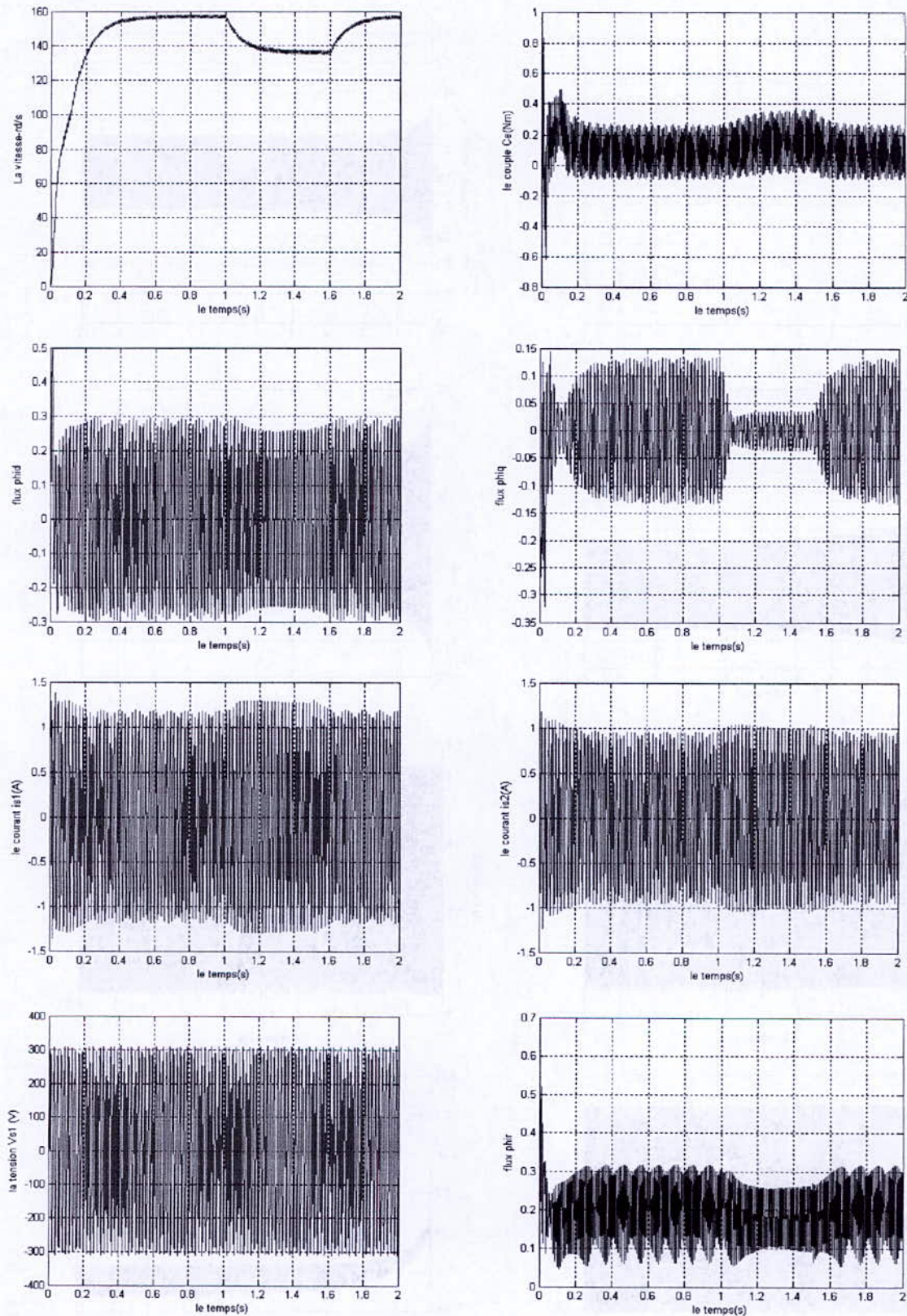


Figure (I-10) : Simulation du démarrage de la MASM symétrique sans condensateur alimentée en tension (Référence lie au stator. Marche en charge entre $t=1s$ et $t=1.6s$).

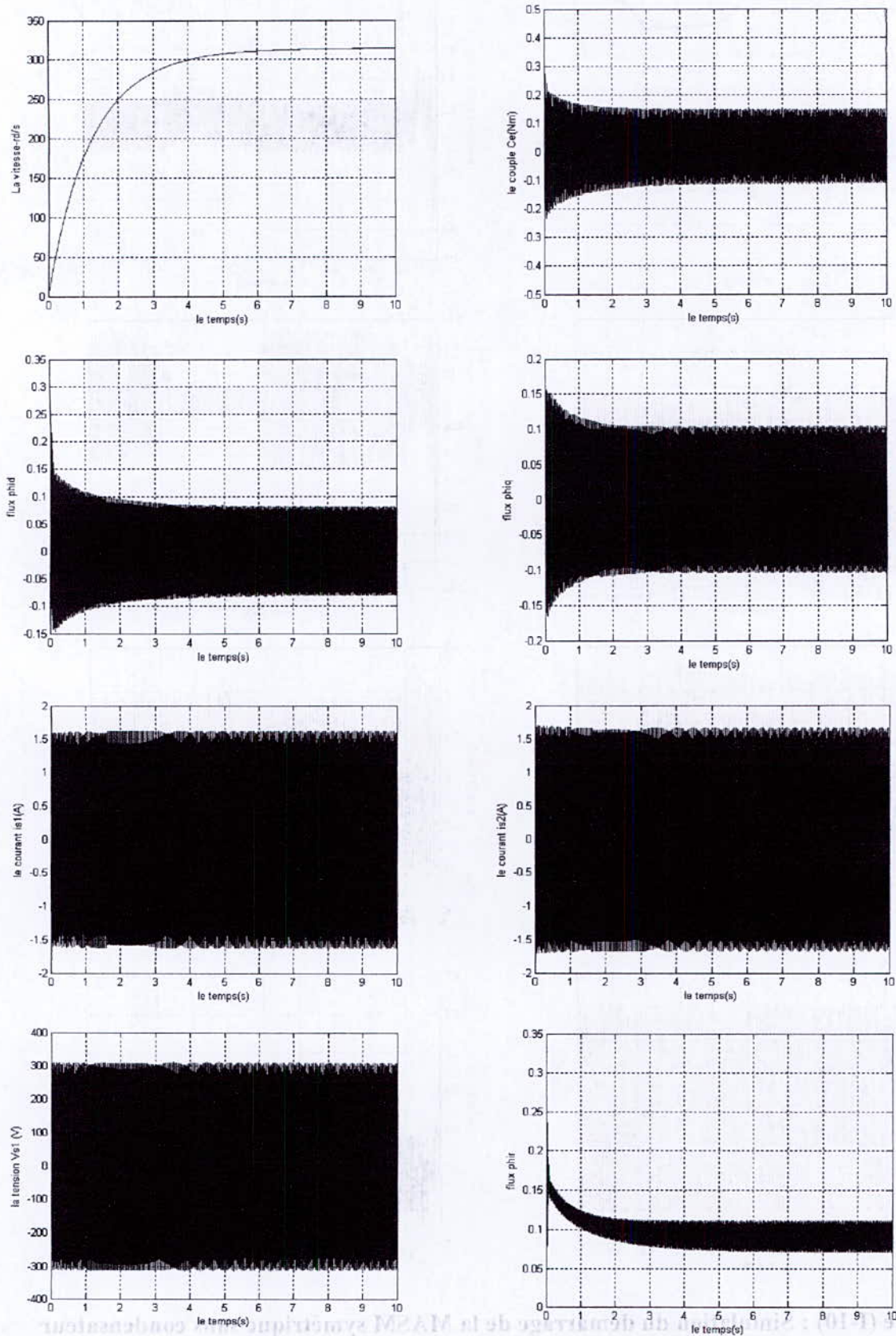


Figure (I-11) : Simulation du démarrage de la MASM dissymétrique sans condensateur alimentée en tension (Référence lie au stator. Marche à vide).

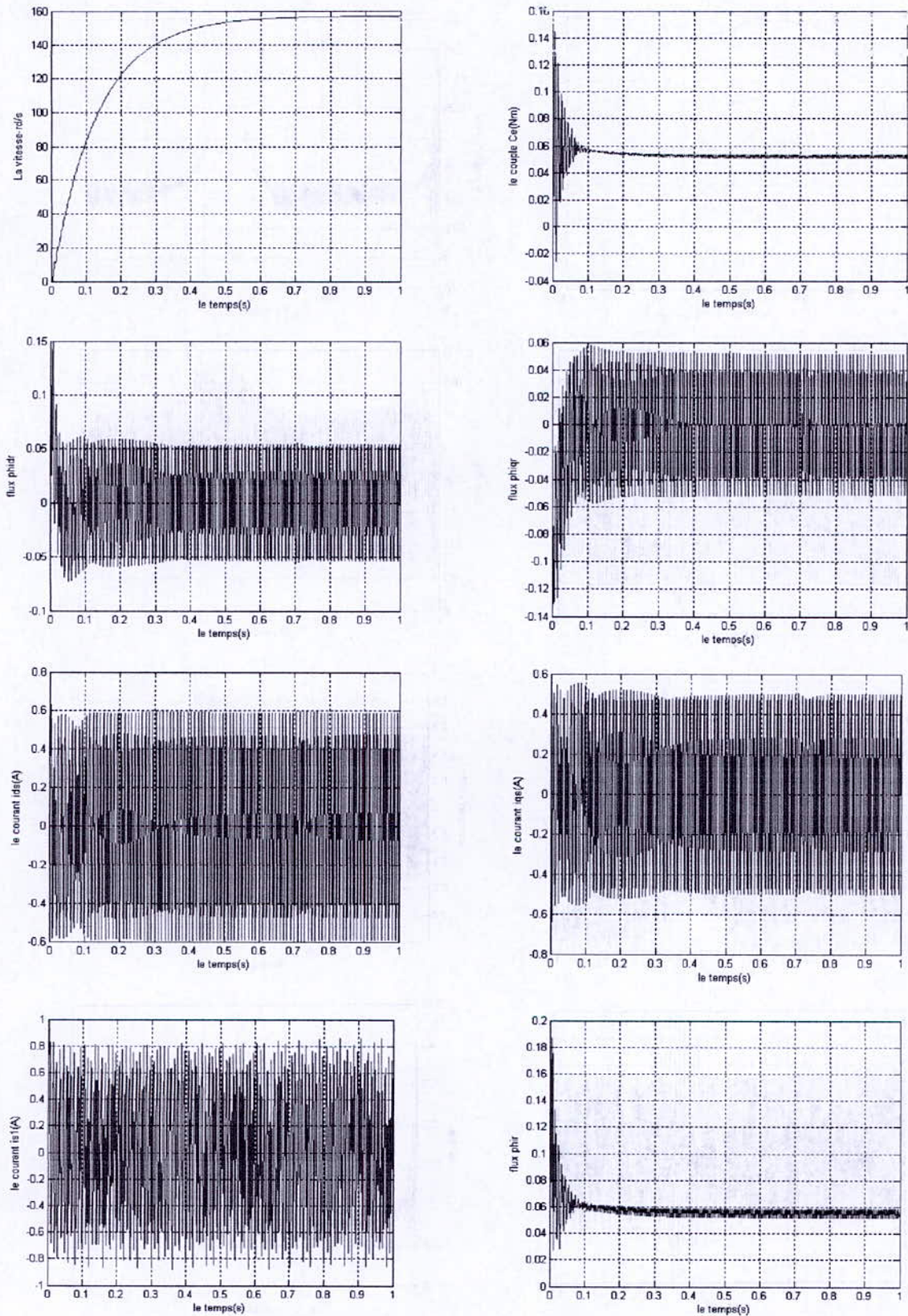


Figure (I-12) : Simulation du démarrage de la MASM symétrique sans condensateur alimentée en tension (Référentiel lié au champs tournant. Marche à vide

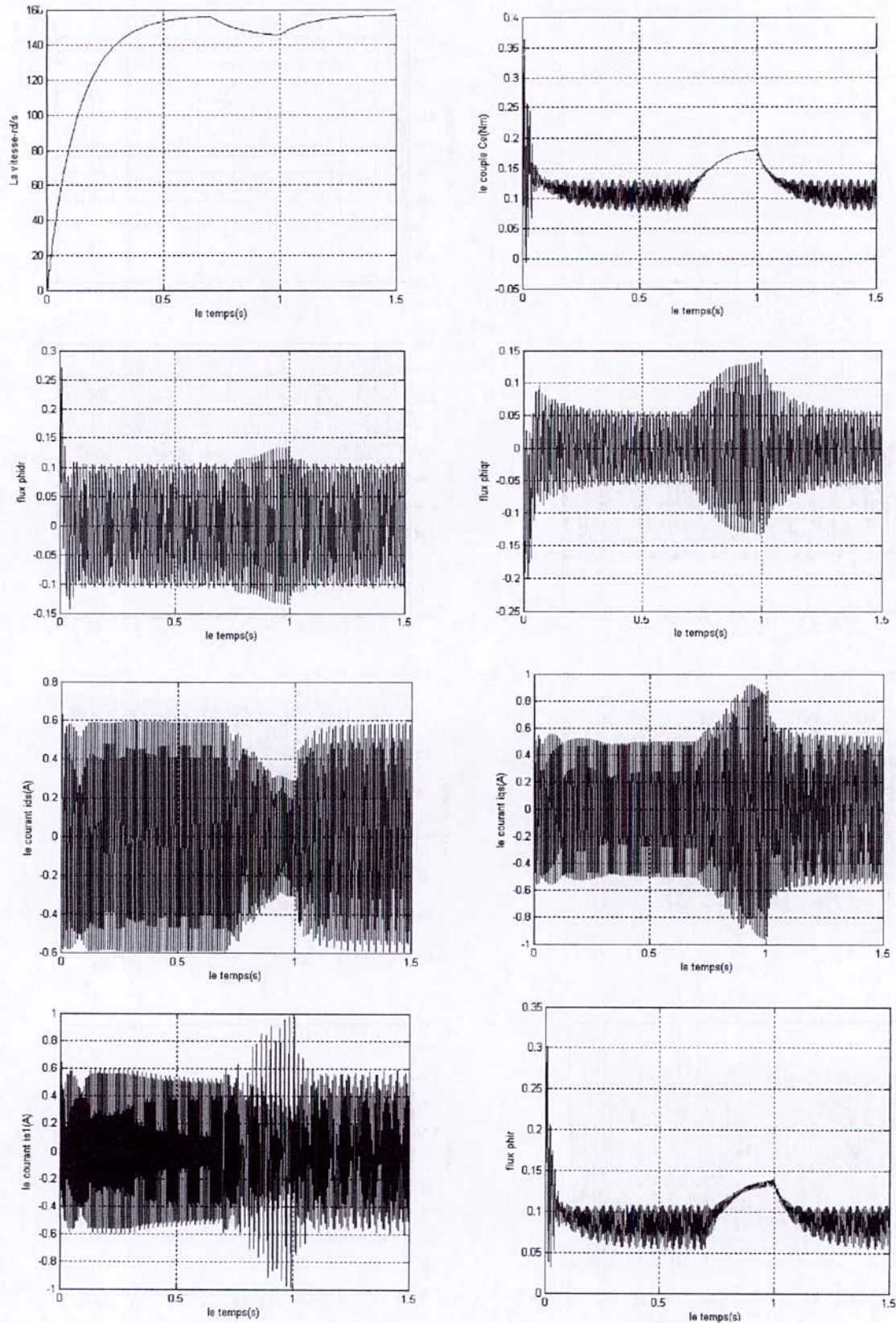


Figure (I-13) : Simulation du démarrage de la MASM symétrique sans condensateur alimentée en tension (Référentiel lié au champs tournant. Marche en charge entre $t=0.7$ s et $t=1$ s).

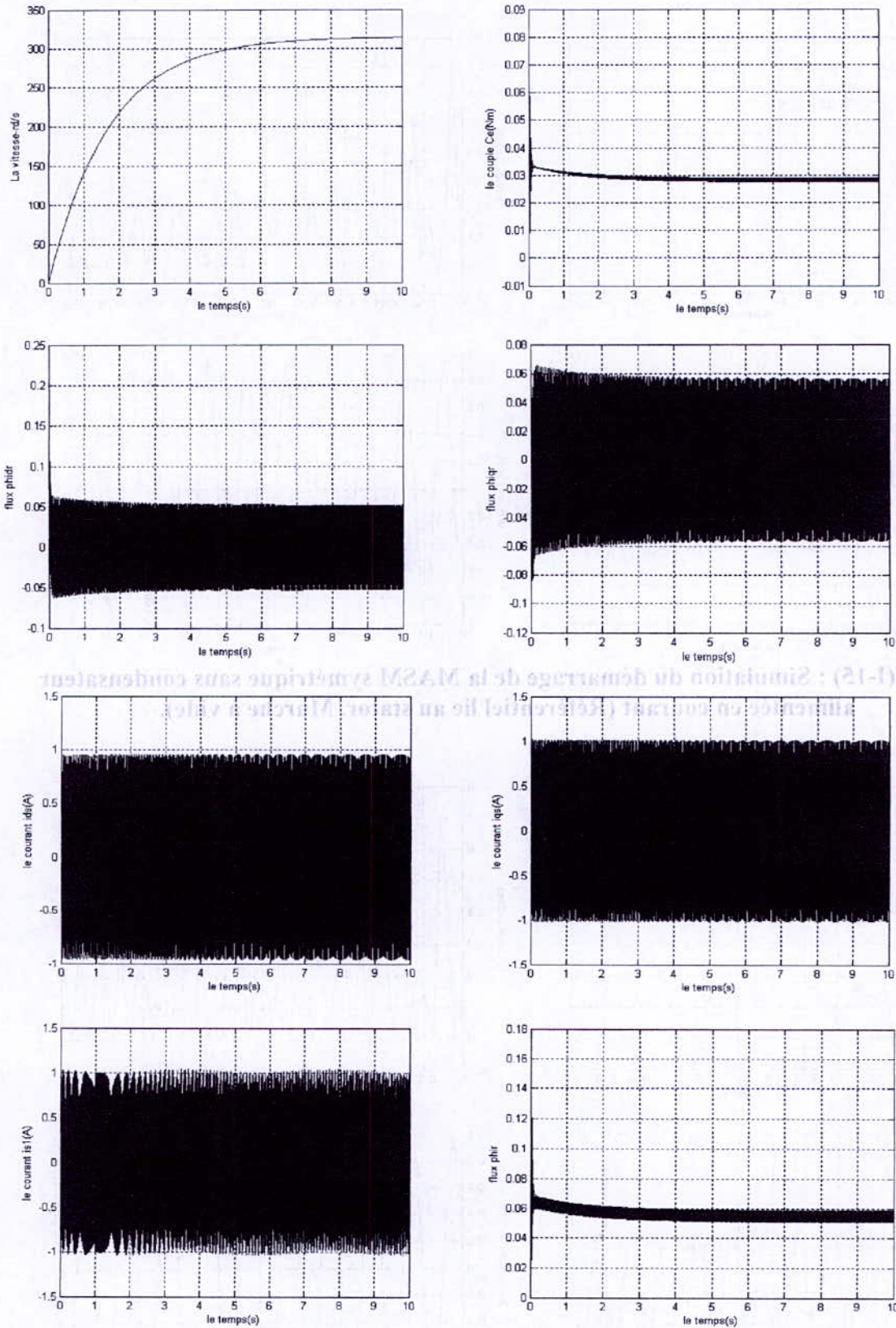


Figure (I-14) : Simulation du démarrage de la MASM dissymétrique sans condensateur alimentée en tension (Référentiel lie au champs tournant. Marche à vide).

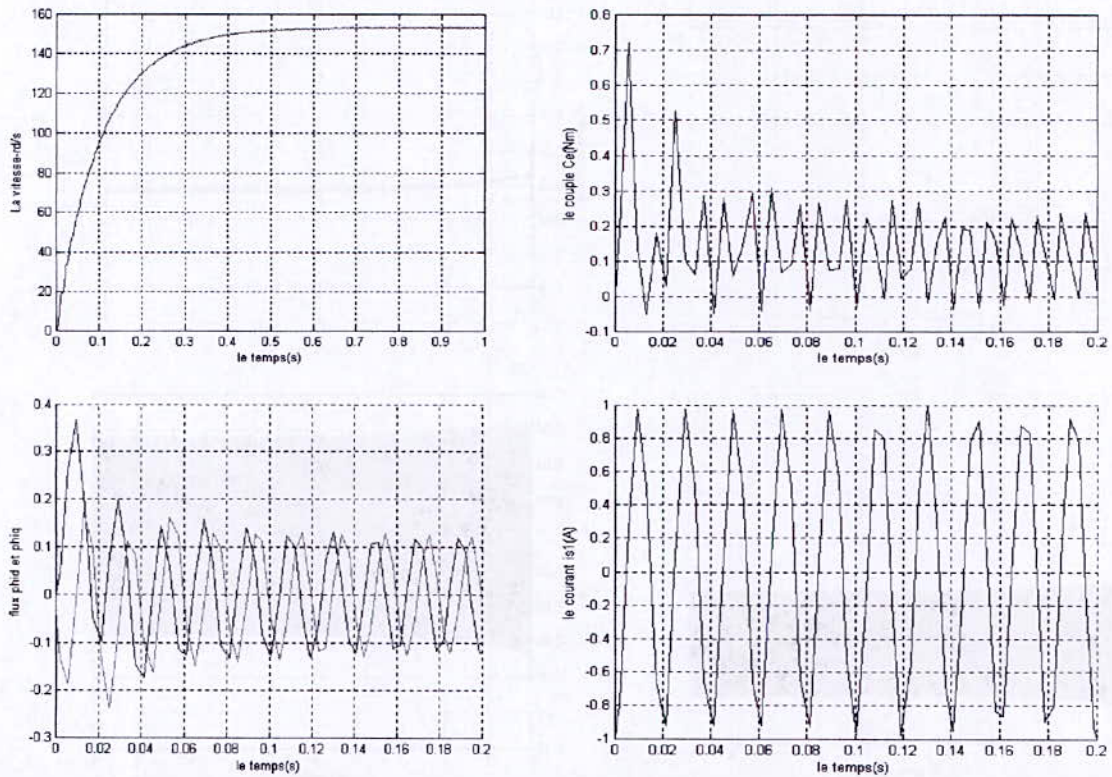


Figure (I-15) : Simulation du démarrage de la MASM symétrique sans condensateur alimentée en courant (Référentiel lié au stator. Marche à vide).

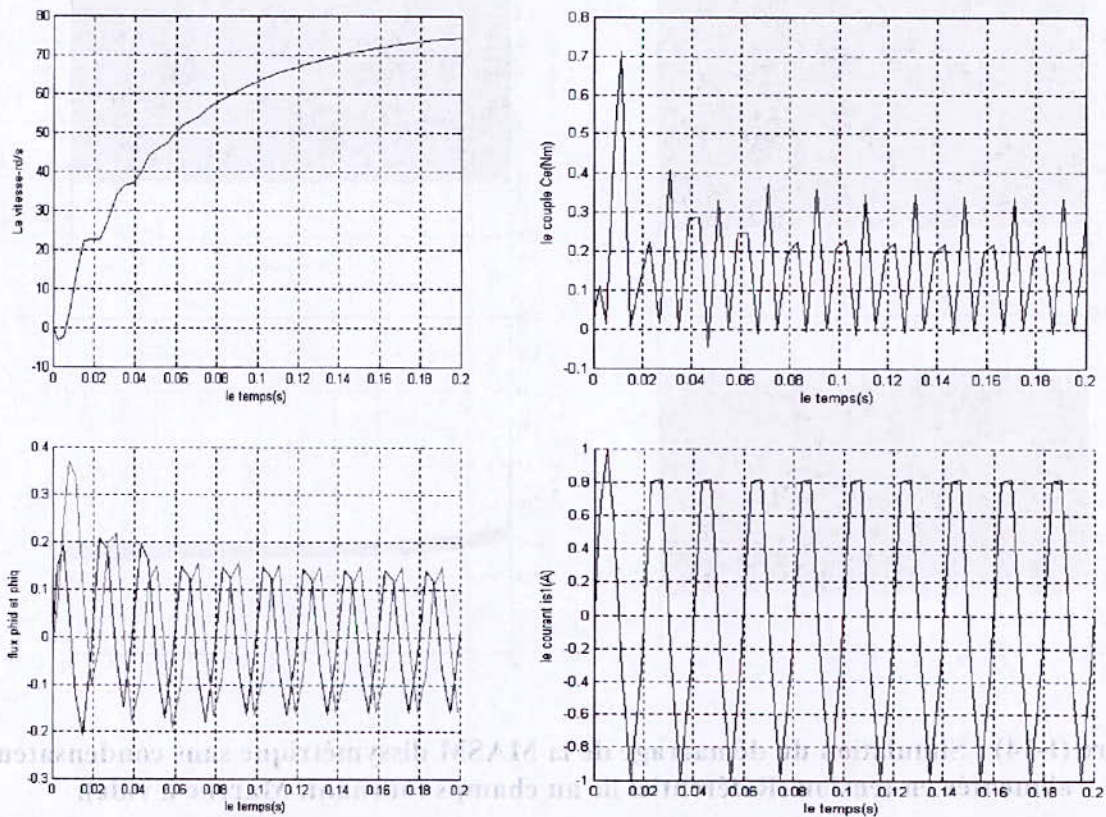


Figure (I-16) : Simulation du démarrage de la MASM symétrique sans condensateur alimentée en courant (Référentiel lié au stator. Marche en charge).

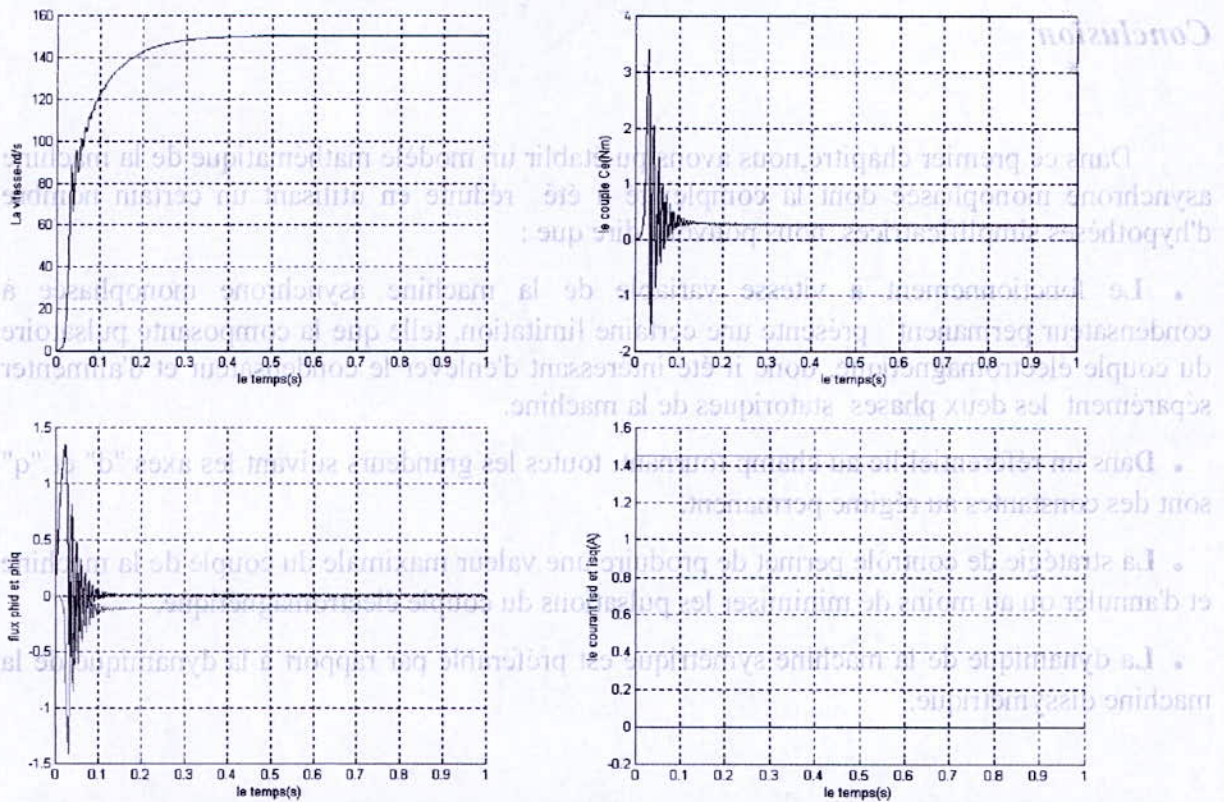


Figure (I-17) : Simulation du démarrage de la MASM symétrique sans condensateur alimentée en alimentée en courant (champ tournant. Marche à vide).

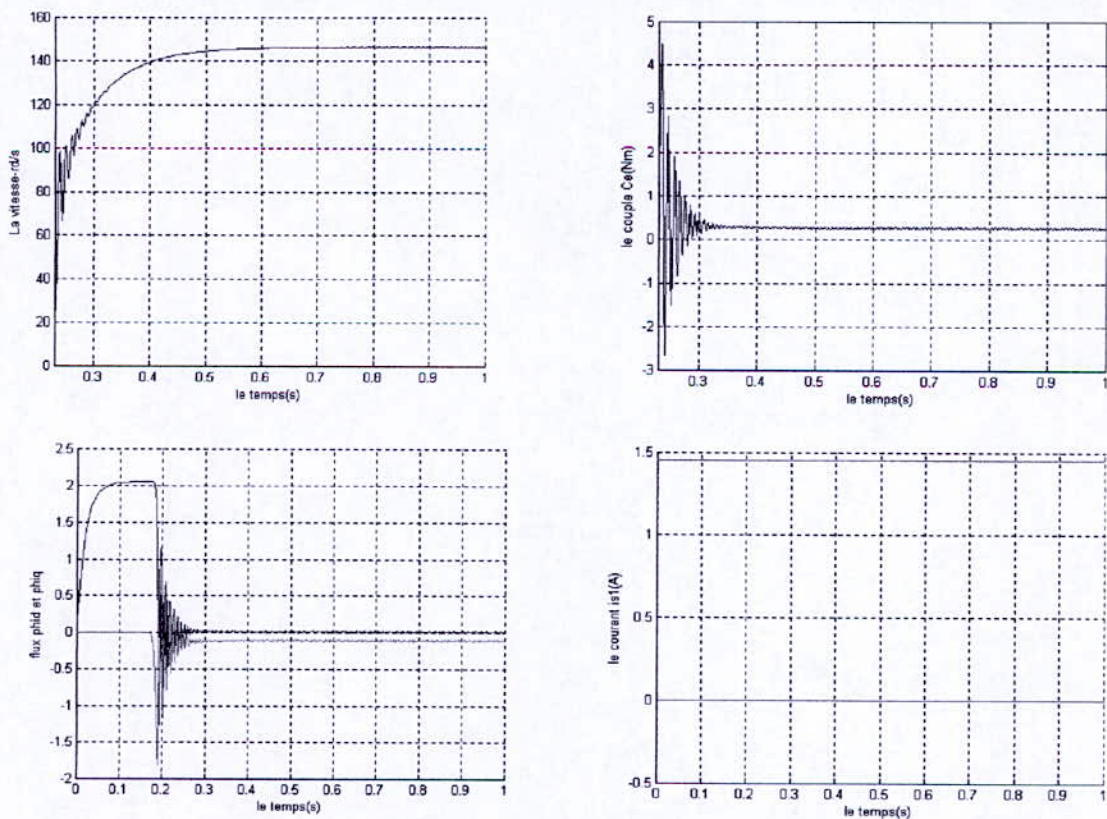


Figure (I-18) : Simulation du démarrage de la MASM symétrique sans condensateur alimentée en alimentée en courant (champ tournant. Marche en charge).

Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone monophasée dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, nous pouvons dire que :

- Le fonctionnement à vitesse variable de la machine asynchrone monophasée à condensateur permanent présente une certaine limitation, telle que la composante pulsatoire du couple électromagnétique, donc il est intéressant d'enlever le condensateur et d'alimenter séparément les deux phases statoriques de la machine.
- Dans un référentiel lié au champ tournant, toutes les grandeurs suivant les axes "d" et "q" sont des constantes au régime permanent.
- La stratégie de contrôle permet de produire une valeur maximale du couple de la machine et d'annuler ou au moins de minimiser les pulsations du couple électromagnétique.
- La dynamique de la machine symétrique est préférable par rapport à la dynamique de la machine dissymétrique.

Figure (I-17) : Simulation du démarrage de la MASM symétrique sans condensateur alimentée en courant (champ tournant, Marche à vide).

Figure (I-18) : Simulation du démarrage de la MASM symétrique sans condensateur alimentée en courant (champ tournant, Marche en charge).

Introduction :

Le domaine d'application industrielle des machines électriques exige une alimentation variable. L'électronique de puissance offre des solutions optimales permettant de contrôler un processus ou un système avec une grande souplesse et ce, en introduisant les convertisseurs statiques.

L'alimentation des machines électriques à courant alternatif exige une alimentation avec une tension variable (variation de fréquence ou/et amplitude), cette solution peut être obtenue par un redresseur suivi d'un onduleur à fréquence variable.

Dans ce chapitre on va étudier l'association machine-onduleur pour des différentes alimentations (tension, courant) et pour les différents types de modulation, afin d'améliorer les performances de la machine (couple, vitesse). On traite principalement les stratégies

- Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel.
- Commande par hystérésis en courant.

CHAPITRE II

Etude De L'alimentation De La MAS Monophasée

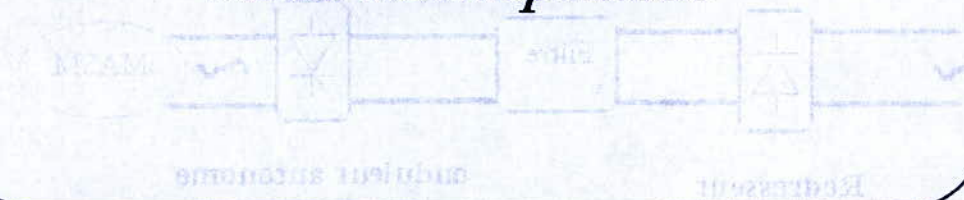


Figure (II-1) : Schéma de l'alimentation de la MAS monophasée.

II-1-1 Le redresseur :

Le redresseur peut être modélisé par le schéma suivant :

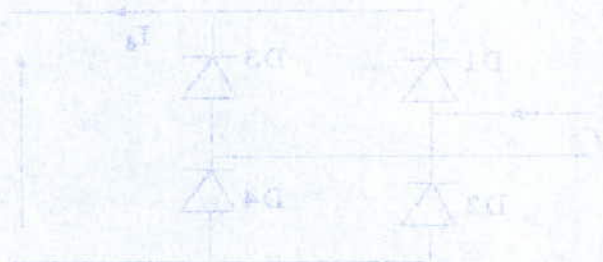


Figure (II-2) : Redresseur à diodes.

Introduction :

Le domaine d'application industrielle des machines électriques exige une alimentation variable. L'électronique de puissance offre des solutions optimales permettant de contrôler un processus ou un système avec une grande souplesse et ce, en introduisant les convertisseurs statiques.

L'entraînement des machines électriques à courant alternatif exige une alimentation avec une tension variable (variation de fréquence ou/et amplitude), cette solution peut être obtenue par un redresseur suivi d'un onduleur à fréquence variable

Dans ce chapitre on va étudier l'association machine- onduleur pour des différentes alimentations (tension, courant) et pour les différents types de modalisation, afin d'améliorer les performances de la machine (couple, vitesse). On traite principalement les stratégies suivantes :

- Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel.
- Commande par hystérésis en courant.

II-1 Modélisation de l'alimentation :

L'alimentation de la MAS monophasée comporte trois éléments, comme le montre la figure suivante :

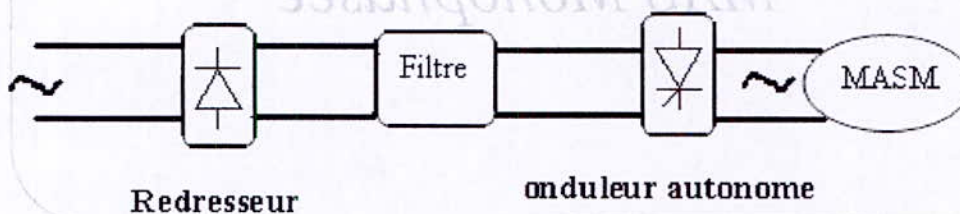


Figure (II-1) : Schéma de l'alimentation de la MAS monophasée.

II-1-1 Le redresseur :

Le redresseur peut être modélisé par le schéma suivant :

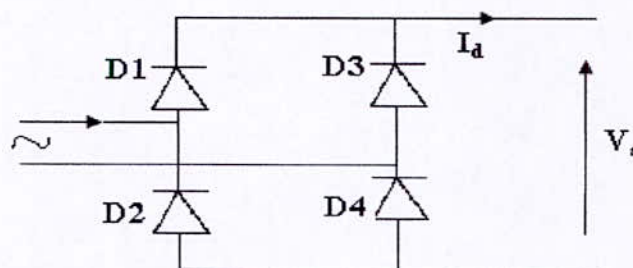


Figure (II-2) : Redresseur à diodes.

La commutation des diodes permet d'avoir un signal non alternatif à la sortie du redresseur. Le filtrage de ce signal le rend plus proche au signal continu idéal.

II.2.2 Le filtre :

Le filtre a pour rôle, la diminution des ondulations des courants, il est constitué d'une self en parallèle avec une capacité.

Le filtre est dimensionné de telle façon à éliminer les harmoniques d'ordre > 2. Donc on peut déterminer les valeurs de l'inductance L et de la capacité C comme suit : **[G.Ségier]**

$$\begin{cases} V_c = V_s + L \cdot \frac{di}{dt} \\ V_s = V_c \end{cases} \Rightarrow \frac{V_s}{V_c} = \frac{1}{1 - L \cdot C \cdot \omega^2} \quad (II-1)$$

Or pour éliminer les harmoniques d'ordre supérieurs, il faut que la fréquences de coupure soit inférieure au double de la fréquence de réseau c'est-à-dire : $f_c < 2 \cdot f_s$.

On trouve donc : $L \cdot C > 0.00025 \text{ (s/rd)}^2$ (II-2)

On impose la valeur de l'inductance du filtre L et on détermine la valeur du condensateur correspondante.

Nous pouvons choisir $L_f \cdot C_f = 25 \cdot 10^{-6}$ et nous optons pour les valeur suivant : **[Bens-95]**

$$L_f = 100 \text{ mH} \quad ; \quad C_f = 250 \text{ } \mu\text{F}.$$

II-1-3 L'onduleur :

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source de tension (Courant) continue en énergie à tension (Courant) alternative. On distingue deux types de convertisseurs :

- Commutateur de courant.
- Onduleur de tension.

Les études faites sur les onduleurs à trois niveaux à structure NPC ont montre que cet onduleur peut être considéré comme l'association on série de deux onduleurs à deus niveaux.

Ces études ont montre également des améliorations apportées par les convertisseurs à trois niveaux et en particulier l'onduleur à trois niveaux sur la qualité du signal de sortie ainsi que le taux d'harmonique injecté au réseau.

II- 2 Modélisation et fonctionnement de l'onduleur :

II-2 -1 Structure de l'onduleur :

Dans ce chapitre, nous avons utilisé l'onduleur déphasé (figure II-3) pour alimenter le moteur monophasé sans condensateur de démarrage. Afin d'élaborer le modèle de fonctionnement de l'onduleur à deux niveaux, on réduit le nombre de place des réseaux de pétri correspondant, on représente chaque paire transistor- diode par un seul interrupteur bidirectionnel (grâce à la symétrie de l'onduleur diphasé) **[E.M.Berkouk]**, (figureII-4).

Dans l'analyse d'un bras d'onduleur à deux niveaux, nous éliminons la configuration où les deux interrupteurs du bras sont fermés simultanément (figure II-4).

On remarque que la réceptivité de transition sont des fonctions logiques entre :

- Une commande externe B_{KS} (l'ordre d'amorçage ou de blocage de blocage du semi-conducteur commandable T_{KS}).
- Une commande interne définie par les signes du courant du bras et des tensions aux bornes des semi-conducteurs de ce bras.

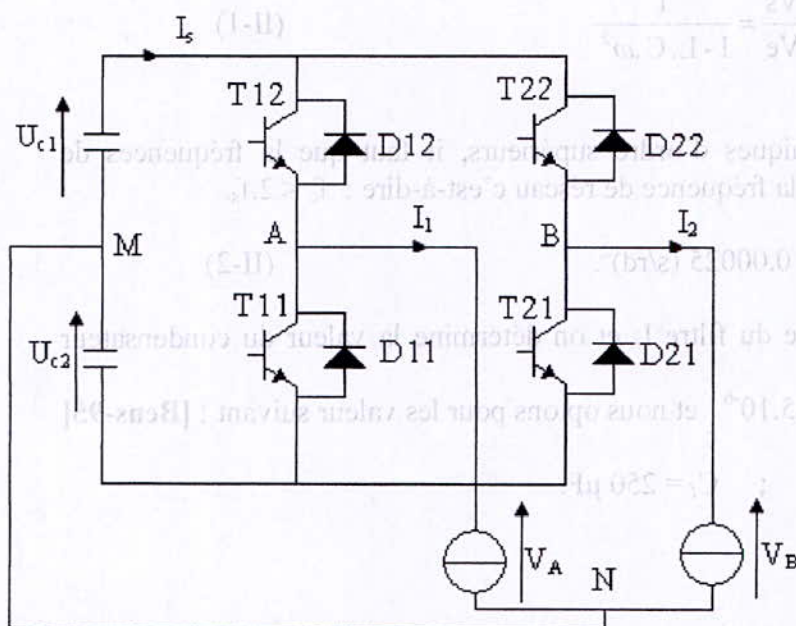


Figure (II-3) : Onduleur déphasé à deux niveaux

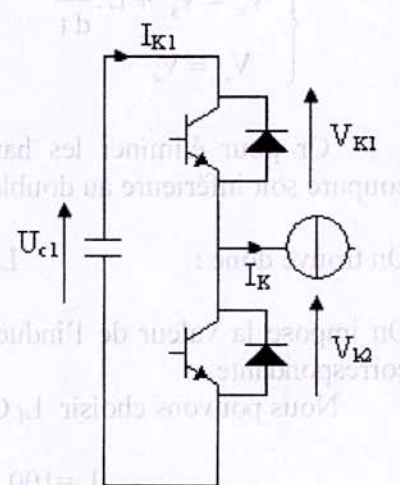


Figure (II-4) : Bras de l'onduleur à deux niveaux

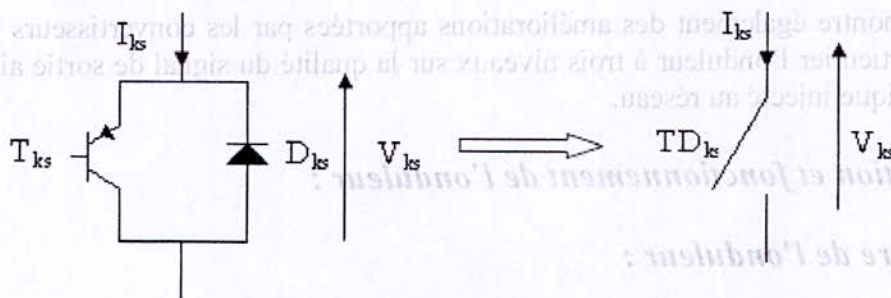


Figure (II-5) : Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire transistor diode

II-2 Différentes configurations d'un bras d'onduleur à deux niveaux :

D'après la figure (II-6), on constate que l'analyse d'un bras d'onduleur à deux niveaux montre trois configurations possibles.

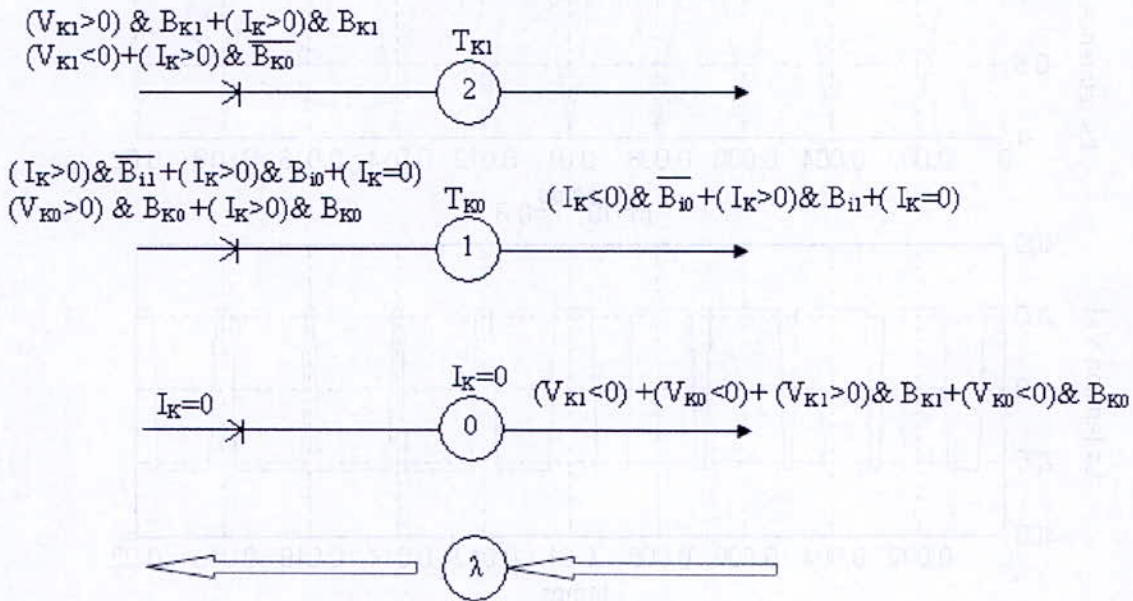


Figure (II-6) : Réseaux de Pétri du fonctionnement d'un bras d'onduleur à deux niveaux.

II-2-3 Stratégie de commande des onduleurs :

Il nous importe ici de voir de quelle manière les signaux de commande de l'onduleur sont élaborés générer la tension voulue, pour cela différentes stratégies de commande de commande de l'onduleur sont possibles. On étudiera particulièrement :

- Commande triangulo-sinusoïdal avec une seule porteuse.
- Commande par hystérésis.

II-2-3-1 Commande triangulo- sinusoïdal avec une seule porteuse:

Le principe de cette stratégie consiste à comparer un signal sinusoïdal de référence à une porteuse triangulaire ou dent de scie. Ainsi il suffit de varier la fréquence de la porteuse pour varier la fréquence et la valeur efficace de la tension de sortie, figure (II-7).

Telle que :

- $m = f_p / f_0$: L'indice de modulation est le rapport entre la fréquence de porteuse sur la fréquence de référence, qui permet de varier la fréquence de la tension de l'alimentation [Hautier-95].
- $r = V / (U/2)$: Le rapport de l'amplitude de la porteuse sur l'amplitude de référence.

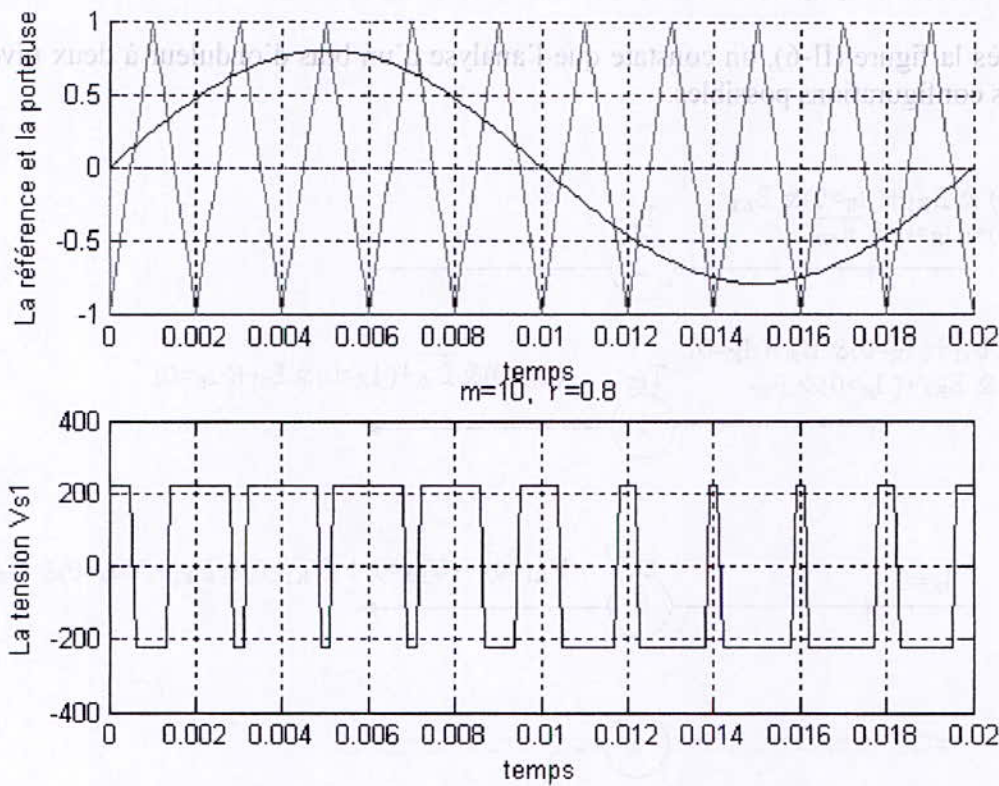


Figure (II-7) : Commande triangulo-sinusoïdale avec une seule porteuse ($r=0.8, m=15$).

Pour l'étude de rejet d'harmonique, on doit étudier la fonction comparaison (p, r) pour calculer les bons angles. Les études de simplification ont donné à la place de l'échantillonnage naturel autres types comme l'échantillonnage régulier ou calculé. On trouve donc :

- La modulation à échantillonnage naturel, quand il s'agit de comparer avec une sinusoïde parfaite. La résolution est dans ce cas compliquée car les équations sont non linéaires.
- La modulation à échantillonnage régulier, quand on utilise les échantillonneurs bloqueurs en cascade avec la référence dont leur fréquence échantillonnage est proportionnelle à celle de la porteuse. Ce qui facilite le calcul des angles de commutation.
- La modulation calculée, quand il s'agit d'utiliser un ordinateur pour la résolution numérique. Les angles d'amorçages sont calculés à partir d'une forme d'onde MLI fixée en résolvant le système obtenu par des harmoniques.

La commutation est obtenue quand la fonction de la porteuse est égale à celle de la référence à l'instant de commutation t_c .

La porteuse est définie par :

$$\begin{cases} \frac{4.t}{T_p} + (4.n-1) & \text{si } t \in \left[n.T_p, \frac{2.n+1}{2}.T_p \right[\\ \frac{-4.t}{T_p} - (4.n+3) & \text{si } t \in \left[\frac{2.n+1}{2}.T_p, (n+1).T_p \right[\end{cases} \quad (II-3)$$

La référence est définie par :

$$V_r = \sin(2.\pi.f.t).$$

II-2-3-2 Commande triangulo- sinusoïdal avec deux porteuses:

Pour alimenter la machine biphasée par un onduleur à trois niveaux en combinant deux ondes de référence déphasée d'un angle de $\pi/2$ comme le montre la figure (II-8).

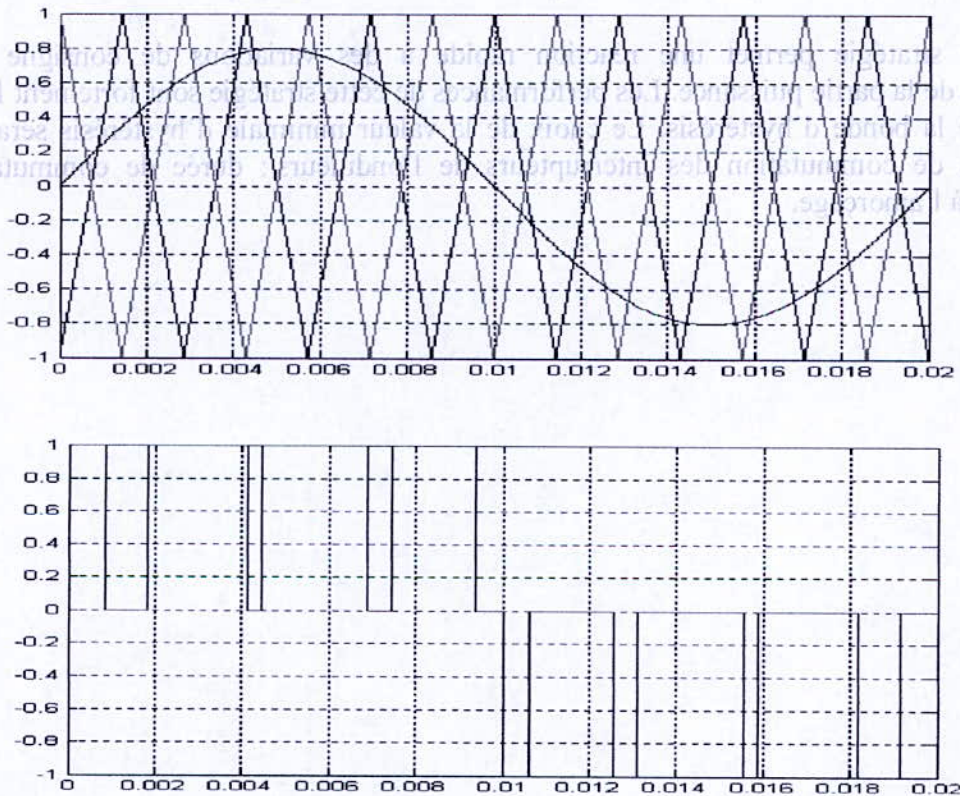


Figure (II-8) : Commande triangulo-sinusoïdal avec deux porteuses (r= 0.8, m=7).

II-2-3-2 Commande par hystérésis en courant :

Dans certaines applications, on préfère une commande en courant de la machine. Cette commande en courant peut être réalisée en utilisant un commutateur de courant ou un onduleur de tension régulé en courant [E.M.Berkouk-95].

La régulation en courant suivant un référentiel I_{ref} se fait à l'aide de régulateur hystérésis (figure.II-9), qui est caractérisé par une bande de réglage appelée bande d'hystérésis Δi . [R.Dahmane-2001]

Le principe de cette stratégie est de comparer le courant I_{ref} au courant réel, et d'élaborer à partir de l'écart entre ces deux courants les signes de commande des interrupteurs.

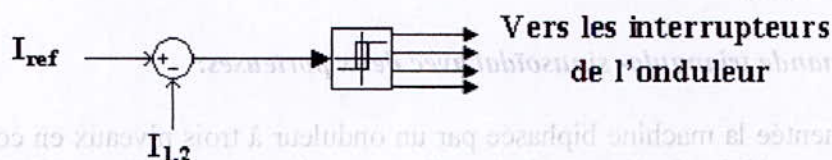


Figure (II-9) : Principe de la stratégie de Commande par hystérésis en courant.

Cette stratégie permet une réaction rapide à des variations de consigne ou des paramètres de la partie puissance. Les performances de cette stratégie sont fortement liées aux largeurs de la bande d'hystérésis. Le choix de la valeur minimale d'hystérésis sera lié aux possibilités de commutation des interrupteurs de l'onduleur : durée de commutation au blocage et à l'amorçage.

Simulation et interprétation :

Alimentation en tension :

La figure (II-8) montre la porteuse et la tension de référence. Par la suite, nous avons simulé le comportement de la machine biphasée alimentée par l'onduleur biphasée à trois niveaux Figure (II-10) ; Le courant I_{s1} dans une phase de stator suit l'allure d'une sinusoïde avec des pics qui sont dues à la modulation ; le couple électromagnétique présente des pulsations, il oscille autour de sa valeur moyenne.

Alimentation en courant :

La figure (II-11) représente les chronogrammes de la machine biphasée de démarrage alimentée par l'onduleur biphasée à trois niveaux commandé en courant par la stratégie d'hystérésis. Ces performances sont liées à la largeur de la bande d'hystérésis 'delta'.

On constate que le contrôle des courant par cette stratégie est caractérisé par une fréquence de modulation variable. Cette variation sera d' autant plus élevée que al valeur de la bande d'hystérésis sera faible.

Le choix de la valeur minimale de la bande d'hystérésis sera lié aux possibilités de commutations des interrupteurs de l'onduleur (durée de commutation au blocage et à l'amorçage). On remarque aussi que les courants de la machine suivent parfaitement leurs références (avec $\Delta i=0.01A$).

Figure (II-10) : Association MAS biphasée onduleur commandé en tension par MLI ($r=0.8$, $m=2$).

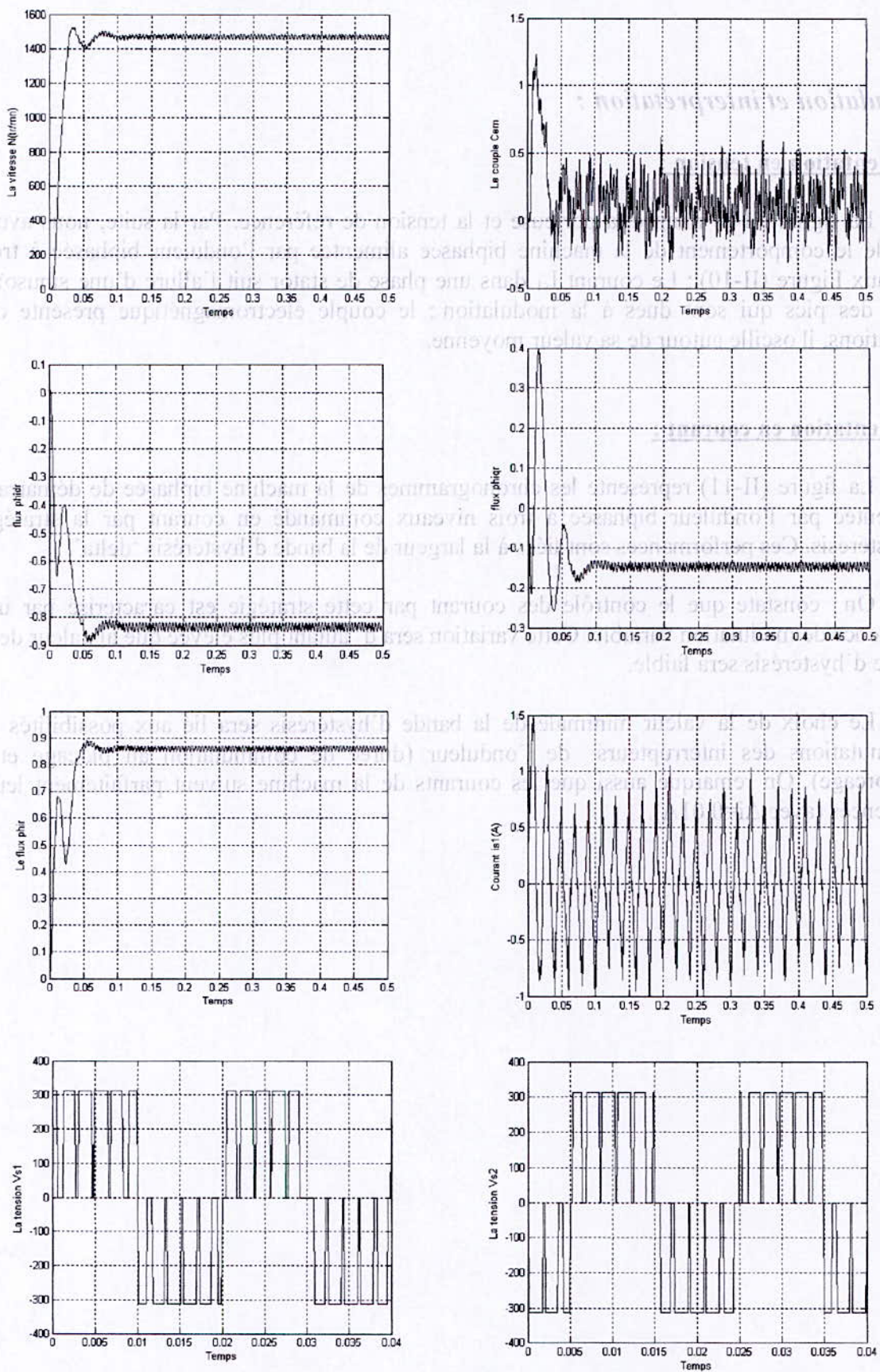


Figure (II-10) : Association MAS biphasée onduleur commandé en tension par MLI ($r=0.8$, $m=21$).

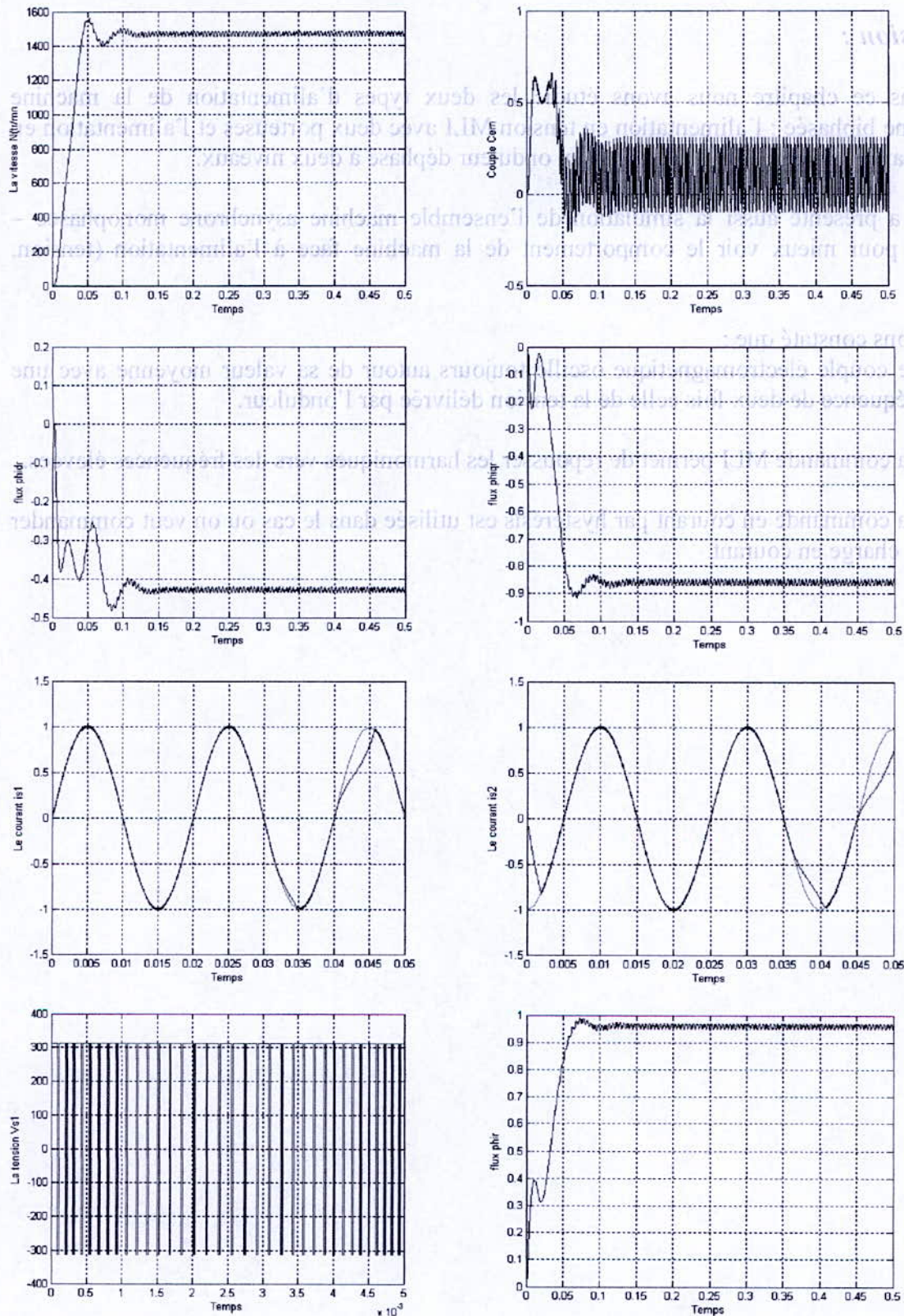


Figure (II-11) : Association MAS biphasée onduleur commandé en courant par hystérésis $\Delta i=0.01A$.

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons étudié les deux types d'alimentation de la machine asynchrone biphasée : l'alimentation en tension MLI avec deux porteuses et l'alimentation en courant par la stratégie d'hystérésis par un onduleur déphasé à deux niveaux.

On a présenté aussi la simulation de l'ensemble machine asynchrone monophasée – onduleur pour mieux voir le comportement de la machine face à l'alimentation (tension, courant).

Nous avons constaté que :

- Le couple électromagnétique oscille toujours autour de sa valeur moyenne avec une fréquence de deux fois celle de la tension délivrée par l'onduleur.
- La commande MLI permet de repousser les harmoniques vers des fréquences élevées.
- La commande en courant par hystérésis est utilisée dans le cas où on veut commander la charge en courant.

Figure (II-11) : Association MAS biphasée onduleur commandé en courant par hystérésis $I_i=0.01 A$.

Introduction :

Grâce à l'évolution technologique récente de l'électronique de puissance, le domaine d'entraînement électrique à vitesse et position variable, a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, les exigences de qualité accrues et les cycles de production de plus en plus courts ont à la base de l'utilisation de technique de réglage de plus en plus performantes, dans les applications industrielles. [Bouchent-92]

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

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

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

Même si les principes de la commande vectorielle ont été développés il y a une vingtaine d'années, elle suscite encore de nombreuses recherches et des développements intensifs. [Mo. Mahmoudi-99]

CHAPITRE III

III-1 Principes de la commande vectorielle de la MAS monophasée

Le contrôle vectoriel consiste à imposer au flux un flux constant dans l'espace $\alpha\beta$ et de la force électromotrice des courants rotoriques, et ainsi un couple maximal. [Wilibi]

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

Ceci constitue les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectorielle.

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

Le contrôle vectoriel de flux avec un moteur asynchrone permet de maintenir séparément le courant magnétisant et le courant actif. Le variateur vectoriel reçoit les informations sur la vitesse et la position angulaire du rotor grâce à un codeur incrémental accouplé au moteur, qui mesure aussi le courant absorbé. Ces valeurs sont traitées numériquement dans un calculateur en fonction de la vitesse et du couple désiré. Ceci va régler les courants sur l'ordinateur de manière à positionner le flux stator en quadrature avec le courant induit dans le rotor comme dans un moteur à courant continu. [Amara-2003]

Introduction :

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

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

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

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

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

III-1 Principe de la commande vectorielle :

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

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

Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectorielle.

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

Le contrôle vectoriel de flux avec un moteur asynchrone permet de maîtriser séparément le courant magnétisant et le courant actif. Le variateur vectoriel reçoit les informations sur la vitesse et la position angulaire du rotor grâce à un codeur incrémental accouplé au moteur, qui mesure aussi le courant absorbé. Ces valeurs sont traitées numériquement dans un calculateur en fonction de la vitesse et du couple désiré. Ceci va régler les courants sur l'onduleur de manière à positionner le flux stator en quadrature avec le courant induit dans le rotor comme dans un moteur à courant continu. **[Amamra-2003]**

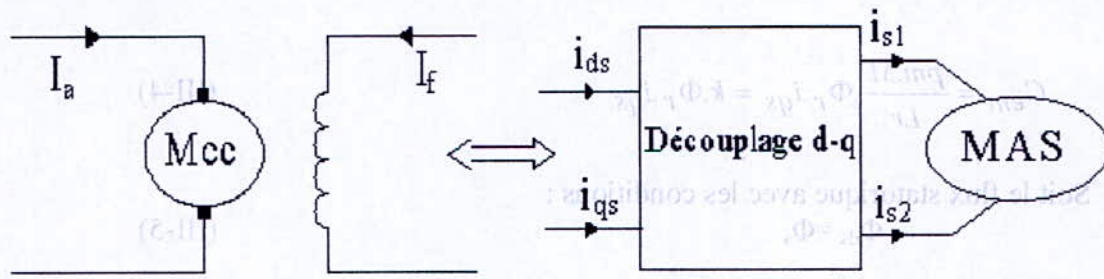


Figure (III-1) : Principe de la commande vectorielle.

Couple électromagnétique de la machine à courant continu :

$$\begin{aligned} C_{em} &= k \cdot \Phi_a \cdot I_a \\ \Phi_a &= k_f \cdot I_f \end{aligned} \quad (III-1)$$

Couple électromagnétique de la machine asynchrone :

$$C_{em} = \frac{pm \cdot M}{L_r} \cdot (\Phi_{dr} \cdot i_{qs} - \Phi_{qr} \cdot i_{ds}) \quad (III-2)$$

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

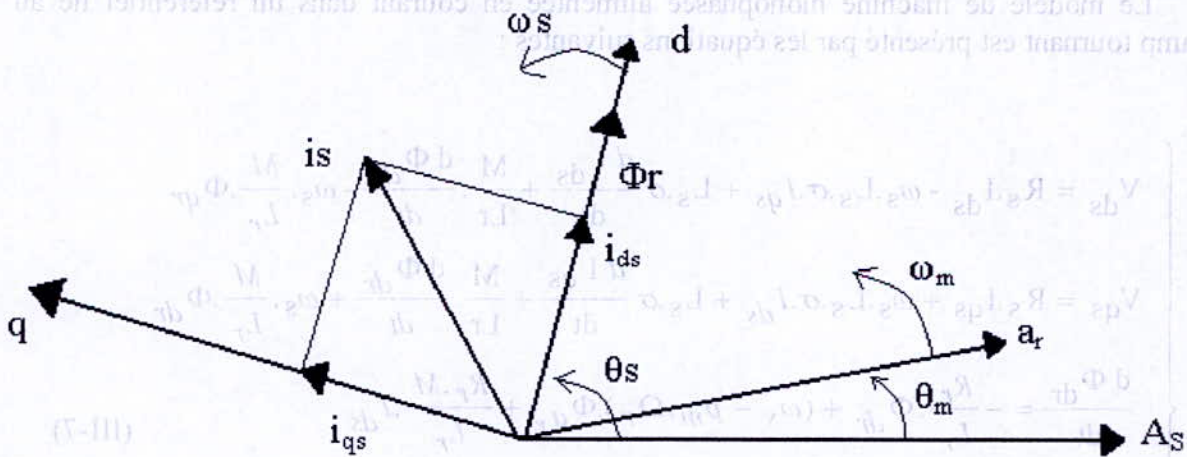


Figure (III-2) : Principe de l'orientation du flux rotorique.

Nous pouvons donc orienter les trois différents flux suivants :

- Soit le flux rotorique avec les conditions :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r \quad (III-3)$$

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{pm.M}{L_r} \cdot \Phi_r \cdot i_{qs} = k \cdot \Phi_r \cdot i_{qs} \quad (III-4)$$

- Soit le flux statorique avec les conditions :

$$\Phi_{ds} = \Phi_s \quad (III-5)$$

- Soit le flux d'entrefer avec les conditions :

$$\Phi_{dr} = \Phi_m \quad (III-6)$$

Le choix d'un référentiel lié au champ tournant est particulièrement avantageux. Car il conduit à un découplage fictif total entre le flux rotorique présent dans la machine et le couple électromagnétique engendré. [MO.Mahmoudi-99]

III-2 Réalisation de la commande vectorielle :

III-2-1 Modèle de la machine asynchrone monophasée :

Presque la majorité des travaux qui sont effectués sur la machine asynchrone utilise la commande en courant parce que quand applique cette commande. La structure de contrôle devient simple ainsi elle est appliquée pour les machines symétriques et dissymétriques. [Dahmane-2001]

III-2-1-1 Avant découplage :

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

$$\left\{ \begin{aligned} V_{ds} &= R_s \cdot I_{ds} - \omega_s \cdot L_s \cdot \sigma \cdot I_{qs} + L_s \cdot \sigma \frac{d I_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d \Phi_{dr}}{dt} - \omega_s \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_{qr} \\ V_{qs} &= R_s \cdot I_{qs} + \omega_s \cdot L_s \cdot \sigma \cdot I_{ds} + L_s \cdot \sigma \frac{d I_{qs}}{dt} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d \Phi_{dr}}{dt} + \omega_s \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_{dr} \\ \frac{d \Phi_{dr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_{dr} + (\omega_s - pm \cdot \Omega_r) \cdot \Phi_{qr} + \frac{R_r \cdot M}{L_r} \cdot I_{ds} \\ \frac{d \Phi_{qr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_{qr} - (\omega_s - pm \cdot \Omega_r) \cdot \Phi_{dr} + \frac{R_r \cdot M}{L_r} \cdot I_{qs} \\ \frac{d \Omega_r}{dt} &= \frac{pm \cdot M}{J \cdot L_r} \cdot (\Phi_{dr} \cdot i_{qs} - \Phi_{qr} \cdot i_{ds}) - \frac{f_v}{J} \cdot \Omega_r - \frac{C_r}{J} \end{aligned} \right. \quad (III-7)$$

En choisissant les deux courants (i_{ds} , i_{qs}), et la vitesse (ω_{s1}) comme variables de commande, les flux et la vitesse mécanique (Φ_{ds} , Φ_{qs} , Ω_r) comme variables de sortie. Le couple (C_r) comme perturbateur, le système est schématisée par le schéma bloc suivant :

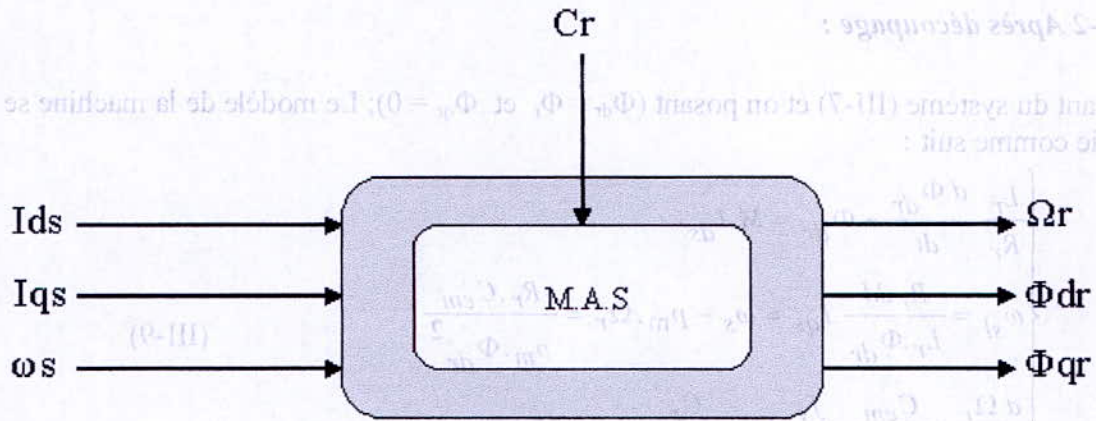


Figure (III-4) : Schéma de bloc de la machine asynchrone alimentée en courant.

Dans le cas d'une machine asynchrone symétrique, on prend ($M_d=M_q=M$). Le schéma du modèle de la machine asynchrone monophasée est le suivant :

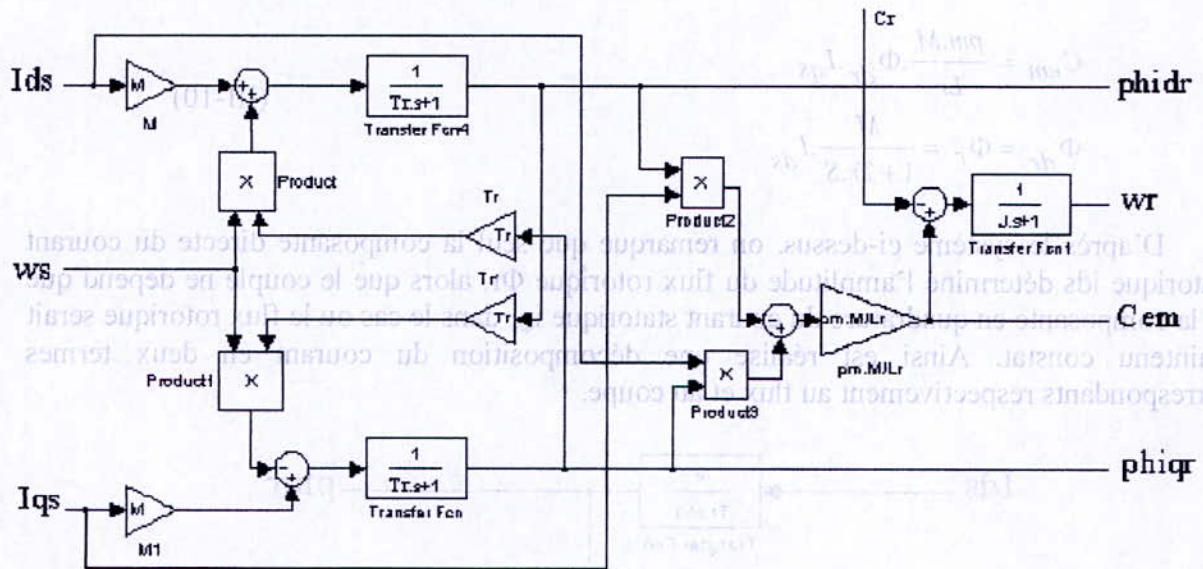


Figure (III-5) : Modèle de la MASM alimentée en courant.

A l'aide des équations suivantes, nous pouvons faire la transmission entre les différentes variables d'états :

$$\begin{cases}
 \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\
 \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \\
 \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\
 \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr}
 \end{cases} \quad (III-8)$$

Toutes les variables d'état réelles de la machine peuvent être calculées à partir de la transformation de PARK.

III-2-1-2 Après découpage :

En partant du système (III-7) et on posant ($\Phi_{dr} = \Phi_r$ et $\Phi_{qr} = 0$); Le modèle de la machine se simplifie comme suit :

$$\begin{cases} L_r \cdot \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \Phi_{dr} = M \cdot I_{ds} \\ \omega_{sl} = \frac{R_r \cdot M}{L_r \cdot \Phi_{dr}} \cdot I_{qs} = \omega_s - p_m \cdot \Omega_r = \frac{R_r \cdot C_{em}}{p_m \cdot \Phi_{dr}^2} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{C_{em}}{J} - \frac{f_v}{J} \cdot \Omega_r - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (III-9)$$

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

$$\begin{aligned} C_{em} &= \frac{p_m \cdot M}{L_r} \cdot \Phi_{dr} \cdot I_{qs} \\ \Phi_{dr} = \Phi_r &= \frac{M}{1 + Tr \cdot S} \cdot I_{ds} \end{aligned} \quad (III-10)$$

D'après le système ci-dessus, on remarque que seul la composante directe du courant statorique i_{ds} détermine l'amplitude du flux rotorique Φ_r , alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature du courant statorique i_{qs} , dans le cas où le flux rotorique serait maintenu constant. Ainsi est réalisée une décomposition du courant en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple.

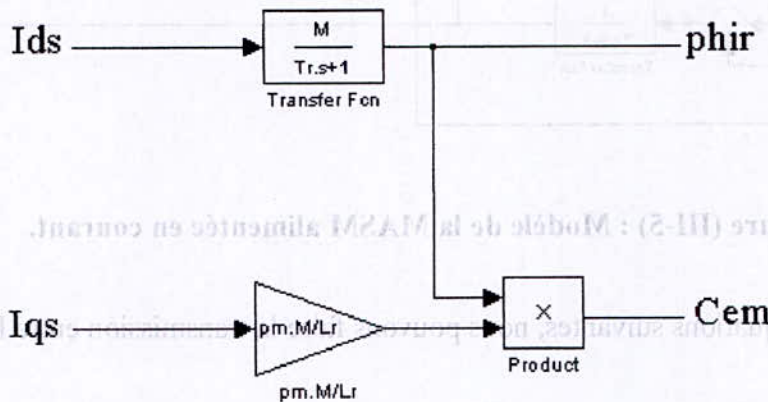


Figure (III-6) : Découplage avec orientation de flux.

Le nouveau modèle de la machine peut être schématisé comme suit :

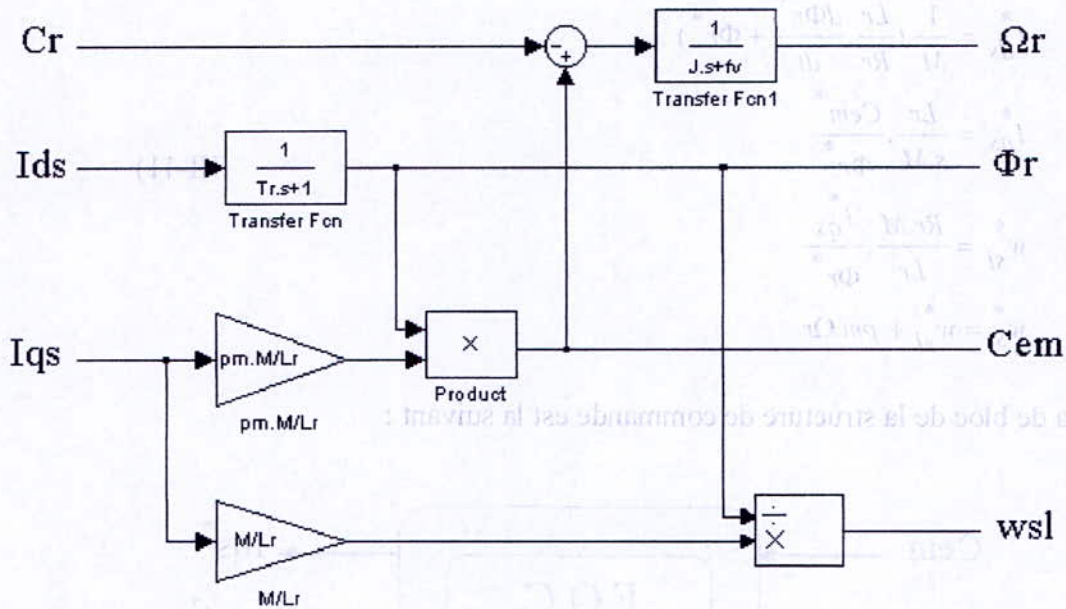


Figure (III-7) : Modèle en courant par orientation du flux rotorique.

III-2.2 Stratégies de commande:

Pour la réalisation de la commande vectorielle, il existe deux méthodes: la méthode directe et la méthode indirecte.

Le problème principal qui se pose dans cette réalisation est la détermination précise et en permanence de la position et du module du flux [Laouadi-2000].

III- 2- 2- 1 Méthode directe:

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

La difficulté majeure dans la réalisation de cette méthode de commande est la détermination du module et de la phase du flux. Car ces deux grandeurs ne sont pas mesurables directement [Barkati-97]

III- 2- 2- 2 Méthode indirecte:

Cette approche consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position [Lourci-2000]. Elle élimine le besoin d'un capteur d'un estimateur ou d'un observateur de flux, mais nécessite l'utilisation d'un capteur de vitesse. La phase du flux est alors déterminée en utilisant un modèle mathématique qui peut être intégré dans la structure de commande.

III- 2- 2- 2-1 Commande en boucle ouverte :

Considérant le flux rotorique Φ_r^* et le couple C_{em}^* comme référence de commande, si nous inversons le modèle (III-9) nous obtenons :

$$\begin{aligned}
 I_{ds}^* &= \frac{1}{M} \cdot \left(\frac{Lr}{Rr} \cdot \frac{d\Phi_r^*}{dt} + \Phi_r^* \right) \\
 I_{qs}^* &= \frac{Lr}{s.M} \cdot \frac{Cem^*}{\Phi_r^*} \\
 w_{sl}^* &= \frac{Rr.M}{Lr} \cdot \frac{I_{qs}^*}{\Phi_r^*} \\
 w_s^* &= w_{sl}^* + pm.\Omega_r
 \end{aligned}
 \tag{III-11}$$

Le schéma de bloc de la structure de commande est la suivant :

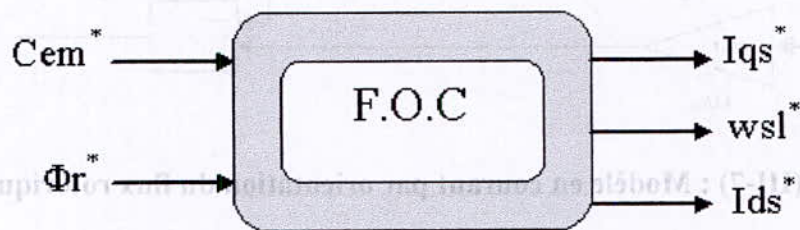


Figure (III-8) : Schéma bloc du F.O.C.

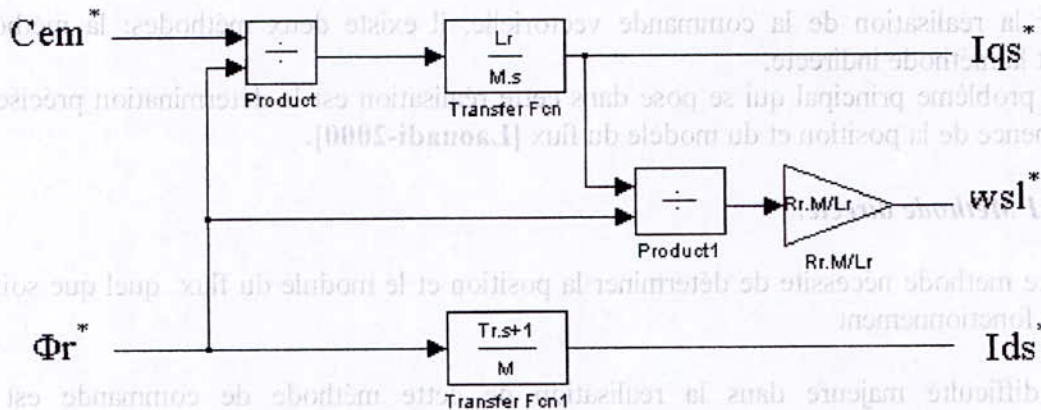


Figure (III-9) : Schéma bloc de la structure de commande en courant par orientation du flux (Field orientation control).

III- 2- 2- 2- 2 Commande en boucle fermée :

Ce schéma nous permet alors de réaliser un découplage automatique entre le couple et le flux. Ce résultat remarquable a entraîné une utilisation symétrique de ce schéma de commande dans des processus industriels. A cet effet, pour obtenir un variateur de vitesse ou de position il suffit d'adjoindre à la boucle ouverte un régulateur de flux et un régulateur de couple. La vitesse (ou la position) est mesurée et il est donc possible de faire sa régulateur par contre réaction, par contre le flux ne peut pas être mesurée directement et son contrôle le plus simple et de type réaction (figure III-9). Le schéma ainsi obtenu est appelé commande indirecte par flux orienté. [MO.Mahmoudi-99]

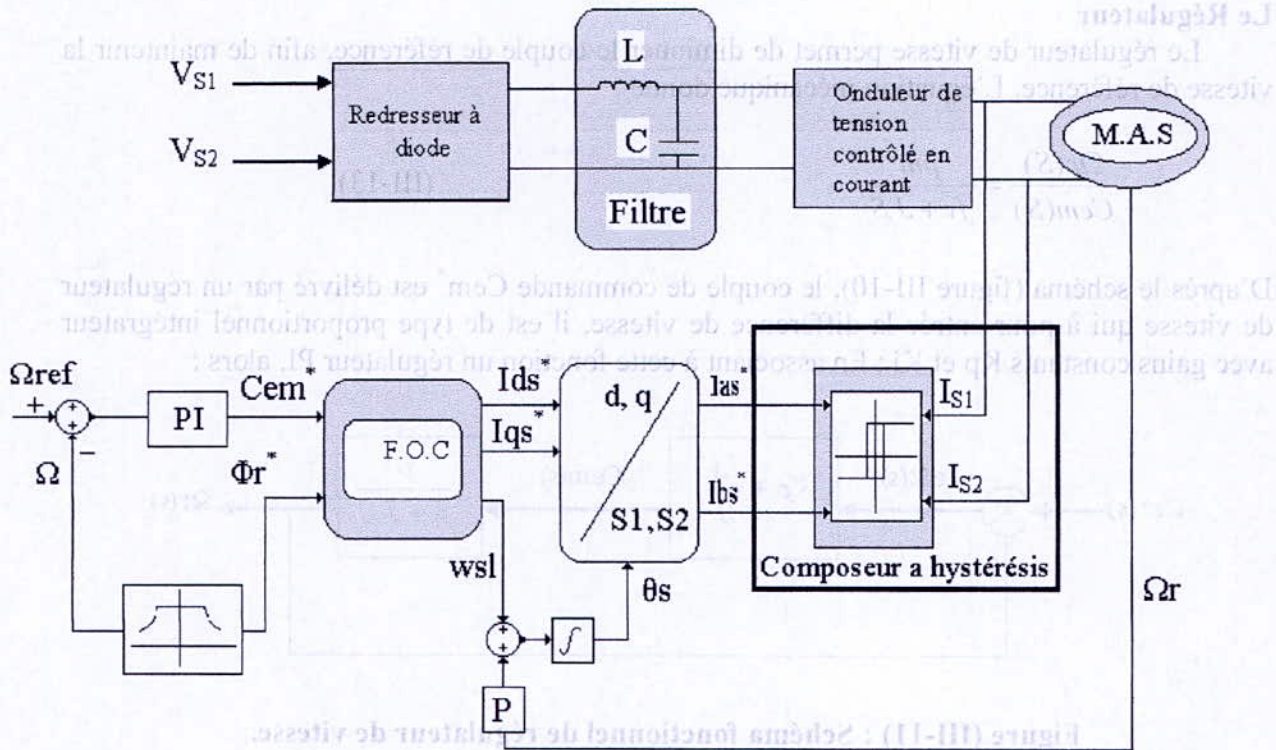


Figure (III-10) : Schéma global d'une boucle fermée.

D'après le schéma précédente nous pouvons distinguer les différents blocs constituant le contrôle :

Bloc de contrôle du flux orienté (FOC: Field oriented control)

Le FOC est bloc de calcul qui possède deux entrées (Φ_r^* , Cem^*) et génère les trois grandeurs de commande de l'onduleur (I_{ds}^* , I_{qs}^* et w_{sl}^*). Il est défini en considérant que le flux rotorique et le couple électromagnétique sont maintenus constants égaux à leur valeur de référence.

Bloc de défluxage

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

$$\Phi_r^* = \begin{cases} \Phi_m & si |\Omega_r| \leq \Omega_n \\ \Phi_m \cdot \frac{\Omega_n}{|\Omega_r|} & si |\Omega_r| > \Omega_n \end{cases} \quad (III-12)$$

Le Régulateur

Le régulateur de vitesse permet de diminuer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse de référence. L'équation mécanique donne :

$$\frac{\Omega_r(s)}{Cem(s)} = \frac{pm}{fv + JS} \tag{III-13}$$

D'après le schéma (figure III-10), le couple de commande Cem^* est délivré par un régulateur de vitesse qui à pour entrée la différence de vitesse, il est de type proportionnel intégrateur avec gains constants Kp et Ki ; En associant à cette fonction un régulateur PI, alors :

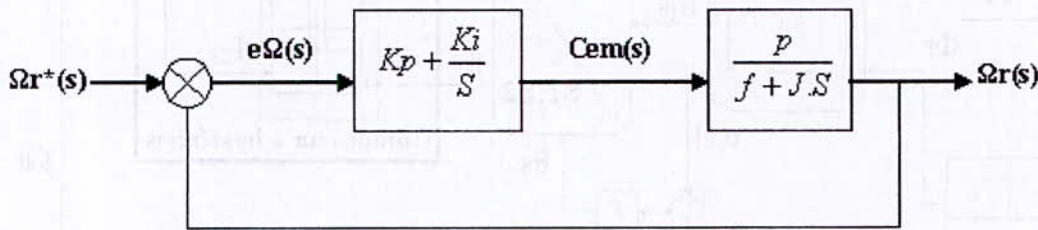


Figure (III-11) : Schéma fonctionnel de régulateur de vitesse.

La fonction de transfert en bloc fermée est calculée à partir du schéma précédent est donnée par :

$$\frac{\dot{\Omega}_r(s)}{\Omega_r^*(s)} = \frac{(Kp.s + Ki) \cdot \frac{p}{J}}{G(s)} \tag{III-14}$$

Telle que $G(s)$ est donnée par : $G(s) = s^2 + \frac{f + Kp \cdot p}{J} \cdot s + \frac{Ki \cdot p}{J} = 0$ (III-15)

En imposant deux pôles complexes conjugués $S_{1,2} = \rho (-1 \pm j)$ en boucle fermée et, par identification avec la nouvelle équation caractéristique, on arrive à :

$$Ki = \frac{2 \cdot J \cdot \rho^2}{p} \quad \text{et} \quad Kp = \frac{2 \cdot \rho \cdot J - f}{p} \tag{III-16}$$

Donc on prend les paramètres du régulateur suivant pour une $\rho=35$:

$$Ki=0.1470 \quad \text{et} \quad Kp=0.0038$$

Le Filtre

L'analyse théorique du système globale (Régulateur - modèle de la machine monophasée), montre que si nous voulons régler la vitesse, il va apparaître un dépassement de

cette dernière avant la stabilisation, donc il est indispensable d'utiliser un filtre, de telle sorte on élimine ce dépassement, la fonction de transfert de ce bloc est donnée par :

$$\frac{(\Omega_r^*)_{\text{filtre}}}{\Omega_r^*} = \frac{1}{1+T_f \cdot s} \quad \text{(III-17)}$$

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

$$T_f = \frac{K_p}{K_i} \quad \text{(III-18)}$$

Simulation et interprétation :**En boucle ouvert :**

Les résultats de la simulation de l'orientation de flux rotorique de la machine asynchrone monophasée alimentée en courant sont illustrées dans la figure (III-11), cette figure montre que malgré la variation du couple électromagnétique, le flux n'est pas influé par cette variation, ainsi on remarque que la composante en quadrature de flux rotorique est nulle en régime permanent.

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

En boucle fermée :

Nous avons représenté la réponse de la MAS monophasée à la figure (III-12), on constate qu'il y a un dépassement de vitesse en régime transitoire, pour éliminer ce dépassement on filtre la vitesse de consigne comme la montre la figure (III-13).

La figure (III-14) montre un démarrage de la machine monophasée en charge nominale, on constate que le temps de réponse est relativement lent.

La figure (III-15) représente un démarrage à vide puis l'application d'une charge nominale, on remarque que la vitesse subit une légère diminution juste à l'instant d'application de la charge, cette diminution est vite corrigée le régulateur PI.

A la figure (III-16) on a représenté la réponse de la machine monophasée pour une inversion de référence de ± 1000 tr/mn, nous constatons que la vitesse suit la référence avec un temps de réponse relativement court. Le temps de réponse de la machine dépend des paramètres du régulateur PI.

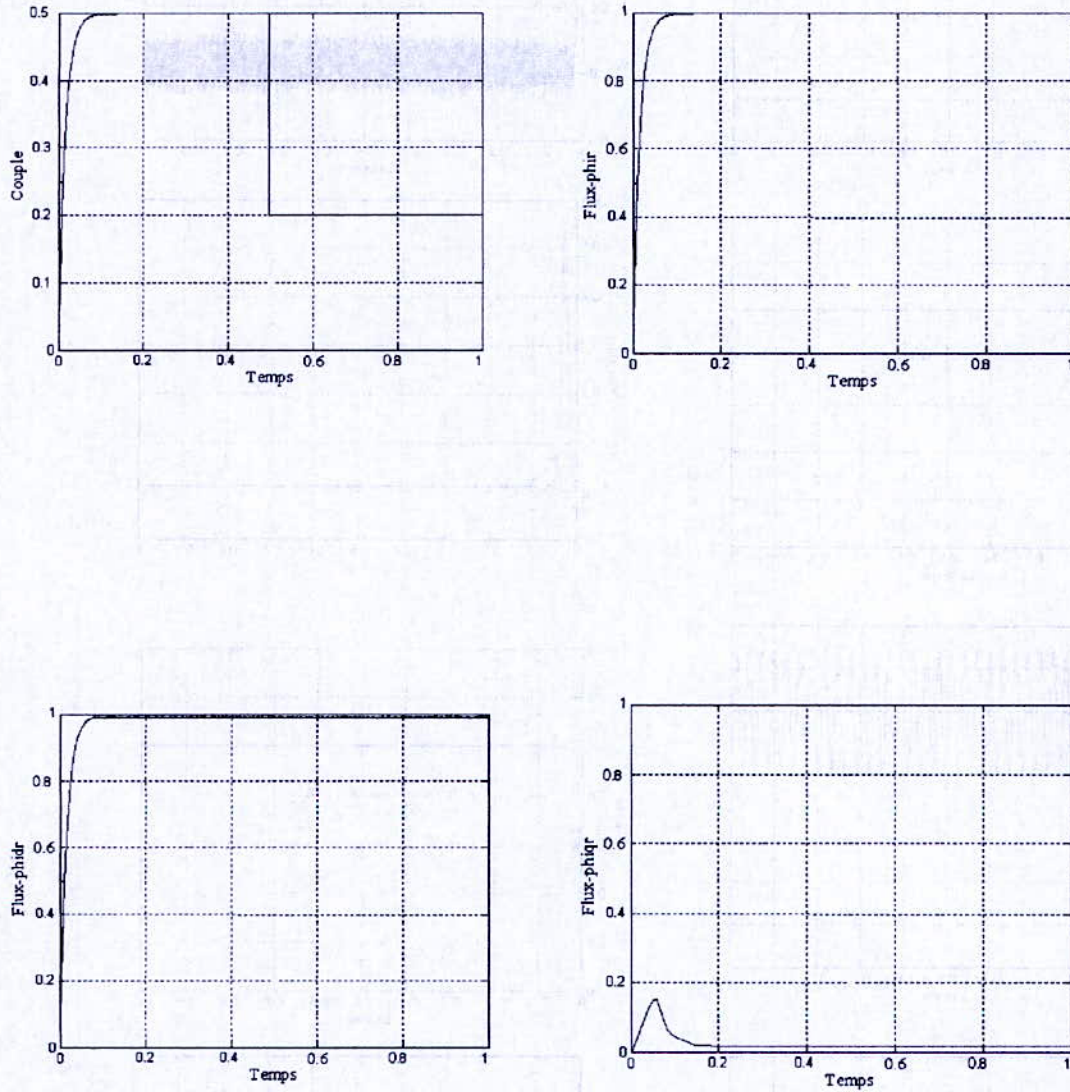


Figure (III-11) : Découplage avec orientation de flux rotorique en boucle ouverte (machine alimentée en courant).

Figure (III-12) : Application de la Commande vectorielle à la MAS à vide (sans charge)

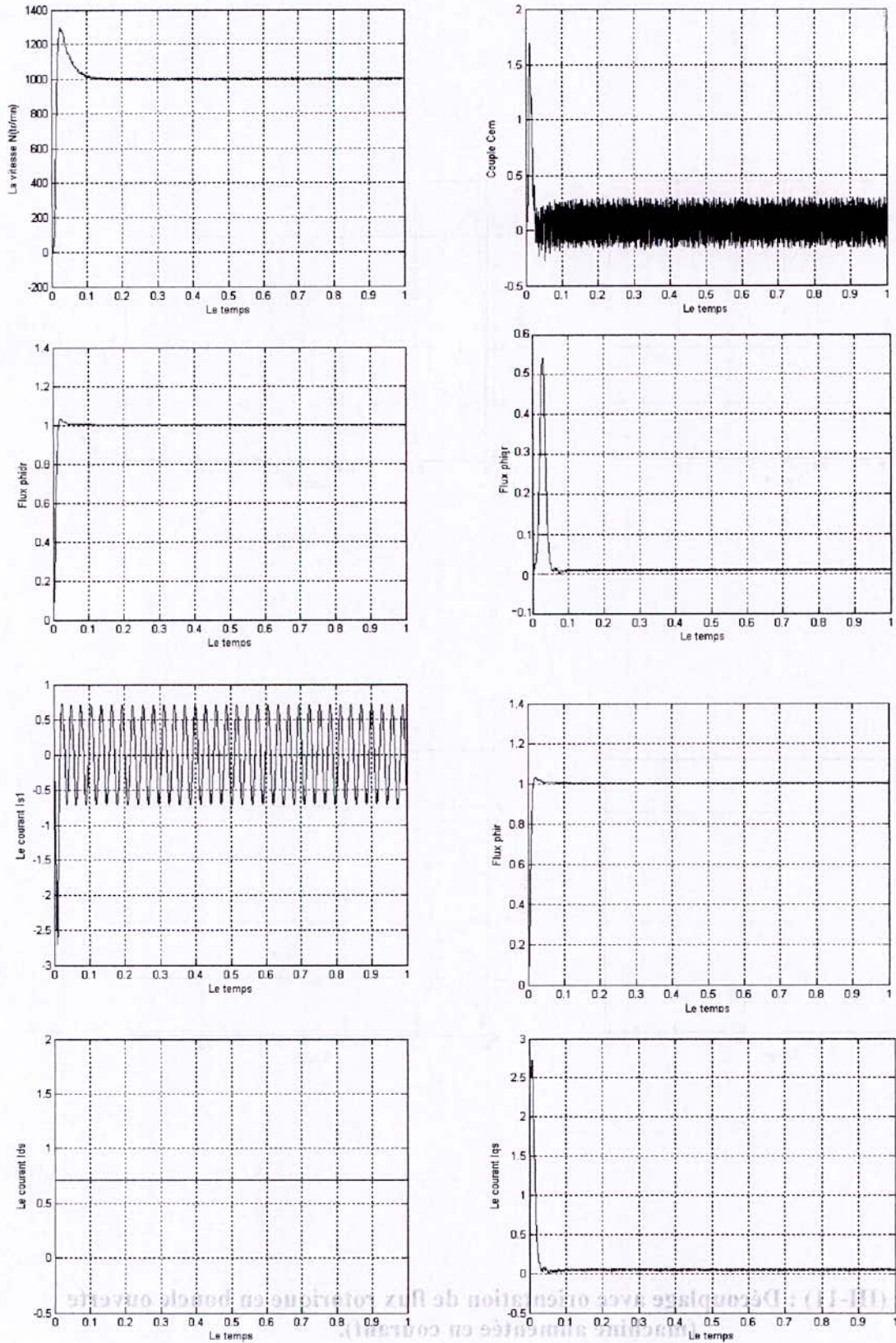


Figure (III-12) : Application de la Commande vectorielle à la MASM à vide (sans filtre)

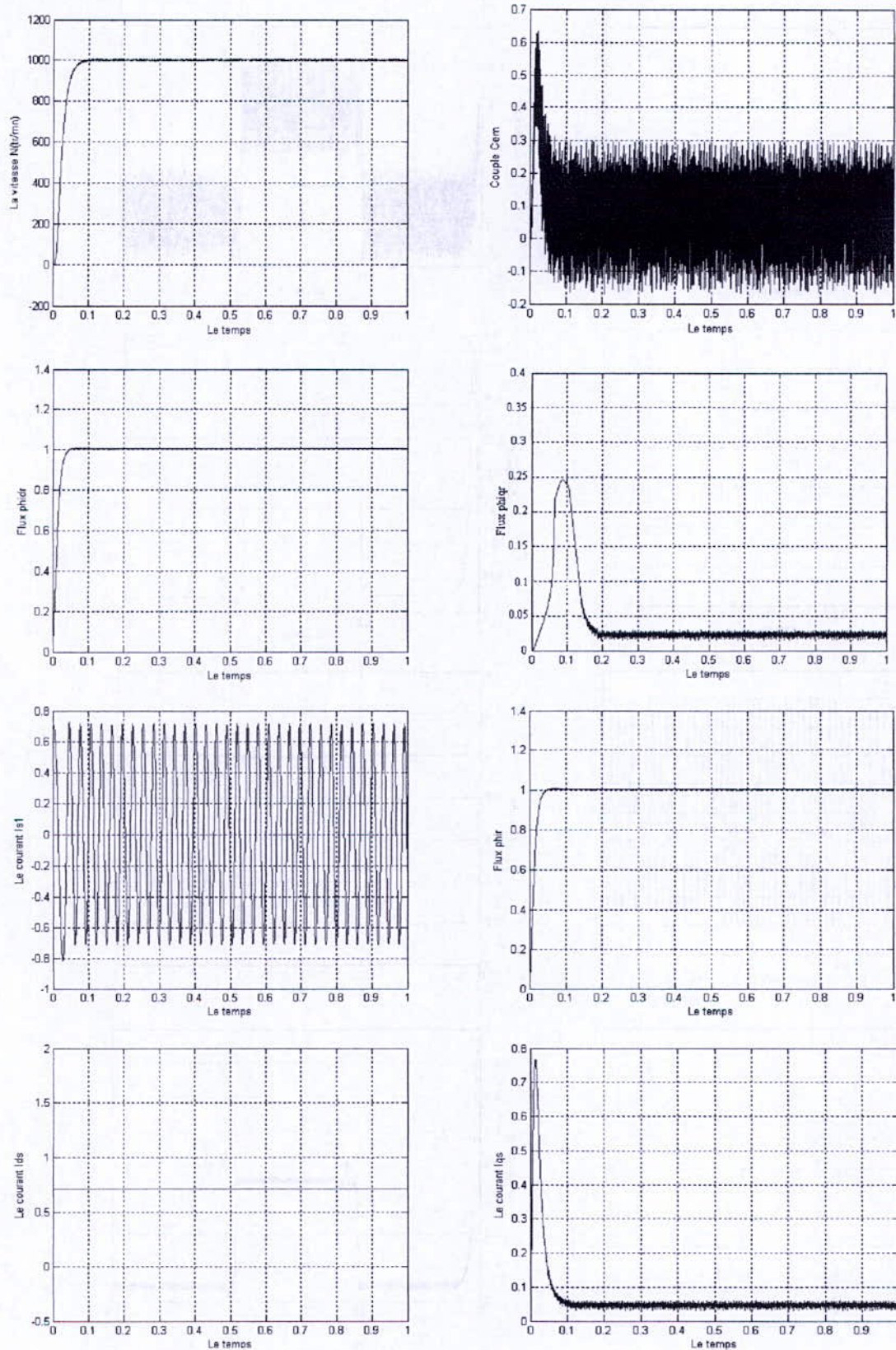


Figure (III-13) : Application de la Commande vectorielle à la MASM à vide (avec filtre)

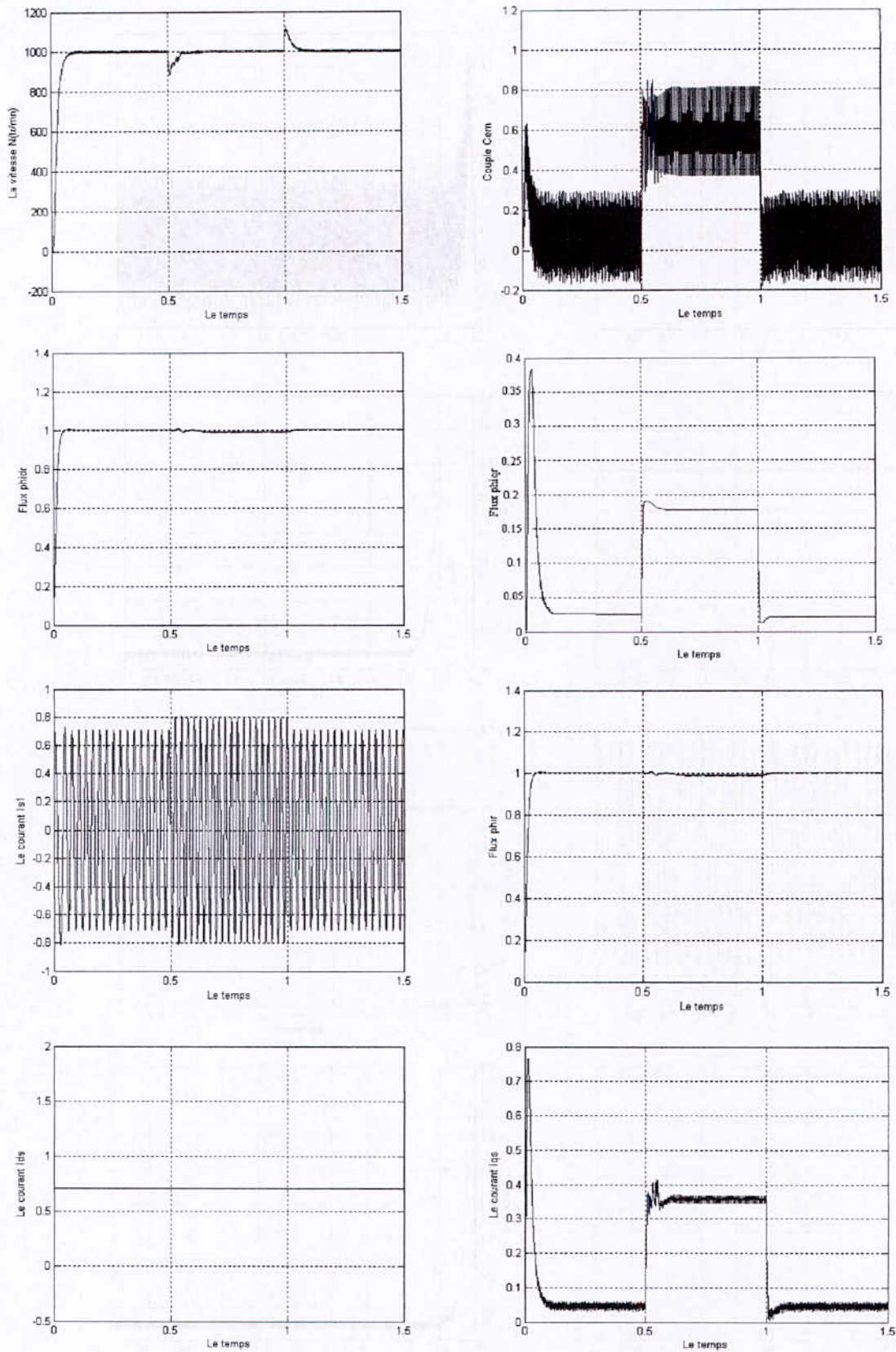


Figure (III-14) : Application de la Commande vectorielle à la MASM avec application d'une charge nominale entre $t = 0.5\text{s}$ et $t = 1\text{s}$.

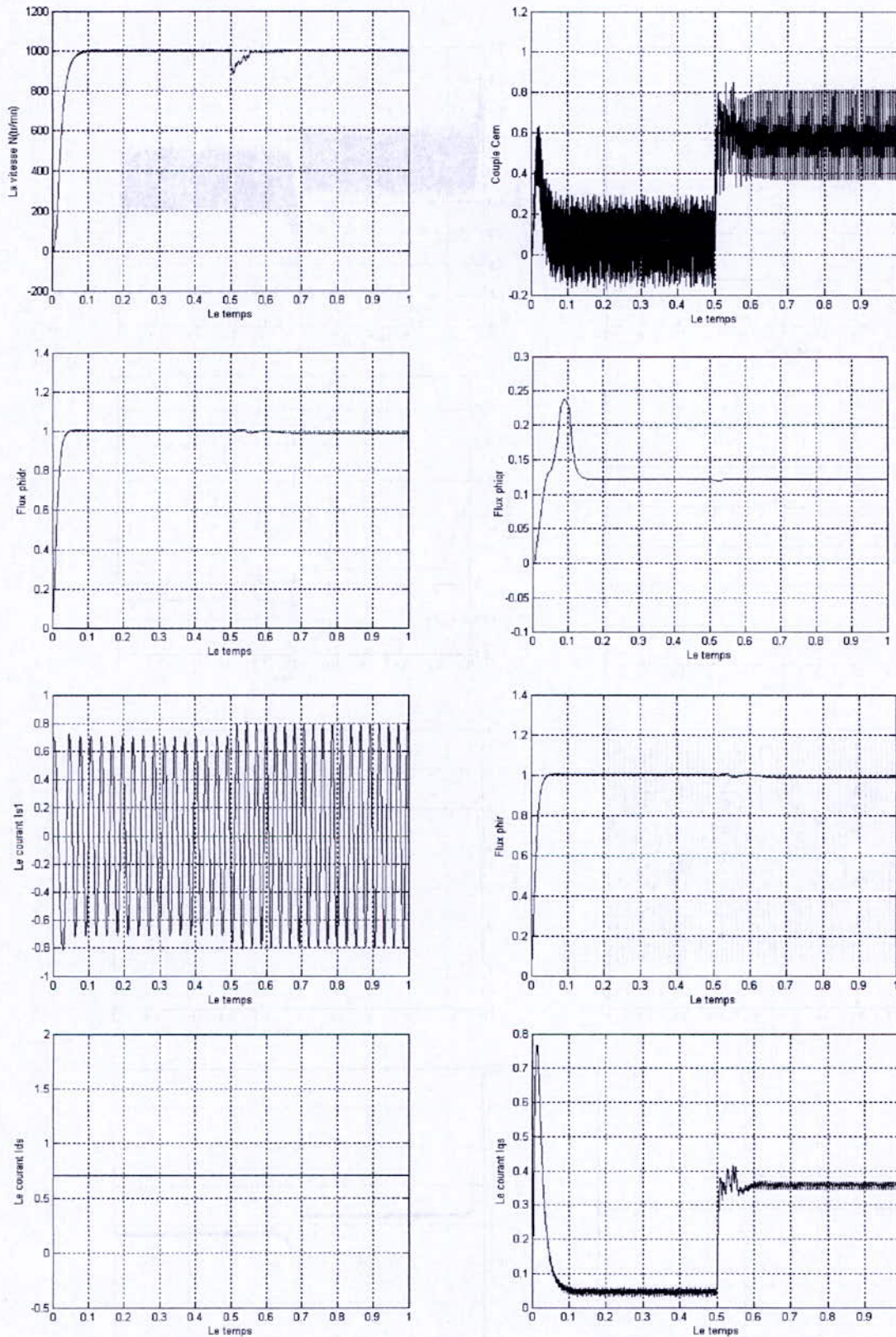


Figure (III-15) : Application de la Commande vectorielle à la MASM (avec filtre) Appliquant une charge a $t=0.5s$.

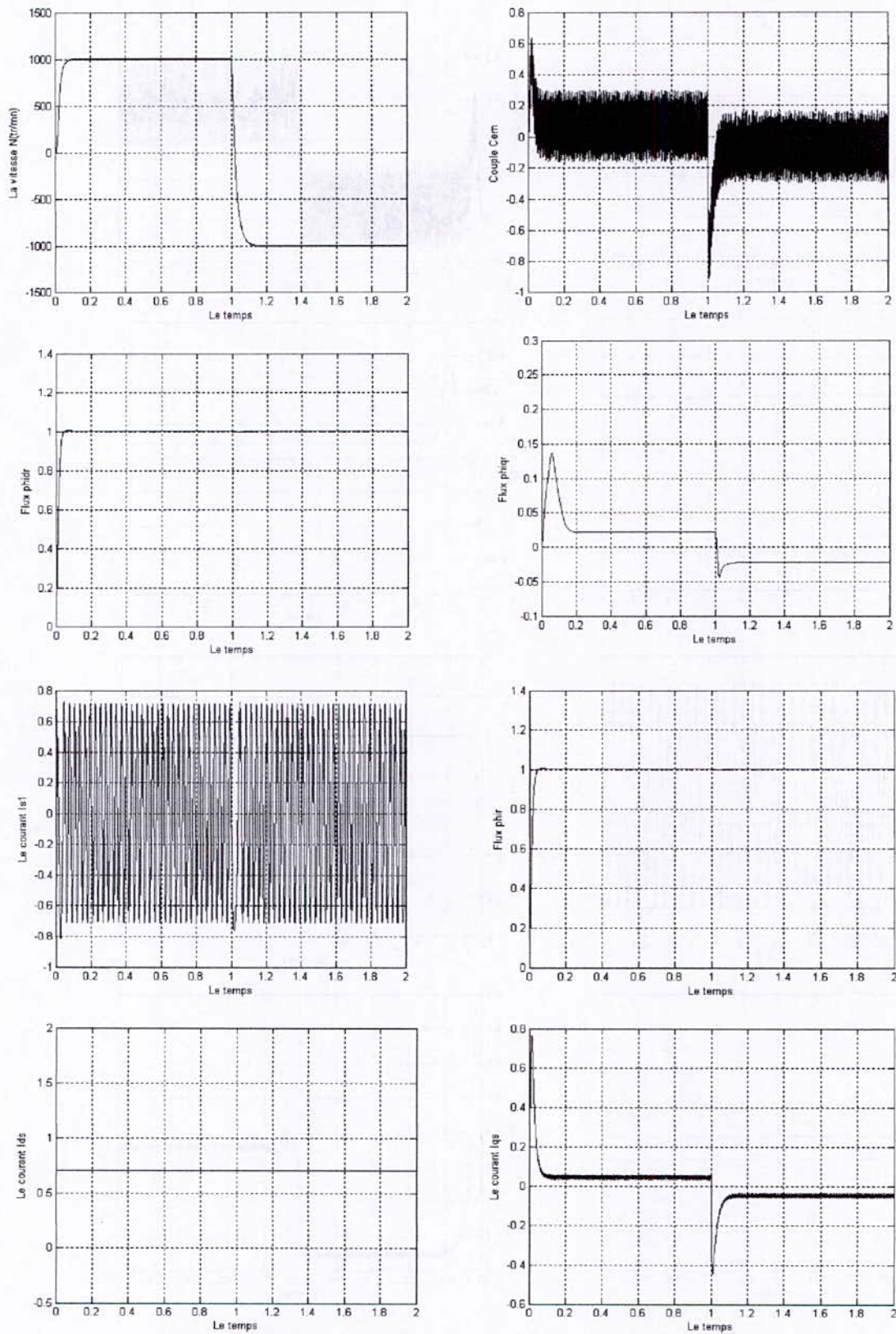


Figure (III-16) : Application de la Commande vectorielle à la MASM avec inversion de sens de rotation.

Conclusion :

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

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

Introduction :

Dans ce chapitre, on va étudier un convertisseur statique à structure matricielle. On appelle « Convertisseur matriciel » le dernier permet la conversion directe alternative – alternative sans circuit intermédiaire comme caractérisant les convertisseurs conventionnels (redresseur - onduleur). Il se situe à l'intersection de deux axes, l'un est appelé axe de puissance et l'autre axe de commande (Figure IV-1). Sa fonction est d'assurer le réglage de transition de la puissance électrique de la source vers le récepteur.

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

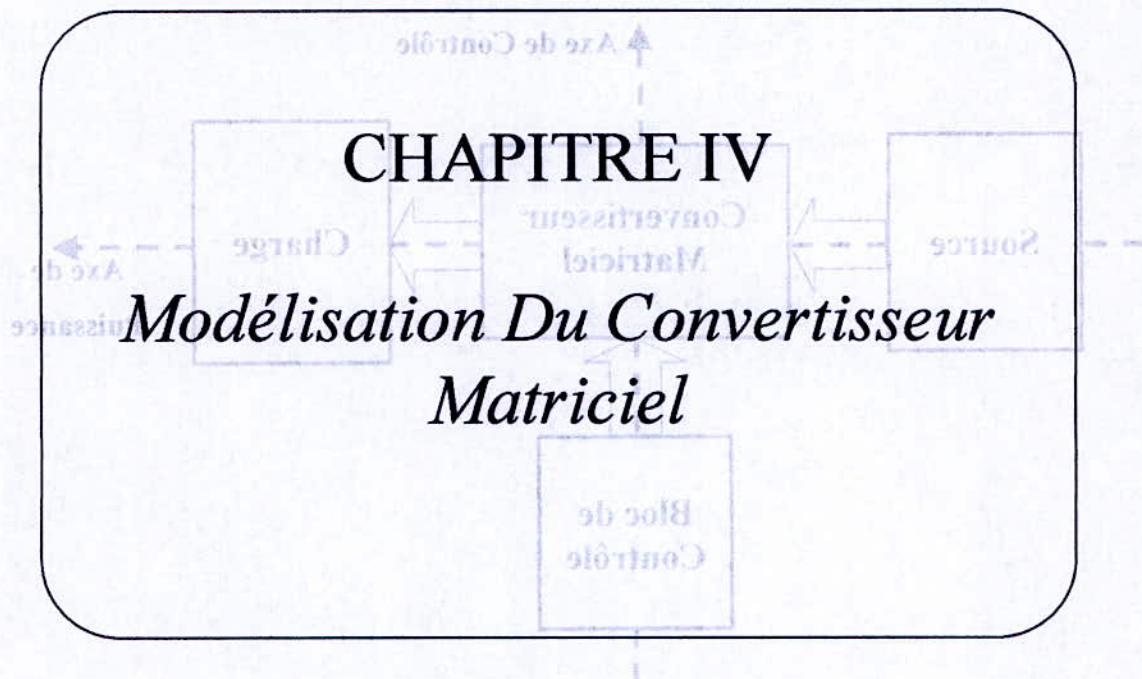


Figure (IV-1) : Structure générale du système électrotechnique.

IV-1 Structure et fonctionnement du convertisseur matriciel :

IV-1-1 Structure du convertisseur matriciel :

Le convertisseur matriciel est un convertisseur statique de fréquence. Il permet la conversion directe c'est à dire sans avoir recours à un circuit intermédiaire continu. Le dernier est la caractéristique principale des convertisseurs conventionnels redresseur - onduleur. Il permet d'avoir en sortie un système triphasé de tensions variables en amplitude et en fréquence.

Introduction :

Dans ce chapitre, on va étudier un convertisseur statique à structure matricielle qu'on appelle « **Convertisseur matriciel** ». Ce dernier permet la conversion directe alternative – alternative sans circuit intermédiaire continu caractérisant les convertisseurs conventionnels (redresseur - onduleur). Il se situe à l'intersection de deux axes, l'un est appelé axe de puissance et l'autre axe de commande (Figure IV-1). Sa fonction est d'assurer le réglage de transition de la puissance électrique de la source vers le récepteur.

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

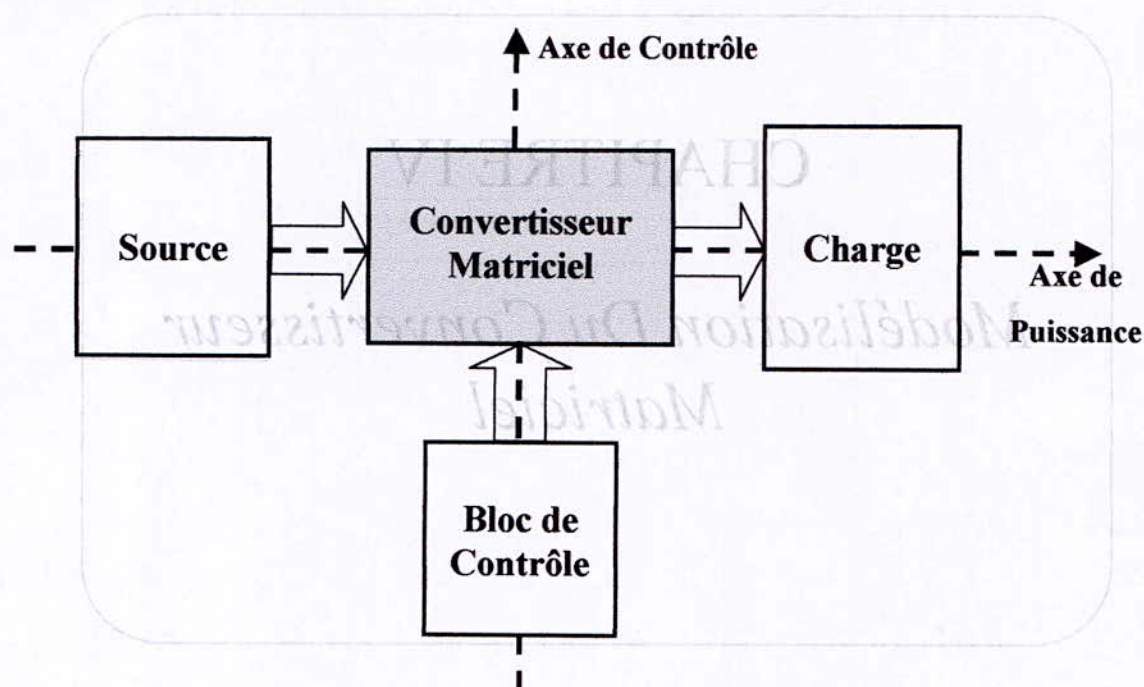


Figure (IV-1) : Structure générale du système électrotechnique.

IV- 1 Structure et fonctionnement du convertisseur matriciel :**IV- 1- 1 Structure du convertisseur matriciel :**

Le convertisseur matriciel est un convertisseur statique de fréquence, il permet la conversion directe c'est à dire sans avoir recours à un circuit intermédiaire continu. Ce dernier est la caractéristique principale des convertisseurs conventionnels redresseur - onduleur. Il permet d'avoir en sortie un système triphasé de tensions variables en amplitude et en fréquence

à partir d'une entrée d'un système triphasé de tensions fixe du réseau d'alimentation [K.Dahmen-2001].

Ce convertisseur est caractérisé par une topologie matricielle de quatre interrupteurs (matrice $[2 \times 2]$), tel que les deux phases d'entrées du réseau sont interconnectées aux deux phases de sortie du convertisseur par le biais de commutateurs de puissance bidirectionnels.

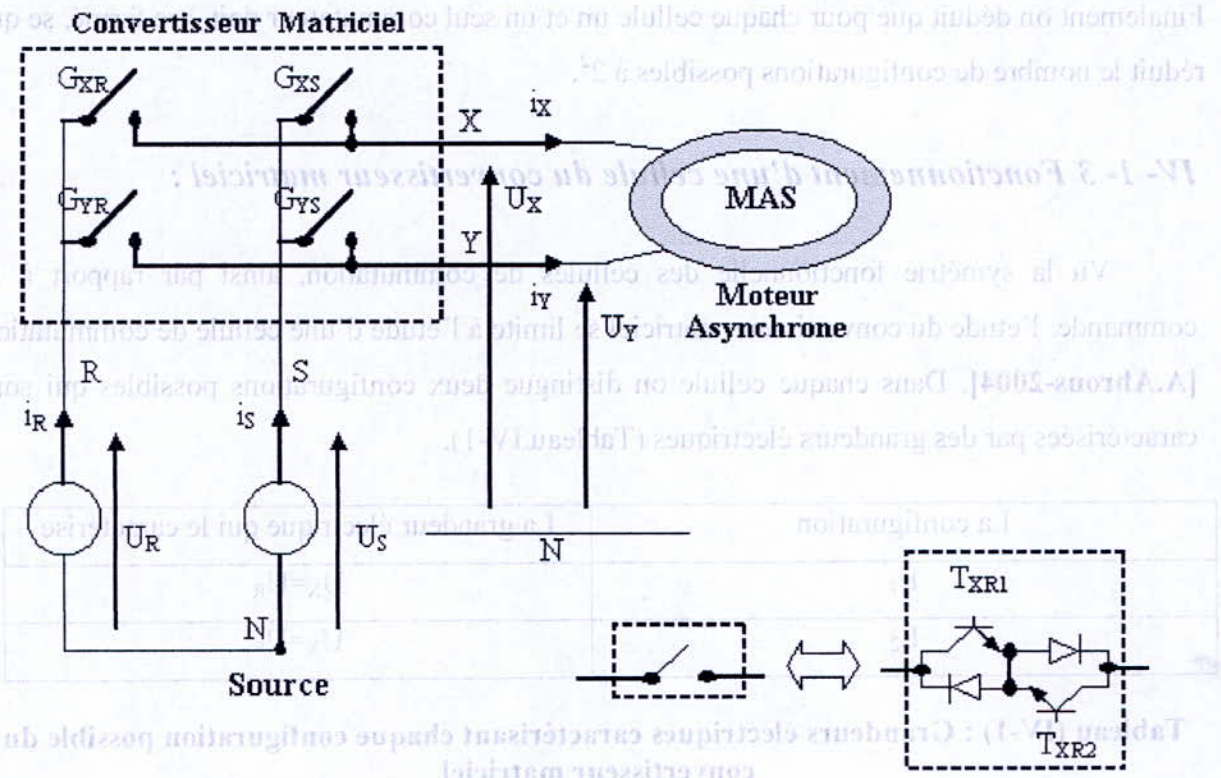


Figure (IV- 2) : Schéma de principe du convertisseur matriciel.

IV- 1- 2 Fonctionnement du convertisseur matriciel :

A partir de la topologie du convertisseur on constate l'existence de deux cellules de commutation (cellule X, cellule Y) et chacune d'elles porte deux interrupteurs. D'après les théories de probabilité on peut donc avoir 2^4 configurations possibles, car le convertisseur possède quatre interrupteurs et chacun peut être à l'état ouvert ou fermé.

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

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

Finalement on déduit que pour chaque cellule un et un seul commutateur doit être fermé, se qui réduit le nombre de configurations possibles à 2^2 .

IV- 1- 3 Fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel :

Vu la symétrie fonctionnelle des cellules de commutation, ainsi par rapport à la commande, l'étude du convertisseur matriciel se limite à l'étude d'une cellule de commutation [A.Abrous-2004]. Dans chaque cellule on distingue deux configurations possibles qui sont caractérisées par des grandeurs électriques (Tableau.IV-1).

La configuration	La grandeur électrique qui le caractérise
E_1	$U_X=U_R$
E_2	$U_X=U_S$

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

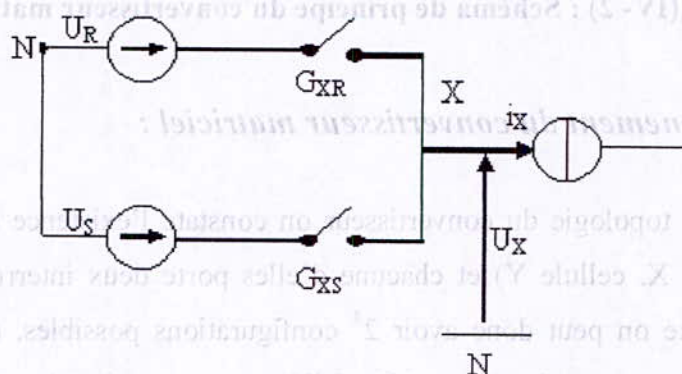


Figure (IV- 3) : Schéma de principe d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.

IV- 1- 4 Les différentes configurations d'une cellule d'un convertisseur matriciel et l'application du réseau de Pétri :

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

Nous pouvons utiliser les réseaux de Pétri en électronique de puissance pour décrire les différents états d'un composant. Prenons par exemple un interrupteur idéal commandable par un signal g . Si l'interrupteur est commandé (g), il est fermé et impose une tension nulle à ses bornes. S'il n'est pas commandé (\bar{g}), il est ouvert et impose donc un courant nul dans la branche dans laquelle il est inséré. Les réseaux de Pétri nous permettent de représenter très simplement un tel fonctionnement [A.Abrous-2004] :

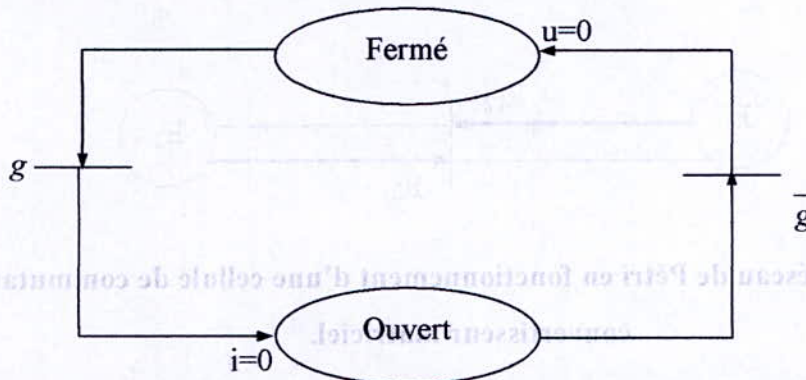
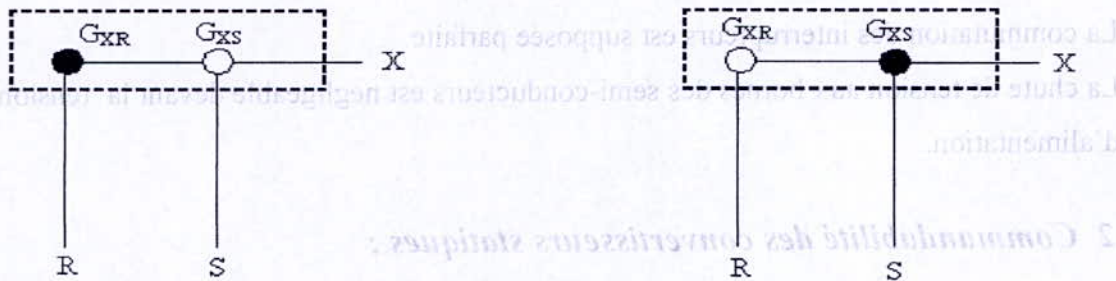


Figure (IV-4) : Description d'un interrupteur idéal par réseau de Pétri.

IV- 1- 4- 1 Les différentes configurations d'une cellule du convertisseur matriciel :



La configuration E1

La configuration E2

● Commutateur fermé

○ Commutateur ouvert

Figure (IV-5) : Les deux configurations possibles d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.

IV- 1- 4- 2 Application du réseau de Pétri à une cellule de commutation du convertisseur matriciel :

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

$$R_{12} = (E_1) \ \& \ (T_{RX}=0) \ \& \ (T_{SX}=1)$$

$$R_{21} = (E_2) \ \& \ (T_{SX}=0) \ \& \ (T_{RX}=1)$$

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

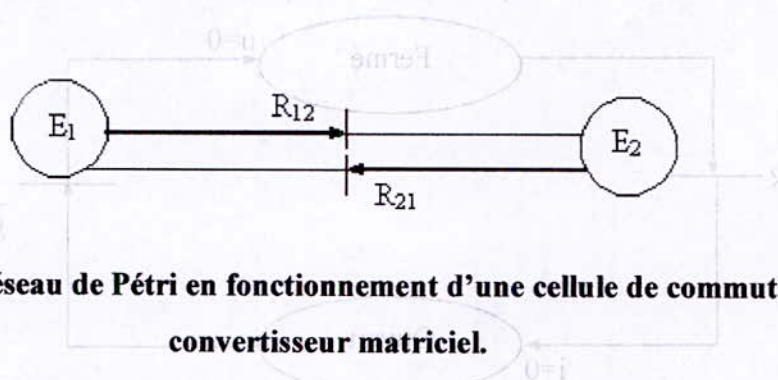


Figure (IV-6): Réseau de Pétri en fonctionnement d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.

IV- 2 Modélisation en vue de la commande :

IV- 2- 1 Hypothèses :

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

IV- 2- 2 Commandabilité des convertisseurs statiques :

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

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

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

IV-2- 2- 1 Fonction et matrice de connexion des interrupteurs :

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

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

Avec :

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

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

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{XR} & f_{XS} \\ f_{YR} & f_{YS} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-2})$$

IV-2- 2- 2 Fonction génératrice de connexion des interrupteurs :

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

$$f_{ij}^g = \frac{1}{T} \int_0^T f_{ij}(\tau) d\tau \quad (0 \leq f_{ij}^g \leq 1) \quad (\text{IV-3})$$

Avec $i=X, Y$ et $j=R, S$.

IV- 2- 3 Modélisation aux valeurs instantanées :

IV- 2- 3- 1 Grandeurs électriques et leurs matrices de conversion :

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

IV- 2- 3- 1- 1 Matrice de conversion des courants :

Les courants modulés (i_R et i_S) de la source de tension sont liés simultanément à l'état des cellules de commutation et aux courants commutés délivrés par la source de courants (i_X et i_Y).

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

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

Avec : $[i_s] = [i_X \ i_Y]^T$ Vecteur des courants commutés.

$[i] = [i_R \ i_S]^T$ Vecteur des courants modulés.

Donc :

$$\begin{bmatrix} i_R \\ i_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{XR} & f_{YR} \\ f_{XS} & f_{YS} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_X \\ i_Y \end{bmatrix} \quad (\text{IV-6})$$

Que l'on note:

$$\begin{bmatrix} i_R \\ i_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I \\ M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_X \\ i_Y \end{bmatrix} \quad (\text{IV-7})$$

La matrice $[M^T]$ ainsi obtenue est dite **matrice de conversion des courants**.

IV- 2- 3- 1- 2 Matrice de conversion des tensions :

De même, les tensions composées et modulées (U_X, U_Y) aux bornes des sources de courants dépendent essentiellement de l'état des cellules de commutation et des tensions commutées (U_R, U_S) délivrées par la source de tension.

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

$$[U] = [F][U_s] \quad (IV-8)$$

Avec :

$$[U_s] = [U_R \ U_S]^T \text{ Vecteur des tensions commutées.}$$

$$[U] = [U_X \ U_Y]^T \text{ Vecteur des tensions modulées.}$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{XR} & f_{XS} \\ f_{YR} & f_{YS} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \end{bmatrix} \quad (IV-9)$$

Que l'on note:

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \end{bmatrix} = [M^U] \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \end{bmatrix} \quad (IV-10)$$

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

IV- 2- 3- 2 La matrice de conversion du convertisseur matriciel :

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

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

Avec :

$$[G_m] = [U_X \ U_Y \ i_R \ i_S]^T \text{ Vecteurs des grandeurs modulées.}$$

$$[G_c] = [U_R \ U_S \ i_X \ i_Y]^T \text{ Vecteurs des grandeurs commutées.}$$

Soit :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ i_R \\ i_S \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ i_X \\ i_Y \end{bmatrix} \tag{IV-11}$$

Avec :

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

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

Finalement on aura donc :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ i_R \\ i_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{XR} & f_{XS} & 0 & 0 \\ f_{YR} & f_{YS} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & f_{XR} & f_{YR} \\ 0 & 0 & f_{XS} & f_{YS} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ i_X \\ i_Y \end{bmatrix} \tag{IV-12}$$

IV- 2- 3- 3 Modèle de connaissance du convertisseur matriciel :

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

1. variables discrètes.
2. variables continues.

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

Dés lors, le modèle de connaissance de ce convertisseur peut se décomposer en deux parties distinctes (figure. IV-7) :

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

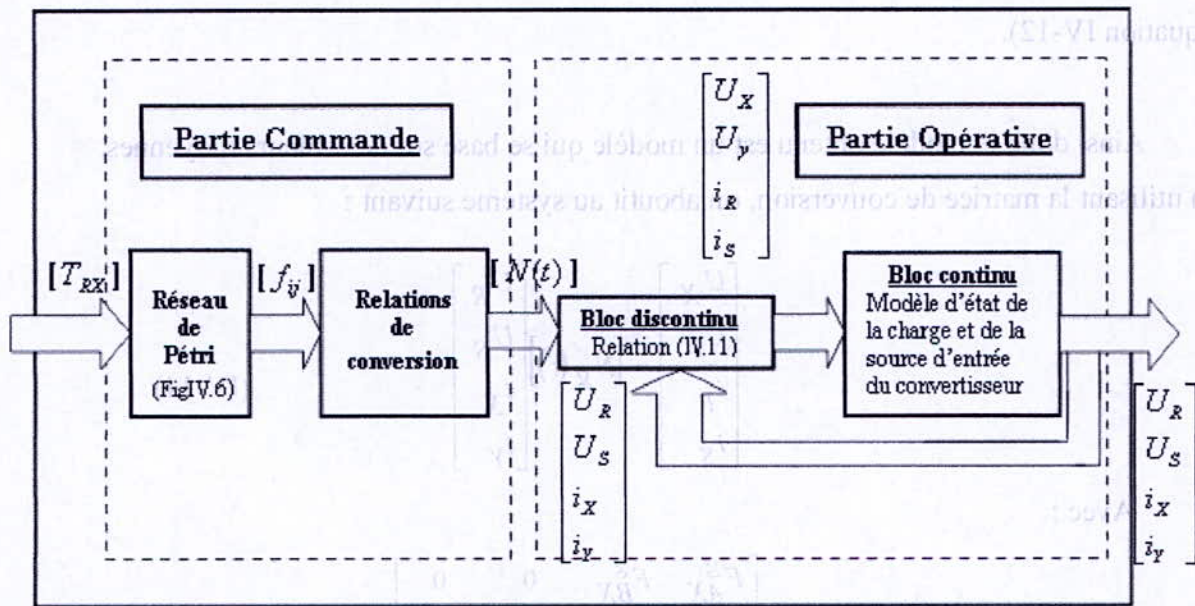


Figure (IV-7) : Modèle de connaissance du convertisseur matriciel.

IV- 2- 4 Modélisation aux valeurs moyennes : modèle de commande :

Le modèle de connaissance global présenté précédemment (figure.IV-7) est bien adapter à la simulation, et donc à la validation des stratégies de commande. Il n'est pas adapté à la commande à cause de la présence du bloc discontinu.

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

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

$$[N_g(t)] = \frac{1}{T} \int_{kT}^{(k+1)T} [N(\tau)] d\tau \tag{IV-13}$$

T : étant la période de commutation des interrupteurs.

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

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

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ i_R \\ i_S \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ i_X \\ i_Y \end{bmatrix} \tag{IV-14}$$

Avec :

$$[N_g(t)] = \begin{bmatrix} F_{AX}^g & F_{BX}^g & 0 & 0 \\ F_{AY}^g & F_{BY}^g & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{AX}^g & F_{AY}^g \\ 0 & 0 & F_{BX}^g & F_{BY}^g \end{bmatrix} \tag{IV-13}$$

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

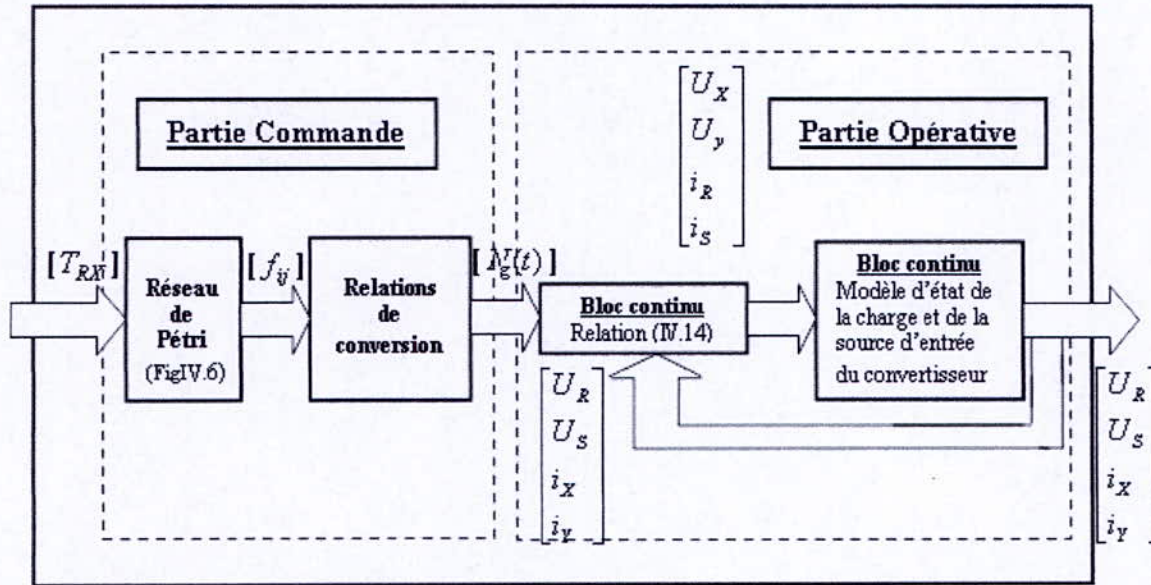


Figure (IV-8) : Modèle de commande du convertisseur matriciel.

Conclusion :

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

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

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

Introduction :

Dans ce chapitre, on va étudier deux stratégies de modulation adaptées à la commande

du convertisseur matriciel :

1. la modulation vectorielle,
2. la modulation par sous oscillation (PWM à deux intervalles).

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

V-1 Définition de la tension intermédiaire fictive :

CHAPITRE V

Stratégie De Commande Du Convertisseur Matriciel

$$U_a = U - U_b \quad (V-1)$$

U_a : est dite tension intermédiaire fictive.

En général, l'amplitude et la période de l'ondulation dépendent de l'angle de phase des tensions d'alimentation et aussi du choix des potentiels fictifs U_a et U_b qui jouent un rôle comparé à celui de l'angle d'alliage du redressement conventionnel. [A.Schuster-98]

Introduction :

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

1. la modulation par sous oscillation (PWM à deux intervalles).
2. la modulation vectorielle.

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

V- 1 Définition de la tension intermédiaire fictive :

Le principe de commande du convertisseur matriciel est basé sur l'analogie avec le convertisseur indirect avec un circuit intermédiaire fictive (redresseur -onduleur) [A.Schuster-96].

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

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

$$U_d = U^+ - U^- \quad (V-1)$$

U_d : est dite tension intermédiaire fictive.

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

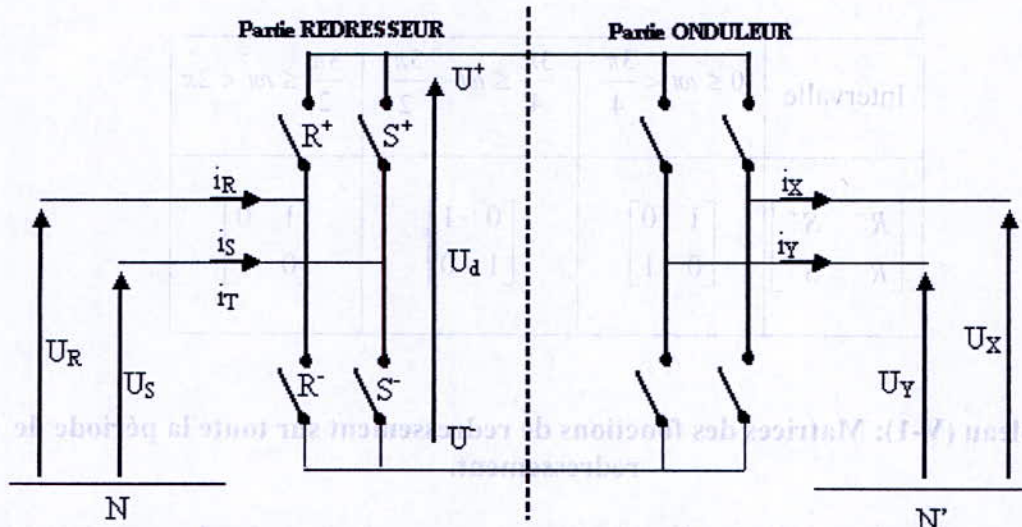


Figure (V-1) : Modèle du convertisseur matriciel avec circuit intermédiaire fictif.

Le but de l'introduction de la tension intermédiaire fictive est de pouvoir analyser et optimiser séparément le redressement et l'ondulation, et par suite le développement séparé des algorithmes de commande [K.Dhmane-2001] [A.Schuster-98].

V- 2 Etude de la partie redresseur :

Pour le redressement, le spectre d'harmoniques des courants d'entrée est très important [A.Schuster-98].

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

$$\begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R^+ & S^+ \\ R^- & S^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \end{bmatrix} \tag{V-2}$$

Noté :

$$\begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} = [M_R] \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \end{bmatrix}$$

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

On constate que dans un période de redressement il y a huit intervalles (de π/4 dans chaque intervalle), mais nous ont trouvé après simplification trois intervalles, qui sont définis dans le tableau ci-dessous (Tab V-1) :

Intervalle	$0 \leq \omega t < \frac{3\pi}{4}$	$\frac{3\pi}{4} \leq \omega t < \frac{3\pi}{2}$	$\frac{3\pi}{2} \leq \omega t < 2\pi$
$\begin{bmatrix} R^+ & S^+ \\ R^- & S^- \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$

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

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

$$U_d = \frac{\hat{U}}{\cos(\Phi)} \quad (V-3)$$

\hat{U} : Valeur crête des tentions d'alimentation.

Et $\Phi = 2f_0\pi$.

La forme de la tension intermédiaire fictive sur une période est représentée ci-dessous

(Figure V- 2) :

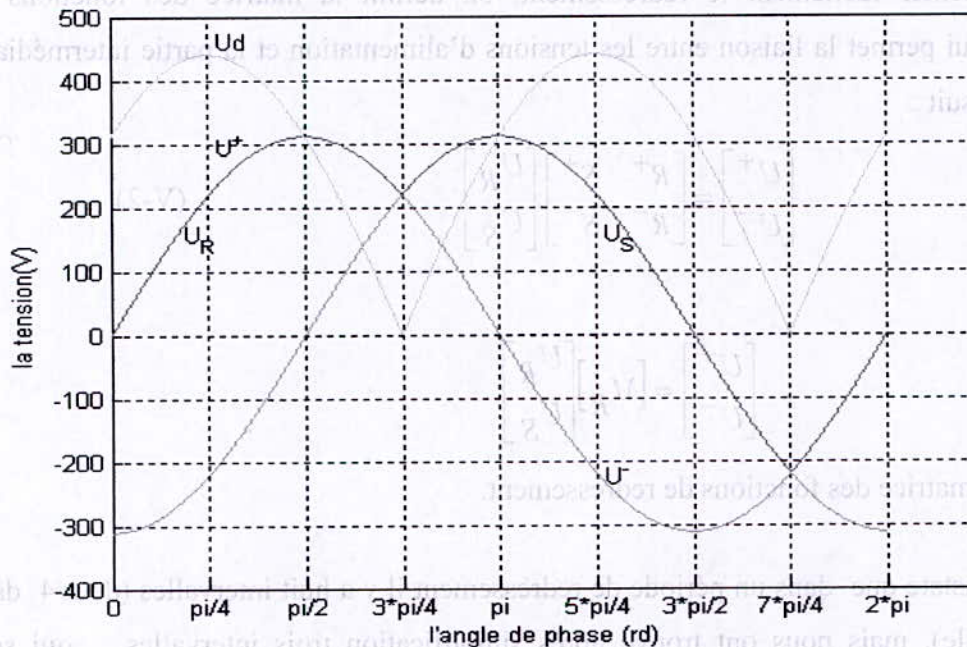


Figure (V-2) : La forme de la tension intermédiaire fictive U_d .

V- 3 Etude de la partie onduleur :

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

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{cm1} & (1-u_{cm1}) \\ u_{cm2} & (1-u_{cm2}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} \quad (V-4)$$

Telle que :

$$[M_0] = \begin{bmatrix} u_{cm1} & (1-u_{cm1}) \\ u_{cm2} & (1-u_{cm2}) \end{bmatrix}$$

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

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

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{cm1} & (1-u_{cm1}) \\ u_{cm2} & (1-u_{cm2}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} R^+ & S^+ \\ R^- & S^- \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \end{bmatrix} \quad (V-5)$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \end{bmatrix} = [F_g] \cdot \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \end{bmatrix}$$

Avec :

$$[F_g] = [M_0] [M_g]$$

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

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{RX}^g & F_{SX}^g \\ F_{RY}^g & F_{SY}^g \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \end{bmatrix} \quad (V-6)$$

Avec :

$$[F_g] = \begin{bmatrix} F_{RX}^g & F_{SX}^g \\ F_{RY}^g & F_{SY}^g \end{bmatrix}$$

Remarque :

De même pour les courants, on aura :

$$\begin{bmatrix} i_R \\ i_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{RX}^g & F_{SX}^g \\ F_{RY}^g & F_{SY}^g \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_X \\ i_Y \end{bmatrix} \quad (V-7)$$

Par identification entre les équations (V-5) et (V-6) on aura :

$$\begin{cases} F_{RX}^g = R^+ u_{cm1} + R^- (1 - u_{cm1}) \\ F_{SX}^g = 1 - F_{RX}^g \end{cases} \quad (V-8)$$

V- 4 Modulation de la tension intermédiaire fictive :

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

$$\begin{cases} U_{Xref} = U_m \sin(\omega_0 t) \\ U_{Yref} = U_m \sin(\omega_0 t - \frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (V-9)$$

Avec : $\omega_0 = 2 \pi f_o$

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

$$u_{cmk} = r \cdot \cos(\Phi) \cdot \sin\left(\omega_0 t - (k-1) \cdot \frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{2} \quad (V-10)$$

Avec :

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

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

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

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

$k = 1, 2.$

V- 5 Stratégies de commande du convertisseur matriciel :

V- 5- 1 La modulation par sous oscillation (PMW à deux intervalles) :

V- 5- 1- 1 Le principe de la stratégie :

La PMW est une technique bien établie pour les convertisseurs à pulsation. On s'aperçoit que pour la commande du convertisseur matricielle chaque phase de sortie doit pouvoir être commutée à chaque phase d'entrée pendant un intervalle déterminé de la période de pulsation. Ceci est également valable si l'on considère le transfert dans le sens inverse, pour la commutation des phases d'entrée vers les phases de sortie.

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

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

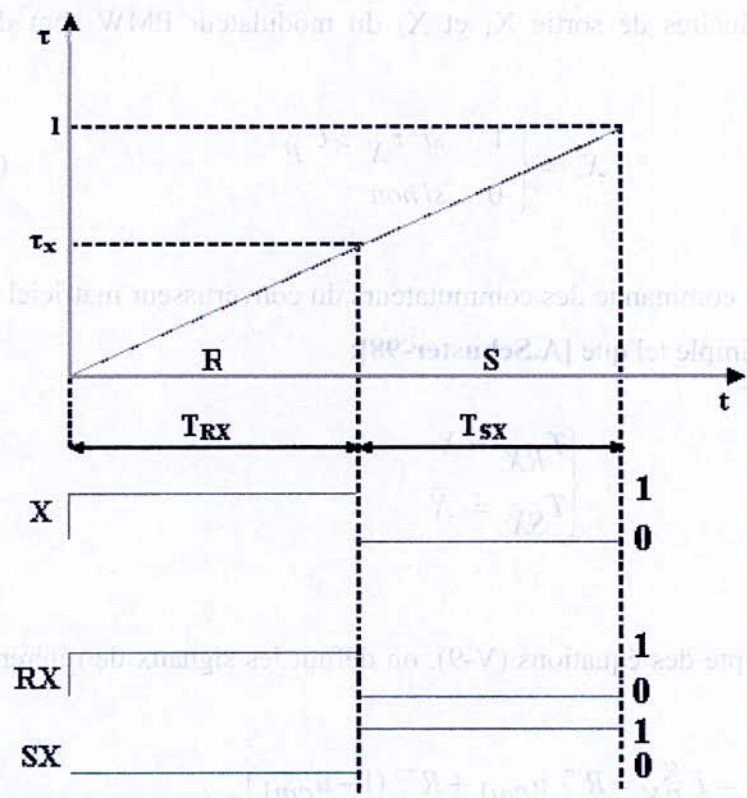


Figure (V-3) : PMW à deux intervalles qui commande la phase X de sortie.

La stratégie PWM est caractérisée par deux paramètres qui sont :

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

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

- le taux de modulation r qui est le rapport entre l'amplitude maximale de la tension de référence U_m sur la valeur minimale de la tension redressée

fictive U_{dmin} , soit :
$$r = \frac{U_m}{U_{dmin}}$$

L'équation de la porteuse est définie comme suit :

$$U_p = \frac{1}{T_p} t \quad 0 \leq t \leq T_p \quad (V-11)$$

Les signaux binaires de sortie X_1 et X_2 du modulateur PWM sont définis comme suit [A.Schuster-98]:

$$X = \begin{cases} 1 & \text{si } \tau_X > U_p \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (V-12)$$

Les signaux de commande des commutateurs du convertisseur matriciel s'obtiennent à l'aide d'une logique simple tel que [A.Schuster-98]:

$$\begin{cases} T_{RX} = X \\ T_{SX} = \bar{X} \end{cases} \quad (V-13)$$

On tenant compte des équations (V-9), on définit les signaux de référence τ_X comme suit :

$$\tau_X = F_{RX}^g = R^+ u_{cm1} + R^- (1 - u_{cm1}) \quad (V-14)$$

A partir de l'équation (V-10), la fonction d'ondulation $u_{cm} = u_{cm1}$ pour la phase X peut s'écrire comme suit :

$$u_{cm} = \frac{U_{Xref}}{U_{dmin}} \cos(\Phi) + \frac{1}{2} \quad (V-15)$$

La structure de ce modulateur PMW à deux intervalles est montrée par la figure (V-4) ci-dessous :

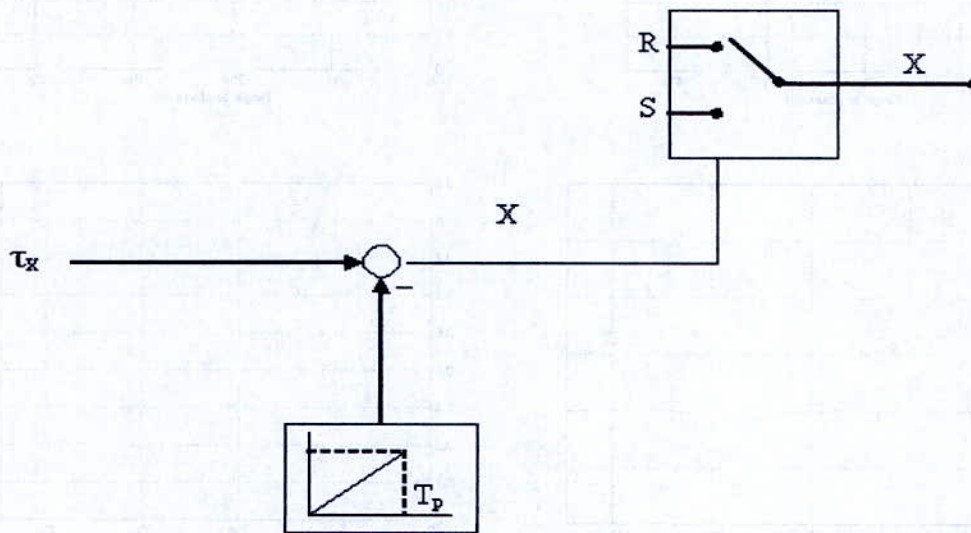


Figure (V-4) : Structure du modulateur PMW à deux intervalles.

La forme des différents signaux de la stratégie PWM à deux intervalles est donnée ci-dessous :

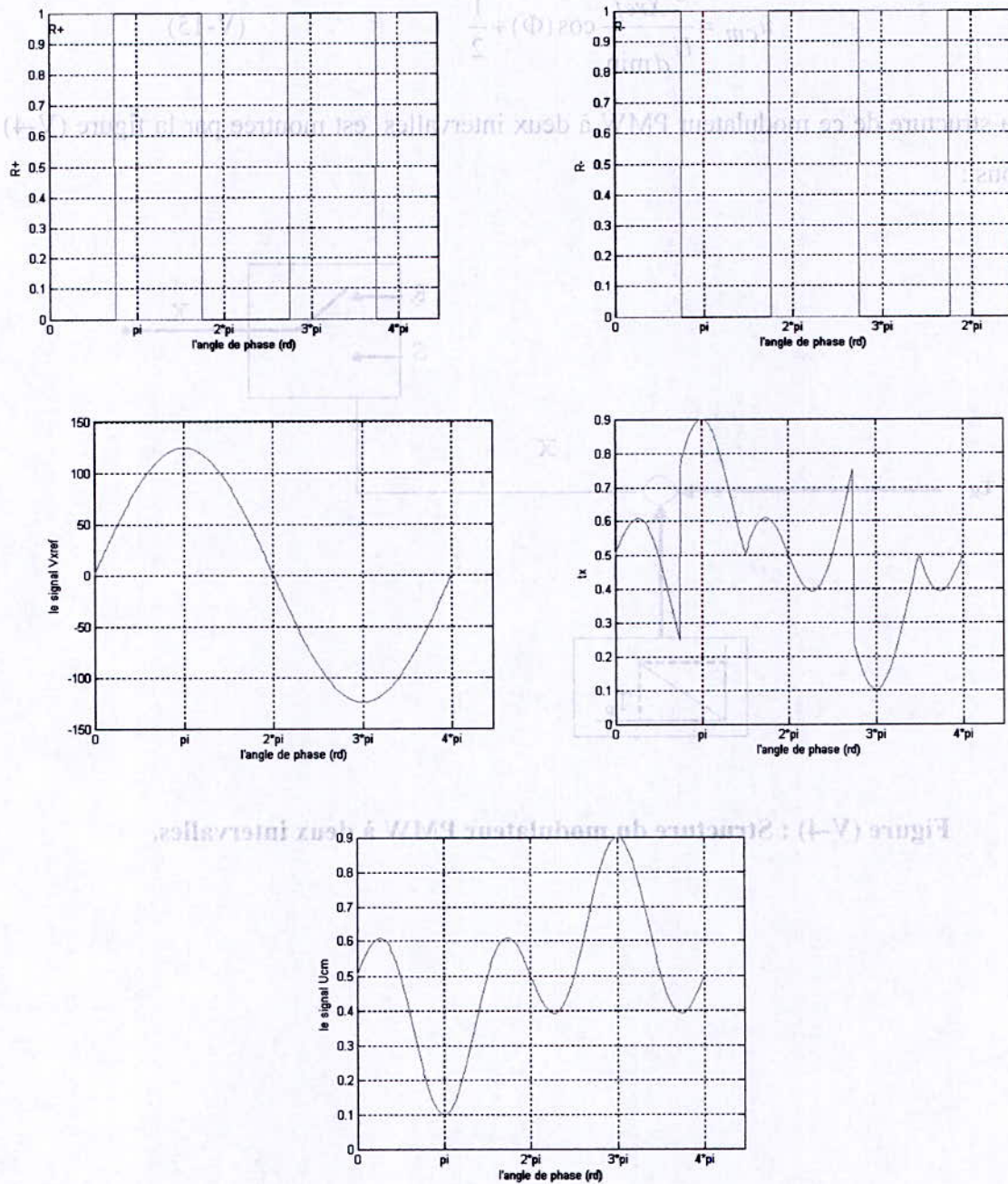


Figure (V-5) : Les signaux de la stratégie PWM à deux intervalles. ($r=0.4$, $f_0=25\text{Hz}$).

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

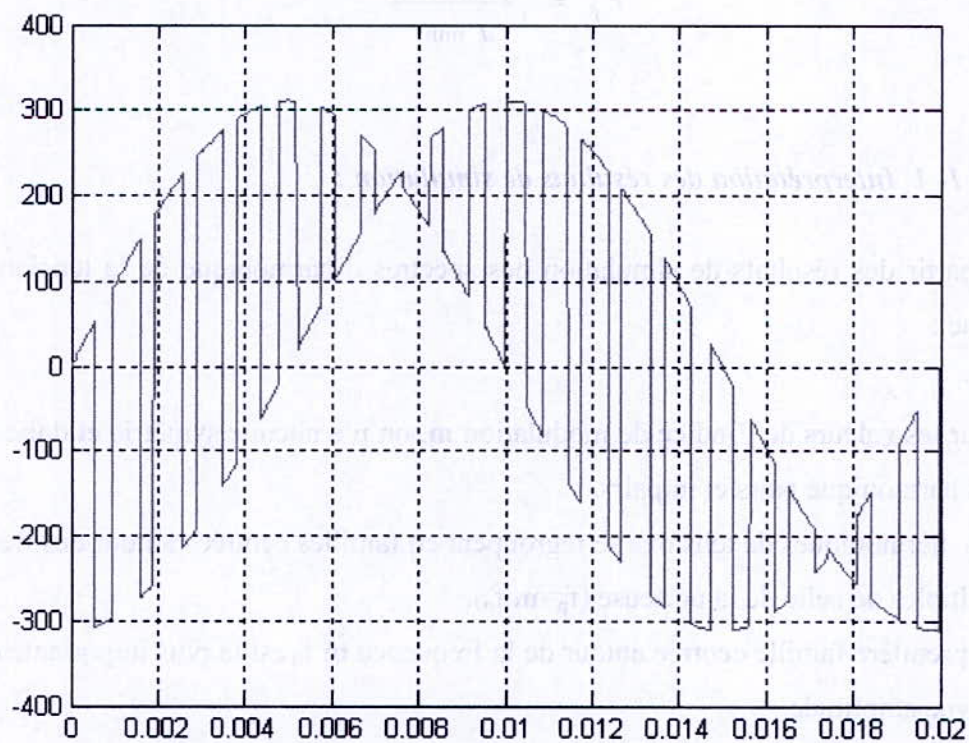
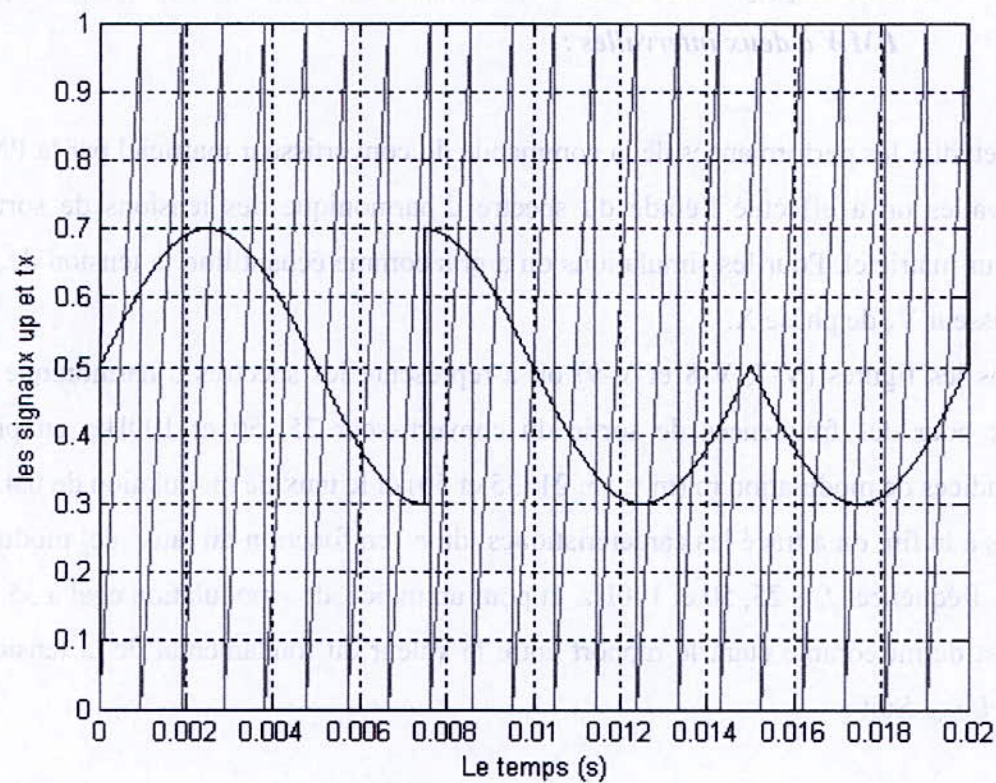


Figure (V-6) : Principe de la stratégie PMW à deux intervalles (m=21, r=0.4, f_o=50Hz).

V- 5 – 1- 2 Simulation et résultats :

V- 5 - 1- 2- 1 Etude des performances de la commande du convertisseur matriciel par la PWM à deux intervalles :

Pour étudier les performances de la commande du convertisseur matriciel par la PWM à deux intervalles on a effectué l'étude du spectre d'harmonique des tensions de sortie du convertisseur matriciel. Pour les simulations on a pris comme échantillon la tension de sortie du convertisseur V_x de phase X.

Dans les figures (V-7, V-8 et V-9) on a représenté les spectres d'harmonique de la tension V_x pour des fréquences de sortie du convertisseur 25, 50 et 100Hz, en prenant différents indices de modulation m ($m = 15, 21, 35$ et 50) et le taux de modulation de 0.4.

Puis à la fin, on a tracé les caractéristiques du r_f en fonction du taux de modulation r pour les fréquences $f_o = 25, 50$ et 100Hz et pour un indice de modulation égal à 35.

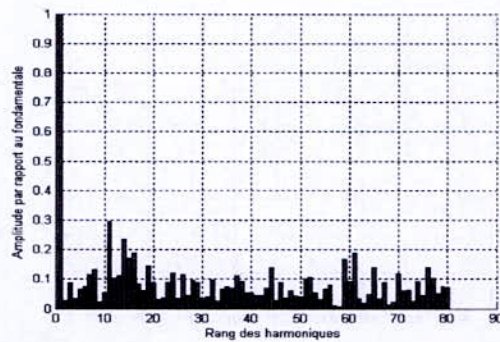
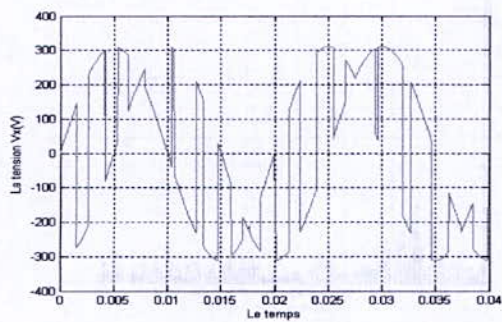
r_f est défini comme étant le rapport entre la valeur du fondamental de la tension V_x (V_{xfond}) sur U_{dmin} . Soit :

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

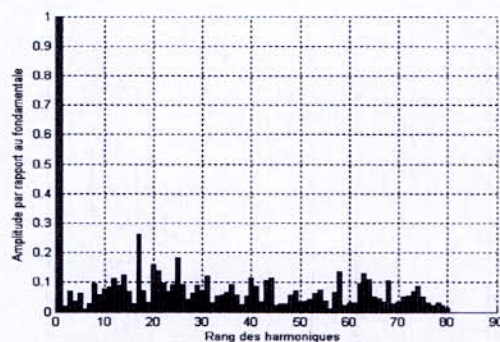
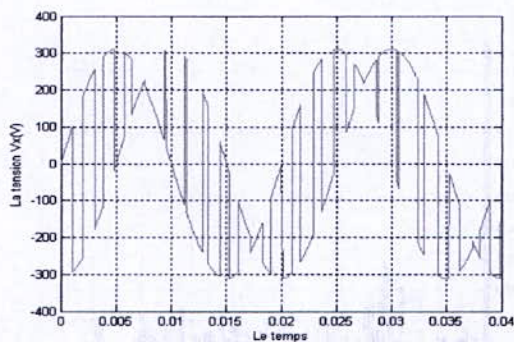
V- 5- 1- 2- 1- 1 Interprétation des résultats de simulation :

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

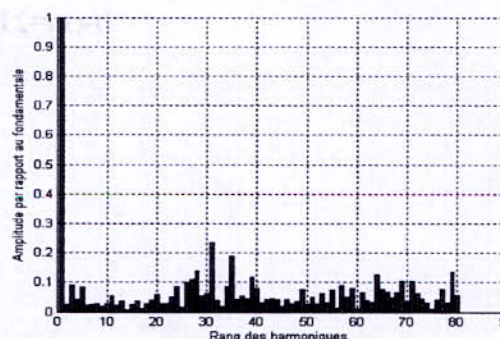
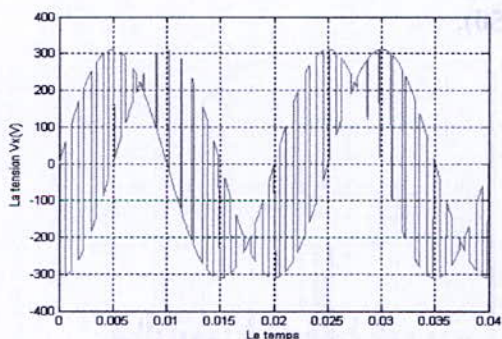
1. Pour les valeurs de l'indice de modulation m , on n'a aucune symétrie et donc il existe des harmonique pairs et impairs.
2. Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p = m f_o$).
3. La première famille centrée autour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



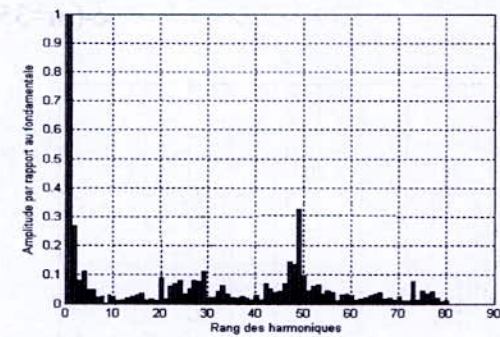
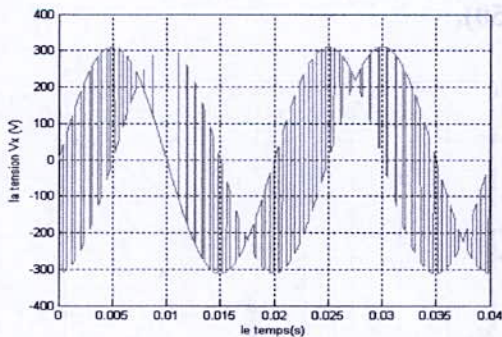
a-($m=15, r=0.4, f_0=25$).



b-($m=21, r=0.4, f_0=25$).

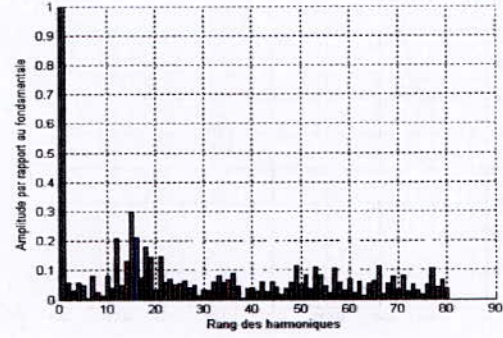
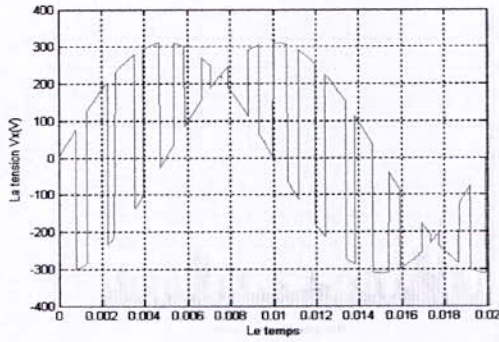


c-($m=35, r=0.4, f_0=25$).

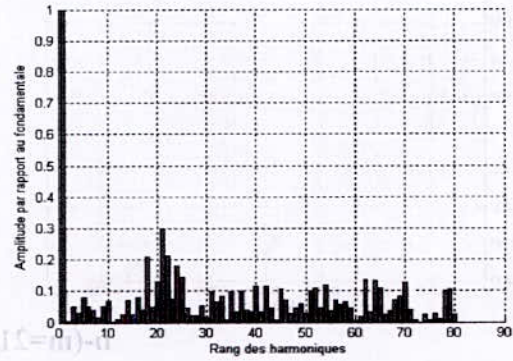
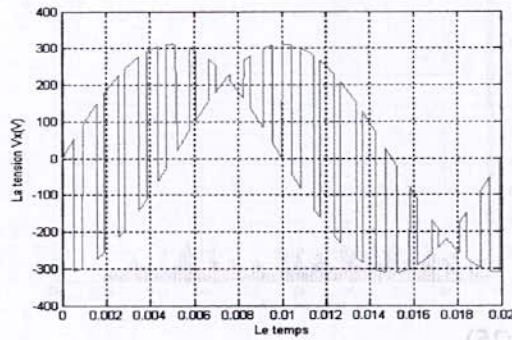


d-($m=50, r=0.4, f_0=25$).

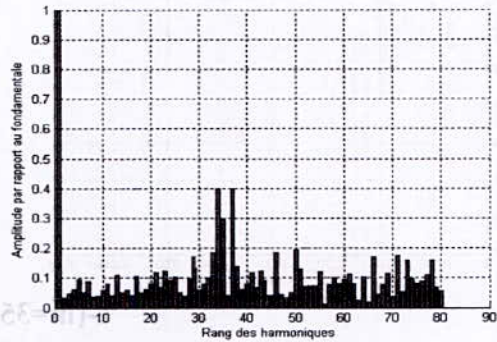
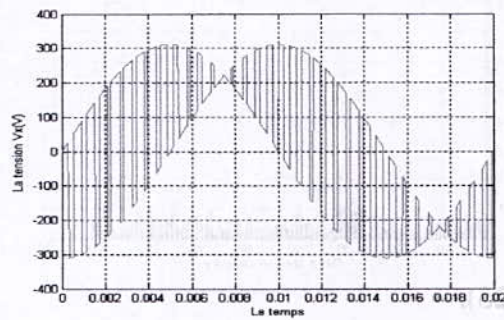
Figure (V- 7): Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie V_x pour une fréquence de sortie $f_0=25$ Hz.



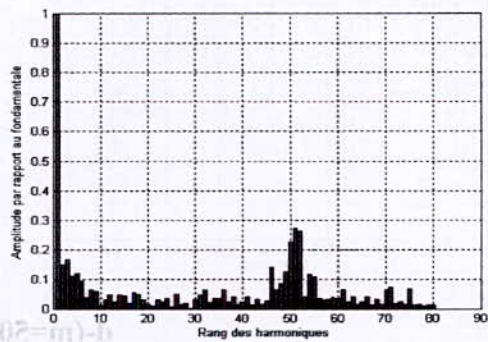
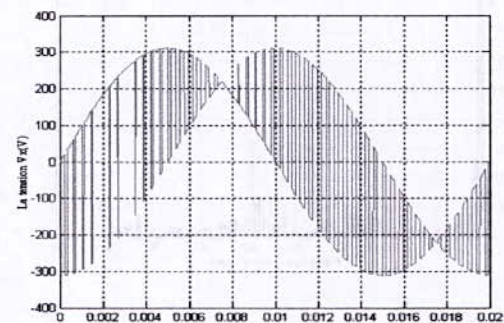
a- $(m=15, r=0.4, f_0=50)$.



b- $(m=21, r=0.4, f_0=50)$.

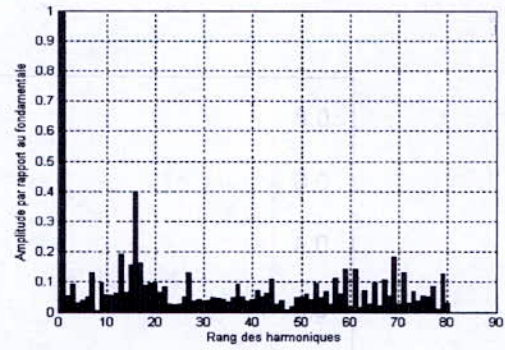
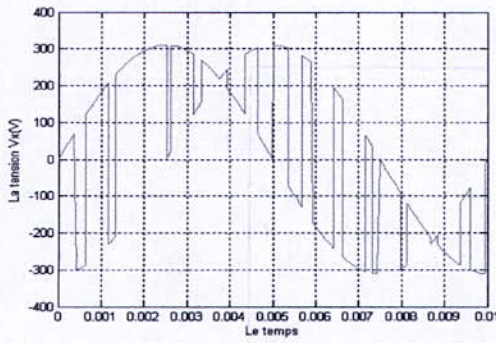


c- $(m=35, r=0.4, f_0=50)$.

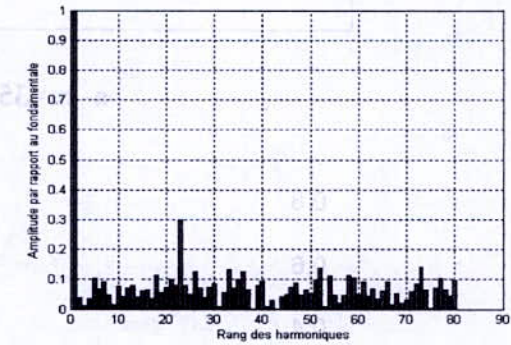
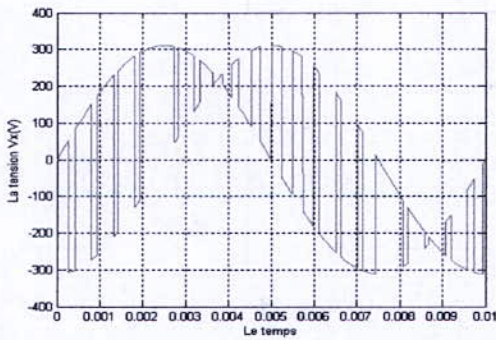


d- $(m=50, r=0.4, f_0=50)$.

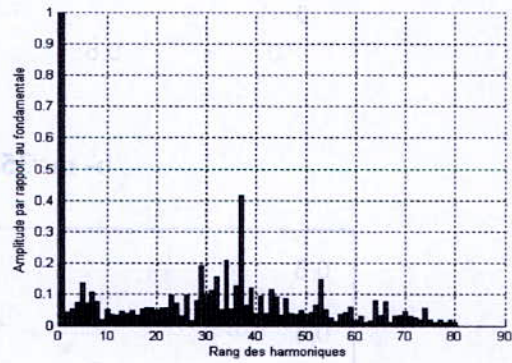
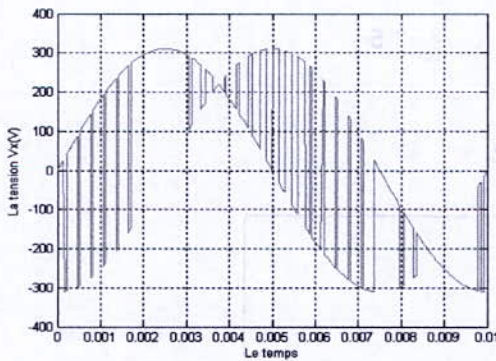
Figure (V- 8): Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie V_x pour une fréquence de sortie $f_0=50$ Hz.



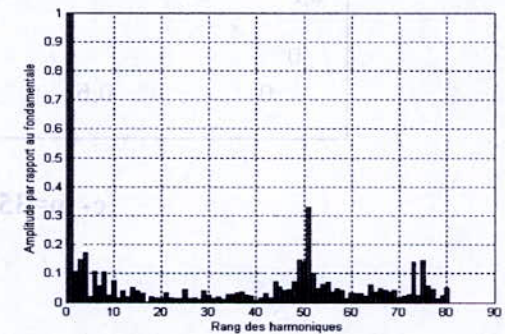
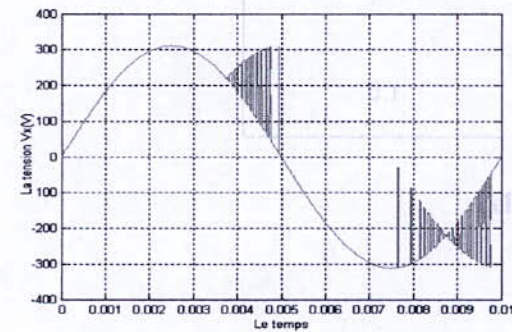
a - ($m=15, r=0.4, f_0=100$ Hz).



b - ($m=21, r=0.4, f_0=100$ Hz).

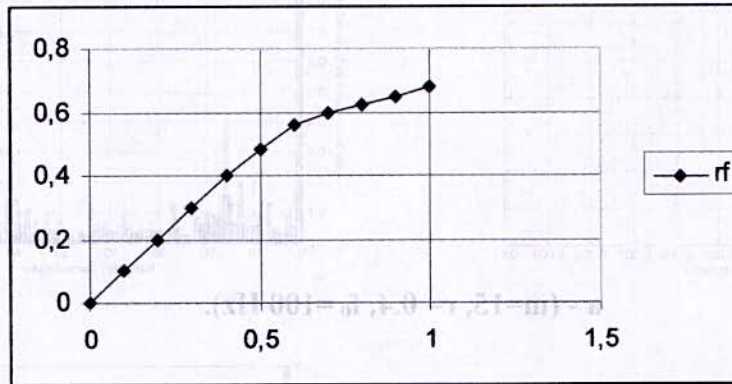


c - ($m=35, r=0.4, f_0=100$ Hz).

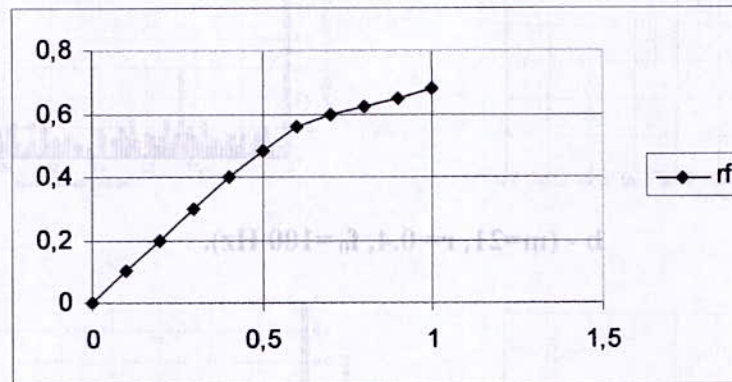


d - ($m=50, r=0.4, f_0=100$ Hz).

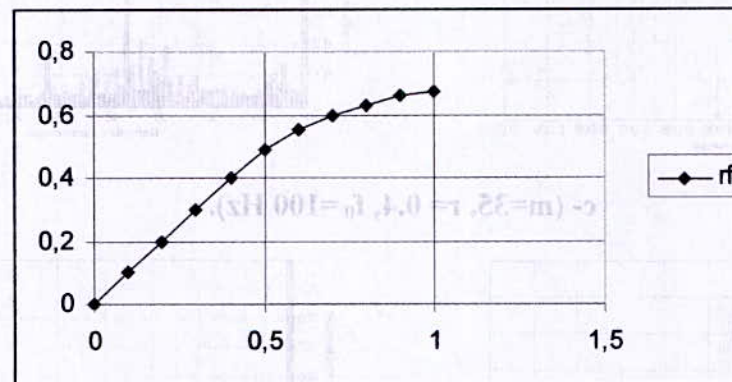
Figure (V- 9): Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie V_x pour une fréquence de sortie $f_0=100$ Hz.



a- $m=35, f_0=25 \text{ Hz}$.



b- $m=35, f_0=50 \text{ Hz}$.



c- $m=35, f_0=100 \text{ Hz}$.

Figure (V-10) : Les caractéristique du r_f en fonction de taux de modulation r

V- 5 - 1- 2- 2 Etude des performances de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone :

On va étudier les performances de l'association du convertisseur matriciel à la MAS. Le convertisseur est commandé par la PWM à deux intervalles dont l'indice de modulation $m = 21$ et le taux de modulation $r = 0.4$, pour des différentes fréquences f_0 , on simule les grandeurs suivantes :(figure.V-11,V-12,V-13).

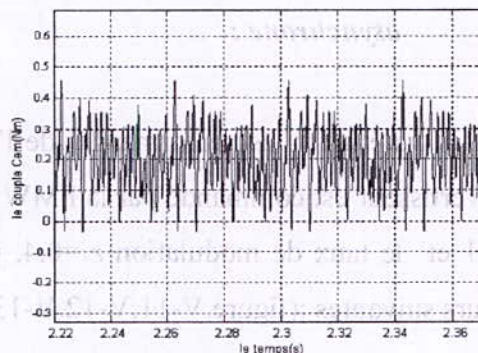
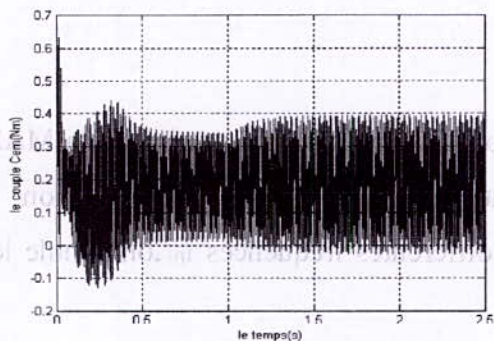
1. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.
2. le courant statorique i_x (et i_y) transitoire et permanent de la phase X (et Y) alimentant la machine asynchrone.
3. La vitesse de rotation N de la machine asynchrone.

V- 5 - 1- 2- 2- 1 Interprétation des résultats de simulation :

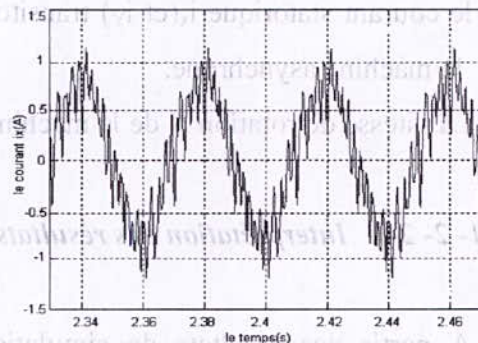
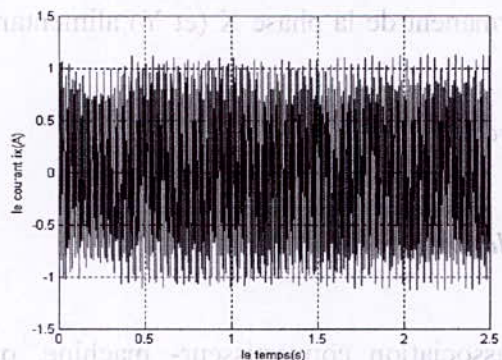
A partir des résultats de simulation de l'association convertisseur- machine, on constate que :

1. En régime permanent, la fréquence du couple électromagnétique est égale à la fréquence de la tension V_x délivrée par le convertisseur matriciel.
2. Lorsque la fréquence de la tension V_x augmente, la durée du régime transitoire de la machine asynchrone augmente.
3. Le courant absorbé par la machine est presque sinusoïdal.

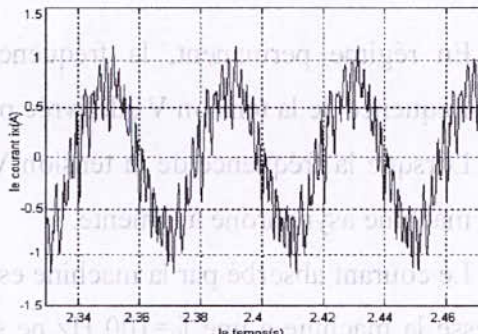
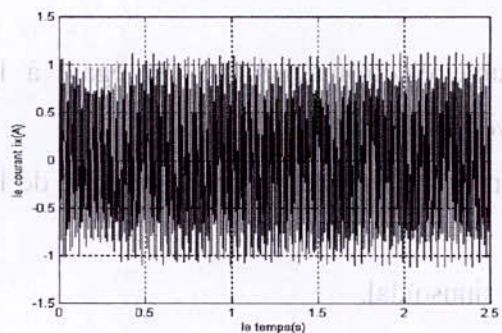
La vitesse la machine a une $f_0=100$ Hz ne supporte pas le couple résistant nominale C_r (qui est appliquer sur la machine pour les deux autres fréquence), Ce dernier demande une puissance deux fois la puissance nominale de la machine, donc il faut diminuer le couple résistant ou augmenter la tension d'alimentation.



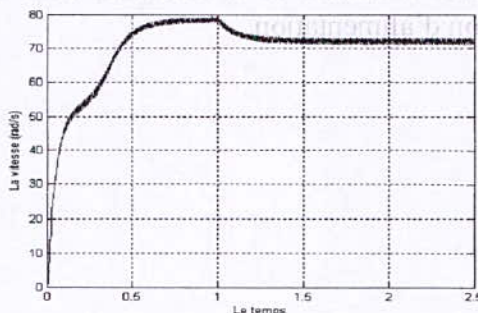
a- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de MAS



b- Le courant transitoire et permanent de la phase X de la MAS

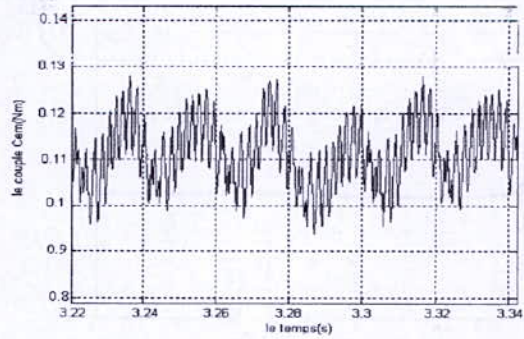
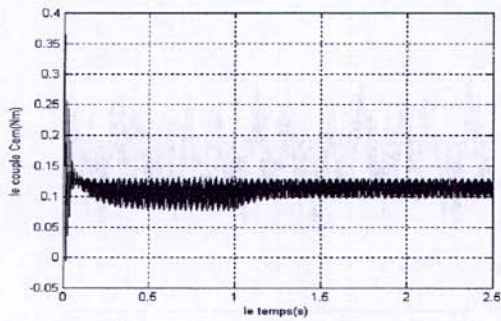


c- Le courant transitoire et permanent de la phase Y de la MAS

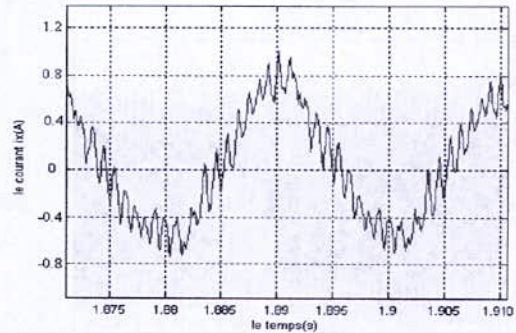
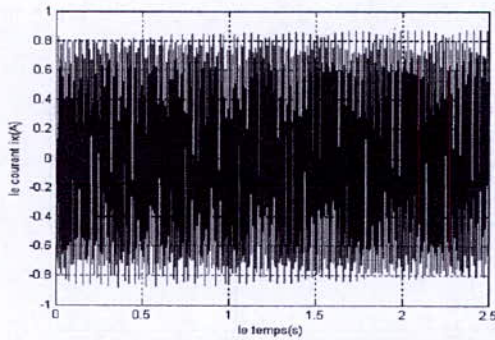


d- La vitesse de rotation de la MAS

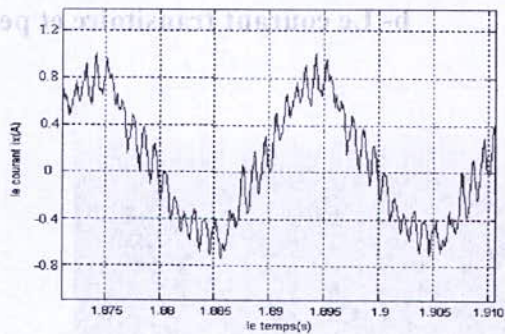
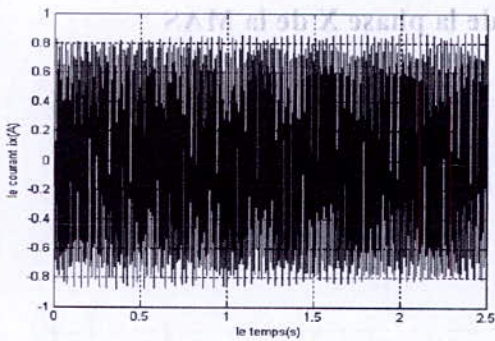
Figure (V-11) : Performance de l'association convertisseur matriciel_MAS avec la stratégie PWM à deux intervalles ($f_0=25$ Hz, $m=21$)



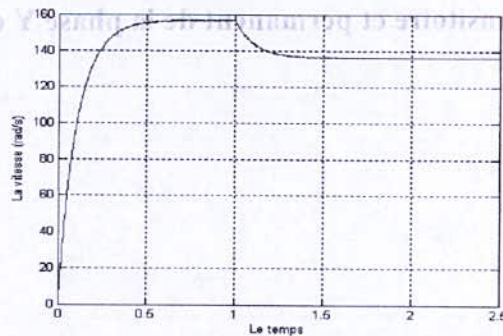
a- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la MAS



b- Le courant transitoire et permanent de la phase X de la MAS

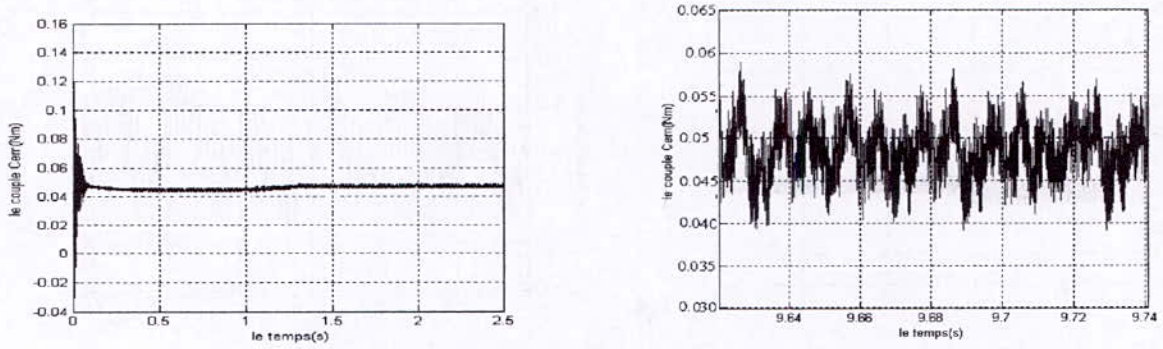


c- Le courant transitoire et permanent de la phase Y de la MAS

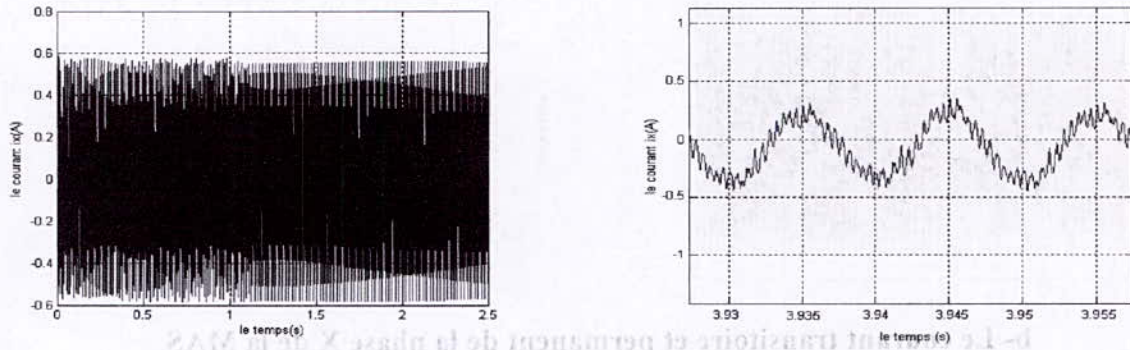


d- La vitesse de rotation de la MAS.

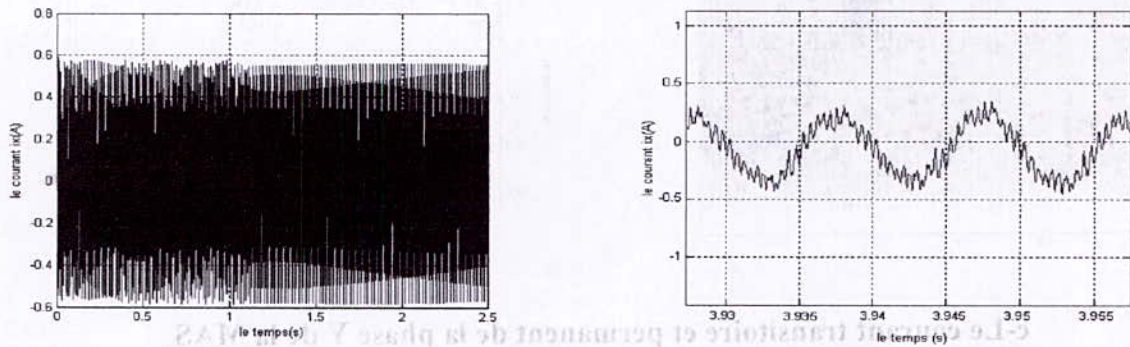
Figure (V-12) : Performance de l'association convertisseur matriciel_MAS avec la stratégie PWM à deux intervalles ($f_0=50$ Hz, $m=21$).



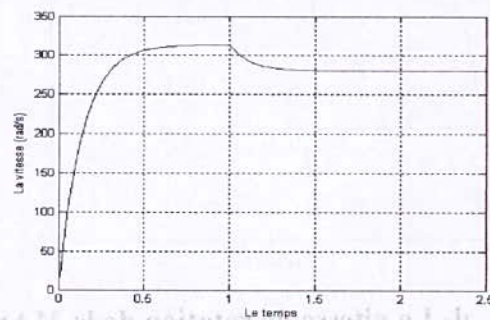
a- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la MAS



b- Le courant transitoire et permanent de la phase X de la MAS



c- Le courant transitoire et permanent de la phase Y de la MAS



d- La vitesse de rotation de la MAS.

Figure (V-13) : Performance de l'association convertisseur matriciel_MAS avec la stratégie PWM à deux intervalles ($f_0=100$ Hz, $m=21$).

V- 5 - 2 La modulation Vectorielle :**V- 5 - 2- 1 Le principe de la stratégie :**

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

$$\begin{cases} U_{Xref}^* = U_{Xref} + V_0 \\ U_{Yref}^* = U_{Yref} + V_0 \end{cases} \quad (V-18)$$

Tel que :

U_{Xref} et U_{Yref} sont les tensions de référence définies dans l'équation (V-10) pour la stratégie de modulation PWM à deux intervalles.

L'expression de la tension V_0 est :

$$V_0 = -\frac{\text{Max}(U_{Xref}, U_{Yref}) + \text{Min}(U_{Xref}, U_{Yref})}{2} \quad (V-19)$$

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

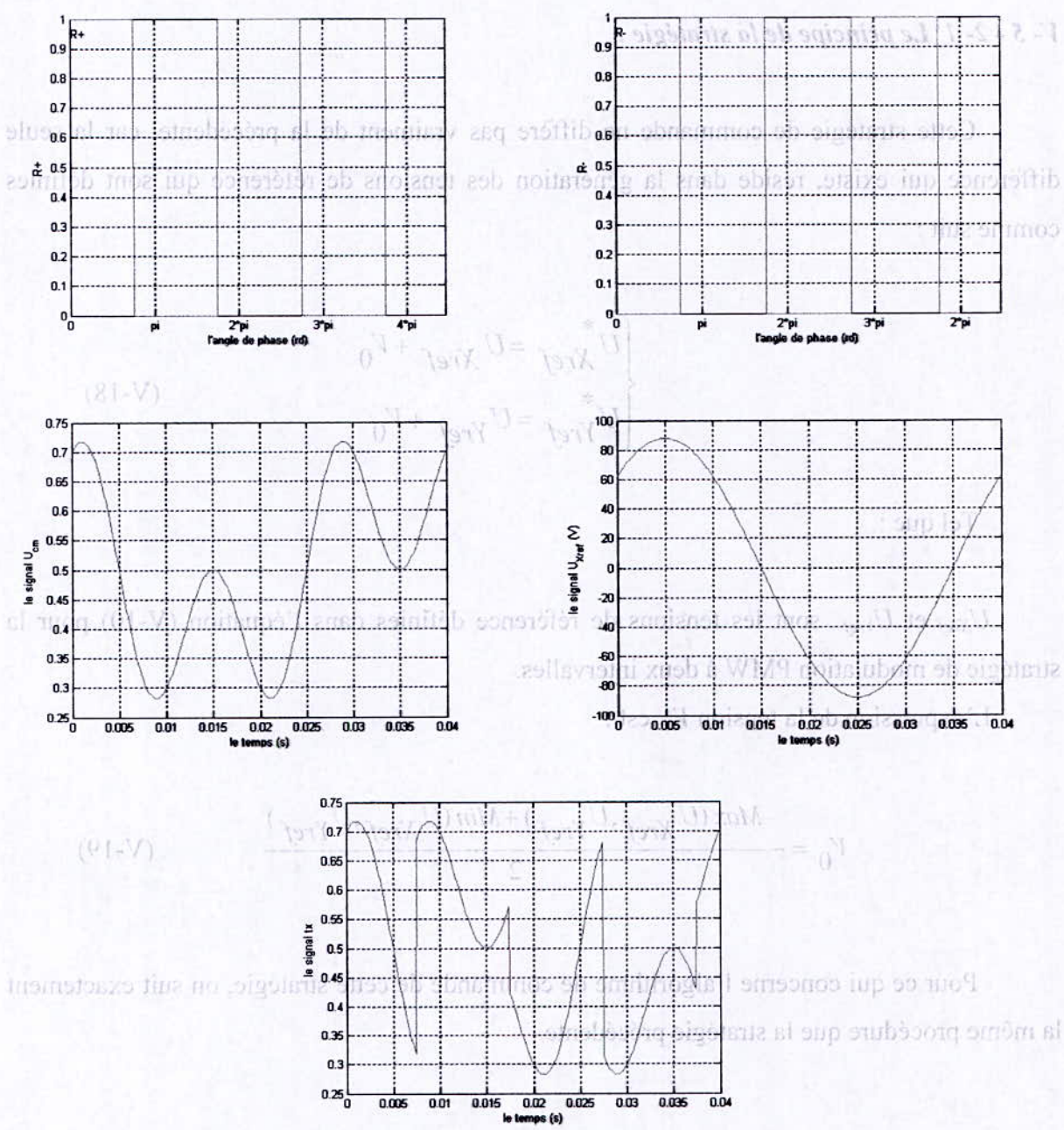


Figure (V-14) : Les signaux de la stratégie PWM à deux intervalles. (r=0.4, f₀=25Hz).

V- 5 - 2- 2 Simulation et résultats :

V- 5 - 2- 2- 1 Etude des performances de la commande du convertisseur matriciel par la PMW à deux intervalles :

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

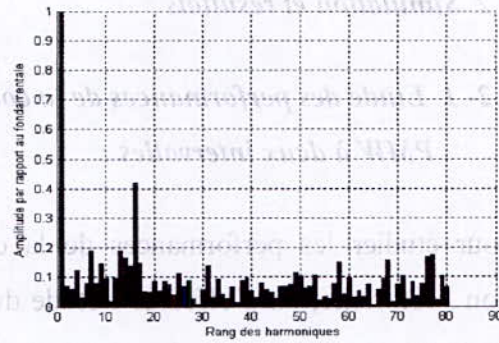
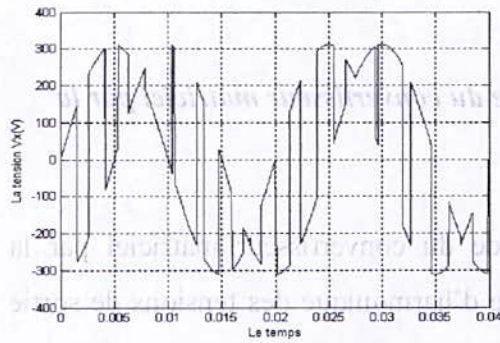
Dans les figures (V-15, V-16 et V-17) on a représenté les spectres d'harmonique de la tension V_x pour des fréquences de sortie du convertisseur pour différent f_0 , en prenant différents indices de modulation m ($m = 15, 21, 35$ et 50) et un taux de modulation de 0.4 .

Puis à la fin on a tracé les caractéristiques du taux d'harmonique et r_f en fonction du taux de modulation r pour les fréquences $f_0 = 25, 50$ et 100Hz et pour un indice de modulation de 35 .

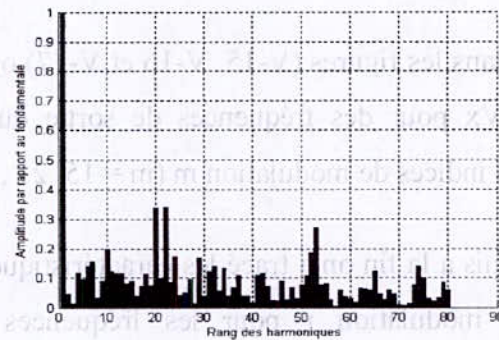
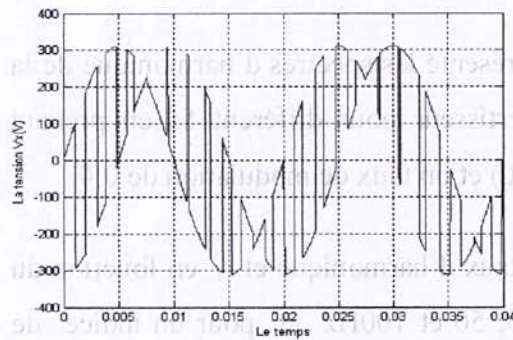
V- 5 - 2- 2- 1- 1 Interprétation des résultats de simulation :

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

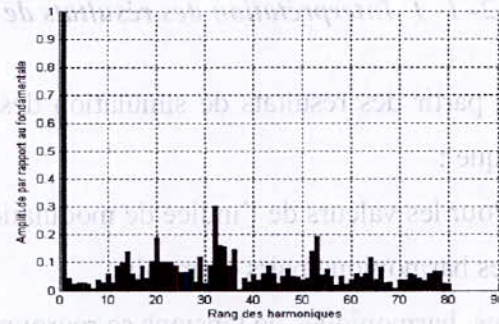
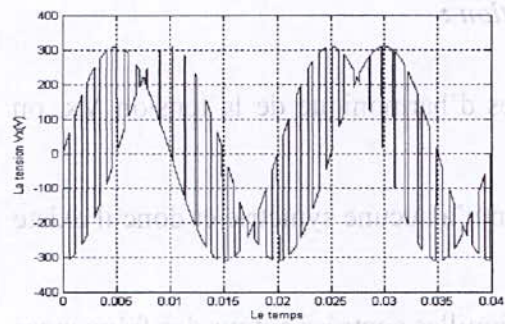
1. Pour les valeurs de l'indice de modulation m , on n'a aucune symétrie et donc il existe des harmonique pairs et impairs.
2. Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p = m f_0$).
3. La première famille centrée autour de la fréquence $m f_0$ est la plus importante du point de vue amplitude.
4. Le taux de modulation r , permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r = 0$ à $r = 0.5$.
5. Le taux d'harmonique diminue quand le taux de modulation r augmente.



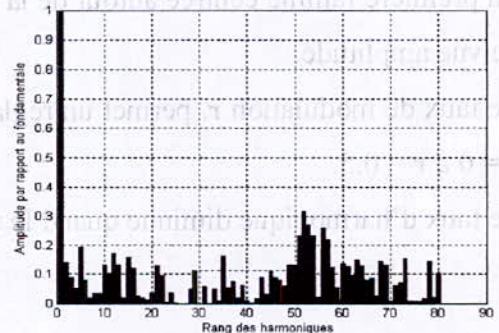
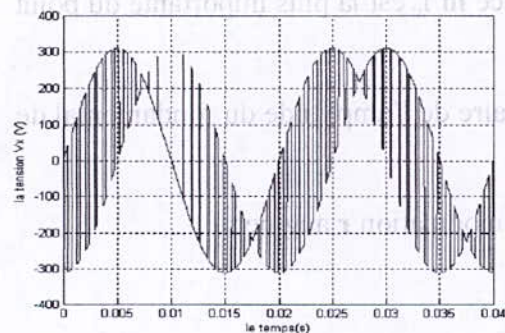
a- ($m=15, r=0.4, f_0=25$ Hz).



b- ($m=21, r=0.4, f_0=25$ Hz).

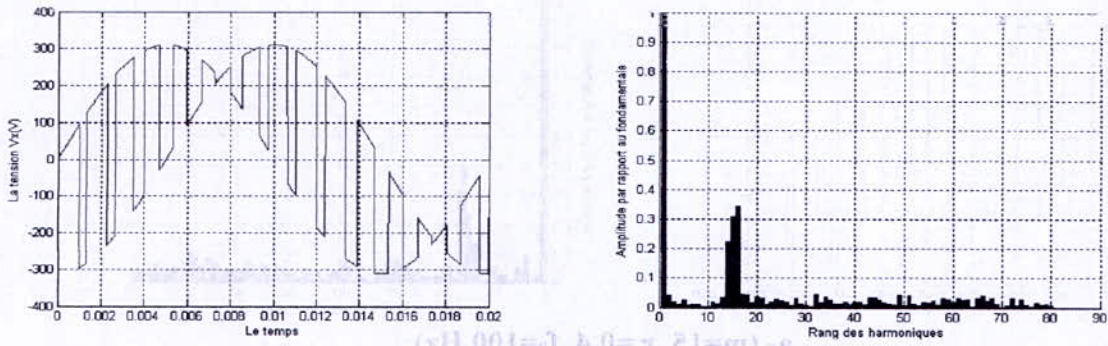


c- ($m=35, r=0.4, f_0=25$ Hz).

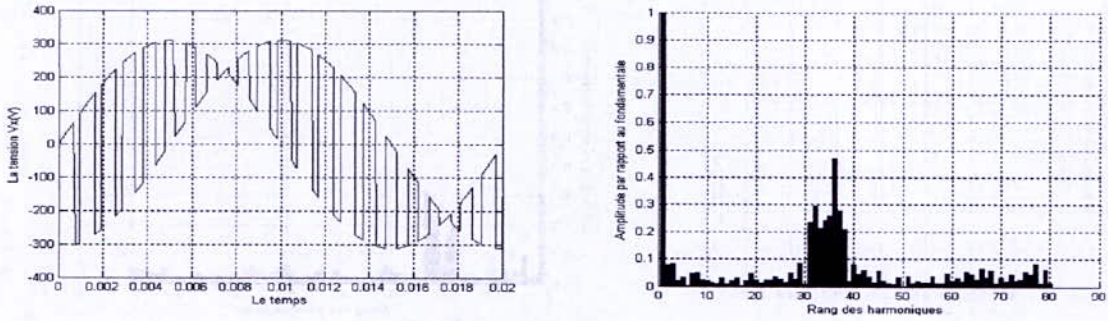


d- ($m=50, r=0.4, f_0=25$ Hz).

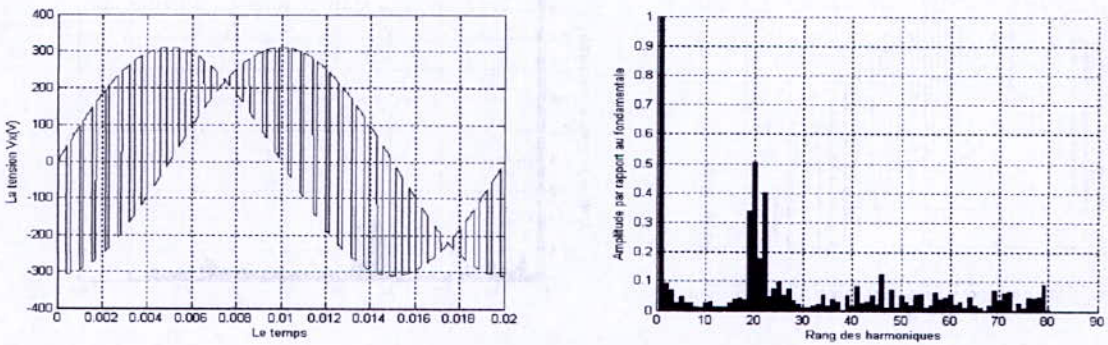
Figure (V-15) : Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie de la phase X pour une fréquence de sortie $f_0=25$ Hz.



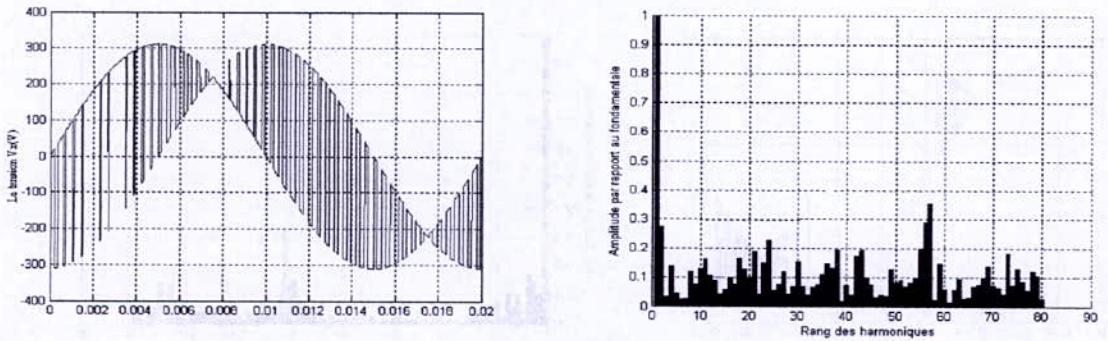
a- ($m=15, r=0.4, f_0=50$ Hz).



b- ($m=21, r=0.4, f_0=50$ Hz).

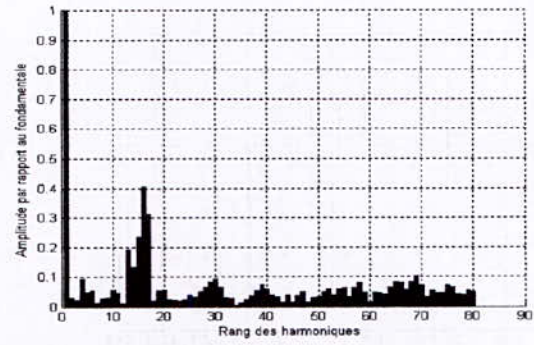
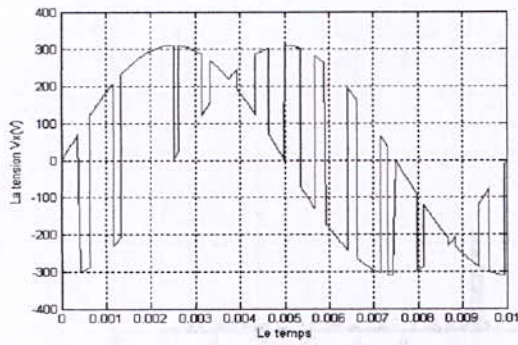


c- ($m=35, r=0.4, f_0=50$ Hz).

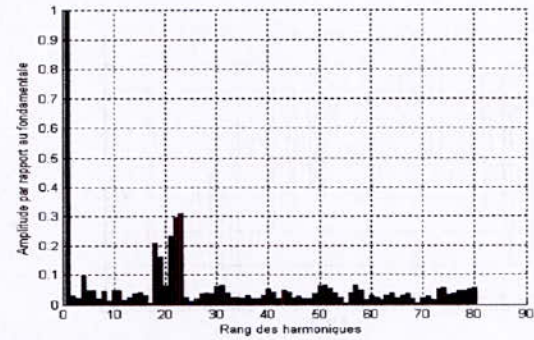
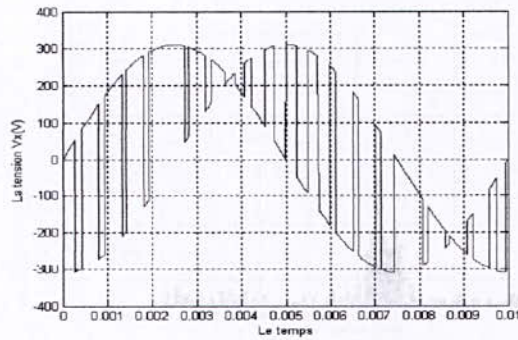


d- ($m=50, r=0.4, f_0=50$ Hz).

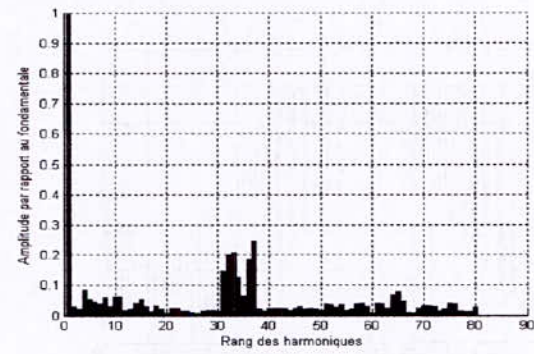
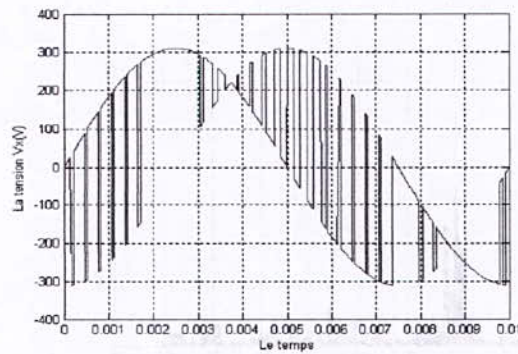
Figure (V-16) : Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie de la phase X pour une fréquence de sortie $f_0=50$ Hz.



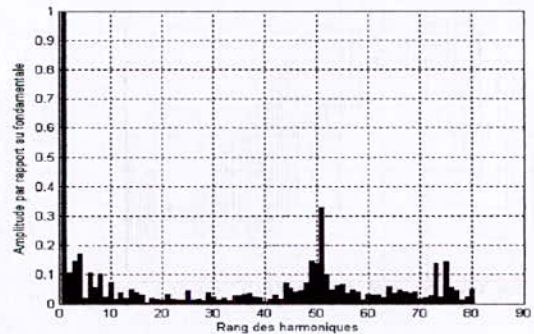
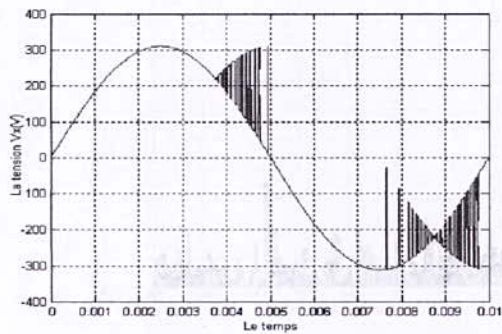
a- ($m=15, r=0.4, f_0=100$ Hz).



b- ($m=21, r=0.4, f_0=100$ Hz).

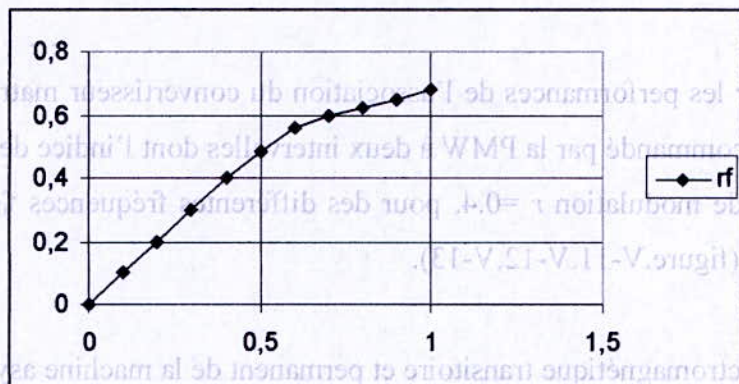


c- ($m=35, r=0.4, f_0=100$ Hz).

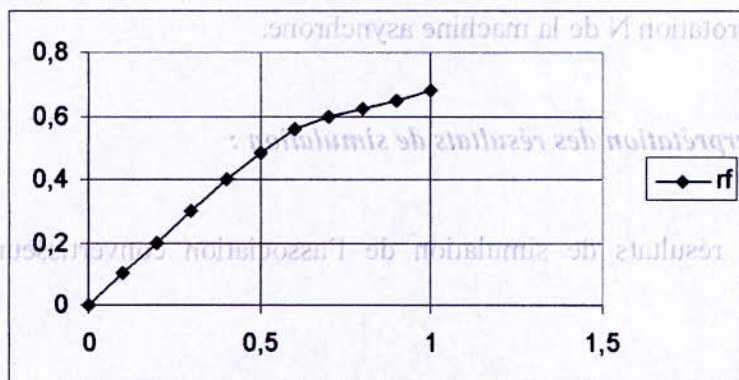


d- ($m=50, r=0.4, f_0=100$ Hz).

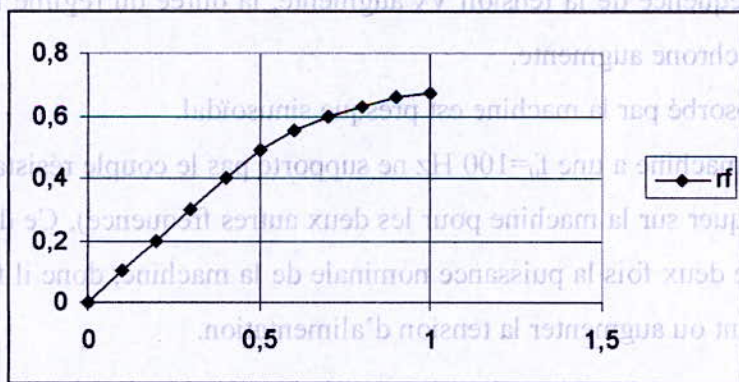
Figure (V- 9): Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie V_x pour une fréquence de sortie $f_0=100$ Hz.



a- m=35, f₀=25 Hz.



b- m=35, f₀=50 Hz.



c- m=35, f₀=100Hz.

Figure (V-10) : Les caractéristique du rf en fonction de taux de modulation r

V- 5 - 1- 2- 2 Etude des performances de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone :

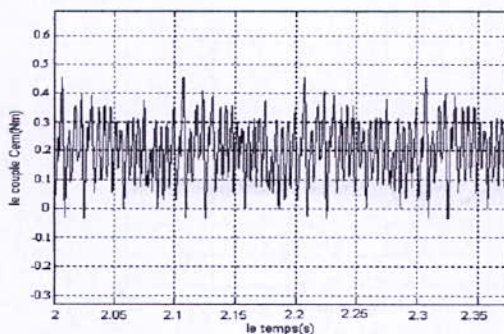
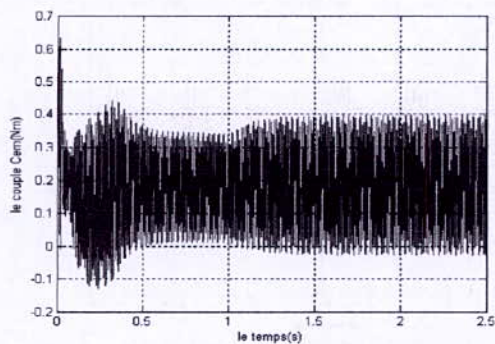
On va étudier les performances de l'association du convertisseur matriciel à la MAS. Le convertisseur est commandé par la PMW à deux intervalles dont l'indice de modulation $m = 21$ et le taux de modulation $r = 0.4$, pour des différentes fréquences f_0 , on simule les grandeurs suivantes : (figure.V-11,V-12,V-13).

4. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.
5. le courant statorique i_x (et i_y) transitoire et permanent de la phase X (et Y) alimentant la machine asynchrone.
6. La vitesse de rotation N de la machine asynchrone.

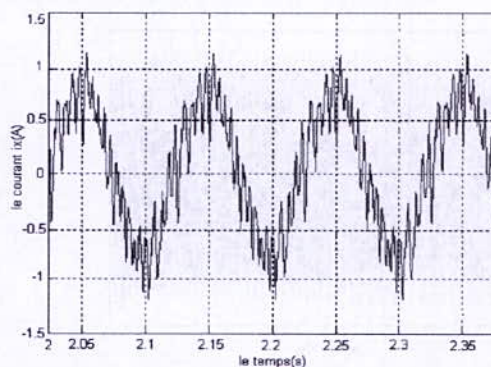
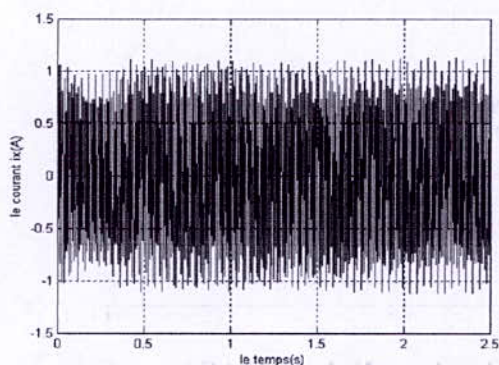
V- 5 - 1- 2- 2- 1 Interprétation des résultats de simulation :

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

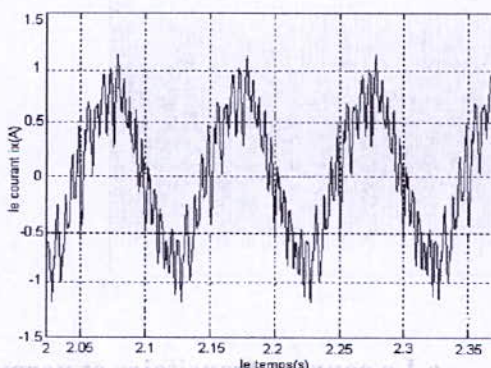
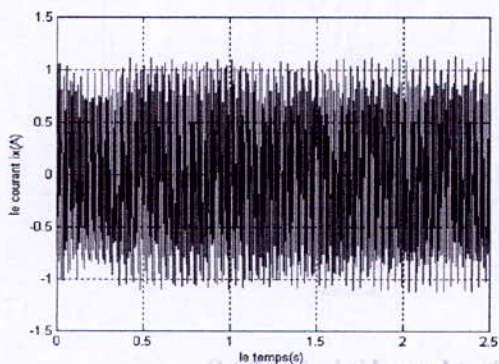
4. En régime permanent, la fréquence du couple électromagnétique est égale à la fréquence de la tension V_x délivrée par le convertisseur matriciel.
5. Lorsque la fréquence de la tension V_x augmente, la durée du régime transitoire de la machine asynchrone augmente.
6. Le courant absorbé par la machine est presque sinusoïdal.
7. La vitesse la machine a une $f_0=100$ Hz ne supporte pas le couple résistant nominale C_r (qui est appliquer sur la machine pour les deux autres fréquence), Ce dernier demande une puissance deux fois la puissance nominale de la machine, donc il faut diminuer le couple résistant ou augmenter la tension d'alimentation.



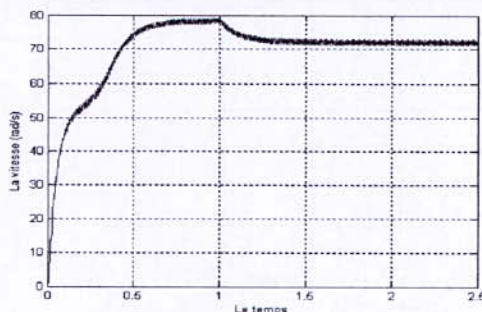
a- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de MAS



b- Le courant transitoire et permanent de la phase X de la MAS

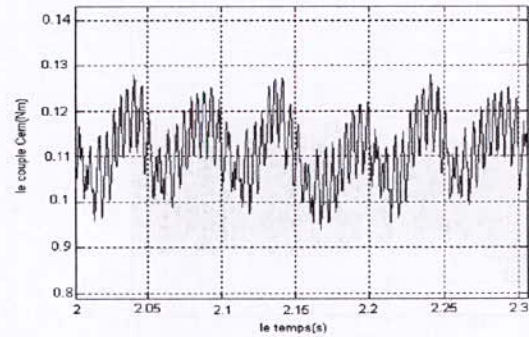
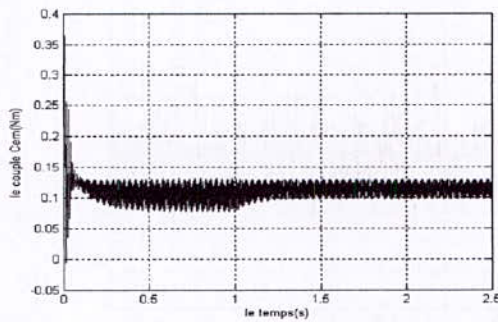


c- Le courant transitoire et permanent de la phase Y de la MAS

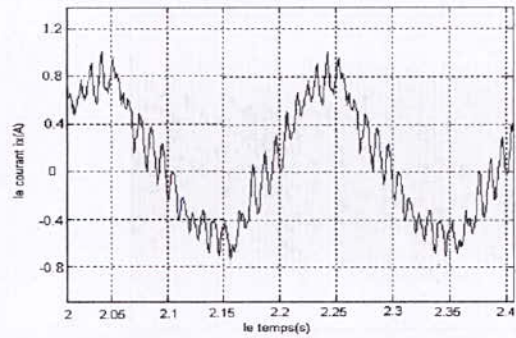
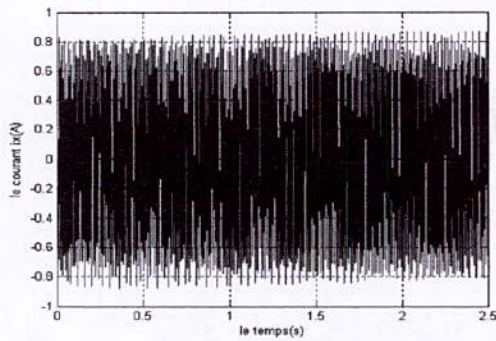


d- La vitesse de rotation de la MAS

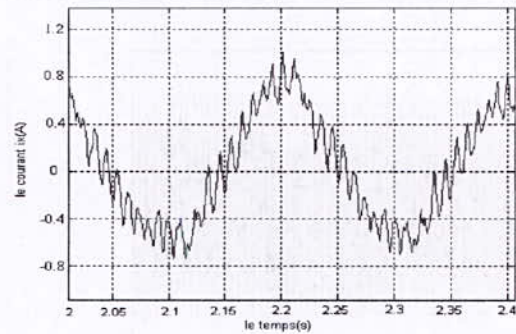
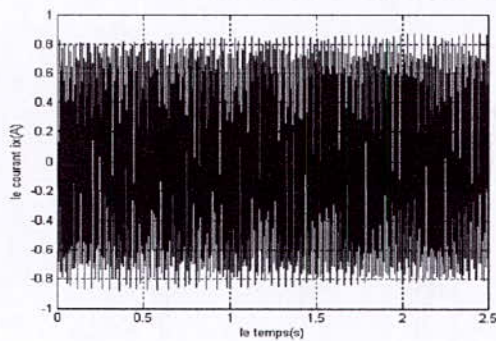
Figure (V-11) : Performance de l'association convertisseur matriciel_MAS avec la stratégie PWM à deux intervalles ($f_0=25$ Hz, $m=21$).



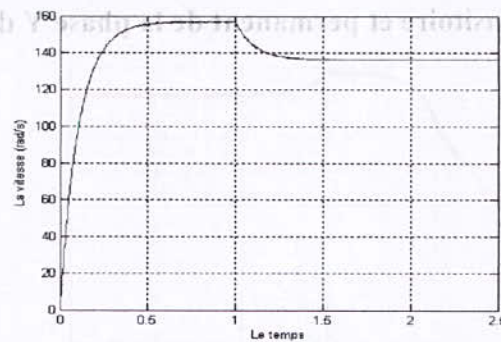
a- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la MAS



b- Le courant transitoire et permanent de la phase X de la MAS

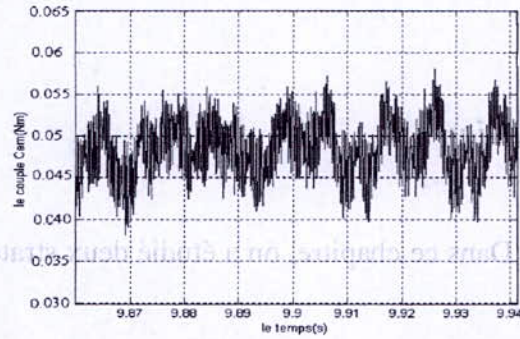
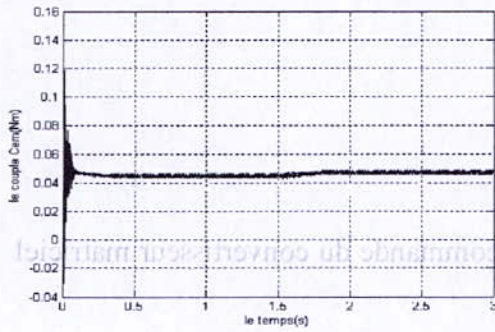


c- Le courant transitoire et permanent de la phase Y de la MAS

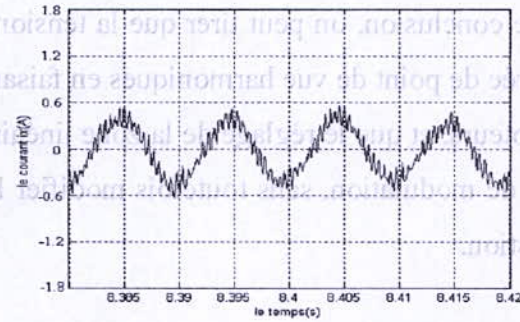
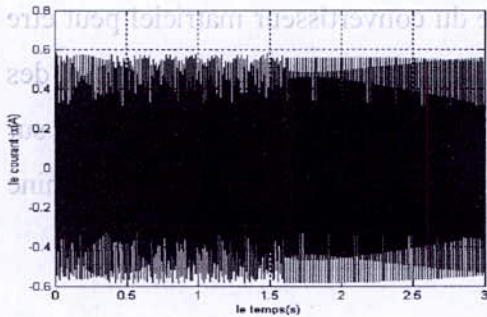


d- La vitesse de rotation de la MAS.

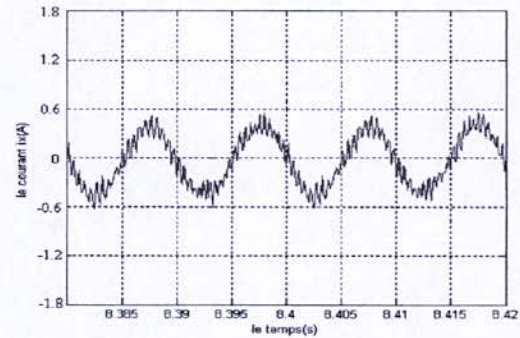
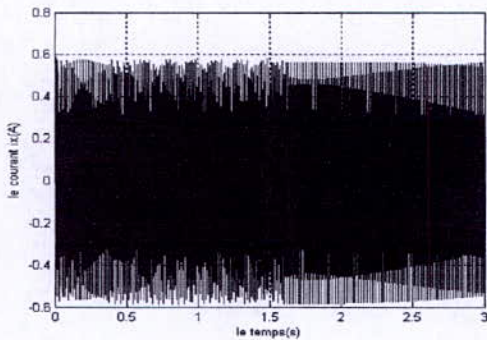
Figure (V-20) : Performance de l'association convertisseur matriciel – La MAS avec la stratégie de modulation vectorielle ($f_0 = 50\text{Hz}$ et $m = 21$).



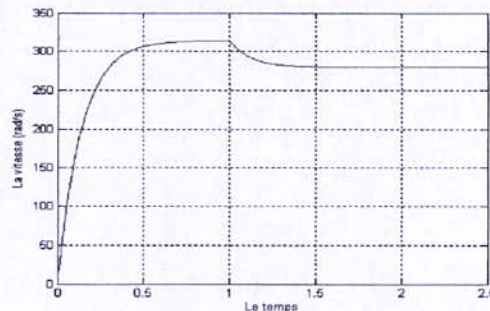
a- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la MAS



b- Le courant transitoire et permanent de la phase X de la MAS



c- Le courant transitoire et permanent de la phase Y de la MAS



d- La vitesse de rotation de la MAS.

Figure (V-21) : Performance de l'association convertisseur matriciel – La MAS avec la stratégie de modulation vectorielle ($f_0=100\text{Hz}$ et $m=21$).

Conclusion :

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

- La PWM à deux intervalles nommée « Pulse Width Modulation ».
- La modulation vectorielle.

Comme conclusion, on peut tirer que la tension de sortie du convertisseur matriciel peut être améliorée de point de vue harmoniques en faisant augmenter la fréquence de commutation des interrupteurs, et que le réglage de la zone linéaire de cette tension peut se faire en agissant sur le taux de modulation, sans toutefois modifier les performances de la conduite de la machine en question.

Figure (V-21) : Performance de l'association de l'association convertisseur matriciel – La MAS avec la stratégie de modulation vectorielle ($f_s=100\text{Hz}$ et $m=51$).

Conclusion générale

L'étude présentée dans ce mémoire porte sur la modélisation et la commande d'un convertisseur direct alternatif-alternatif (convertisseur matriciel).

Avant d'aborder le convertisseur matriciel, on a élaboré au premier chapitre et après la description du fonctionnement de la machine asynchrone monophasée, la modélisation mathématique dans les deux référentiels : statorique et champ tournant. Avec les différentes techniques de réglage de la vitesse.

Le deuxième chapitre est consacré à l'alimentation de la machine asynchrone monophasée en onduleur sans condensateur, à savoir l'alimentation en tension et en courant. Nous avons présenté des différentes systèmes capables d'alimenter ces machines, ainsi on a simulé le démarrage de la machine monophasée avec et sans condensateur en boucle ouverte avec une alimentation par un onduleur de tension déphasé à deux niveaux commandé en tension par la technique triangulo-sinusoïdal et en courant par la stratégie delta (hystérésis). Les résultats de simulation obtenus montrent que la commande de l'onduleur par MLI permet de varier la vitesse de la machine et d'éliminer les harmoniques et les rejets à des hautes fréquences, de plus le moteur est alimenté par courant presque sinusoïdal.

Dans le troisième chapitre, on a appliqué la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotordique pour les machines asynchrones en courant pour lancer le modèle de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (le rendit linéaire).

En boucle ouverte, les résultats de simulation montrent que le découplage entre le flux et le couple électromagnétique est mauvais. Au second lieu, nous avons abordé le réglage de la vitesse de la machine en boucle fermée par un régulateur PI.

Les résultats de simulations montrent qu'il est très important d'introduire un filtre pour la vitesse de référence afin de réduire le dépassement occasionnel lors de ce réglage de vitesse.

Le quatrième chapitre a été consacré à l'étude d'une structure de convertisseur alternatif-alternatif « convertisseur matriciel ». Ainsi on développe :

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

Dans le cinquième chapitre, on a développé les deux stratégies de commande MLI du convertisseur matriciel :

- La stratégie de modulation PWM à deux niveaux
- La stratégie de modulation vectorielle.

Puis, à la fin de ce chapitre on a présenté et simulé les performances de l'association du convertisseur matriciel à la machine asynchrone biphasée.

Conclusion générale

L'étude présentée dans ce mémoire porte sur la modélisation et la commande d'un convertisseur direct alternatif - alternatif (Convertisseur matriciel).

Avant d'aborder le convertisseur matriciel, on a élaboré au premier chapitre et après la description du fonctionnement de la machine asynchrone monophasée, la modélisation mathématique dans les deux référentiels : statorique et champs tournant. Avec les différentes techniques de réglage de la vitesse.

Le deuxième chapitre est consacré à l'alimentation de la machine asynchrone monophasée en onduleur sans condensateur, à savoir l'alimentation en tension et en courant. Nous avons présenté des différents systèmes capables d'alimenter ces machines, ainsi on simulé le démarrage de la MAS monophasée avec et sans condensateur en boucle ouverte, avec une alimentation par un onduleur de tension déphasé à deux niveaux commandé en tension par la technique triangulo- sinusoïdal et on courant par la stratégie delta (hystérésis). Les résultats de simulation obtenus montrent que la commande de l'onduleur par MLI permet de varier la vitesse de la machine et d'éliminer les harmoniques et les rejettent à des hautes fréquences de plus le moteur est alimenté par courant presque sinusoïdal.

Dans le troisième chapitre, on a appliqué la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique à la machine asynchrone biphasée alimentée en courant, pour ramener le modèle de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (le rendre linéaire).

En boucle ouverte, les résultats de simulation montrent que le découplage entre le flux et le couple électromagnétique est maintenu. Au second lieu, nous avons abordé le réglage de la vitesse de la machine en boucle fermée par un régulateur PI.

Les résultats de simulations montrent qu'il est très important d'introduire un filtre pour la vitesse de consigne afin de réduire le dépassement occasionné lors de ce réglage de vitesse.

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

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

Dans le cinquième chapitre, on a développé les deux stratégies de commande MLI du convertisseur matriciel :

- La stratégie de modulation PMW à deux niveaux.
- La stratégie de modulation vectorielle.

Puis, à la fin de ce chapitre on a présenté et simulé les performances de l'association du convertisseur matriciel à la machine asynchrone biphasée.

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

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

Annexe

Paramètre de la machine symétrique (A) :

▪ Puissance nominale	P _n =37W
▪ Fréquence.....	f _n =50 Hz
▪ Nombre de paire de pôles.....	p _m =2
▪ Tension d'alimentation.....	V _n =220V
▪ Résistance statorique.....	R _s =115Ω
▪ Résistance rotorique.....	R _r =90.5Ω
▪ Inductance cyclique stator –rotor.....	L=1.71 H
▪ Mutuelle cyclique stator –rotor.....	M=1.41 H
▪ Inertie des masses tournantes.....	J=1,2 .10 ⁻⁴ Kg.m ²
▪ Frottements.....	f _v =7,63.10 ⁻⁴ U.S.I
▪ Capacité du condensateur.....	C=5 μF

ANNEXE

Paramètre de la machine dissymétrique (B) :

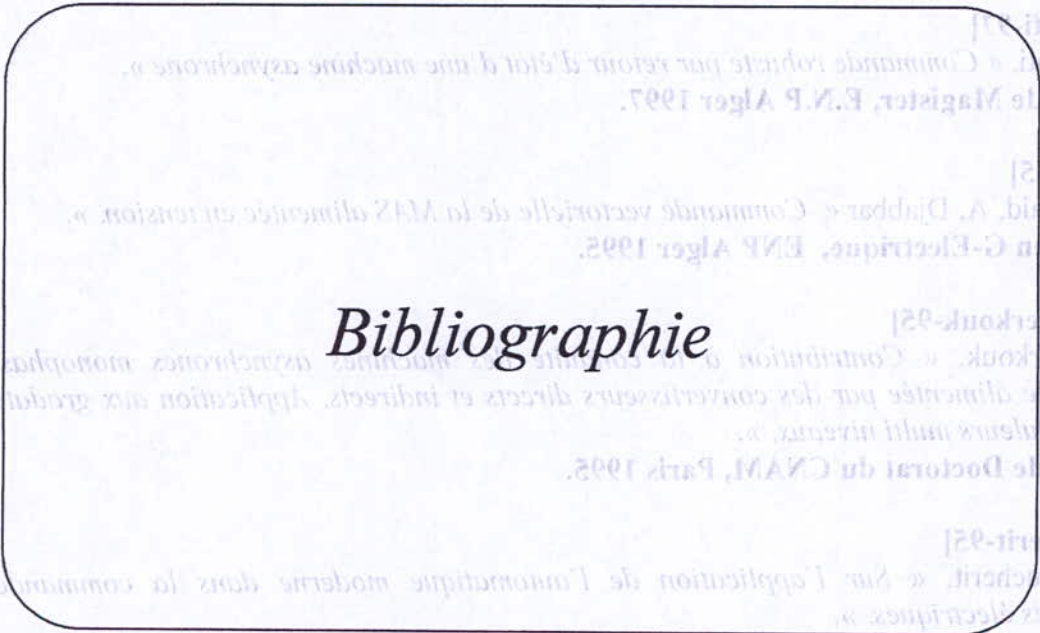
▪ Puissance nominale	S _n =220V.A
▪ Fréquence.....	f _n =50 Hz
▪ Nombre de paire de pôles.....	p _m =1
▪ Tension d'alimentation.....	V _n =220V
▪ Résistance statorique de l'enroulement principale.....	R _{ms} =115Ω
▪ Résistance statorique de l'enroulement auxiliaire.....	R _{as} =90,5Ω
▪ Résistance rotorique.....	R _r =61,5Ω
▪ Inductance cyclique statorique.....	L _{ms} =0.915 H
▪ Inductance cyclique rotorique.....	L _{as} =0.902 H
▪ Mutuelle cyclique	M _d =0.876 H
▪ Mutuelle cyclique	M _q =0.863H
▪ Inertie des masses tournantes.....	J=1,2 .10 ⁻⁴ Kg.m ²
▪ Frottements.....	f _v =7,63.10 ⁻⁴ U.S.I
▪ Capacité du condensateur.....	C=1 μF

Bibliographie

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

[A.Amarra-2003] S.A.Amarra, K.Zaatar. « Commande d'une machine asynchrone monophasée par retour d'état et par réseau de neurones ». T.F.E en G-Electrique, ENP Alger 2003.

[A.Azi-95] A.Azi. « Etude par simulation de commande par retour d'état échantillonnée d'un actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel ». Thèse de Magister, ENP Alger 1995.



[S.Barkat-97] S.Barkat. « Commande robotique par retour d'état d'une machine asynchrone ». Thèse de Magister, ENP Alger 1997.

[A.Bensid-95] A.Bensid, A.Djabbar. « Commande vectorielle de la MAS alimentée en tension ». P.F.E en G-Electrique, ENP Alger 1995.

[E.M.Berkouk-95] E.M.Berkouk. « Contribution à la commande des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et aux onduleurs multi niveaux ». Thèse de Doctorat du CNAM, Paris 1995.

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

[F.Bruno-96] F.Bruno. « Formalisation de modélisation et de synthèse des commandes appliquée aux convertisseurs statiques à structure matricielle ». Thèse de Doctorat, ESTI, Lille Janvier 1996.

[K.Dahmane-2001] K.Dahmane, R.Chibah. « Analyse et commande d'un convertisseur matriciel triphasé. Application à la commande d'une machine asynchrone ». P.F.E en G-Electrique, ENP Alger 2001.

[K.Dahmane-2004] K.Dahmane. « Contribution à la modélisation et à la commande d'une machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseur matriciel ». P.F.E en G-Electrique, ENP Alger 2004.

Bibliographie

[A.Abrous-2004].

A.Abrous, A.Oukali, « *Analyse, commande et protection d'un convertisseur matriciel alimentant une machine asynchrone triphasée.* ».

P.F.E en G-Electrique, ENP Alger 2004.

[Amamra-2003]

S.A.Amamra, K.Zaatri, « *Commande d'une machine asynchrone monophasée par retour d'état et par réseau de neurones.* ».

P.F.E en G-Electrique, ENP Alger 2003.

[Aziz-95]

A.Aziz, « *Etude par simulation de commande par retour d'état échantillonnée d'un actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel.* ».

Thèse de Magister, E.N.P Alger 1995.

[Barkati-97]

S.Barkati, « *Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone.* ».

Thèse de Magister, E.N.P Alger 1997.

[Bens-95]

A.Bensaid, A, Djabbar « *Commande vectorielle de la MAS alimentée en tension.* ».

P.F.E en G-Electrique, ENP Alger 1995.

[E.M.Berkouk-95]

E.M.Berkouk, « *Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentée par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateur et aux onduleurs multi niveaux.* ».

Thèse de Doctorat du CNAM, Paris 1995.

[Boucherit-95]

M.S.Boucherit, « *Sur l'application de l'automatique moderne dans la commande des machines électriques.* ».

Thèse de Doctorat d'état en G-Electrique, E.N.P Alger 1995.

[Bru-96]

F.Bruno, « *Formalisation de modélisation et de synthèse des commandes appliquée aux convertisseurs statiques à structure matricielle.* ».

Thèse de Doctorat, USTL, LILE Janvier 1996.

[K.Dahmane-2001]

K.Dahmane, R.Chibah, « *Analyse et commande d'un convertisseur matriciel triphasé : Application à la conduite d'une machine asynchrone.* ».

P.F.E en G-Electrique, ENP Alger 2001.

[K.Dahmene-2004]

K.Dahmane, « *Contribution à la modélisation et à la commande d'une machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseur matriciel.* ».

P.F.E en G-Electrique, ENP Alger 2004.

[R.Dahmene-2004]

R.Dahmene, « *Modélisation et commande d'un convertisseur direct alternatif- alternatif a structure minimale alimentant une machine asynchrone monophasée.* ».

Thèse de Magister, E.N.P Alger 2004.

[Hautier-95]

J.P.Hautier, J.P.Canon, « *Modélisation et commande de la machine asynchrone.* ».

Edition Technip, Paris 1995.

[Hautier-99]

J.P.Hautier, J.P.Canon, « *Convertisseurs statiques.* ».

Edition Technip, Paris 1999.

[Khechkhouche-2002]

A.Khechkhouche, B.Boubekki, « *Commande d'une machine asynchrone monophasée par réseau de neurones.* ».

Thèse P.F.E en G-Electrique, ENP Alger 2002.

[Laouadi-2000]

D.Laouadi, « *Approche discrète de la commande par mode de glissement d'une machine asynchrone alimentée en tension avec orientation du champ.*».

P.F.E en G-Electrique, ENP Alger 2000.

[Lourci-2000]

N.Lourci, « *Contribution à l'Etude et à la commande d'un onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes. Application à la conduite d'une machine asynchrone triphasée.* ».

Thèse de Magistère, E.N.P Alger 2000.

[Mo. Mahmoudi-99]

Mo. Mahmoudi, « *Sur la commande de la MAS alimentée en tension. Etude de l'étage d'alimentation de la MAS ; Commande par mode de glissement avec orientation du champ.* ».

Thèse de Doctorat d'état en G-Electrique, ENP 1999.

[A.Schuster-96]

A.Schuster, « *A drive system with a digitally controlled matrix converter feeding an AC-induction machine.* ».

Proceedings of PEVD, pp.378-382, Nottingham 1996.

[A.Schuster-98]

A.Schuster, « *Commande, réglage et optimisation d'un convertisseur matriciel pour entraînements par moteur asynchrone.* ».

Thèse de Doctorat, EPFL, LAUSANE 1998.

[G.Segier]

G.Segier, « *Electrotechnique industrielle.*».

Technique et documentation 1980.

[Willdi]

T.Willdi, « *Electrotechnique.*».

Editions de Boeck université 2000.