

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE  
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À  
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE  
À L'OBTENTION DE LA  
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE  
M.Ing.

PAR  
HASSAN OUQUELLE

CONCEPTION ET VALIDATION D'UN MODÈLE DE SIMULATION DE LA  
MACHINE ASYNCHRONE MONOPHASÉE

MONTRÉAL, LE 20 DÉCEMBRE 2005

(c) droits réservés de Hassan Ouquelle

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ  
PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Louis-A. Dessaint, directeur de mémoire  
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Roger Champagne, codirecteur  
Département de génie logiciel et des TI à l'École de technologie supérieure

M. Ambrish Chandra, président du jury  
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Gilbert Sybille, membre du jury  
Laboratoire de simulation de réseaux, Institut de recherche d'Hydro Québec

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC  
LE 13 DÉCEMBRE 2005  
À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

# CONCEPTION ET VALIDATION D'UN MODÈLE DE SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE MONOPHASÉE

Hassan Ouquelle

## SOMMAIRE

La machine asynchrone monophasée est la plus fréquemment rencontrée des applications quotidiennes. Elle est utilisée principalement dans les applications domestiques pour de petites puissances. Le logiciel SimPowerSystems (SPS) est un outil de simulation de réseaux de puissance et d'entraînements électriques développé dans l'environnement graphique Simulink du logiciel Matlab. Le logiciel SPS hérite plusieurs avantages de son environnement graphique et de puissants outils d'analyse et de présentation graphique.

Ce rapport décrit le développement d'un modèle de simulation de la machine asynchrone monophasée. Les parties électriques et mécaniques de la machine sont représentées par un système d'équations différentielles à coefficients constants. Nous traduisons ces équations sous forme de schémas blocs Simulink. Le modèle accepte les paramètres en grandeurs S.I. ou en grandeur p.u. et permet de simuler la machine monophasée avec enroulement auxiliaire résistif, la machine monophasée avec enroulement auxiliaire à condensateur de démarrage, et la machine monophasée avec enroulement auxiliaire à condensateur de démarrage et à condensateur permanent. Le modèle est implanté dans la librairie des machines électrique du logiciel SPS.

Les ondulations du couple de la machine à enroulement auxiliaire résistif sont plus grandes. Par conséquent, l'arbre de la machine subit des vibrations mécaniques. Afin de réduire ces ondulations de couple, un condensateur permanent est placé en série avec l'enroulement auxiliaire. Une fois la capacité de condensateur est fixée, les ondulations sont réduites en un seul de point de fonctionnement.

Ainsi, nous présentons une commande qui permet éliminer les pulsations du couple électromagnétique en tout point de fonctionnement. En utilisant une commande variable de la tension de l'enroulement auxiliaire, les ondulations sont éliminées, quelle que soit la vitesse de la machine. L'étude théorique de cette commande est basée sur la théorie du double champ tournant. L'interrupteur centrifuge et les condensateurs sont éliminés de la machine s'ils existent. Les performances et la fiabilité de la machine sont nettement améliorées.

La commande à flux rotorique orienté est appliquée à la machine asynchrone monophasée afin de constituer un entraînement à vitesse variable. Un modèle de simulation est développé pour l'analyse. Les résultats de simulation montrent que cette commande permet une régulation de vitesse.

# DESIGN AND VALIDATION OF A SIMULATION MODEL OF SINGLE PHASE ASYNCHRONOUS MACHINE

Hassan Ouquelle

## ABSTRACT

The single phase asynchronous machine motor is widely used in many light duty applications. It is mostly used in domestic applications for small horsepower. Among the available simulation software, SimPowerSystems (SPS) is one of the most powerful and widely accepted for the simulation of power systems and drives. It is developed in the graphical Simulink environment of the popular general purpose Matlab software. The SPS inherits a number of powerful and versatile analysis and graphical tools.

This report describes the development of a simulation model of the single phase asynchronous machine. The electrical and mechanical parts machine are represented by a set of constant differential equations. These equations are translated to Simulink block-diagrams. The model accepts parameters in S.I. or p.u. units and allows simulation of single phase machine in various operation modes: the split-phase, the capacitor-start and the capacitor-start-capacitor-run operation modes. The model is implemented in SPS software's library of electrical machines.

The magnitude of torque oscillation is higher in split-phase operation mode. The torque pulsation affects the operation of the machine by producing shaft's vibrations. The run capacitor is permanently connected in series with the auxiliary winding and sized to mitigate torque pulsation at a single operating point, sacrificing performance at other speeds.

A drive for reducing torque pulsation, regardless of the operating point, is presented using variable auxiliary winding voltage magnitude and phase angle control. The torque ripple is mitigated for loads at any speed. A theoretical study of the drive is based on the double revolving field theory. The drive eliminates the capacitor and centrifugal switch, where installed, and increases the performance and reliability of the machine.

The single phase asynchronous machine's speed can be regulated with the rotor flux oriented control. A computer model is developed to carry out the analysis. Simulation results show that the drive can be used for speed control.

## REMERCIEMENTS

Le travail de recherche décrit dans ce rapport a été effectué au sein du Groupe de Recherche en Électronique de Puissance et en Commande Industrielle (G.R.E.P.C.I). En premier lieu, je tiens à remercier M. Louis Dessaint, le directeur de mon projet, qui m'a toujours encouragé, aidé et procuré des conseils techniques pour l'aboutissement de ce travail. Ma gratitude va également à M. Roger Champagne, codirecteur de projet, pour sa disponibilité et ses conseils avisés.

Mes remerciements vont aussi à M. Gilbert Sybille de l'Institut de Recherche d'Hydro-Québec pour son aide et ses conseils éclairés. Un grand merci à M. Patrice Brunelle pour sa collaboration et sa disponibilité. J'adresse aussi mes sincères remerciements à tous mes amis d'ici et d'ailleurs.

Je dédie ce travail à toute ma famille au Maroc. Je pense plus particulièrement à ma chère mère, Aicha Bouaid et à ma femme Zahra et mon fils Amine. Je les remercie pour les sacrifices et la patience exprimée pendant tout le parcours de mes études.

## TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE .....	i
ABSTRACT .....	ii
REMERCIEMENTS .....	iii
LISTE DES TABLEAUX.....	vii
LISTE DES FIGURES .....	viii
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES .....	xi
INTRODUCTION .....	1
CHAPITRE 1 MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE MONOPHASÉE .....	3
1.1 Description de la machine asynchrone monophasée.....	3
1.1.1 Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire résistif (MAMR) .....	5
1.1.2 Machine asynchrone monophasé à enroulement auxiliaire avec condensateur de démarrage (MAMCD).....	6
1.1.3 Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire avec condensateur de démarrage et condensateur permanent (MAMCDP).....	7
1.2 Partie électrique.....	8
1.2.1 Théorie du double champ tournant .....	9
1.2.1.1 Principe de fonctionnement.....	9
1.2.1.2 Équations des courants et couple .....	13
1.2.2 Changement de référentiel .....	15
1.2.2.1 Équation dans le référentiel fixe .....	15
1.2.2.2 Équations exprimées dans le référentiel stationnaire .....	17
1.2.3 Représentation d'état.....	22
1.2.4 Expression du couple électromagnétique.....	24
1.2.5 Modélisation de l'interrupteur centrifuge .....	25
1.2.5.1 Enroulement auxiliaire résistif ou avec condensateur de démarrage .....	25
1.2.5.2 Enroulement auxiliaire avec condensateur de démarrage et condensateur permanent.....	27
1.3 Partie mécanique .....	29
1.4 Conclusion .....	31
CHAPITRE 2 IMPLANTATION ET SIMULATION DU MODÈLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE MONOPHASÉE .....	32
2.1 Modèle de la machine asynchrone monophasée .....	32
2.1.1 Structure des principaux blocs de simulation .....	32

2.1.2	Interface paramètres du modèle de machine asynchrone monophasée...	33
2.2	Résultats de simulation .....	35
2.2.1	Paramètres de la machine.....	35
2.2.2	Essai à vide.....	36
2.2.2.1	Machine à enroulement auxiliaire résistif.....	36
2.2.2.2	Machine avec condensateur de démarrage.....	40
2.2.2.3	Machine avec condensateur de démarrage et condensateur permanent..	43
2.2.3	Réponse à un échelon du couple nominal .....	45
2.2.3.1	Machine à enroulement auxiliaire résistif.....	45
2.2.3.2	Machine avec condensateur de démarrage.....	47
2.2.3.3	Machine avec condensateur de démarrage et condensateur permanent..	48
2.2.4	Comparaison des trois configurations.....	49
2.3	Validation analytique du modèle .....	50
2.3.1	Étude comparative des courants.....	50
2.3.2	Couple de décrochage .....	50
2.3.3	Ondulation du couple .....	52
2.4	Conclusion .....	54
<b>CHAPITRE 3 COMMANDE DIRECTE DE LA TENSION DE L'ENROULEMENT AUXILIAIRE.....</b>		
3.1	Introduction.....	55
3.2	Principe de la commande .....	55
3.3	Stratégie de commande .....	56
3.3.1	Commande des ondulations du couple.....	56
3.3.2	Commande de la tension de l'enroulement auxiliaire.....	58
3.3.3	Commande du couple.....	61
3.4	Présentation du modèle de simulation de la commande .....	63
3.4.1	Modèle de la machine .....	63
3.4.2	Modèle de l'estimateur.....	63
3.4.3	Modèle de régulateur.....	64
3.4.4	Modèle de la commande MLI .....	64
3.4.5	Filtre de sortie .....	65
3.4.5.1	Effet de filtre sur le fondamental .....	66
3.4.5.2	Effet du filtre sur les harmoniques.....	67
3.4.5.3	Calcul de $L_f$ et $C_f$ .....	68
3.5	Présentation et analyse des résultats de simulation.....	68
3.5.1	Avantages de la commande.....	71
3.5.2	Inconvénients de la commande .....	71
3.5.3	Simulation d'une machine asynchrone monophasée symétrique.....	72
3.6	Conclusion .....	74
<b>CHAPITRE 4 COMMANDE À FLUX ROTORIQUE ORIENTÉ DE LA MACHINE ASYNCHRONE MONOPHASÉE .....</b>		
4.1	Introduction.....	75
4.2	Principe de la commande à flux rotorique orienté .....	76

4.2.1	Expression générale de la commande .....	76
4.3	Schéma de principe de la commande .....	79
4.4	Présentation du modèle de simulation .....	81
4.5	Résultats du simulation .....	81
4.6	Conclusion .....	83
CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS .....		84
ANNEXES		
1 :	Schémas blocs du modèle de la machine asynchrone monophasée .....	86
2 :	Interface paramètres la machine asynchrone monophasée .....	89
3 :	La commande de la tension de l'enroulement auxiliaire .....	91
4 :	La commande à flux rotorique orienté .....	95
BIBLIOGRAPHIE .....		97



## LISTE DES TABLEAUX

		Page
Tableau I	Relations entre les grandeurs nominales, de base et relatives .....	30
Tableau II	Paramètres de la machine étudiée.....	35
Tableau III	Comparaison des performances des trois variantes de la MAM.....	49
Tableau IV	Comparaison des courants .....	50
Tableau V	Résultats de calcul du couple maximum .....	52
Tableau VI	Calcul de l'amplitude des ondulations du couple .....	53

## LISTE DES FIGURES

		Page
Figure 1	Disposition des enroulements dans la machine asynchrone monophasée.....	4
Figure 2	Couples direct, inverse et résultant de la MAM.....	4
Figure 3	Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire résistif.....	6
Figure 4	Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire avec condensateur de démarrage.....	7
Figure 5	Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire avec condensateur de démarrage et condensateur permanent.....	8
Figure 6	Décomposition du champ magnétique de l'E.P. ....	10
Figure 7	Modèle de la machine monophasée sans EA en utilisant la TDCT .....	10
Figure 8	Disposition des enroulements dans la machine asynchrone monophasée.....	11
Figure 9	Disposition des enroulements dans la machine asynchrone monophasée.....	12
Figure 10	Machine asynchrone monophasée à 2 pôles .....	15
Figure 11	Transformation des enroulements réels en enroulements équivalents...	17
Figure 12	Schéma équivalent de la machine à induction monophasée .....	22
Figure 13	Modélisation de l'interrupteur centrifuge .....	27
Figure 14	Branchement des condensateurs de la MAMCD .....	27
Figure 15	Structure des principaux blocs de simulation de la MAM.....	33
Figure 16	Courant dans l'enroulement principal de la MAMR.....	37
Figure 17	Courant dans l'enroulement auxiliaire de la MAMR.....	37
Figure 18	Disposition des enroulements dans la machine asynchrone monophasée.....	37
Figure 19	Vitesse angulaire du rotor de la MAMR.....	38
Figure 20	Couple électromagnétique de la MAMR .....	38
Figure 21	Ondulations du couple électromagnétique de la MAMR.....	38
Figure 22	Vitesse angulaire du rotor (vitesse initiale de la MAMR non nulle) .....	39
Figure 23	Courant dans l'enroulement principal de la MAMCD.....	40

Figure 24	Courant dans l'enroulement auxiliaire de la MAMCD.....	40
Figure 25	Disposition des enroulements dans la machine asynchrone monophasée.....	41
Figure 26	Vitesse angulaire du rotor de la MAMCD .....	41
Figure 27	Couple électromagnétique de la MAMCD .....	41
Figure 28	Ondulations du couple électromagnétique de la MAMCD.....	42
Figure 29	Tension aux bornes du condensateur de démarrage de la MAMCD ....	42
Figure 30	Courant dans l'enroulement principal de la MAMCDP .....	43
Figure 31	Courant dans l'enroulement auxiliaire de la MAMCDP.....	43
Figure 32	Vitesse angulaire du rotor de la MAMCDP .....	44
Figure 33	Couple électromagnétique de la MAMCDP .....	44
Figure 34	Ondulations du couple électromagnétique de la MAMCDP .....	44
Figure 35	Tension aux bornes des condensateurs de la MAMCDP .....	45
Figure 36	Réponse de la vitesse de la MAMR à un échelon de couple résistant ...	46
Figure 37	Réponse du couple électromagnétique de la MAMR à un échelon de couple résistant.....	46
Figure 38	Réponse du couple électromagnétique.....	47
Figure 39	Réponse de la vitesse de la MAMCD à un échelon du couple résistant .....	47
Figure 40	Réponse du couple électromagnétique de la MAMCDP à un échelon du couple résistant.....	48
Figure 41	Courbe théorique du couple électromagnétique en fonction de glissement.....	46
Figure 42	Réponse de la vitesse de la MAMR à un échelon du couple maximum .....	51
Figure 43	Analyse fréquentielle du couple électromagnétique d'une MAMR .....	52
Figure 44	Principe de la commande de la tension de l'enroulement auxiliaire.....	56
Figure 45	Modèle mathématique de l'estimateur .....	64
Figure 46	Filtre de sortie .....	65
Figure 47	Couple résistant de la commande de l'E.A. ....	69
Figure 48	Courant dans l'enroulement principal de la commande de l'E.A. ....	69

Figure 49	Courant dans l'enroulement auxiliaire de la commande de l'E.A. ....	69
Figure 50	Réponse du couple électromagnétique de la commande de l'E.A. ....	70
Figure 51	Réponse vitesse de la commande de l'E.A. ....	70
Figure 52	Couple électromagnétique de la machine asynchrone monophasée symétrique .....	73
Figure 53	Vitesse de la machine asynchrone monophasée symétrique.....	73
Figure 54	Commande à flux rotorique orienté de la machine asynchrone monophasée.....	79
Figure 55	Schéma bloc de la commande à flux orienté.....	80
Figure 56	Commande de l'onduleur en utilisant des comparateurs à hystérésis....	80
Figure 57	Couple électromagnétique de la commande à flux orienté .....	81
Figure 58	Vitesse du rotor en tr/mn de la commande à flux orienté .....	82
Figure 59	Courants dans les EP et EA de référence de la commande à flux orienté .....	82
Figure 60	Courants dans les EP et EA de la commande à flux orienté .....	82

## LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES

IREQ	Institut de recherche d'Hydro Québec
EP	Enroulement principal
EA	Enroulement auxiliaire
MAM	Machine asynchrone monophasée
MAMR	Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire résistif
MAMCD	Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire avec condensateur de démarrage
MAMCDP	Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire avec condensateur de démarrage et condensateur permanent
TDCT	Théorie du double champ tournant
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
FP	Facteur de puissance
PID	Proportionnel, dérivée et intégrale
i ou I	Courant électrique, A Indices utilisés :
a,b	Grandeurs de phase a,b (référentiel fixe)
d,q	Grandeurs statorique d'axe d ou q (référentiel dq)
s	Grandeur enroulement principal ou glissement ou synchrone
S	Grandeur enroulement auxiliaire
m	Grandeur mécanique ou mutuelle
e	Grandeur électrique
n	Grandeur nominale
l	Grandeur de fuite
st	Grandeur de démarrage
ru	Grandeur permanente
f	Grandeur directe
b	Grandeur inverse ou de base
r	Grandeur du rotor
I	Grandeur imaginaire

R	Grandeur réelle
*	Grandeur de référence
'	Grandeur ramenée au stator
max	Maximum
v ou V	Tension, V (mêmes indices que courant électrique)
$\lambda$	Flux magnétique, V.s (mêmes indices que courant électrique)
R	Résistance, $\Omega$ (mêmes indices que courant électrique)
z	Impédance, $\Omega$ (mêmes indices que courant électrique)
X	Réactance, $\Omega$ (mêmes indices que courant électrique)
Y	Admittance, $\Omega^{-1}$
S	Puissance apparente, VA
P	Puissance active, W
N	Rapport de nombre de spires de l'enroulement auxiliaire sur le nombre de spires de l'enroulement principal ou vitesse angulaire, tr/mn
C	Capacité, farad (mêmes indices que courant électrique)
L	Inductance, H (mêmes indices que courant électrique)
$\theta, \delta$	Angle, rad (mêmes indices que courant électrique)
$\omega$	Vitesse angulaire, rad/s (mêmes indices que courant électrique)
$\omega_{sl}$	Vitesse de glissement, rad/s.
$\phi$	Phase, rad
$T_e$	Couple électromagnétique, N.m
$T_r$	Couple résistant, N.m
$T_{ond}$	Amplitude des ondulations du couple, N.m
J	Inertie totale, kg.m <sup>2</sup>
H	Constante d'inertie, s
p	Nombre de paire de pôles ou nombre d'impulsion par alternance
F	Coefficient de frottement visqueux, N.m.s
A	Matrice de transformation des repères

S.I.	Système international
p.u.	Per unit
SPS	SimPowerSystems

## INTRODUCTION

Le présent travail fait partie d'un projet conjoint entre l'Institut de Recherche d'Hydro-Québec (IREQ) et l'École de technologie supérieure (ETS). L'objectif de ce travail est de développer un modèle de simulation de la machine asynchrone monophasée qui permet de simuler les configurations suivantes :

- machine asynchrone monophasée avec enroulement auxiliaire résistif;
- machine asynchrone monophasée avec enroulement auxiliaire à condensateur de démarrage;
- machine asynchrone monophasée avec enroulement auxiliaire à condensateur de démarrage et à condensateur permanent;
- machine asynchrone monophasée où les deux enroulements auxiliaire et principal sont disponibles à l'utilisateur afin de les raccorder à des composants externes.

Il s'agit d'intégrer le modèle de la machine asynchrone monophasée dans la bibliothèque de des machines électriques de logiciel SimPowerSystems (SPS). Le SPS est un outil de simulation de réseaux de puissance et d'entraînement électriques. Il est développé dans l'environnement graphique Simulink du logiciel Matlab.

Nous commençons par la modélisation mathématique de la partie électrique et mécanique de la machine. La modélisation ne tient pas compte de la saturation magnétique et de la distribution non sinusoïdale de flux. La dynamique électrique de la machine est représentée par des équations différentielles à coefficients variables dans le temps. Nous exprimons ce système d'équations dans un référentiel stationnaire. Les coefficients de ces équations dans le nouveau référentiel sont constants, ainsi la résolution devient plus facile. La partie mécanique est modélisée par un système de deuxième ordre. Par la suite, nous traduisons le modèle mathématique en schémas blocs



Simulink. L'ouverture de l'interrupteur centrifuge ainsi que les condensateurs de démarrage et permanent sont également modélisés et représentés par un bloc Simulink. Notre modèle de simulation est validé analytiquement.

Nous présentons, ensuite une commande qui permet d'atténuer les ondulations du couple en tout point de fonctionnement. Le principe de la commande consiste à alimenter l'enroulement principal directement au réseau et l'enroulement auxiliaire par une tension de phase et d'amplitude variables. L'étude théorique de cette commande est basée sur la théorie du double champ tournant.

Enfin nous proposons une commande à flux rotorique orienté qui permet la variation de vitesse. La technique utilisée consiste à découpler le contrôle de flux et de couple. La stratégie de commande consiste à calculer des courants de référence pour alimenter la machine. Une boucle interne de courant est implantée en utilisant le comparateur à hystérésis de courant.

## CHAPITRE 1

### MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE MONOPHASÉE

Ce premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone monophasée et à la description des trois variantes les plus utilisées. Il s'agit d'établir les équations différentielles décrivant la dynamique électrique de la machine. Le changement de référentiel permet d'aboutir aux équations différentielles à coefficients constants, lesquelles sont plus faciles à résoudre. La théorie du double champ tournant est appliquée également pour modéliser la machine et établir les équations en régime permanent.

#### 1.1 Description de la machine asynchrone monophasée

La machine asynchrone monophasée est composée d'un stator muni d'un bobinage à  $p$  paires de pôles et d'un rotor à cage d'écureuil. L'enroulement du stator est raccordé à une alimentation monophasée. Le champ magnétique crée oscille entre deux positions électriques à 180 degrés l'une de l'autre au lieu de tourner dans le stator comme le champ magnétique de la machine asynchrone triphasée (Voir Figure 1). Ce champ magnétique est appelé champ pulsé. Il est équivalent à deux champs tournants en sens inverse. Tous les conducteurs sont soumis à l'action de deux forces électromagnétiques égales et de sens contraire. Le couple résultant engendré par ces forces sur l'arbre de la machine est nul comme le montre la figure 2. La machine ne peut donc pas démarrer [1]. Si la machine est mise en rotation par un moyen mécanique extérieur, le rotor produit un couple qui fait accélérer la machine dans le sens initial de sa rotation. Mais le fait qu'elle ne démarre pas toute seule constitue un inconvénient majeur. Afin de remédier à cela, un enroulement auxiliaire (EA) est ajouté à la machine. Cet enroulement est décalé de 90 degrés dans l'espace et possède le même nombre de pôles que l'enroulement principal.

Il en résulte la création de deux flux. Afin de produire un champ magnétique tournant, il faut que les deux flux soient déphasés l'un par rapport à l'autre. Le déphasage entre les courants des phases principale et auxiliaire est produit par variation de la résistance, et le nombre de spires ou par insertion des condensateurs en série avec l'enroulement auxiliaire.

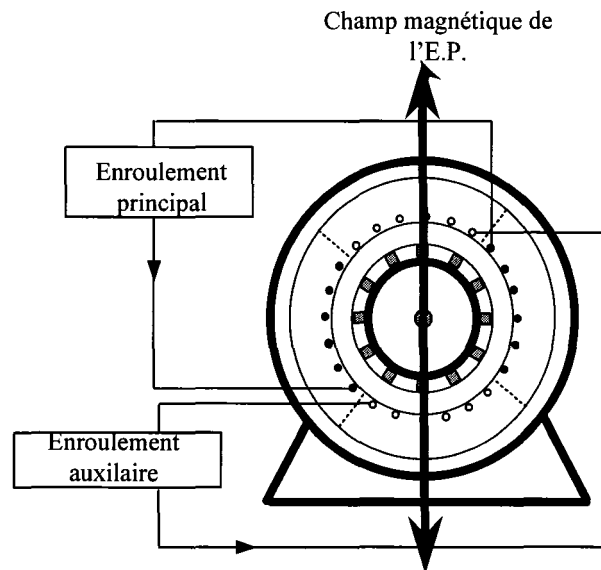


Figure 1 Disposition des enroulements dans la machine asynchrone monophasée

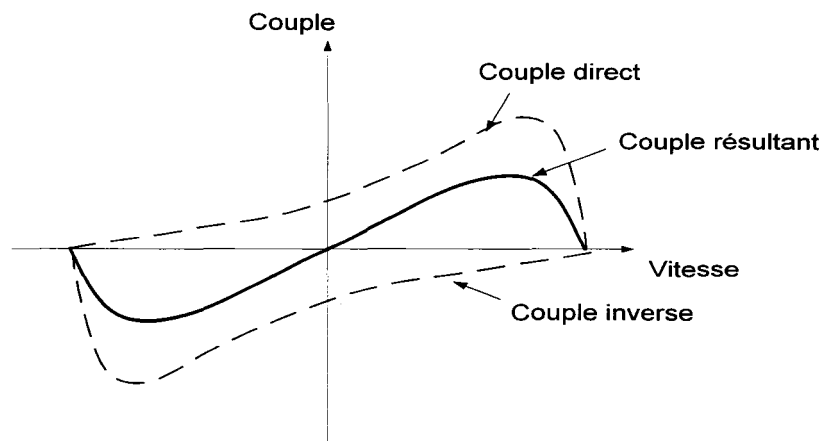


Figure 2 Couples direct, inverse et résultant de la MAM

Les machines asynchrones monophasées se classifient en trois catégories selon le type de l'enroulement auxiliaire. Nous distinguons ainsi les machines à enroulement auxiliaire :

1. résistif ;
2. avec condensateur de démarrage ;
3. avec condensateur de démarrage et condensateur permanent.

### **1.1.1 Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire résistif (MAMR)**

L'enroulement auxiliaire est bobiné avec un fil de diamètre plus petit que celui utilisé pour l'enroulement principal. La résistance de l'enroulement auxiliaire est ainsi élevée et sa réactance est faible alors que l'enroulement principal possède une faible résistance et une réactance élevée. Le déphasage entre les courants est dû à la différence des impédances. Le champ tournant prend une forme elliptique et le couple de démarrage est relativement faible.

Étant donné que la résistance de l'enroulement auxiliaire est élevée, il ne peut pas rester en permanence en circuit sans surchauffer et se détruire. Cet enroulement est mis hors service au moyen d'un interrupteur centrifuge lorsque la vitesse de la machine atteint une valeur assez grande. (Voir Figure 3).

L'interrupteur centrifuge est la source de la majorité des pannes de la machine asynchrone monophasée. Si le moteur entraîne une charge lourde et l'interrupteur ne s'ouvre pas au moment opportun, l'enroulement auxiliaire finit par s'endommager. La protection de la machine par un relais thermique s'avère nécessaire.

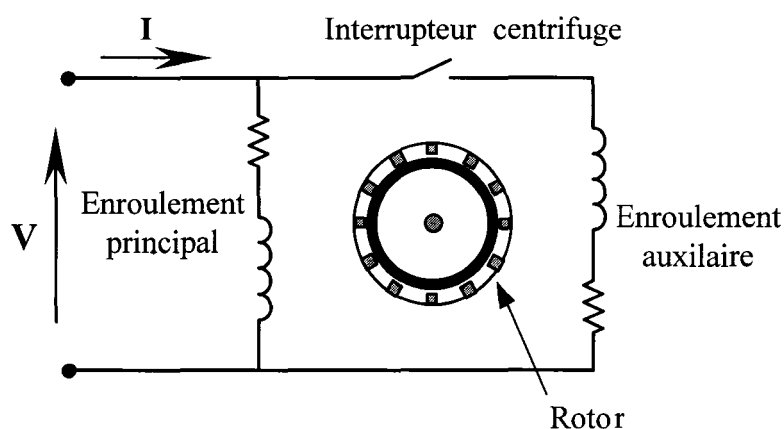


Figure 3 Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire résistif

### 1.1.2 Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire avec condensateur de démarrage (MAMCD)

Un condensateur est placé en série avec l'enroulement auxiliaire comme illustré sur la Figure 4. C'est un condensateur électrolytique de forte capacité pour augmenter le couple de démarrage. Il est mis en service pendant le démarrage. Le condensateur et l'enroulement auxiliaire sont mis hors circuit lorsque la machine atteint une vitesse assez grande, souvent 75% de la vitesse synchrone. Cette configuration possède les mêmes performances en régime permanent que la MAMR.

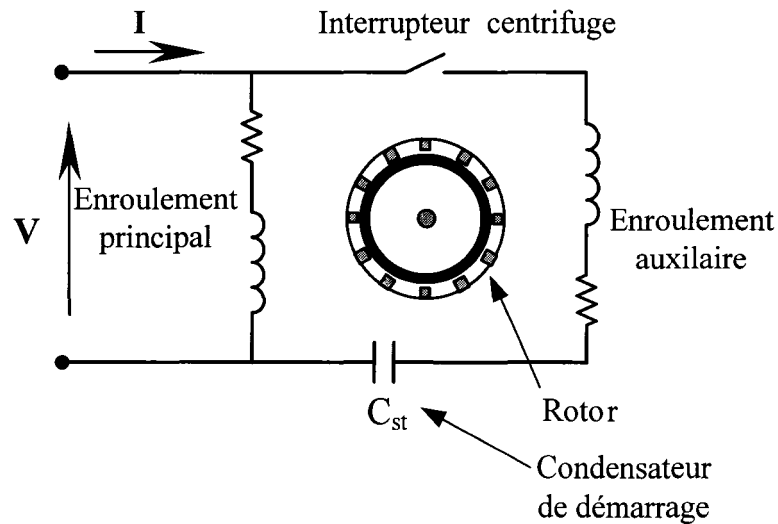


Figure 4 Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire avec condensateur de démarrage

### 1.1.3 Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire avec condensateur de démarrage et condensateur permanent (MAMCDP)

La machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire avec condensateur de démarrage et condensateur permanent (MAMCDP) comporte deux condensateurs comme le montre la figure 5. Le premier sert à assurer un meilleur couple de démarrage, il est identique à celui de la MAMCD et le deuxième est un condensateur permanent qui demeure en permanence branché en série avec l'enroulement auxiliaire. Ce dernier est un condensateur à huile et de petite capacité. Il est dimensionné pour obtenir une distribution du champ magnétique dans l'entrefer de la machine de forme circulaire en régime nominal. Son rôle principal est d'atténuer les ondulations du couple électromagnétique et par la suite réduire les vibrations sur l'arbre du moteur. La MAMCDP possède un meilleur rendement et un meilleur facteur de puissance en comparaison avec la MAMCD et la MAMR.

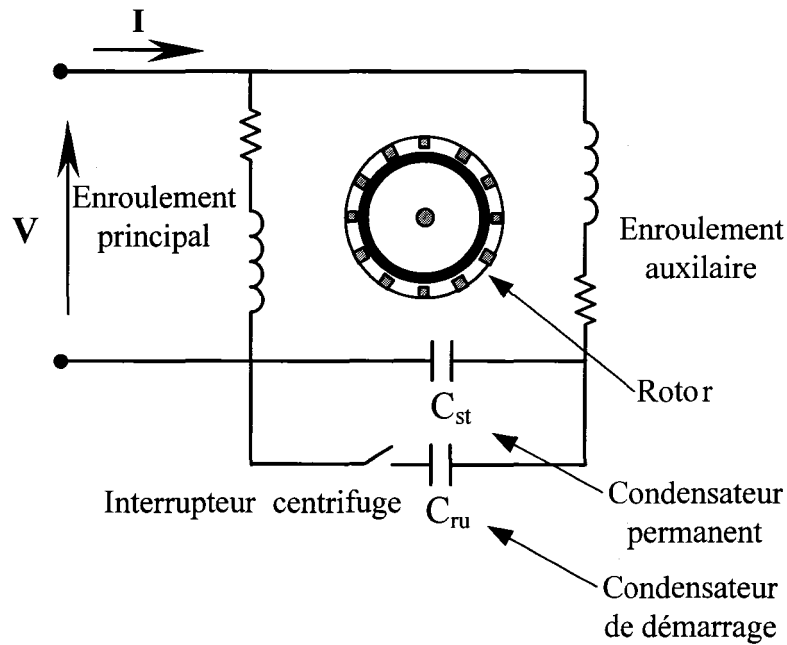


Figure 5 Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire avec condensateur de démarrage et condensateur permanent

## 1.2 Partie électrique

Cette section décrit la modélisation de la machine asynchrone monophasée en utilisant la théorie du double champ tournant (TDCT) et le changement de référentiel. Il s'agit d'établir les équations différentielles de la dynamique électrique de la machine et d'exprimer ces équations dans un référentiel stationnaire pour aboutir à une représentation d'état. Nous modélisons aussi l'ouverture de l'interrupteur centrifuge. Nous examinons également la TDCT, qui est un outil efficace pour l'analyse des performances de la machine en régime permanent. La modélisation s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses:

1. bobinage à distribution sinusoïdale;

2. circuit magnétique non saturé ;
3. entrefer uniforme ;
4. pertes dans le fer négligées.

## 1.2.1 Théorie du double champ tournant

### 1.2.1.1 Principe de fonctionnement

L'alimentation de l'enroulement principal d'une machine asynchrone monophasée par une tension sinusoïdale provoque la création d'un champ magnétique pulsé dans l'entrefer. Ce champ s'écrit sous la forme :

$$B = B_m \cos(\omega t) \quad (1.1)$$

En utilisant le théorème d'Euler :

$$B = \frac{B_m}{2} (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) \quad (1.2)$$

D'après (1.2), le champ pulsé peut être décomposé en deux champs d'amplitude égale à la moitié de celle du champ pulsé comme le montre la figure 5. L'un tourne dans le sens direct et l'autre dans le sens inverse à la même vitesse. Chacun des champs réagit de façon similaire à un moteur triphasé.



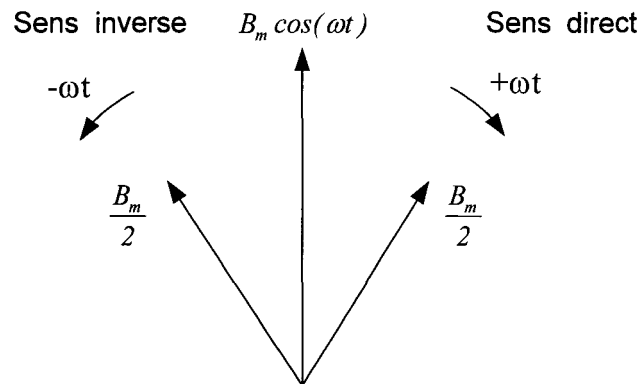


Figure 6 Décomposition du champ magnétique de l'E.P.

Le schéma équivalent de la machine [2] est illustré par la Figure 7. L'impédance du rotor ramenée au stator est scindée en deux moitiés. La première impédance est influencée par le champ direct avec un glissement ( $s$ ). La deuxième impédance est influencée par le champ inverse avec un glissement ( $2-s$ ).

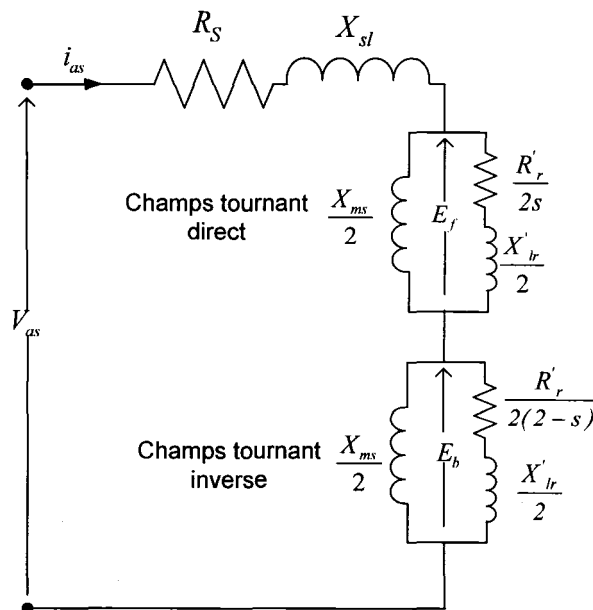


Figure 7 Modèle de la machine monophasée sans EA en utilisant la TDCT

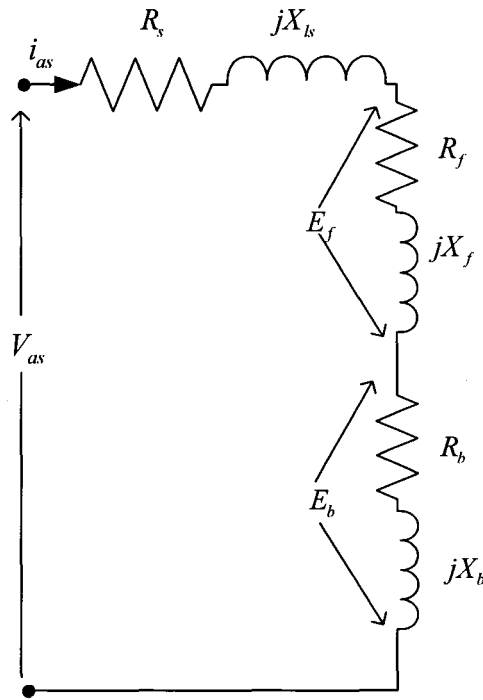


Figure 8 Schéma équivalent de la MAM alimentée par l'E.P. en utilisant la TDCT

Le glissement du rotor par rapport au champ direct est  $\frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = s$

Le glissement du rotor par rapport au champ inverse est  $\frac{\omega_s - (-\omega)}{\omega_s} = 2 - s$

Les impédances directes et inverses sont définies comme suit :

$$R_f = \left( \frac{R'_r X_{ms}^2}{2s} \right) \frac{1}{\left( \frac{R'_r}{s} \right)^2 + (X_{ms} + X'_{lr})^2} \quad (1.3)$$

$$R_b = \left( \frac{R'_r X_{ms}^2}{2(2-s)} \right) \frac{1}{\left( \frac{R'_r}{(2-s)} \right)^2 + (X_{ms} + X'_{lr})^2} \quad (1.4)$$

$$X_f = \left( \frac{X_{ms}}{2} \right) \left[ \frac{\left( \frac{R'_r}{s} \right)^2 + X'_{lr} (X_{ms} + X'_{lr})}{\left( \frac{R'_r}{s} \right)^2 + (X_{ms} + X'_{lr})^2} \right] \quad (1.5)$$

$$X_b = \left( \frac{X_{ms}}{2} \right) \left[ \frac{\left( \frac{R'_r}{(2-s)} \right)^2 + X'_{lr} (X_{ms} + X'_{lr})}{\left( \frac{R'_r}{(2-s)} \right)^2 + (X_{ms} + X'_{lr})^2} \right] \quad (1.6)$$

Cette analyse peut s'étendre pour développer le schéma équivalent d'une machine monophasée à enroulement auxiliaire avec condensateur en série [2].  $X_c$  et  $R_c$  désignent l'impédance et la résistance du condensateur placé en série avec l'enroulement auxiliaire.  $N$  désigne le rapport des nombres de spires des deux enroulements.

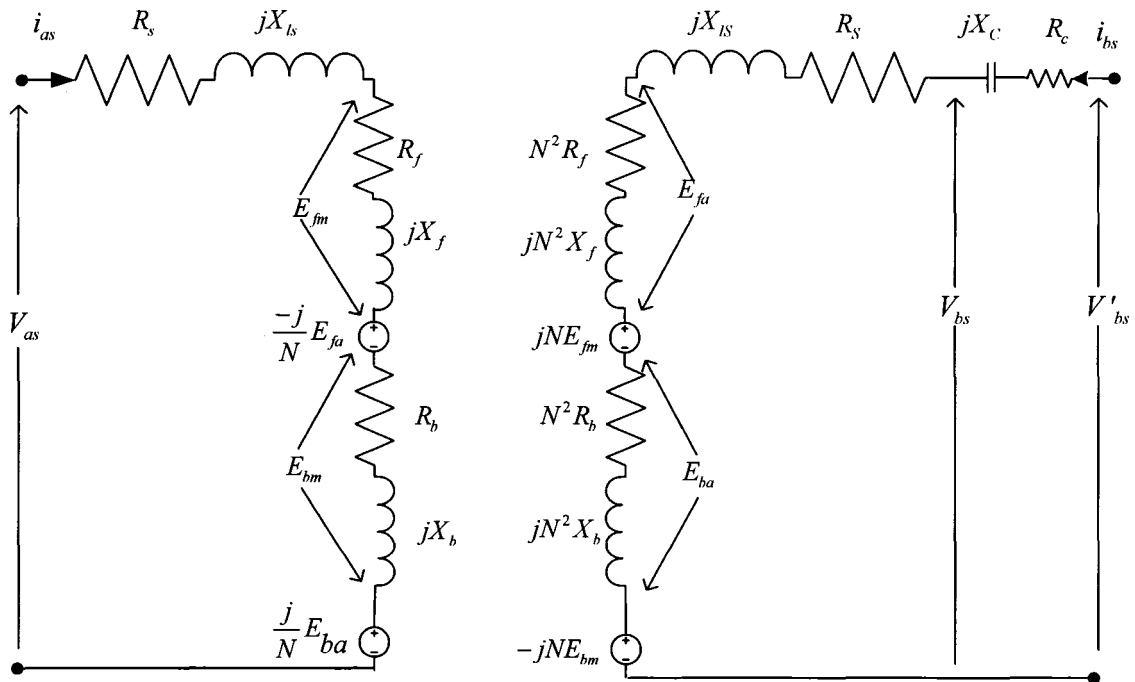


Figure 9 Modèle de la machine monophasée avec enroulement auxiliaire en utilisant la TDCT

### 1.2.1.2 Équations des courants et couple

L'équation de la tension s'écrit :

$$v_{as} = i_{as} \left[ (R_s + R_f + R_b) + j(X_{ls} + X_f + X_b) \right] - \frac{j}{N} E_{fa} + \frac{j}{N} E_{ba} \quad (1.7)$$

Où

$$E_{fa} = N^2 (R_f + jX_f) i_{bs} \quad (1.8)$$

$$E_{ba} = N^2 (R_b + jX_b) i_{bs} \quad (1.9)$$

Soit

$$v_{as} = i_{as} z_1 + i_{bs} z_2 \quad (1.10)$$

$$v_{bs} = i_{as} z_4 + i_{bs} z_3 \quad (1.11)$$

Avec:

$$z_1 = (R_s + R_f + R_b) + j(X_{ls} + X_f + X_b) \quad (1.12)$$

$$z_2 = -jN \left[ (R_f - R_b) + j(X_f - X_b) \right] \quad (1.13)$$

$$z_3 = \left[ R_s + N^2 (R_f + R_b) \right] + j \left[ X_{ls} + N^2 (X_f + X_b) \right] \quad (1.14)$$

$$z_4 = jN \left[ (R_f - R_b) + j(X_f - X_b) \right] \quad (1.15)$$

En résolvant (1.10) et (1.11), les expressions des courants s'écrivent :

$$i_{as} = (v_{as} z_3 - v_{bs} z_2) / z_d \quad (1.16)$$

$$i_{bs} = (v_{bs} z_1 - v_{as} z_4) / z_d \quad (1.17)$$

Avec

$$z_d = z_1 z_3 - z_2 z_4 \quad (1.18)$$

L'expression du couple électromagnétique [2] est donnée par l'expression suivante:

$$T_e \omega_s = \left[ I_{as}^2 + (NI_{bs})^2 \right] (R_f - R_b) + 2N(R_f + R_b) \sin \phi \quad (1.19)$$

$I_{as}$   $I_{bs}$  désignent respectivement les amplitudes des courants de l'enroulement principal et l'enroulement auxiliaire.  $\phi$  désigne le déphasage entre les courants  $i_{as}$   $i_{bs}$ .

Dans le cas où l'enroulement principal est alimenté seul, l'équation de courant devient :

$$i_{as} = \frac{v_{as}}{\left[ (R_s + R_f + R_b) + j(X_{ls} + X_f + X_b) \right]} \quad (1.20)$$

La valeur moyenne du couple électromagnétique développé est donnée par l'expression suivante [2] :

$$T_e = \frac{I_{as}^2}{\omega_s} (R_f - R_b) \quad (1.21)$$

En remplaçant  $R_f$  et  $R_b$  par leurs valeurs, on aboutit à l'expression du couple en fonction du glissement  $s$  :

$$T_e = \frac{I_{as}^2}{\omega_s} \left[ \left( \frac{R'_r X_{ms}^2}{2s} \right) \frac{1}{\left( \frac{R'_r}{s} \right)^2 + (X_{ms} + X'_{lr})^2} - \left( \frac{R'_r X_{ms}^2}{2(2-s)} \right) \frac{1}{\left( \frac{R'_r}{(2-s)} \right)^2 + (X_{ms} + X'_{lr})^2} \right] \quad (1.22)$$

## 1.2.2 Changement de référentiel

Les coefficients des équations différentielles de la dynamique électrique de la machine dépendent des inductances qui varient avec la position du rotor. La résolution de ces équations devient complexe. On introduit une transformation qui consiste à passer du repère  $ab$  au repère orthogonal  $dq$  pour rendre les équations de la machine plus faciles à résoudre. Les coefficients deviennent constants.

### 1.2.2.1 Équation dans le référentiel fixe

Soit une machine asynchrone monophasée à 2 pôles [4], représentée schématiquement par la Figure 10. Les phases principale et auxiliaire sont repérées respectivement par  $a_s$ ,  $b_s$  et  $a_r$ ,  $b_r$  au stator et au rotor. L'angle électrique  $\theta_r$ , variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases  $a_s$  et  $a_r$  choisis comme axes de référence.

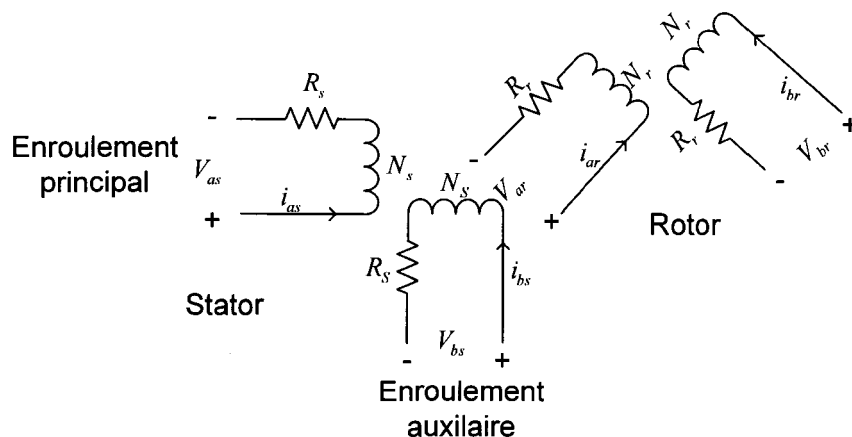


Figure 10 Machine asynchrone monophasée à 2 pôles

Les équations des tensions au stator s'écrivent sous forme matricielle :

$$[v_{abs}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} [i_{abs}] + \frac{d}{dt} [\lambda_{abs}] \quad (1.23)$$

Les équations des tensions au rotor s'écrivent sous forme matricielle :

$$[v_{abr}] = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} [i_{abr}] + \frac{d}{dt} [\lambda_{abr}] \quad (1.24)$$

Les équations des flux sont définies comme suit :

$$[\lambda_{abs}] = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} [i_{abs}] + \begin{bmatrix} L_{sr} \cos \theta_r & -L_{sr} \sin \theta_r \\ L_{sr} \sin \theta_r & L_{sr} \cos \theta_r \end{bmatrix} [i_{abr}] \quad (1.25)$$

$$[\lambda_{abr}] = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} [i_{abr}] + \begin{bmatrix} L_{sr} \cos \theta_r & L_{sr} \sin \theta_r \\ -L_{sr} \sin \theta_r & L_{sr} \cos \theta_r \end{bmatrix} [i_{abs}] \quad (1.26)$$

Avec :

$$L_s = L_{ls} + L_{ms}, \quad L_S = L_{lS} + L_{mS} \quad \text{et} \quad L_r = L_{lr} + L_{mr} \quad (1.27)$$

$R_s, R_S$  et  $R_r$  désignent les résistances de l'enroulement principal, auxiliaire et du rotor respectivement,  $L_{ls}, L_{ms}$  et  $(L_{lS}, L_{mS})$  sont les inductances de fuite et de magnétisation de l'enroulement principal (as) et l'enroulement auxiliaire (bs).  $L_{lr}, L_{mr}$  désignent les inductances de fuite et de magnétisation du rotor.  $L_{sr}, L_{Sr}$  désignent l'amplitude de l'inductance mutuelle entre les enroulements  $a_s, b_s$  et le rotor.

Nous constatons que les coefficients de ces équations différentielles sont variables. La résolution de ce système d'équations est complexe, le changement de référentiel s'avère utile pour résoudre ces équations.

### 1.2.2.2 Équations exprimées dans le référentiel stationnaire

Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, nous transformons les enroulements du stator et du rotor en enroulements orthogonaux (d et q) équivalents.

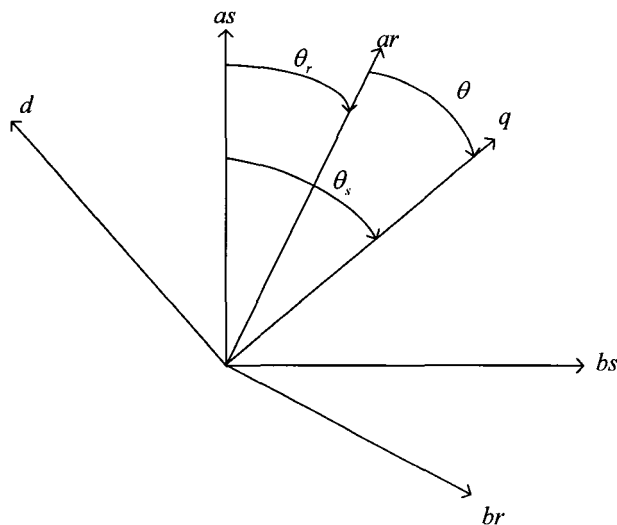


Figure 11 Transformation des enroulements réels en enroulements équivalents

La transformation des grandeurs statorique est définie par :

$$\begin{bmatrix} i_{qd} \end{bmatrix}_s = [A_s] \begin{bmatrix} i_{abs} \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

$$\begin{bmatrix} v_{qd} \end{bmatrix}_s = [A_s] \begin{bmatrix} v_{abs} \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qd} \end{bmatrix}_s = [A_s] \begin{bmatrix} \lambda_{abs} \end{bmatrix} \quad (1.30)$$



Avec

$$A_s = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ \sin \theta_s & -\cos \theta_s \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

En multipliant les deux membres de (1.23) par  $[A_s]$ , il vient:

$$\begin{aligned} [A_s][v_{abs}] &= [A_s] \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} [i_{abs}] + [A_s] \frac{d}{dt} [\lambda_{abs}] \\ &= [A_s] \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} [A_s]^{-1} [i_{dqs}] + \frac{d}{dt} \{ [A_s] [\lambda_{abs}] \} - \left\{ \frac{d}{dt} [A_s] \right\} [\lambda_{abs}] \end{aligned} \quad (1.32)$$

En développant les calculs on aboutit à :

$$[A_s] \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} [A_s]^{-1} = \begin{bmatrix} R_s \cos^2 \theta_s + R_s \sin^2 \theta_s & (R_s - R_s) \sin \theta_s \cos \theta_s \\ (R_s - R_s) \sin \theta_s \cos \theta_s & R_s \cos^2 \theta_s + R_s \sin^2 \theta_s \end{bmatrix} \quad (1.33)$$

Dans un référentiel lié au rotor ou un référentiel synchrone,  $\theta_s$  est variable dans le temps. Les coefficients de la matrice (1.33) dépendent du temps. La résolution des équations demeure complexe. Cependant si le référentiel est stationnaire, c'est-à-dire  $\theta_s$  est constant nous pouvons écrire :

$$[A_s] \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} [A_s]^{-1} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (1.34)$$

Nous supposons qu'à l'instant  $t=0$ ,  $\theta_s = 0$ .

Les équations des tensions deviennent :

$$\begin{bmatrix} v_{qd} \end{bmatrix}_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dqs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{dqs} \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

On se ramène à un système d'équations différentielles à coefficients constants. Dans le cas particulier de la machine asynchrone monophasée symétrique c'est-à-dire  $R_s = R_r$ , le choix de référentiel est arbitraire puisque (1.33) s'écrit :

$$\begin{bmatrix} A_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_s \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

Dans le référentiel stationnaire, la transformation des grandeurs rotorique est définie par :

$$\begin{bmatrix} i_{qd} \end{bmatrix}_r = \begin{bmatrix} A_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abr} \end{bmatrix} \quad (1.37)$$

$$\begin{bmatrix} u_{qd} \end{bmatrix}_r = \begin{bmatrix} A_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{abr} \end{bmatrix} \quad (1.38)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qd} \end{bmatrix}_r = \begin{bmatrix} A_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{abr} \end{bmatrix} \quad (1.39)$$

Avec

$$A_r = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ \sin \theta_r & -\cos \theta_r \end{bmatrix}$$

Par la transformation des grandeurs rotorique et statorique en grandeurs dq, on peut établir les équations suivantes :

$$v_{qs} = v_{as} \text{ et } v_{ds} = -v_{bs} \quad (1.40)$$

$$i_{qs} = i_{as} \text{ et } i_{ds} = -i_{bs} \quad (1.41)$$

$$\lambda_{qs} = \lambda_{as} \text{ et } \lambda_{ds} = -\lambda_{bs} \quad (1.42)$$

Les équations liant les tensions aux courants s'écrivent sous forme :

$$v_{qs} = \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + i_{qs} R_s \quad (1.43)$$

$$v_{ds} = \frac{d\lambda_{ds}}{dt} + i_{ds} R_s \quad (1.44)$$

$$v_{qr} = \frac{d\lambda_{qr}}{dt} - \lambda_{dr} \omega_r + R_r i_{qr} \quad (1.45)$$

$$v_{dr} = \frac{d\lambda_{dr}}{dt} + \lambda_{qr} \omega_r + R_r i_{dr} \quad (1.46)$$

Avec

$$\begin{aligned} \lambda_{qs} &= L_s i_{qs} + L_{sr} i_{qr} \\ \lambda_{ds} &= L_s i_{ds} + L_{sr} i_{dr} \\ \lambda_{qr} &= L_r i_{qr} + L_{sr} i_{qs} \\ \lambda_{dr} &= L_r i_{dr} + L_{sr} i_{ds} \end{aligned} \quad (1.47)$$

En ramenant toutes les grandeurs du rotor au stator, les équations deviennent :

$$v_{qs} = \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + i_{qs} R_s \quad (1.48)$$

$$v_{ds} = \frac{d\lambda_{ds}}{dt} + i_{ds} R_s \quad (1.49)$$

$$v'_{qr} = \frac{d\lambda'_{qr}}{dt} - \frac{\omega_r}{N} \lambda'_{dr} + R'_r i'_{qr} \quad (1.50)$$

$$v'_{dr} = \frac{d\lambda'_{dr}}{dt} + N \omega_r \lambda'_{qr} + R'_r i'_{dr} \quad (1.51)$$

Avec

$$\begin{aligned}
 N &= \frac{N_s}{N_r} \\
 \lambda_{qs} &= L_{ls} i_{qs} + L_{ms} (i_{qs} + i'_{qr}) \\
 \lambda_{ds} &= L_{ls} i_{ds} + L_{ms} (i_{ds} + i'_{dr}) \\
 \lambda'_{qr} &= L'_{lr} i'_{qr} + L_{ms} (i_{qs} + i'_{qr}) \\
 \lambda'_{dr} &= L'_{lr} i'_{dr} + L_{ms} (i_{ds} + i'_{dr})
 \end{aligned} \tag{1.52}$$

Où

$$\begin{aligned}
 v'_{qr} &= \frac{N_s}{N_r} v_{qr} & i'_{qr} &= \frac{N_r}{N_s} i_{qr} & v'_{dr} &= \frac{N_s}{N_r} v_{dr} \\
 i'_{dr} &= \frac{N_r}{N_s} i_{dr} & L'_{lr} &= \left( \frac{N_s}{N_r} \right)^2 L_{lr} & R'_{r} &= \left( \frac{N_s}{N_r} \right)^2 R_r \\
 R'_R &= \left( \frac{N_s}{N_r} \right)^2 R_r & L'_{LR} &= \left( \frac{N_s}{N_r} \right)^2 L_{lr} & L_{ms} &= \frac{N_s}{N_r} L_{sr} \\
 L_{mS} &= \frac{N_s}{N_r} L_{Sr} & \frac{L_{mS}}{L_{ms}} &= \left( \frac{N_s}{N_r} \right)^2
 \end{aligned}$$

Nous déduisons le schéma équivalent suivant :

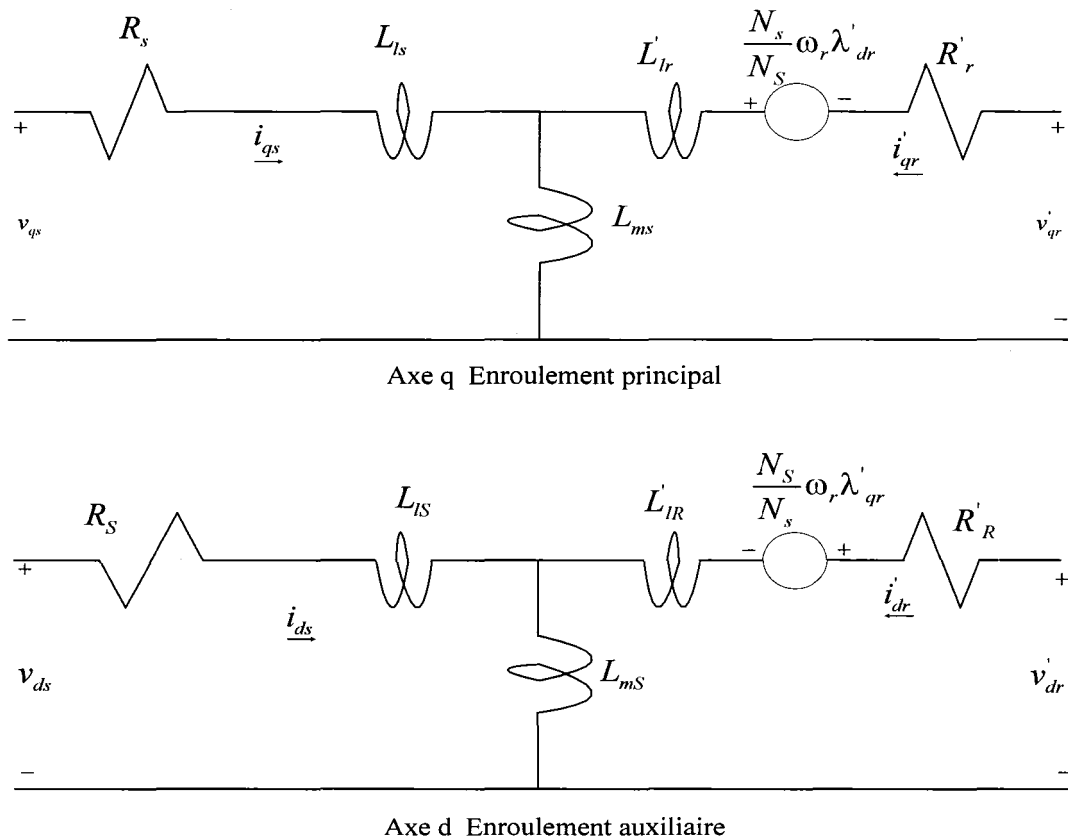


Figure 12 Schéma équivalent de la machine à induction monophasée (Référentiel stationnaire)

### 1.2.3 Représentation d'état

Nous allons exprimer les équations différentielles sous forme de représentation d'état. Les variables d'état sont les flux dans l'enroulement auxiliaire et l'enroulement principal. Les entrées sont les tensions d'alimentation. Les courants dans les enroulements représentent les sorties.

À partir de (1.52), les expressions des courants dq sont données par les équations suivantes :

$$i_{qs} = \frac{1}{L_{ls}} (\lambda_{qs} - \lambda_{Mq}) \quad (1.53)$$

$$i_{ds} = \frac{1}{L_{ls}} (\lambda_{ds} - \lambda_{Md}) \quad (1.54)$$

$$i'_{qr} = \frac{1}{L_{lr}} (\lambda'_{qr} - \lambda_{Mq}) \quad (1.55)$$

$$i'_{dr} = \frac{1}{L_{lr}} (\lambda'_{dr} - \lambda_{Md}) \quad (1.56)$$

Avec :

$$\lambda_{Mq} = L_{ms} (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (1.57)$$

$$\lambda_{Md} = L_{ms} (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (1.58)$$

Si le rotor de la machine est à cage d'écureuil d'où  $v'_{qr} = v'_{dr} = 0$ , (1.48) à (1.51) peuvent donc s'écrire sous forme :

$$\frac{d\lambda_{qs}}{dt} = v_{qs} + \frac{R_s}{L_{ls}} (\lambda_{Mq} - \lambda_{qs}) \quad (1.59)$$

$$\frac{d\lambda_{ds}}{dt} = v_{ds} + \frac{R_s}{L_{ls}} (\lambda_{Md} - \lambda_{ds}) \quad (1.60)$$

$$\frac{d\lambda'_{qr}}{dt} = v'_{qr} + \frac{\omega_r}{N} \lambda'_{dr} + \frac{R_r}{L_{lr}} (\lambda_{Mq} - \lambda'_{qr}) \quad (1.61)$$

$$\frac{d\lambda'_{dr}}{dt} = v'_{dr} - N\omega_r \lambda'_{qr} + \frac{R_r}{L_{lr}} (\lambda_{Md} - \lambda'_{dr}) \quad (1.62)$$

Avec

$$\lambda_{Mq} = L_{qs} \left( \frac{\lambda_{qs}}{L_{ls}} + \frac{\lambda'_{qr}}{L_{lr}} \right) \quad (1.63)$$

$$\lambda_{Md} = L_{dS} \left( \frac{\lambda_{ds}}{L_{IS}} + \frac{\lambda'_{dr}}{L'_{IR}} \right) \quad (1.64)$$

$$L_{qs} = \frac{1}{\frac{1}{L_{ms}} + \frac{1}{L_{ls}} + \frac{1}{L'_{lr}}} \quad (1.65)$$

$$L_{dS} = \frac{1}{\frac{1}{L_{mS}} + \frac{1}{L_{IS}} + \frac{1}{L'_{IR}}} \quad (1.66)$$

#### 1.2.4 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être exprimé par différentes expressions combinant les flux et les courants statorique et rotorique :

$$T_e = p (i_{abr})^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} \left[ \begin{pmatrix} L_{sr} \cos \theta_r & -L_{sr} \sin \theta_r \\ L_{sr} \sin \theta_r & L_{sr} \cos \theta_r \end{pmatrix}^T \right] i_{abs}$$

$p$  désigne le nombre de paire de pôles.

Cette expression devient :

$$T_e = p \left[ L_{sr} i_{as} (-i_{ar} \sin \theta_r - i_{br} \cos \theta_r) + L_{sr} i_{bs} (i_{ar} \cos \theta_r - i_{br} \sin \theta_r) \right]$$

Soit:

$$T_e = p \left( L_{sr} i_{qs} i_{dr} - L_{sr} i_{ds} i_{qr} \right) \quad (1.67)$$

Une autre expression de couple en fonction des courants et des flux :

$$T_e = p \left( N \lambda'_{qr} i'_{dr} - \frac{1}{N} \lambda'_{dr} i'_{qr} \right) \quad (1.68)$$

### 1.2.5 Modélisation de l'interrupteur centrifuge

La machine monophasée comporte un interrupteur centrifuge qui a pour rôle de déconnecter l'enroulement auxiliaire lorsque la machine est démarrée. Il peut être soit :

- un contact centrifuge constitué d'une partie tournante solidaire de l'arbre. Il s'agit d'un système à masselottes s'écartant brusquement sous l'effet de la force centrifuge à une certaine vitesse et d'un contact fixe ;
- un relais d'intensité dont le contact se ferme sous l'action de la surintensité de démarrage et s'ouvre dès que le courant revient à la valeur nominale et que le moteur est lancé ;
- un relais de tension placé aux bornes du bobinage de la phase auxiliaire et qui contrôle la tension afin d'ouvrir ou de fermer le contact.

En tenant compte du critère de l'annulation du courant dans l'enroulement auxiliaire, nous avons scindé la modélisation de l'interrupteur centrifuge en deux parties : La première concerne la MAMR et la MAMCD où le courant dans l'enroulement auxiliaire s'annule après l'ouverture de l'interrupteur centrifuge. La deuxième décrit la MAMCDP où le courant dans l'enroulement auxiliaire ne s'annule pas, même après l'ouverture de l'interrupteur centrifuge.

#### 1.2.5.1 Enroulement auxiliaire résistif ou avec condensateur de démarrage

Le courant s'annule dans l'enroulement auxiliaire des deux types de machine MAMR et MAMCD à l'instant où l'interrupteur s'ouvre :

$$i_{bs} = -i_{ds} = 0 \quad (1.69)$$



On déduit de (1.54) que:

$$\lambda_{ds} = \lambda_{Md} \quad (1.70)$$

En remplaçant  $\lambda_{Md}$  par  $\lambda_{ds}$  (1.64) devient:

$$\lambda_{ds} = \left( \frac{L_{mS} + L'_{IR}}{L_{mS}} \right) \lambda'_{dr} \quad (1.71)$$

D'après (1.49) on trouve:

$$v_{ds} = -v_{bs} = \frac{d\lambda_{ds}}{dt} \quad (1.72)$$

En remplaçant  $L_{ds}$  par sa valeur et en développant les calculs (1.71) et (1.72) donnent :

$$v_{ds} = \frac{L_{mS}}{L_{mS} + L'_{IR}} \frac{d\lambda'_{dr}}{dt} \quad (1.73)$$

La modélisation de l'ouverture de l'interrupteur centrifuge, peut se traduire par l'insertion d'un relais [4] qui permet d'aiguiller la valeur de la tension d'alimentation

$v_{bs} = v_m \sin(\omega t)$  vers la valeur  $\frac{L_{mS}}{L_{mS} + L'_{IR}} \frac{d\lambda'_{dr}}{dt}$  au passage par zéro de  $i_{ds}$  comme le

montre la figure 13. Le calcul de  $\frac{L_{mS}}{L_{mS} + L'_{IR}} \frac{d\lambda'_{dr}}{dt}$  est facile à obtenir et à implanter dans

Simulink puisque  $\lambda'_{dr}$  est une variable d'état.

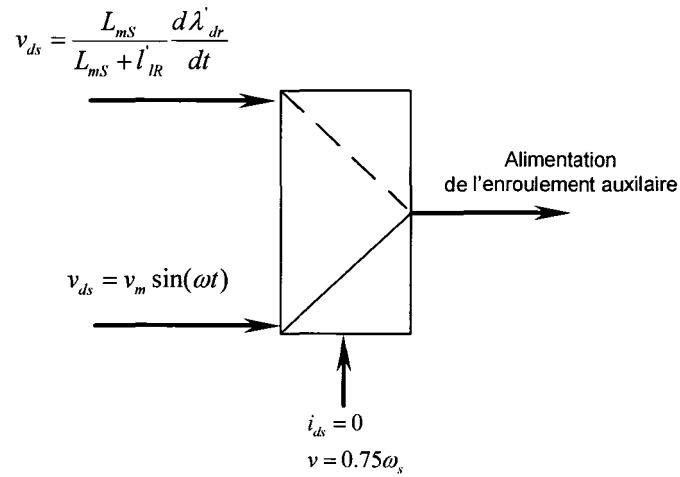


Figure 13 Modélisation de l'interrupteur centrifuge

### 1.2.5.2 Enroulement auxiliaire avec condensateur de démarrage et condensateur permanent

La tension d'alimentation d'une MAMCDP peut s'écrire comme suit (voir figure 12):

$$v'_{bs} = v_{bs} + v_c \quad (1.74)$$

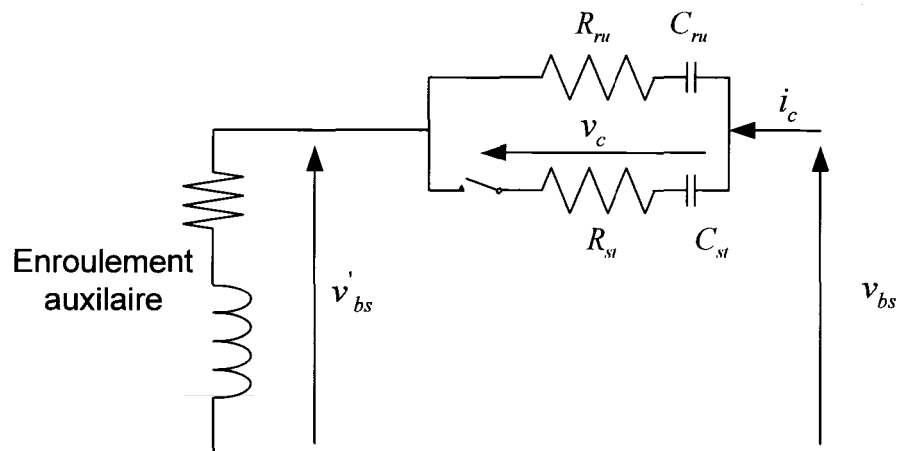


Figure 14 Branchement des condensateurs de la MAMCD

Avec :

$$v_c = R_c i_{cs} + \frac{1}{C} \int i_c dt \quad (1.75)$$

Sachant que

$$v_{ds} = -v_{bs} \text{ et } i_{ds} = -i_{bs} \quad (1.76)$$

Nous posons:  $v'_{ds} = -v_{bs}$  alors :

$$v_{ds} = v'_{ds} - R_c i_{ds} - \frac{1}{C} \int i_c dt \quad (1.77)$$

Avant l'ouverture de l'interrupteur centrifuge :

$$R_c + \frac{1}{jC\omega} = \frac{\left( R_{ru} + \frac{1}{jC_{ru}\omega} \right) \left( R_{st} + \frac{1}{jC_{st}\omega} \right)}{\left( R_{ru} + \frac{1}{jC_{ru}\omega} \right) + \left( R_{st} + \frac{1}{jC_{st}\omega} \right)} \quad (1.78)$$

Après l'ouverture de l'interrupteur centrifuge :

$$R_c + \frac{1}{jC\omega} = R_{ru} + \frac{1}{jC_{ru}\omega} \quad (1.79)$$

Il s'agit d'alimenter l'enroulement auxiliaire par la tension exprimée dans (1.77) et de changer la valeur de la résistance et la capacité de condensateur en tenant compte de (1.78) et (1.79).

### 1.3 Partie mécanique

La partie mécanique est modélisée [4] par l'équation suivante :

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_r - T_e - F\omega_m \quad (1.80)$$

$\omega_m$  est la vitesse angulaire du rotor en rad/s,  $T_e$  est le couple électromagnétique du moteur,  $T_r$  est le couple résistant en N.m,  $J$  est le moment d'inertie combiné du rotor de la machine et de la charge entraînée, en  $\text{kg.m}^2$  et  $F$  est le coefficient de frottement visqueux, en N.m.s.

Les équations élaborées jusqu'à présent ont des paramètres exprimés en unités S.I. Les grandeurs relatives, ou p.u. (en anglais per unit) sont un autre système d'unités employé pour exprimer les grandeurs sous la forme d'un rapport sans dimension [12]. Il s'agit d'abord de déterminer pour chaque grandeur (puissance, tension, courant, etc.) une grandeur de base. Toutes les variables de même nature exprimées en unités S.I. sont ensuite divisées par les grandeurs de base correspondantes et on obtient ainsi les grandeurs relatives.

Pour exprimer (1.80) en grandeurs relatives le moment d'inertie  $J$  est remplacé par une constante d'inertie  $H$  donné par :

$$H = \frac{J\omega_{mn}^2}{2S_b} \quad (1.81)$$

La constante d'inertie  $H$  s'exprime en secondes.  $\omega_{mn}$  est la vitesse angulaire nominale de la machine, en rad/s, et  $S_b$  est la puissance de base de la machine, en V.A. En incluant dans (1.80) l'expression de  $J$  en (1.81), on obtient:

$$2H \frac{d\omega_m}{dt\omega_{mn}} = \frac{T_r - T_e}{S_b / \omega_{mn}} - \frac{F\omega_m}{S_b / \omega_{mn}} \quad (1.82)$$

Soit

$$2H \frac{d\omega_{m pu}}{dt} = T_{r pu} - T_{e pu} - F_{pu} \omega_{m pu} \quad (1.83)$$

Le Tableau I résume les relations qui nous permettent de déduire les grandeurs nominales et de bases à partir des grandeurs en p.u.

Tableau I

Relations entre les grandeurs nominales, de base et relatives

Description	Grandeur nominale, unités	Grandeurs de base	Grandeur relative
Puissance apparente	$S_n, W$	$S_b = S_n$	$S_{pu} = S/S_b$
Tension efficace	$V_n, V$	$V_b = \sqrt{2} V_n$	$V_{pu} = V/V_n$
Fréquence	$f_n, Hz$	$f_b = f_n$	$f_{pu} = f/f_b$
Fréquence angulaire électrique	$\omega_{en} = 2\pi f, rad/s$	$\omega_{eb} = \omega_{en}$	$\omega_{pu} = \omega_e / \omega_{eb}$
Fréquence angulaire mécanique	$\omega_{mn} = \omega_{en}/p, rad/s$	$\omega_{mb} = \omega_{mn}$	$\omega_{mpu} = \omega_m / \omega_{mb}$
Couple	$T_n = S_b / \omega_{mn}, N.m$	$T_b = T_n$	$T_{pu} = T/T_b$
Impédance		$Z_b = V_n^2 / P_n$	$Z_{pu} = Z/Z_b$
Résistance		$R_b = Z_b$	$R_{pu} = R/R_b$
Inductance		$L_b = Z_b / \omega_{eb}$	$L_{pu} = L/L_b$
Condensateur		$C_b = Z_b \omega_{eb}$	$C_{pu} = C/C_b$
Courant de ligne crête	$i_n = \sqrt{2} P_n / V_n$	$i_b = i_n$	$i_{pu} = i/i_b$
Flux magnétique		$\lambda_b = V_b / \omega_{eb}$	$\lambda_{pu} = \lambda / \lambda_b$

## **1.4 Conclusion**

Nous avons élaboré le modèle théorique de la machine asynchrone monophasée en se basant sur la théorie du double champ tournant et le changement de référentiel. Nous avons également modélisé l'interrupteur centrifuge et les condensateurs de démarrage et permanent. Les équations de la dynamique électrique de la machine sont exprimées sous forme de représentation d'état pour faciliter l'implantation dans Simulink qui sera détaillée dans le prochain chapitre.

## **CHAPITRE 2**

### **IMPLANTATION ET SIMULATION DU MODÈLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE MONOPHASÉE**

Ce chapitre est consacré à l'implantation des équations des parties électrique et mécanique de la machine en schéma bloc Simulink. Ensuite, nous allons présenter et analyser les résultats de simulation. Afin de vérifier le bon fonctionnement du modèle développé, nous avons effectué une validation analytique et des essais sur le modèle.

#### **2.1 Modèle de la machine asynchrone monophasée**

Dans cette section, nous décrivons brièvement le modèle de la machine asynchrone monophasée ainsi que l'interface paramètres.

##### **2.1.1 Structure des principaux blocs de simulation**

Jusqu'à présent, nous avons modélisé la machine sous forme de représentation d'état dont les variables sont les flux, les entrées sont des tensions et les courants représentent les sorties. Maintenant nous allons traduire les équations (1-53) à (1-60), (1-53), (1-77) et (1-80) établies au chapitre 1, sous forme de schémas blocs Simulink. Le modèle comporte les blocs suivants:

- enroulement auxiliaire ;
- enroulement principal ;
- interrupteur centrifuge et condensateurs ;
- conversion des grandeurs d/q en grandeurs abr ;
- calcul du couple électromagnétique.

La figure 15 illustre la structure des principaux blocs de la MAM. Les détails des schémas Simulink de ces blocs sont présentés en annexe 1[3]. La partie mécanique est modélisée dans un bloc séparé de la partie électrique. Le modèle permet de simuler la machine en mode continu et en mode discret. Le modèle accepte les paramètres en grandeur pu ou en grandeur S.I.

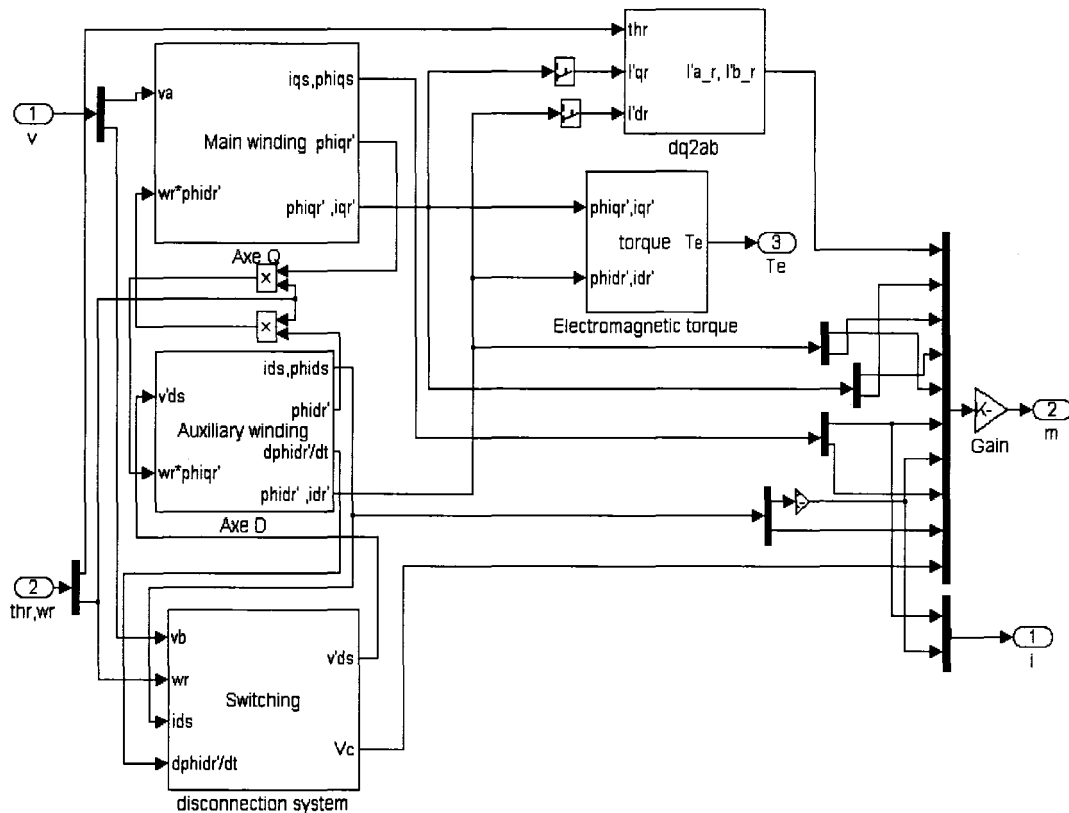


Figure 15 Structure des principaux blocs de simulation de la MAM

### 2.1.2 Interface paramètres du modèle de machine asynchrone monophasée

Le modèle de la machine asynchrone monophasée permet de simuler les configurations suivantes :



- machine à enroulement auxiliaire résistif ;
- machine à enroulement auxiliaire avec condensateur de démarrage ;
- machine à enroulement auxiliaire avec condensateur de démarrage et condensateur permanent ;
- machine avec deux enroulements disponibles.

La quatrième configuration offre à l'utilisateur la possibilité de raccorder les enroulements principal et auxiliaire à des composants externes. Ceci est particulièrement utile pour raccorder à la machine des convertisseurs statiques.

Le formulaire d'entrée de données est une interface paramètres (voir annexe 2), il se présente comme suit:

1. type de la machine (les quatre configurations de la MAM) ;
2. grandeurs des paramètres (p.u. ou S.I.) ;
3. puissance nominale (VA), tension nominale (V), fréquence nominale (Hz);
4. résistance et inductance de fuite de l'enroulement principal (ohm, H);
5. résistance et inductance du rotor ramenée à l'enroulement principal (ohm, H);
6. inductance mutuelle de l'enroulement principal (H);
7. résistance et inductance de fuite de l'enroulement auxiliaire (ohm, H);
8. inertie ( $\text{Kg.m}^2$ ), coefficient de frottement visqueux (N.m.s), nombres de paire de pôles, rapport de nombre de spires de l'EA et l'EP  $N_S/N_s$  respectivement;
9. résistance et capacité du condensateur de démarrage (ohm, Farad);
10. résistance et capacité du condensateur permanent (ohm, Farad);
11. vitesse de l'ouverture de l'interrupteur centrifuge (%) (pourcentage par rapport à la vitesse synchrone);
12. vitesse initiale du rotor (%) (pourcentage par rapport à la vitesse synchrone).

## 2.2 Résultats de simulation

### 2.2.1 Paramètres de la machine

Les paramètres de la machine asynchrone monophasée simulée [4] sont fournis au Tableau II.

Tableau II

Paramètres de la machine étudiée

Description	Symbole	Valeur
Puissance nominale	$P_n$	0.25 HP
Tension nominale	$V_n$	110 V
Fréquence nominale	$F_n$	60 Hz
Résistance de l'EP	$R_s$	2.02 $\Omega$
Inductance de fuite de l'EP	$L_{ls}$	$7.4 \times 10^{-3} H$
Résistance du rotor ramenée à l'EP	$R'_r$	4.12 $\Omega$
Inductance de fuite du rotor ramenée à l'EP	$L'_{lr}$	$5.6 \times 10^{-3} H$
Inductance mutuelle de l'EP	$L_{ms}$	0.177H
Résistance de l'EA	$R_S$	7.14 $\Omega$
Inductance de fuite de l'EA	$L_{lS}$	$8.5 \times 10^{-3} H$
Inertie	J	0.0146 kg.m <sup>2</sup>
Coefficient de frottement visqueux	F	0 N.m.s
Nombres de paire de pôles	p	2

Tableau II (suite)

Description	Symbole	Valeur
Rapport de nombre de spire des EP et EA	N	1.18
Résistance du condensateur de démarrage	$R_{st}$	3 $\Omega$
Capacité du condensateur de démarrage	$C_{st}$	183 $\mu F$
Résistance du condensateur permanent	$R_{ru}$	9 $\Omega$
Capacité du condensateur permanent	$C_{ru}$	15.4 $\mu F$

### 2.2.2 Essai à vide

La machine est alimentée par une tension  $V_{as} = V_{bs} = V_m \cos(\omega t)$ . Nous simulons les trois types de MAM à vide pendant 3 secondes en mode discret avec un pas de calcul fixe de 20  $\mu s$  qui donne des résultats similaires à ceux obtenus à pas variable. La vitesse de l'ouverture de l'interrupteur centrifuge est réglée à 75% de la vitesse synchrone.

#### 2.2.2.1 Machine à enroulement auxiliaire résistif

Les résultats de simulation de la machine à enroulement auxiliaire résistif sont illustrés par les figures 16 à 21.

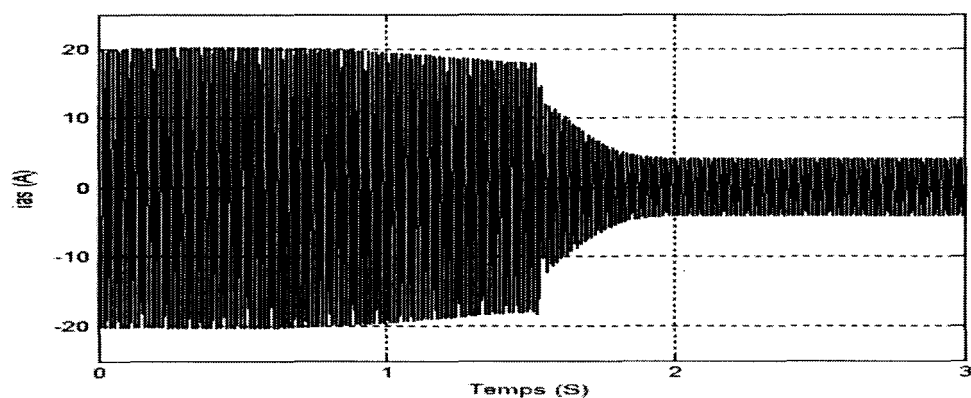


Figure 16 Courant dans l'enroulement principal de la MAMR

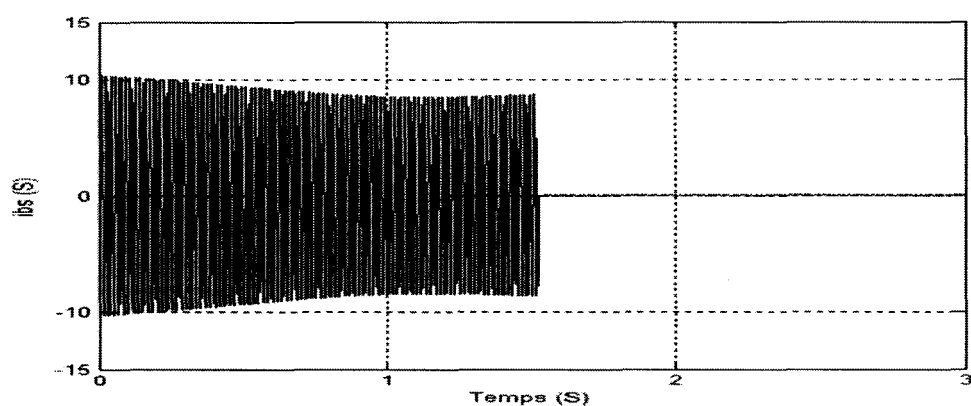


Figure 17 Courant dans l'enroulement auxiliaire de la MAMR

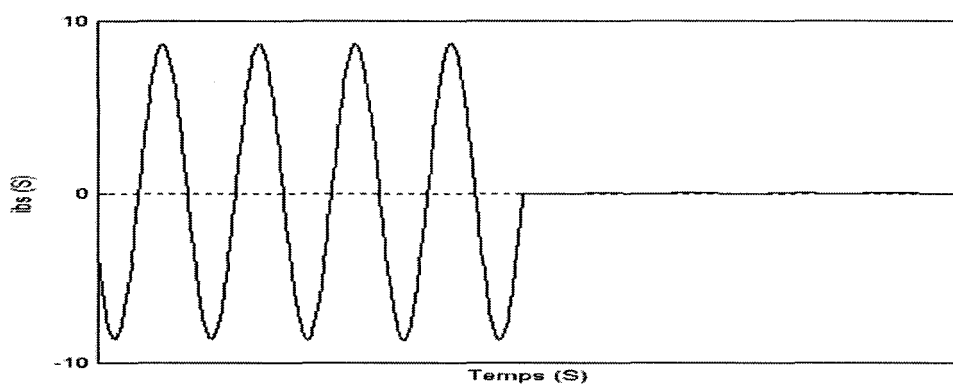


Figure 18 Zone de coupure du courant dans l'enroulement auxiliaire de la MAMR

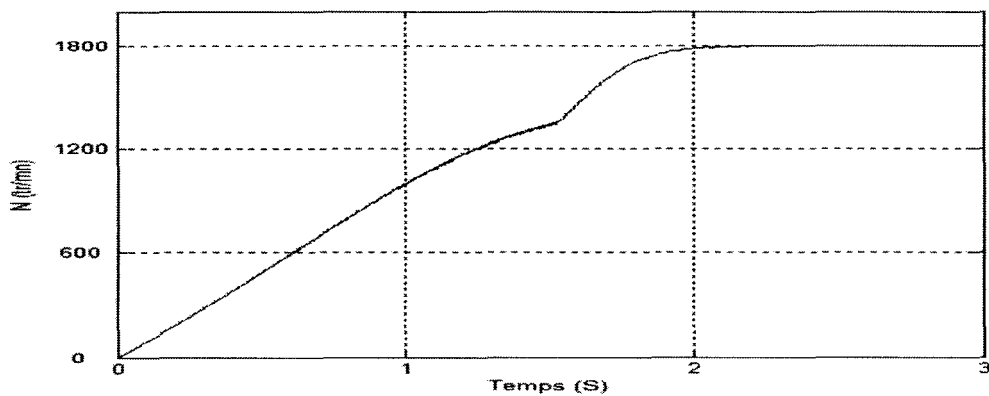


Figure 19 Vitesse angulaire du rotor de la MAMR

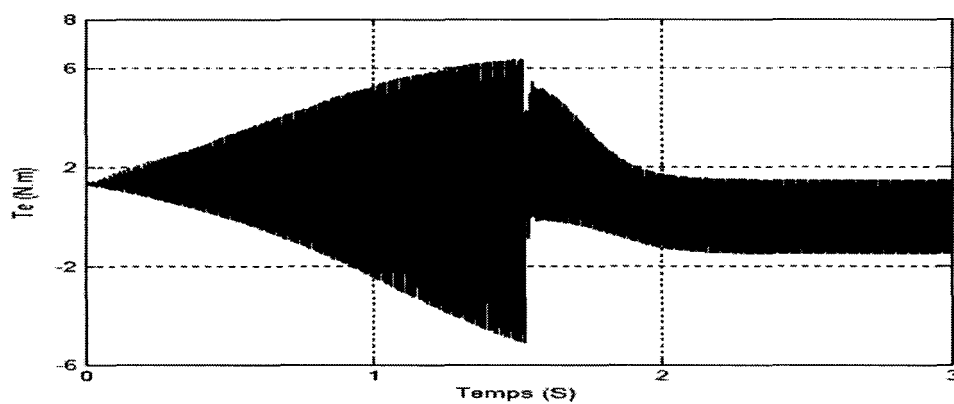


Figure 20 Couple électromagnétique de la MAMR

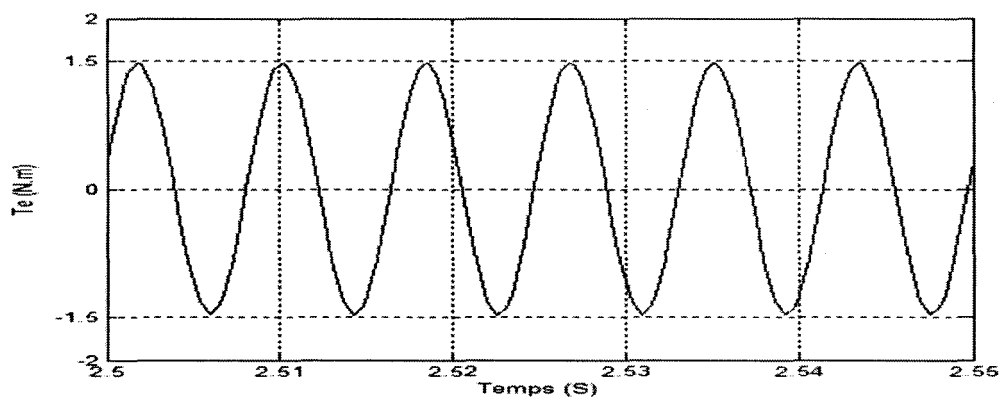


Figure 21 Ondulations du couple électromagnétique de la MAMR

Nous avons visualisé les courants, vitesse angulaire et couple électromagnétique de la machine à enroulement auxiliaire résistif.

Le courant dans l'enroulement auxiliaire s'annule au moment où la vitesse atteint 75% de la vitesse synchrone.

La courbe de la vitesse illustre bien l'instant où l'interrupteur centrifuge s'ouvre. La vitesse atteint le régime permanent au bout de 2s. Le champ magnétique accroche un des champs tournants inverse ou direct. Mais l'autre champ tourne à une vitesse du double de celle du rotor, ce qui explique les ondulations dans le couple. Ces ondulations ont une amplitude de 3 N.m crête à crête (voir figure 21).

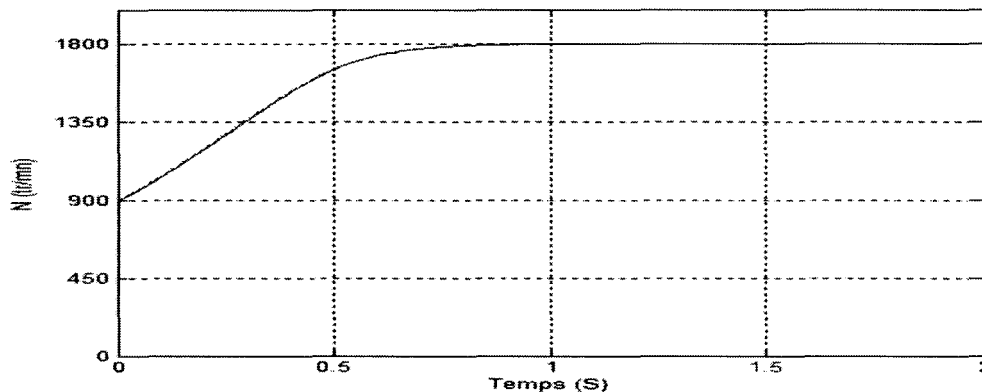


Figure 22 Vitesse angulaire du rotor (vitesse initiale de la MAMR non nulle)

La figure 22 illustre le cas où la vitesse angulaire initiale n'est pas nulle ( $N_o = 900 \text{ tr/mn}$ ) et la vitesse de l'ouverture de l'interrupteur est égale à zéro. Nous constatons que la machine démarre d'elle-même sans avoir recours à l'enroulement auxiliaire. Ce dernier est mis hors service avant le démarrage de la machine. Le champ magnétique du rotor qui possède une vitesse initiale accroche à l'un des champs tournants inverse ou direct créés au stator.

### 2.2.2.2 Machine avec condensateur de démarrage

Nous simulons la machine asynchrone avec condensateur de démarrage et nous visualisons les courants, la vitesse, le couple électromagnétique et la tension aux bornes du condensateur. Les résultats sont illustrés par les figures 23 à 29.

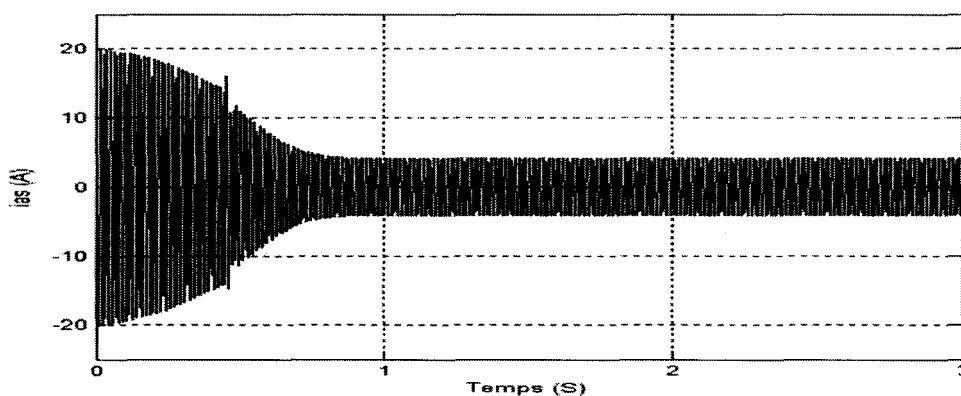


Figure 23 Courant dans l'enroulement principal de la MAMCD

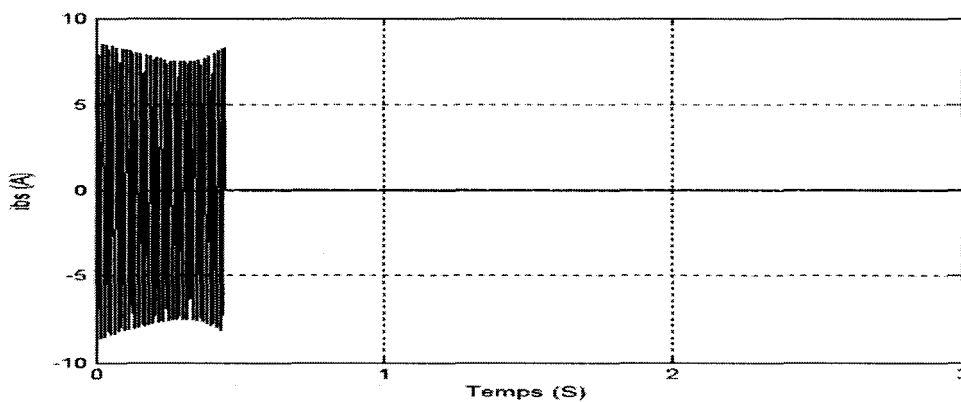


Figure 24 Courant dans l'enroulement auxiliaire de la MAMCD

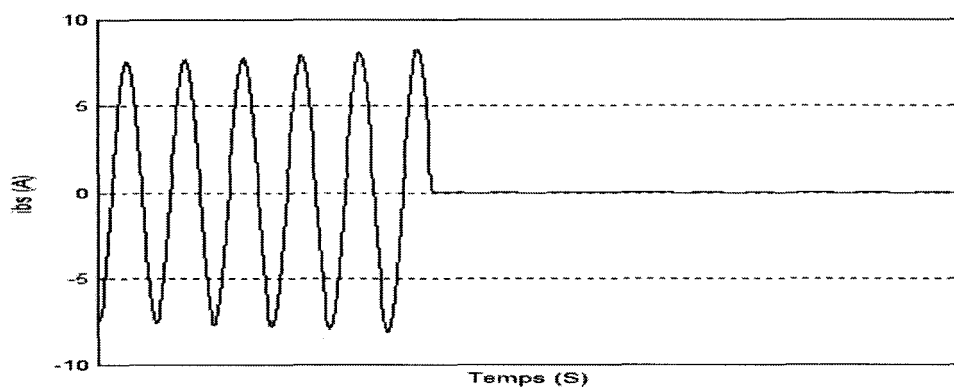


Figure 25 Zone de coupure du courant dans l'enroulement auxiliaire de la MAMCD

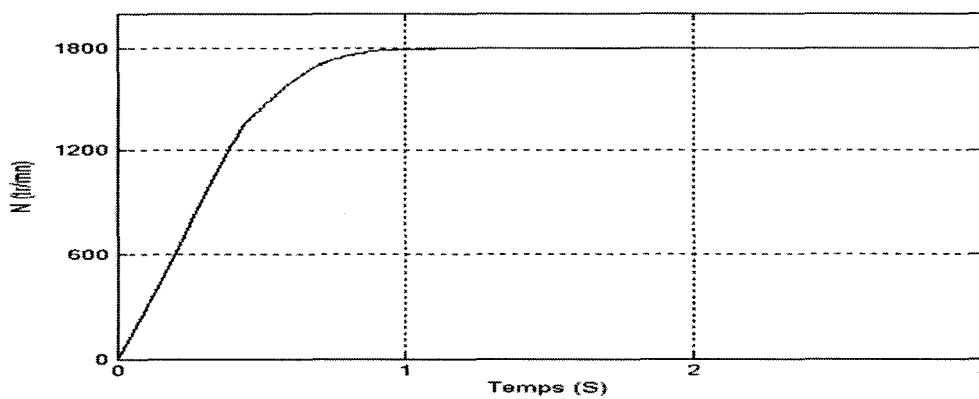


Figure 26 Vitesse angulaire du rotor de la MAMCD

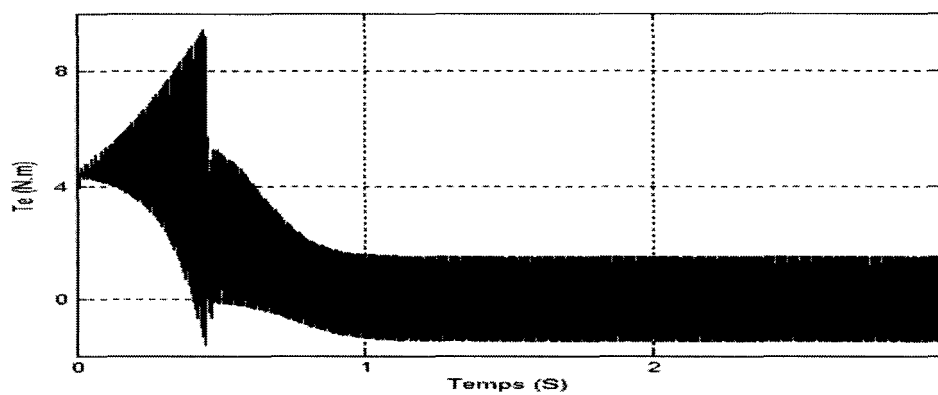


Figure 27 Couple électromagnétique de la MAMCD



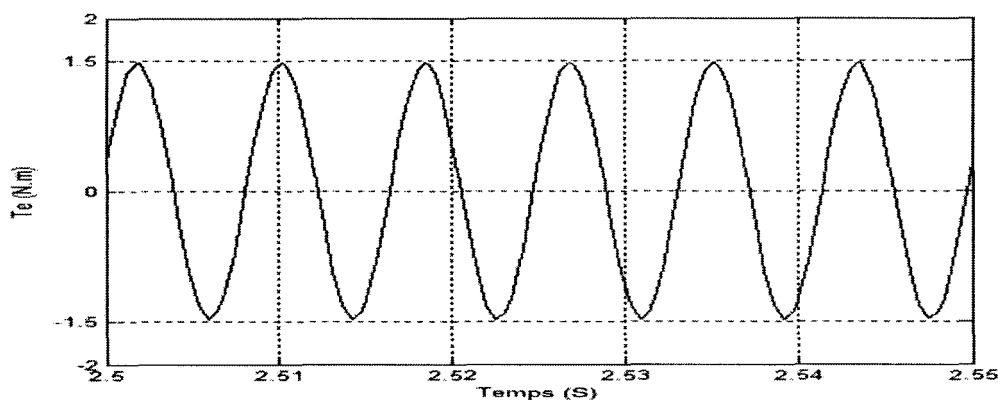


Figure 28 Ondulations du couple électromagnétique de la MAMCD

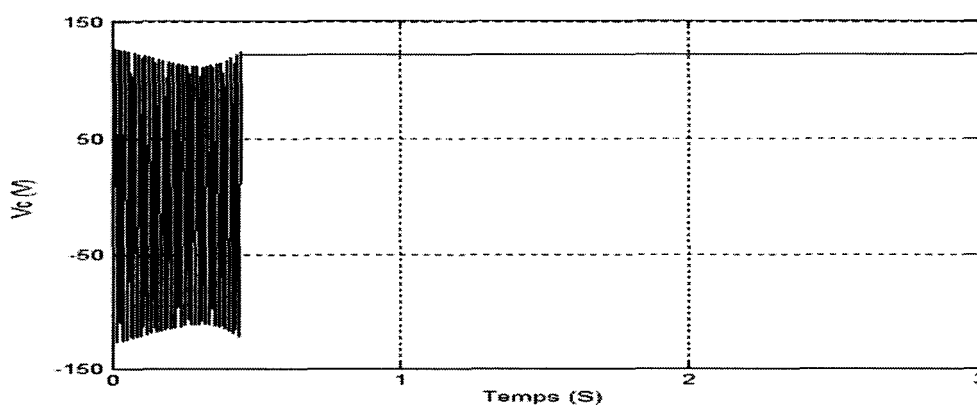


Figure 29 Tension aux bornes du condensateur de démarrage de la MAMCD

Au moment où l'interrupteur centrifuge s'ouvre le courant s'annule dans le condensateur et dans l'EA. La tension aux bornes de condensateur reste à son maximum puisque le courant est interrompu au moment de son passage par zéro.

En raison de la valeur élevée de la capacité de condensateur de démarrage placé en série avec l'EA, le couple de démarrage est important (4.5 N.m). En régime permanent, le couple présente les mêmes ondulations que pour la MAMR (3 N.m crête à crête).

Le temps de réponse de la vitesse est plus rapide que celui de la MAMR. La vitesse atteint le régime permanent au bout d'une seconde, alors qu'il en fallait environ le double dans le cas précédent.

### 2.2.2.3 Machine avec condensateur de démarrage et condensateur permanent

Nous simulons la machine asynchrone monophasée avec condensateur permanent et condensateur de démarrage. Les courbes de simulation sont illustrées par les figures 30 à 35.

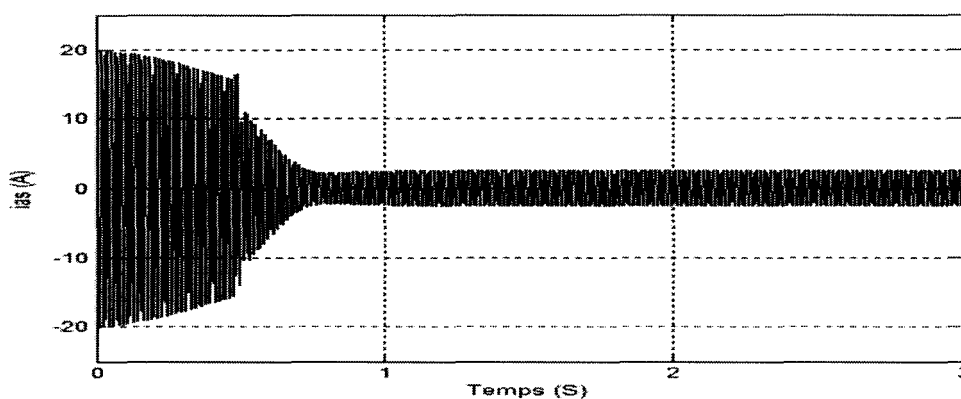


Figure 30 Courant dans l'enroulement principal de la MAMCDP

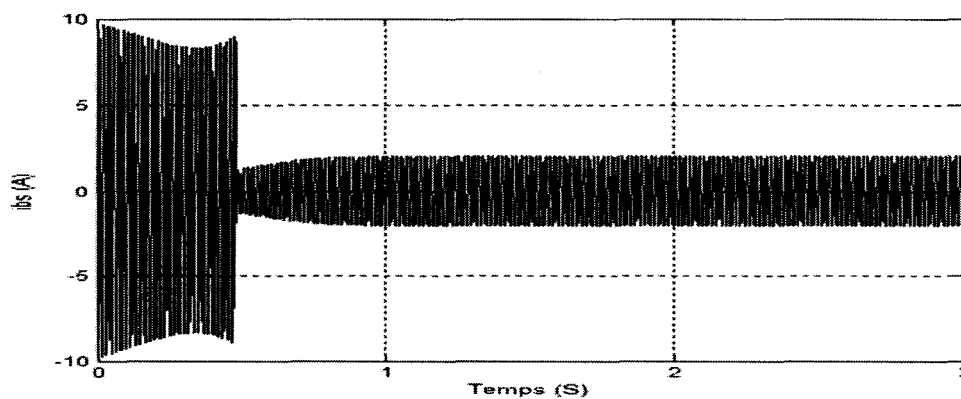


Figure 31 Courant dans l'enroulement auxiliaire de la MAMCDP

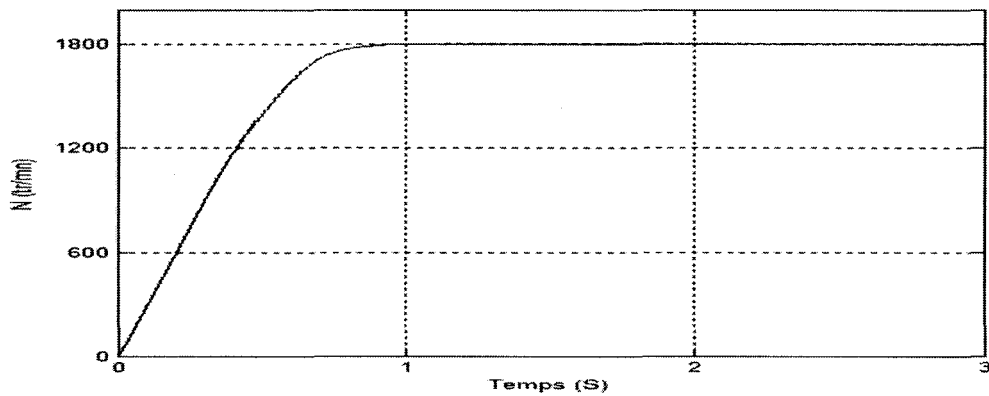


Figure 32 Vitesse angulaire du rotor de la MAMCDP

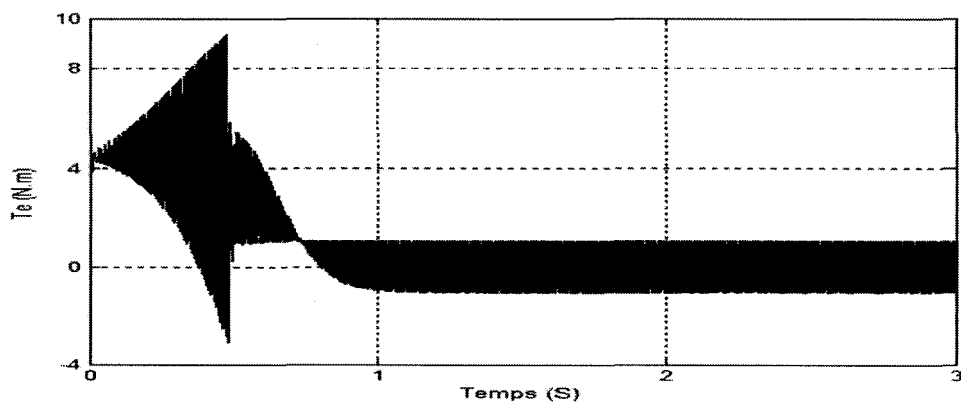


Figure 33 Couple électromagnétique de la MAMCDP

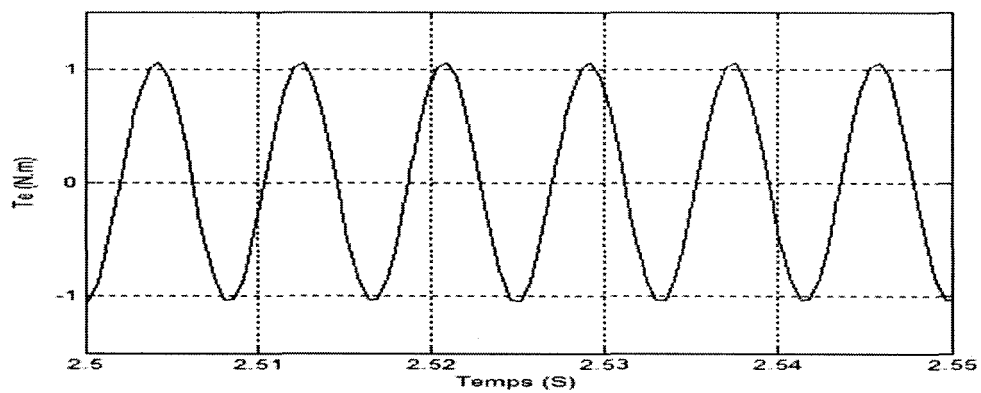


Figure 34 Ondulations du couple électromagnétique de la MAMCDP

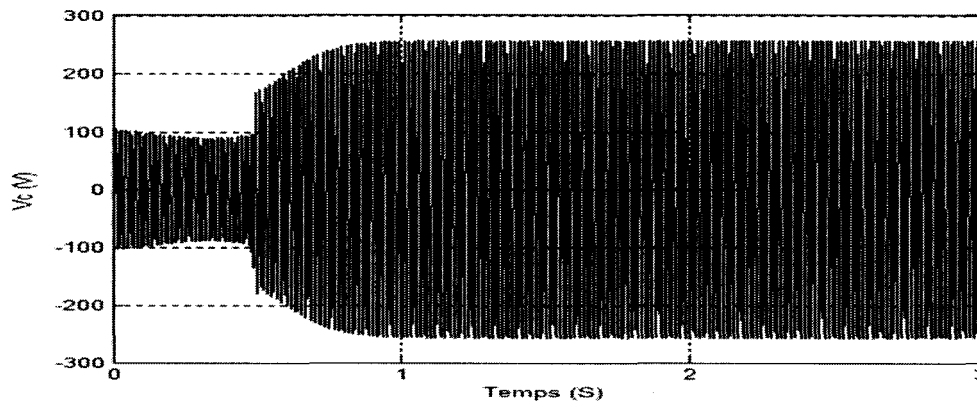


Figure 35 Tension aux bornes des condensateurs de la MAMCDP

Contrairement aux autres variantes de la MAM, le courant dans l'enroulement auxiliaire de la MAMCDP ne s'annule pas puisqu'il reste alimenté en permanence avec le condensateur permanent. Le condensateur de démarrage est mis hors service au bout de 0.5 seconde. Le couple de démarrage est du même ordre de grandeur que celui de la MAMCD. L'amplitude des ondulations du couple est de l'ordre de 2 N.m crête à crête. Ces ondulations sont plus faibles que celles des deux configurations MAMR et MAMCD. Nous allons voir dans la section suivante, que l'effet du condensateur permanent apparaît au point de fonctionnement nominal.

### 2.2.3 Réponse à un échelon du couple nominal

#### 2.2.3.1 Machine à enroulement auxiliaire résistif

Nous appliquons un échelon de couple résistant nominal de 1 N.m à l'instant  $t=3$ s. Nous simulons la MAMR à pas variable. Nous travaillons avec l'algorithme d'intégration 'ode23tb' qui donne les meilleurs résultats pour notre application.

Nous présentons les réponses de la vitesse et du couple de la MAMR à un échelon de couple résistant nominal.

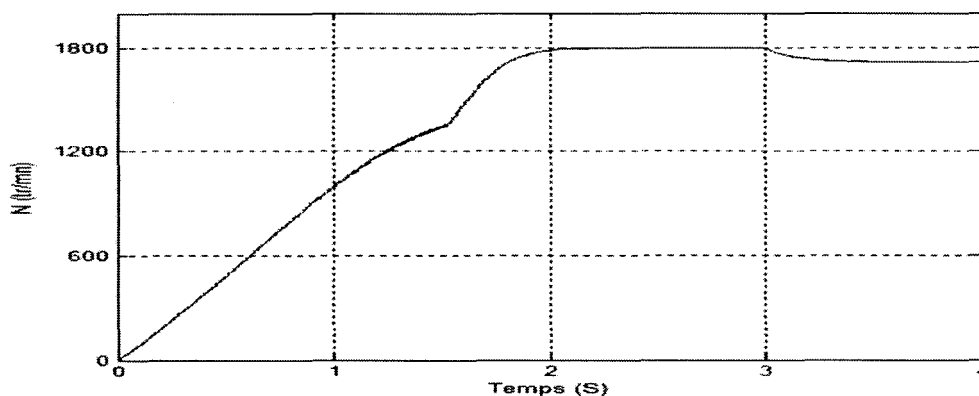


Figure 36 Réponse de la vitesse de la MAMR à un échelon de couple résistant

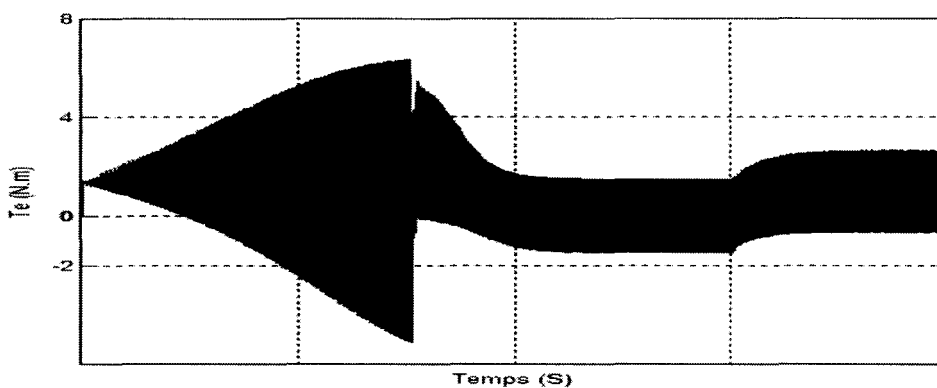


Figure 37 Réponse du couple électromagnétique de la MAMR à un échelon de couple résistant

Nous constatons que le glissement augmente et la vitesse diminue lorsque le couple résistant est appliqué. La valeur moyenne du couple en régime permanent est égale à 1 N.m. Les ondulations de couple sont de l'ordre de 3.2 N.m.

### 2.2.3.2 Machine avec condensateur de démarrage

Les paramètres de simulation sont identiques que ceux de la MAMR. Les figures 38 et 39 montrent les courbes du couple électromagnétique et la vitesse de la MAMCD.

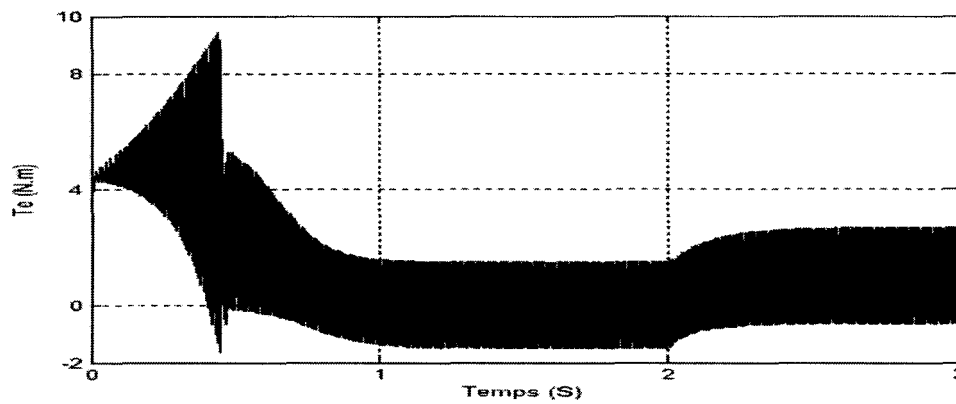


Figure 38 Réponse du couple électromagnétique

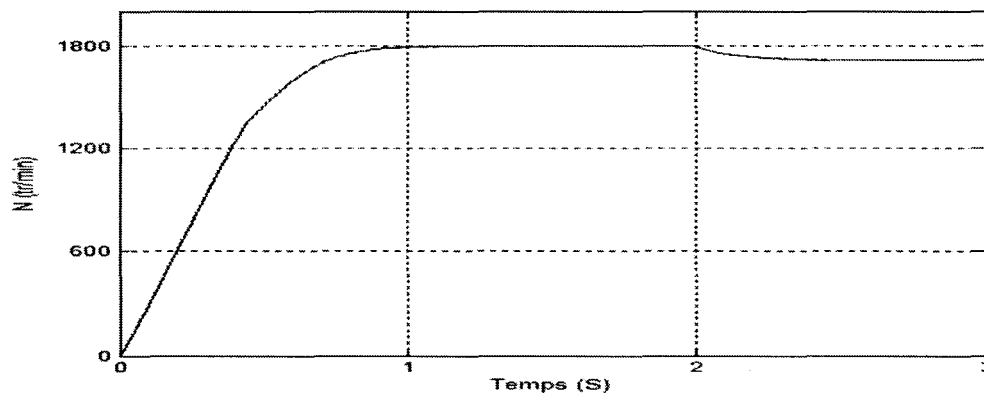


Figure 39 Réponse de la vitesse de la MAMCD à un échelon du couple résistant

Les réponses vitesse et couple de la MAMCD lorsque on applique un échelon de couple résistant nominal de 1 N.m sont similaires à celles de la MAMR en régime permanent.

### 2.2.3.3 Machine avec condensateur de démarrage et condensateur permanent

Le couple résistant de 1 N.m est appliqué à la machine  $t=2$  secondes. Les paramètres de simulation sont identiques que ceux de la MAMCD.

La réponse du couple électromagnétique de la MAMCDP à un échelon de couple nominal est illustrée à la figure 40.

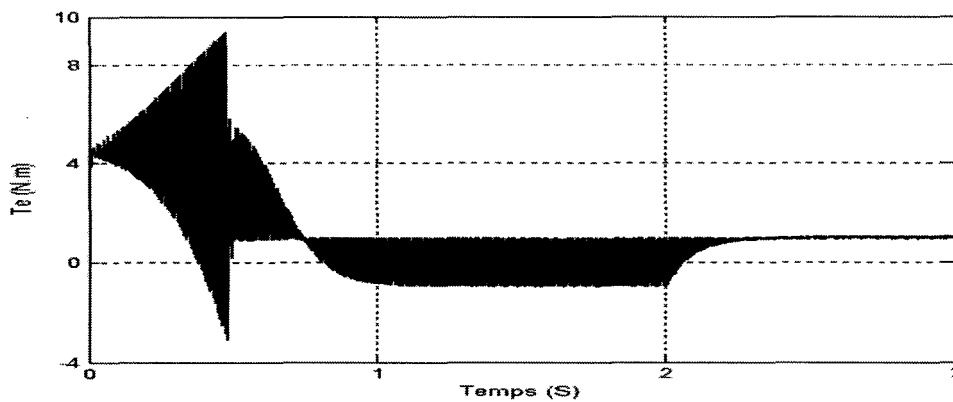


Figure 40 Réponse du couple électromagnétique de la MAMCDP à un échelon de couple résistant

L'amplitude des ondulations du couple électromagnétique est égale à 0.09 N.m crête à crête. Nous constatons que les ondulations sont atténuées substantiellement en régime nominal. La capacité du condensateur permanent est choisie pour réduire ces ondulations du couple au point de fonctionnement nominal. Les valeurs de la capacité et de la résistance de condensateur qui nous permettent d'obtenir ces ondulations sont  $R_{ru}=18\Omega$ ,  $C_{ru}=20\mu F$ . Le choix de la capacité du condensateur permanent est important pour éliminer les ondulations à charge nominale. Ce mode de fonctionnement en régime nominal améliore nettement les performances dynamiques de la machine.

### 2.2.4 Comparaison des trois configurations

Dans cette partie, nous effectuons une comparaison entre les trois variantes de machine asynchrone monophasée. Pour ce faire, nous dressons le tableau comparatif suivant :

Tableau III

Comparaison des performances des trois variantes de la MAM

Type de machine	MAMR	MAMCD	MAMCDP
couple démarrage (N.m)	1.4	4.5	4.5
Couple maximum (N.m)	2.6	2.6	3.2
Amplitude ondulation (N.m)	3.2	3.2	0.09
Facteur de puissance	0.61	0.61	0.90

La machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire avec condensateur de démarrage et condensateur permanent (MAMCDP) présente les avantages suivants en comparaison avec les autres configurations :

- meilleur facteur de puissance ;
- meilleur couple de démarrage ;
- meilleur couple de décrochage ;
- faibles ondulations du couple.

Malgré ces avantages, la MAMCDP est la configuration la plus onéreuse à cause de l'ajout de deux condensateurs.



## 2.3 Validation analytique du modèle

### 2.3.1 Étude comparative des courants

Afin de vérifier que notre modèle de simulation est valable, nous avons comparé le courant de démarrage et le courant à vide obtenus par simulation et ceux calculés analytiquement. L'étude concerne la MAMR et le calcul théorique est basé sur les équations (1.16) et (1.17). Les résultats sont présentés au Tableau IV.

Tableau IV  
Comparaison des courants

	Valeur théorique	Valeur simulation	Écart %
Courant de démarrage de l'E.P.(A)	14.17	14.9	5
Courant de démarrage de l'E.A.(A)	8.25	7.8	5
Courant à vide de l'E.P.(A)	2.86	3.01	5

Nous constatons que l'écart entre les valeurs théoriques et celles obtenues par simulation est de l'ordre de 5%, ce qui montre une bonne cohérence des résultats.

### 2.3.2 Couple de décrochage

Le calcul théorique du couple de décrochage se déduit de l'équation  $\frac{dT_e}{ds} = 0$ . La résolution mathématique de cette équation est complexe. Nous avons utilisé les paramètres de la machine étudiée pour tracer la courbe de couple électromagnétique de la MAMR en fonction du glissement (voir figure 41).

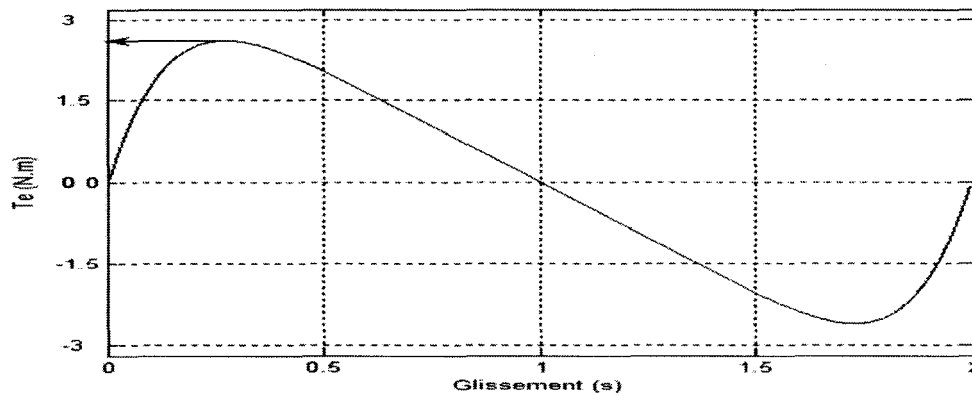


Figure 41 Courbe théorique du couple électromagnétique en fonction de glissement

Si nous appliquons un couple résistant de 2.63 N.m, la machine perd la stabilité et elle décroche après 16 secondes comme l'illustre figure 42. Le couple maximum obtenu par simulation est similaire à celui calculé théoriquement. La Tableau V résume les comparaisons entre les valeurs théoriques et les valeurs de simulation.

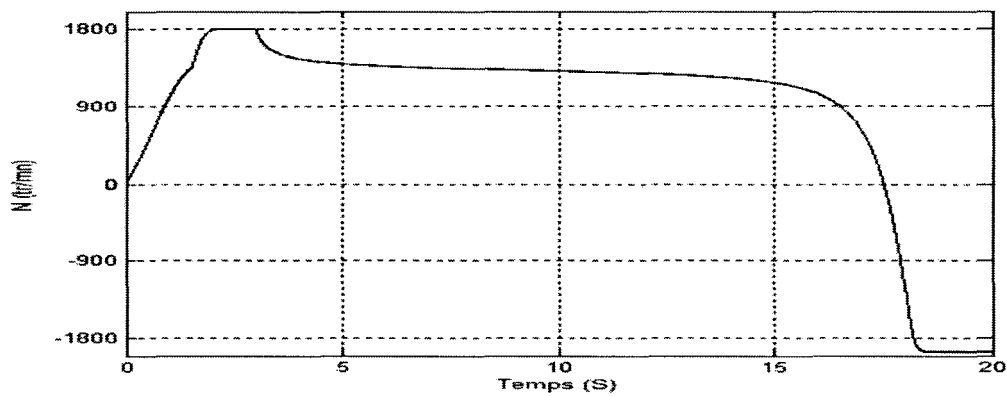


Figure 42 Réponse de la vitesse de la MAMR à un échelon du couple maximum

Tableau V

Résultats de calcul de couple maximum

	$T_{e\max}$ (N.m)	$S_{\max}$	$N_{\max}$ (tr/mn)
Valeur théorique	2.615	0.2725	1309
Valeur simulation	2.63	0.2667	1320
Ecart %	0.4	2	0.8

### 2.3.3 Ondulation du couple

Dans cette partie, nous comparons l'amplitude des ondulations du couple calculée théoriquement et celle obtenue par simulation pour les trois types de la MAM. Le couple électromagnétique d'une machine asynchrone monophasée contient des ondulations à une fréquence double de celle de la tension d'alimentation. C'est le champ inverse qui est à l'origine de ces ondulations tel qu'illustré à la figure 43, où la fréquence des ondulations est égale à 120 Hz.

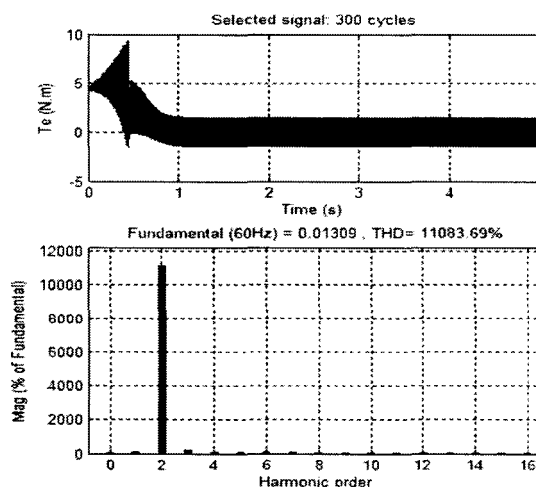


Figure 43 Analyse fréquentielle du couple électromagnétique d'une MAMR

Pour calculer les ondulations du couple électromagnétique, nous avons utilisé la formule théorique suivante [6] :

$$T_{ond}\omega_s = \left\{ \left[ I_{as}^4 + (NI_{bs})^4 + 2(NI_{as}I_{bs})^2 \cos 2\phi \right] \left[ (R_f - R_b)^2 + (X_f - X_b)^2 \right] \right\}^{1/2} \quad (1.84)$$

Le tableau VI nous permet de comparer l'amplitude des ondulations du couple calculée théoriquement et celle mesurée par simulation. L'étude concerne les trois configurations de la machine asynchrone monophasée.

Tableau VI  
Calcul de l'amplitude des ondulations du couple

Type de machine	MAMR	MAMCD	MAMCP
Amplitude $I_{as}$ (A)	4.13	4.13	3.06
Amplitude $I_{bs}$ (A)	0	0	1.47
Déphasage $I_{as} I_{bs}$ (degré)	5	5	35
Vitesse (tr/mn)	1795	1795	1798
Glissement $s$	$2.7 \times 10^{-3}$	$2.7 \times 10^{-3}$	$1.1 \times 10^{-3}$
$R_f$ (ohm)	1.5	1.5	0.3
$R_b$ (ohm)	0.97	0.97	0.96
$X_f$ (ohm)	33.33	33.33	33.40
$X_b$ (ohm)	1.056	1.056	1.05
Valeur théorique ondulation	1.41	1.41	0.92
Valeur mesurée ondulation	1.46	1.46	0.96
Erreur %	3	3	4

Nous constatons que l'écart entre les valeurs théoriques et les valeurs de simulation est petit et de l'ordre de 3%. Cette étude nous a permis de valider le bon fonctionnement du modèle de simulation.

## **2.4 Conclusion**

Le modèle de la machine asynchrone monophasée est intégré dans la librairie de machines électriques de SimPowerSystems (version 4.1.1). Nous avons validé le modèle analytiquement. Les allures des courbes sont les mêmes que celles des travaux de recherche effectués sur la machine asynchrone monophasée [3], [4], [7], [8]. Les ondulations du couple électromagnétique pour les deux types de machine MAMR et MAMCD sont très grandes. Elles sont atténuées au point de fonctionnement nominal dans le cas de la MAMCDP grâce au condensateur permanent. Cependant les ondulations apparaissent dès que la machine tourne à une vitesse différente de la vitesse nominale. Pour remédier à cet inconvénient, nous proposons dans le chapitre 3, une commande qui permet d'atténuer les ondulations de la machine en tout point de fonctionnement de la machine et améliorant ainsi les performances de la machine.

## **CHAPITRE 3**

### **COMMANDE DIRECTE DE LA TENSION DE L'ENROULEMENT AUXILIAIRE**

Le but de ce chapitre est de montrer comment on peut éliminer les ondulations dans le couple électromagnétique de la machine asynchrone monophasée en tout point de fonctionnement. La commande est basée sur le contrôle de l'amplitude et de la phase de la tension d'alimentation de l'enroulement auxiliaire. La stratégie de commande étudiée s'appuie sur la théorie du double champ tournant [6].

#### **3.1 Introduction**

La technique utilisée pour atténuer les ondulations dans le couple électromagnétique consiste à placer un condensateur en série avec l'enroulement auxiliaire. La capacité du condensateur est dimensionnée pour éliminer les ondulations seulement en un point de fonctionnement. Si la machine tourne à une autre vitesse, le couple développera des ondulations qui engendreront des vibrations sur l'arbre moteur. Ceci constitue un inconvénient majeur de la machine monophasée. Pour remédier à cela, nous proposons une stratégie de commande qui permet d'éliminer les ondulations du couple quelque soit la vitesse du moteur.

#### **3.2 Principe de la commande**

Dans cette section, nous décrivons le principe de la commande. L'enroulement principal, qui consomme la majorité de la puissance de la machine, est alimenté directement par une tension sinusoïdale d'amplitude constante, de phase nulle et de fréquence 60Hz. L'alimentation de l'enroulement auxiliaire est composée d'un étage redresseur à pont de

diodes et d'un onduleur. La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) permet de réguler l'amplitude et la phase de la tension de sortie de l'onduleur. Avant d'alimenter l'enroulement auxiliaire, la tension de sortie de l'onduleur est filtrée pour obtenir une tension quasi sinusoïdale. La tension de consigne est calculée à partir de la vitesse et les paramètres de la machine.

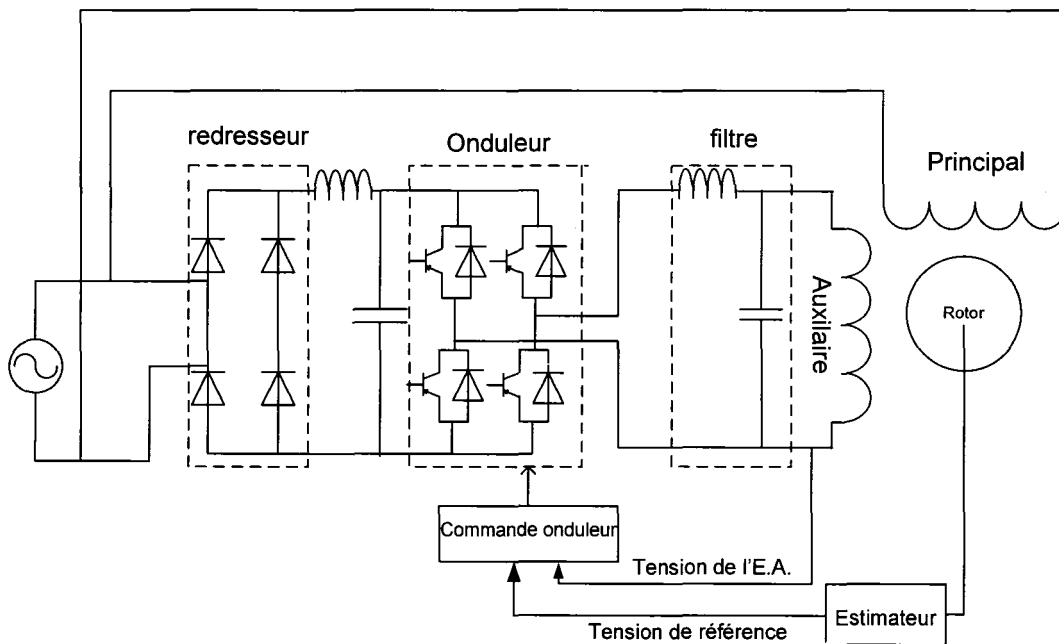


Figure 44 Principe de la commande de la tension de l'enroulement auxiliaire

### 3.3 Stratégie de commande

#### 3.3.1 Commande des ondulations du couple

L'amplitude des ondulations du couple d'une machine asynchrone monophasée est donnée par l'expression suivante :

$$T_{ond} \omega_s = \left\{ \left[ I_{as}^4 + (NI_{bs})^4 + 2(NI_{as}I_{bs})^2 \cos 2\phi \right] \left[ (R_f - R_b)^2 + (X_f - X_b)^2 \right] \right\}^{1/2} \quad (3.1)$$

$I_{as}$  et  $I_{bs}$  désignent les amplitudes des courants des enroulements auxiliaire et principal,  $\phi$  le déphasage entre les deux courants.  $T_{ond}$  désigne l'amplitude des ondulations du couple.

Nous constatons que l'amplitude des ondulations dépend de la vitesse (glissement), de l'amplitude et de la phase des courants auxiliaire et principal. Le but est d'élaborer une stratégie de commande pour annuler ces ondulations quel que soit le point de fonctionnement de la machine.

Puisque le terme  $\left[ (R_f - R_b)^2 + (X_f - X_b)^2 \right]$  de (3.1) est différent de zéro l'amplitude des ondulations est nul si :

$$I_{as}^4 + (NI_{bs})^4 + 2(NI_{as}I_{bs})^2 \cos 2\phi = 0$$

Soit :

$$\cos 2\phi = -\frac{I_{as}^4 + (NI_{bs})^4}{2(NI_{as}I_{bs})^2}$$

$$2 \cos^2 \phi = -\frac{\left( I_{as}^2 - (NI_{bs})^2 \right)^2}{(NI_{as}I_{bs})^2}$$

La solution à cette équation est

$$\phi = \pm 90^\circ \text{ et } I_{as} = \pm NI_{bs}$$

Ainsi, pour annuler les ondulations de couple, il faut que les courants de l'enroulement auxiliaire et principal soient en quadrature de phase et que le rapport de leurs amplitudes



soit égal à  $N$ , soit le rapport de leurs nombre de spires. Les deux conditions sont fusionnées dans la formule suivante :

$$\frac{i_{as}}{i_{bs}} = \pm jN \quad (3.2)$$

### 3.3.2 Commande de la tension de l'enroulement auxiliaire

L'objectif de cette étude est d'élaborer une relation entre la phase et l'amplitude des tensions de l'EA et l'EP pour satisfaire (3.2). La stratégie de commande consiste à agir sur l'amplitude et la phase de la tension de l'EA. L'enroulement principal est alimenté par une tension sinusoïdale de phase et d'amplitude constantes.

Nous supposons que la tension d'alimentation de l'EA et de l'EP s'écrivent respectivement sous la forme  $v_{as} = V_{as} \angle 0^\circ$  et que  $v_{bs} = v_{bR} + jv_{bI} \cdot v_{bR}$  et  $v_{bI}$  désignent la partie réelle et la partie imaginaire de  $v_{bs}$ .

En se basant sur la théorie du double champ tournant développée au (chapitre 1) nous pouvons écrire :

$$v_{as} = i_{as}z_1 + i_{bs}z_2 \quad (3.3)$$

$$v_{bs} = i_{as}z_4 + i_{bs}z_3 \quad (3.4)$$

Avec:

$$z_1 = R_s + R_f + R_b + j(X_{ls} + X_f + X_b) = a_1 + jb_1 \quad (3.5)$$

$$z_2 = -jN \left[ (R_f - R_b) + j(X_f - X_b) \right] = a_2 + jb_2 \quad (3.6)$$

$$z_3 = \left[ R_s + N^2 (R_f + R_b) \right] + j \left[ X_{ls} + N^2 (X_f + X_b) \right] = a_3 + jb_3 \quad (3.7)$$

$$z_4 = jN \left[ (R_f - R_b) + j(X_f - X_b) \right] = a_4 + jb_4 \quad (3.8)$$

Nous rappelons les expressions des courants :

$$i_{as} = (v_{as}z_3 - v_{bs}z_2) / z_d \quad (3.9)$$

$$i_{bs} = (v_{bs}z_1 - v_{as}z_4) / z_d \quad (3.10)$$

Avec

$$z_d = z_1z_3 - z_2z_4 \quad (3.11)$$

En identifiant la partie réelle et imaginaire de(3.2), nous aboutissons à :

$$v_{bR}a_1 - v_{bI}b_1 - v_{as}a_4 = \pm N [v_{bI}a_2 + v_{bR}b_2 - v_{as}b_3] \quad (3.12)$$

$$v_{bR}b_1 + v_{bI}a_1 - v_{as}b_4 = \pm N [v_{as}a_3 - v_{bR}a_2 + v_{bI}b_2] \quad (3.13)$$

En divisant ces deux égalités pour éliminer N et en multipliant les coefficients pour éliminer les fractions, nous obtenons :

$$v_{bR}^2 + v_{bI}^2 + Fv_{bR} + Gv_{bI} + H = 0 \quad (3.14)$$

$$v_{bR}^2 + v_{bI}^2 = V_{bs}^2 \quad (3.15)$$

La solution de cette équation de deuxième degré est :

$$v_{bI1,2} = \frac{-G(V_{bs}^2 + H)}{F^2 + G^2} \pm \frac{1}{F^2 + G^2} \left\{ G^2(V_{bs}^2 + H)^2 - \left( (F^2 + G^2) [V_{bs}^4 + (2H - F^2) + H^2] \right) \right\}^{1/2} \quad (3.16)$$

Avec

$$Q = -(a_1a_2 + b_1b_2)$$

$$H = \frac{-V_{as}^2}{Q} (a_3a_4 + b_3b_4)$$

$$G = \frac{V_{as}}{Q} (a_1b_3 + a_2b_4 - a_3b_1 - a_4b_2)$$

$$F = \frac{V_{as}}{Q} (a_1 a_3 + a_2 a_4 + b_1 b_3 + b_2 b_4)$$

Avec

$$v_{bR1,2} = \pm \sqrt{V_{bs}^2 - v_{bI}^2} \quad (3.17)$$

Pour avoir un déphasage de 90 degrés électrique entre les courants auxiliaire et principal, la phase de la tension de l'enroulement auxiliaire doit être égale à:

$$\varphi_v = \tan^{-1} \left( \frac{v_{bI1,2}}{v_{bR1,2}} \right) \quad (3.18)$$

$v_{bI1,2}$   $v_{bR1,2}$  sont définies par (3.16) et (3.17)

En appliquant (3.9) , (3.10) et (3.2) nous aboutissons à :

$$v_{bs} = v_{as} \frac{z_3 \pm Njz_4}{z_2 \pm Njz_1} \quad (3.19)$$

Donc l'amplitude  $V_{bs}$  de la tension  $v_{bs}$  est définie comme suit:

$$V_{bs} = |v_{bs}| = V_{as} \left| \frac{z_3 \pm Njz_4}{z_2 \pm Njz_1} \right| \quad (3.20)$$

En remplaçant  $z_1$   $z_2$   $z_3$   $z_4$  par leurs valeurs nous aboutissons à :

$$V_{bs} = V_{as} \frac{\sqrt{(a_3 + Na_4)^2 + (b_3 - Nb_4)^2}}{\sqrt{(a_2 - Na_1)^2 + (b_2 + Nb_1)^2}} \quad (3.21)$$

L'amplitude de la tension de l'enroulement auxiliaire doit être égale à la valeur donnée par (3.21) afin que le rapport des amplitudes des courants soit égal à  $N$ .

En résumé, pour éliminer les ondulations dans le couple électromagnétique en tout point de fonctionnement, il faut alimenter l'enroulement auxiliaire par une tension

$$\text{d'amplitude } V_{bs} = V_{as} \frac{\sqrt{(a_3 + Na_4)^2 + (b_3 - Nb_4)^2}}{\sqrt{(a_2 - Na_1)^2 + (b_2 + Nb_1)^2}} \text{ et de phase } \varphi_v = \tan^{-1} \left( \frac{v_{bl1,2}}{v_{br1,2}} \right).$$

### 3.3.3 Commande du couple

L'expression du couple électromagnétique est donné par :

$$T_e \omega_s = \left[ I_{as}^2 + (NI_{bs})^2 \right] (R_f - R_b) + 2N (R_f + R_b) \sin \phi \quad (3.22)$$

Le couple peut être commandé par le déphasage  $\phi$  entre les courants  $i_{as}$  et  $i_{bs}$ . La variable  $\phi$  peut affecter le sens et la valeur du couple. Soit  $\phi_1$  et  $\phi_2$  les phases respectives des courants  $i_{as}$  et  $i_{bs}$ . Le déphasage entre les deux courants est  $\phi = \phi_1 - \phi_2$ . Nous supposons que  $\angle v_{as} = 0^\circ$  et  $v_{bs} = v_{br} + jv_{bl}$

$$\phi_1 = \tan^{-1} \left[ \frac{V_{as} b_3 - v_{bl} a_2 - v_{br} b_2}{V_{as} a_3 - v_{br} a_2 + v_{bl} b_2} \right] = \tan^{-1} \lambda_1 \quad (3.23)$$

$$\phi_2 = \tan^{-1} \left[ \frac{v_{br} b_1 + v_{bl} a_1 - V_{as} b_4}{v_{br} a_1 - v_{bl} b_1 - V_{as} a_4} \right] = \tan^{-1} \lambda_2 \quad (3.24)$$

$$\tan \phi = \tan(\phi_1 - \phi_2) = \frac{\tan \phi_1 - \tan \phi_2}{1 + \tan \phi_1 \tan \phi_2} \quad (3.25)$$

En appliquant la formule trigonométrique  $\tan \phi = \tan(\phi_1 - \phi_2) = \frac{\tan \phi_1 - \tan \phi_2}{1 + \tan \phi_1 \tan \phi_2}$  nous

aboutissons à:

$$v_{bR}^2 + v_{bI}^2 + K_1 v_{bR} + K_1 v_{bR} + K_3 = 0 \quad (3.26)$$

Avec

$$P = (a_2 b_1 - a_1 b_2)$$

$$D = \frac{Q}{P} \tan \phi$$

$$C = \frac{V^2}{P} (a_3 b_4 - a_4 b_3)$$

$$B = \frac{Vas}{P} (a_2 a_4 - b_1 b_3 - a_1 a_3 + b_2 b_4)$$

$$A = \frac{Vas}{P} (a_1 b_3 + a_4 b_2 - a_3 b_1 - a_2 b_4)$$

$$K_1 = \frac{A - DF}{1 - D}$$

$$K_2 = \frac{B - DG}{1 - D}$$

$$K_3 = \frac{C - DH}{1 - D}$$

En remplaçant  $V_{bR}^2 = V_{bs}^2 - V_{bI}^2$  dans l'équation (3.26) nous aboutissons à :

$$V_{bI,2} = \frac{-K_2 (V_{bs}^2 + K_3)}{K_1^2 + K_2^2} \pm \frac{1}{K_1^2 + K_2^2} \left\{ K_2^2 (V_{bs}^2 + K_3)^2 - \left[ (K_1^2 + K_2^2) \left[ V_{bs}^4 + (2K_3 - K_1^2) + K_3^2 \right] \right] \right\}^{1/2} \quad (3.27)$$

$$v_{bR1,2} = \pm \sqrt{V_{bs}^2 - v_{bI}^2} \quad (3.28)$$

La phase de la tension de l'enroulement auxiliaire est donnée par :

$$\varphi_v = \tan^{-1} \left( \frac{V_{bl}}{V_{bR}} \right) \quad (3.29)$$

Si nous agissons sur  $\varphi_v$ , le déphasage  $\varphi$  entre les courants des deux enroulements varie et par suite nous pouvons contrôler le couple et la vitesse.

### 3.4 Présentation du modèle de simulation de la commande

Le modèle de simulation final de la commande de la tension d'alimentation de l'enroulement auxiliaire est en annexe 3. La simulation est effectuée en mode discret avec un pas de calcul de 20  $\mu$ s. La synthèse et la modélisation de ce modèle seront développées pour chaque bloc tout en présentant le graphique du bloc, l'interface des paramètres du modèle et les schémas blocs.

#### 3.4.1 Modèle de la machine

Dans cette configuration de la machine asynchrone monophasée, les bornes des deux enroulements auxiliaire et principal sont accessibles à l'utilisateur (voir annexe 3). Les paramètres sont en grandeurs S.I. Le formulaire d'entrée du modèle nous permet de saisir les paramètres de la machine avec deux enroulements accessibles (voir annexe 3).

#### 3.4.2 Modèle de l'estimateur

Ce bloc a pour rôle de reconstituer la tension de référence à partir de la vitesse et des paramètres de la machine. L'amplitude et la phase de la tension sont calculées à partir de (3.18) et (3.21). Ces équations sont traduites en schéma bloc Simulink illustré sur la

Figure 45. Le bloc comporte une entrée vitesse angulaire du rotor en (rd/s) et une sortie tension de référence.

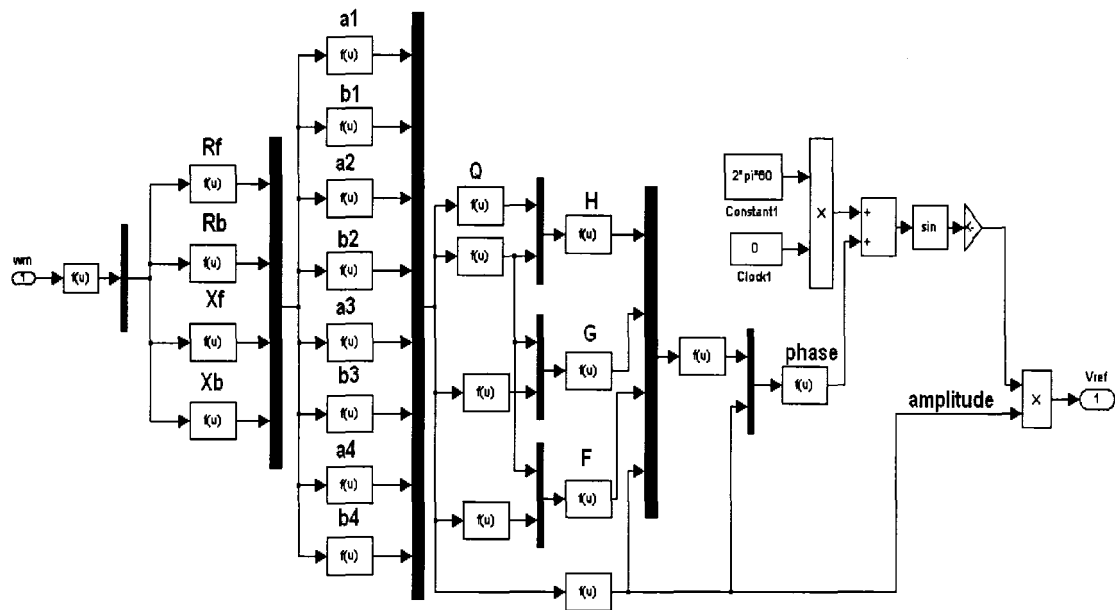


Figure 45 Modèle mathématique de l'estimateur

### 3.4.3 Modèle de régulateur

L'interface permet de définir la valeur du gain proportionnel ( $k_p$ ), dérivée ( $k_d$ ), intégral ( $k_i$ ), ainsi que la valeur limite de la tension d'alimentation de la machine.

### 3.4.4 Modèle de la commande MLI

Ce bloc génère les impulsions de commande de l'onduleur monophasé à deux bras. C'est un bloc disponible dans la librairie de SimPowerSystems.

### 3.4.5 Filtre de sortie

Le rôle du filtre de sortie est d'obtenir une tension quasi sinusoïdale à partir de la tension en créneaux produite par l'onduleur de tension. Le circuit représentant la tension de l'onduleur, le filtre et la charge sont montrés [11] sur la figure ci dessous

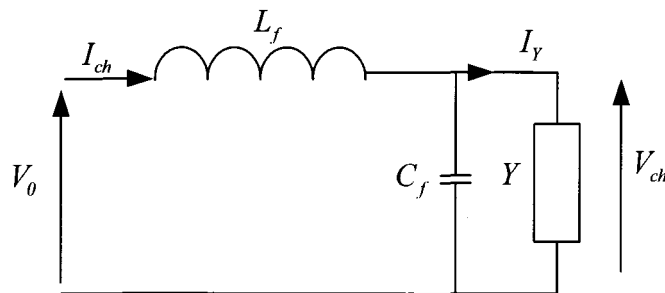


Figure 46 Filtre de sortie

La charge est représentée par une admittance  $Y$ . La tension à la sortie de l'onduleur  $V_0$  peut être décomposée en série de Fourier. En notation complexe pour le terme de pulsation  $n\omega$ , les grandeurs d'entrée et de sortie du filtre sont liées par :

$$V_{chn} = V_{0n} \frac{\frac{1}{Y_n + jC_f n\omega}}{jL_f n\omega + \frac{1}{Y_n + jC_f n\omega}} \quad (3.30)$$

On définit

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}}$$



Soit

$$V_{chn} = V_{0n} \frac{I}{1 - \left(\frac{n\omega}{\omega_f}\right)^2 + jL_f n\omega Y_n} \quad (3.31)$$

### 3.4.5.1 Effet de filtre sur le fondamental

Pour que la valeur efficace  $V_{chl}$  du fondamental de la tension de sortie ne soit pas trop affectée par les variations du fondamental  $I_Y$  du courant absorbé par la charge, il faut que:

$$L_f \omega I_{Y1} < V_{chl}$$

Soit

$$L_f \omega Y_1 < 1 \quad (3.32)$$

$Y_1$  désigne la valeur nominale de l'admittance de la charge. Afin de minimiser le courant absorbé par le condensateur, il faut que :

$$C_f \omega V_{chl} < I_{Y1}$$

Soit

$$\frac{C_f \omega}{Y_1} < 1 \quad (3.33)$$

En regroupant les conditions (3.32) et (3.33), on obtient

$$L_f C_f \omega^2 < 1$$

Soit

$$\omega < \omega_f \quad (3.34)$$

C'est donc pour une fréquence du fondamental sensiblement inférieure à la fréquence de résonance du filtre qu'il faut examiner son effet.

### 3.4.5.2 Effet du filtre sur les harmoniques

Le rôle principal du filtre consiste à réduire les harmoniques de la tension entre l'entrée et la sortie. Dans notre cas,  $Y$  caractérise l'admittance de l'enroulement auxiliaire. Il s'agit d'une charge inductive, donc l'admittance décroît quand le rang des harmoniques augmente, (3.31) s'écrit :

$$\frac{V_{chn}}{V_{0n}} = \frac{1}{1 - \left(\frac{n\omega}{\omega_f}\right)^2} \quad (3.35)$$

Pour les harmoniques de rang plus élevé  $\frac{V_{chn}}{V_{0n}} < 1$ , (3.35) donne :

$$L_f C_f > \frac{1}{n_l^2 \omega^2} \quad (3.36)$$

$n_l$  désigne le rang de premier harmonique à éliminer.

En rassemblant (3.34) et (3.36) on aboutit à l'inégalité suivante :

$$\frac{1}{n_l^2 \omega^2} < L_f C_f < \frac{1}{\omega^2} \quad (3.37)$$

### 3.4.5.3 Calcul de $L_f$ et $C_f$

Le premier harmonique de la tension  $V_{ch}$  est l'harmonique d'ordre 3. Pour le filtrer il faut que

$$\frac{1}{(2\pi * 60 * 3)^2} < L_f C_f < \frac{1}{(2\pi * 60)^2}$$

Pour une valeur de  $L_f = 1$  mH :

$$0.78mF < C_f < 7mF$$

Soit une valeur moyenne de

$$C_f = 3.9mF \tag{3.38}$$

## 3.5 Présentation et analyse des résultats de simulation

Dans cette section, nous allons présenter les résultats de simulation de la commande. Afin de voir le comportement de la machine à des charges différentes, nous appliquons un couple résistant en dent de scie à  $t=1$ s (Figure 47).

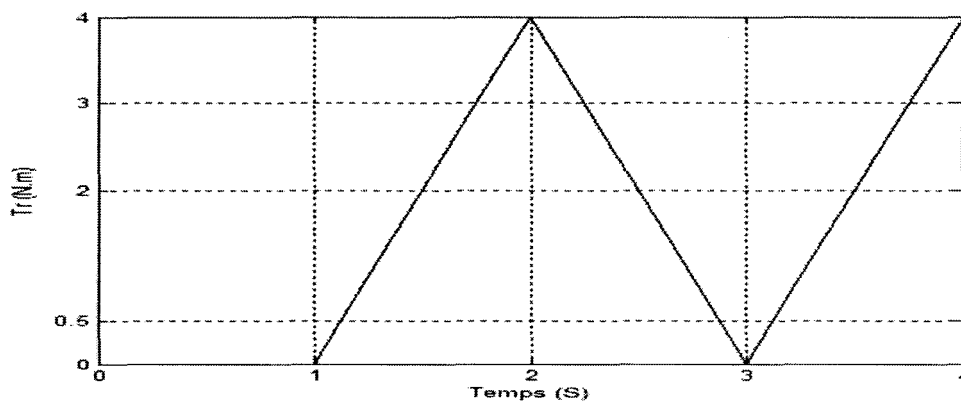


Figure 47 Couple résistant de la commande de l'E.A.

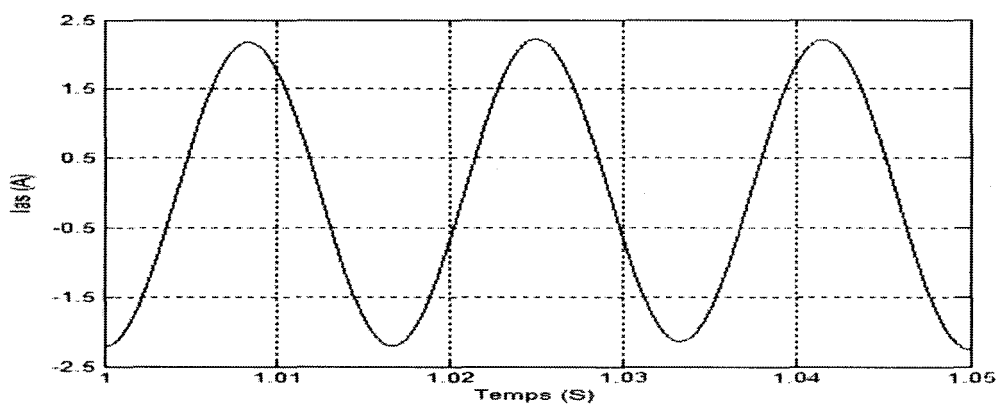


Figure 48 Courant dans l'enroulement principal de la commande de l'E.A.

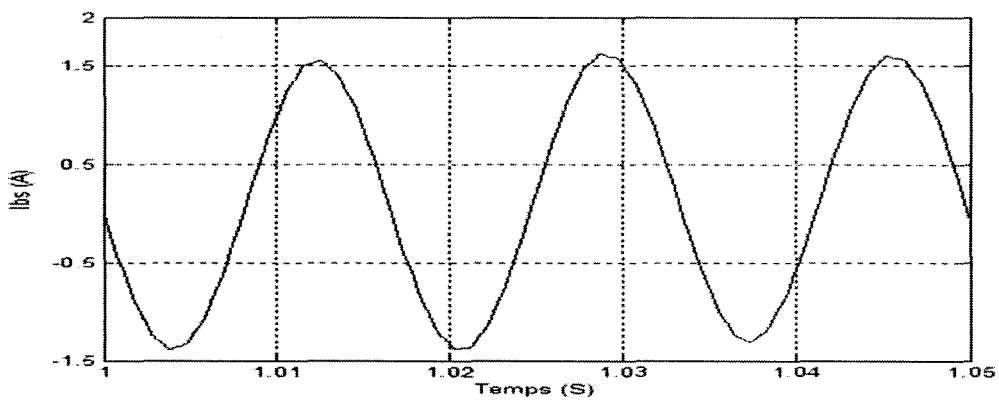


Figure 49 Courant dans l'enroulement auxiliaire de la commande de l'E.A.

Le déphasage entre les courants dans les enroulements auxiliaire et principal est presque égal à 90 degrés. Le rapport des amplitudes du courant principal et du courant auxiliaire est presque égal à  $N \approx 1.18$ . (Voir figure 48 et 49). Ce sont les résultats escomptés, lesquels valident la condition des ondulations nulles dans le couple selon l'étude théorique.

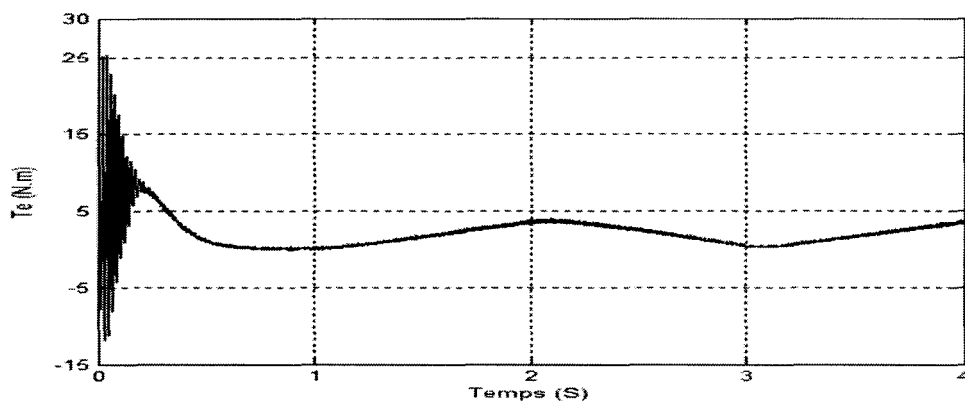


Figure 50 Réponse du couple électromagnétique de la commande de l'E.A.

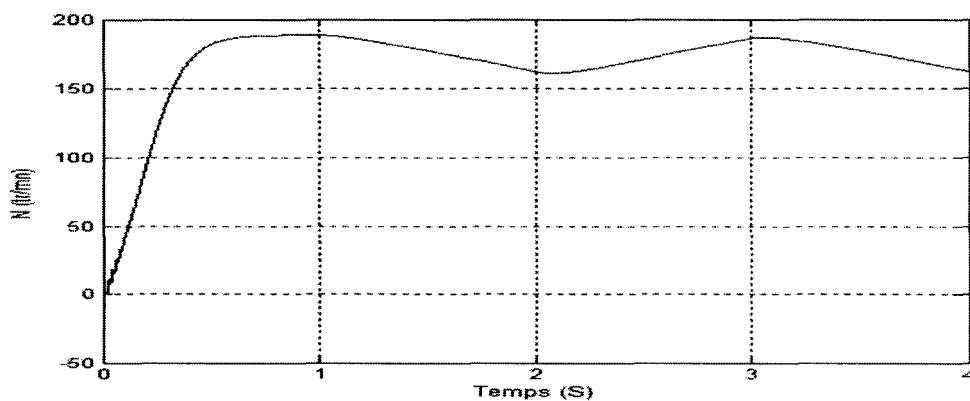


Figure 51 Réponse vitesse de la commande de l'E.A.

La réponse de la vitesse angulaire du rotor est sous la forme de dent de scie. La réponse du couple électromagnétique aux variations en dent de scie de couple résistant est

illustrée par la figure 50. Nous constatons que l'amplitude des ondulations de couple sont très petites (0.2 N.m crête à crête) pour tous les points de fonctionnement de la machine. Ce résultat est le but principal de la commande proposée et il valide notre étude théorique. En atténuant les ondulations du couple quelle que soit la charge, les vibrations de l'arbre moteur sont réduites.

### **3.5.1 Avantages de la commande**

La commande proposée permet d'améliorer les performances de la machine et présente de nombreux avantages :

- **Fiabilité :** La source de la majorité des pannes de la MAM provient de l'interrupteur centrifuge et les condensateurs de démarrage et de permanent. Grâce à la commande nous éliminons ces éléments. La fiabilité de la machine est donc améliorée ;
- **Couple de décrochage élevé,** il est de l'ordre 8 N.m.
- **Durée de vie :** Les vibrations sur l'arbre moteur sont substantiellement réduites. La durée de vie des équipements mécanique ne peut qu'augmenter.

### **3.5.2 Inconvénients de la commande**

- **Implantation de la commande :** La majorité des moteurs sont déjà en service et la mise en place de la commande nécessite des changements dans les installations existantes ;
- **Coût de la commande :** Le coût global de la commande est un facteur à prendre en considération dans son implantation. La mesure de la vitesse nécessite un codeur et le prix de la commande s'en trouve augmenté, en plus du coût des composants d'électronique de puissance.

- Le calcul de la tension de référence suppose que les paramètres de la machine soient constants et identifiés. Cependant ces paramètres ne sont pas toujours disponibles. En plus ils sont non linéaires donc variables.

### **3.5.3 Simulation d'une machine asynchrone monophasée symétrique**

Nous proposons de simuler une machine asynchrone monophasée symétrique, où les deux enroulements auxiliaire et principal sont identiques. Nous alimentons les deux enroulements par deux tensions sinusoïdales en quadrature de phase. Cette simulation constitue un cas particulier de la commande proposée. La condition d'avoir des ondulations nulle est satisfaite puisque que l'impédance des deux enroulements est la même. Les courants sont en quadrature de phase et de même amplitude. Le modèle de simulation est illustré en annexe 3.

Nous simulons la machine en mode continu. Un couple résistant de 1N.m à  $t=1$ seconde est appliqué à la machine. Les deux enroulements sont alimentés par deux tensions sinusoïdales déphasées de 90 degrés.

Nous présentons les courbes du couple électromagnétique et de la vitesse angulaire montrées sur les figures (52 et 53).

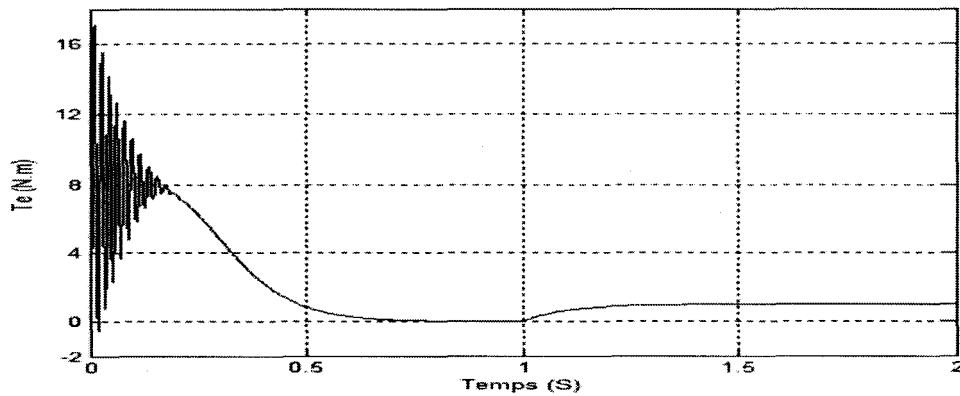


Figure 52 Couple électromagnétique de la machine asynchrone monophasée symétrique

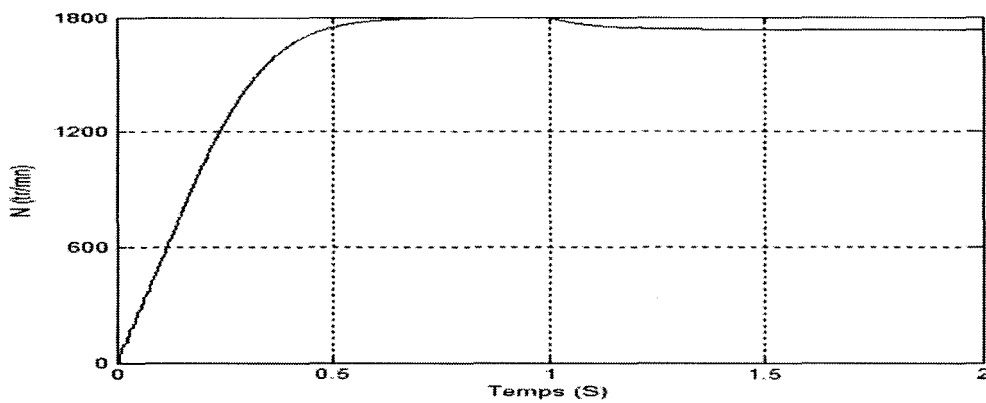


Figure 53 Vitesse de la machine asynchrone monophasée symétrique

L'allure de couple électromagnétique ressemble à celle de la machine asynchrone triphasée. Le champ magnétique dans le rotor est un champ tournant circulaire de norme constante. Les courants dans l'EA et l'EP sont en quadrature de phase et de même amplitude. Nous pouvons conclure que les ondulations de couple sont quasiment nulles comme le montre la figure 52.



### **3.6 Conclusion**

Les résultats de simulation valident la commande proposée. La commande permet de remédier à l'inconvénient majeur de la MAM en éliminant les ondulations dans le couple électromagnétique quelle que soit la vitesse de la machine. La fiabilité de la machine est également améliorée en éliminant l'interrupteur centrifuge et les condensateurs qui sont la source de la majorité des pannes de la MAM. Dans plusieurs applications industrielles, l'utilisation de la MAM dans des entraînements à vitesse variable devient une nécessité, [6] c'est pourquoi nous proposons dans le chapitre 4 l'utilisation d'une commande pour la régulation de vitesse.

## CHAPITRE 4

### COMMANDE À FLUX ROTORIQUE ORIENTÉ DE LA MACHINE ASYNCHRONE MONOPHASÉE

Dans ce chapitre, nous abordons l'étude d'une commande à flux rotorique orienté. Une technique de découplage de flux et de courant est proposée. La machine est alimentée par un onduleur à deux bras commandé par deux comparateurs à hystérésis de courant. Les courants de référence sont calculés par la commande.

#### 4.1 Introduction

La variation de vitesse de la MAM est devenue une nécessité dans plusieurs applications industrielles et domestiques. Cependant dans la plupart des entraînements électriques existants la MAM fonctionne soit à vitesse nominale ou à vitesse nulle, alors qu'une variation de vitesse permet d'améliorer le rendement et d'offrir un meilleur asservissement de l'entraînement. Nous citons l'exemple de la régulation de la température d'une chambre froide. Une sonde de température contrôle la vitesse de compresseur selon le mode marche arrêt. Les performances de la machine deviennent ainsi médiocres. Ce dispositif peut être remplacé par une commande de variation de vitesse qui asservit la température selon la demande en variant la vitesse. Le rendement de la machine sera nettement meilleur.

L'objectif de la commande à flux rotorique orienté est d'aboutir à un modèle simple de la machine asynchrone qui rende compte du contrôle séparé de la grandeur flux et de la grandeur courant. Les stratégies de commande s'inspirent du modèle de la machine à courant continu vu sa simplicité. Le principe de fonctionnement est basé sur le découplage des composantes du courant statorique, l'une proportionnelle au couple électromagnétique et l'autre au flux.

## 4.2 Principe de la commande à flux rotorique orienté

### 4.2.1 Expression générale de la commande

La commande à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre [9] est basée sur une orientation du repère d'axe (dq) tels que l'axe d soit confondu avec la direction de flux

$$\lambda_{dr} = \lambda_r \text{ et } \lambda_{qr} = 0$$

En incluant (1.47) dans (1.67) l'expression du couple peut s'écrire :

$$T_c = \frac{p}{L_r} \left( L_{sr} i_{qs} \lambda_{dr} - L_{sr} i_{ds} \lambda_{qr} \right)$$

L'asymétrie des deux enroulements auxiliaire et principale de la machine asynchrone monophasée ( $L_{Sr} \neq L_{sr}$ ) ne favorise pas l'application de la commande à flux rotorique orienté. Il est donc nécessaire de définir des grandeurs courants et flux pour que les termes de l'asymétrie de la machine ne figurent pas dans l'expression du couple.

Nous définissons ainsi

$$i_{qsl} = \frac{i_{qs}}{k} \tag{4.1}$$

$$i_{ds} = i_{dsl} \tag{4.2}$$

$$\text{Avec } k = \frac{L_{Sr}}{L_{sr}} = N$$

L'expression du couple devient :

$$T_c = \frac{pL_{Sr}}{L_r} \left( i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr} \right) \quad (4.3)$$

Nous rappelons les équations (1.45), (1.46) et (1.47) établies au chapitre 1:

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{d\lambda_{qr}}{dt} - \omega_r \lambda_{dr} + R_r i_{qr} \\ 0 &= \frac{d\lambda_{dr}}{dt} + \omega_r \lambda_{qr} + R_r i_{dr} \\ \lambda_{qr} &= L_r i_{qr} + L_{Sr} i_{qs} \\ \lambda_{dr} &= L_r i_{dr} + L_{Sr} i_{ds} \end{aligned} \quad (4.4)$$

De ces équations nous obtenons le modèle suivant:

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} = \lambda_{dr} \omega_r - \frac{\lambda_{qr}}{\tau_r} + \frac{L_{Sr}}{\tau_r} i_{qs} \quad (4.5)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} = -\lambda_{qr} \omega_r - \frac{\lambda_{dr}}{\tau_r} + \frac{L_{Sr}}{\tau_r} i_{ds} \quad (4.6)$$

Avec  $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$

Ce modèle qui exprime les flux du rotor en fonction des courants du rotor n'est pas symétrique ( $L_{sr} \neq L_{sr}$ ), à partir de (4.1) et (4.2) on aboutit à :

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} = \lambda_{dr} \omega_r - \frac{\lambda_{qr}}{\tau_r} + \frac{L_{Sr}}{\tau_r} i_{qs} \quad (4.7)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} = -\lambda_{qr} \omega_r - \frac{\lambda_{dr}}{\tau_r} + \frac{L_{Sr}}{\tau_r} i_{ds} \quad (4.8)$$

Si nous désignons par (e) un référentiel tournant avec le rotor, (4-7) et (4-8) s'écrivent dans ce nouveau référentiel comme suit:

$$\frac{d\lambda_r^e}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \lambda_r^e - j(\omega_e - \omega_r)\lambda_r^e + \frac{L_{Sr}}{\tau_r} i_{sl}^e \quad (4.9)$$

$$T_e = \frac{pL_{Sr}}{L_{lr} + L_{mr}} L_{mS} \left( i_{qs1}^e \lambda_{dr}^e - i_{ds1}^e \lambda_{qr}^e \right) \quad (4.10)$$

Avec :

$$\lambda_r^e = \lambda_{rd}^e + j\lambda_{rq}^e = (\lambda_{rd} + j\lambda_{rq})e^{-j\delta_e}$$

$$i_{sl}^e = i_{ds1}^e + ji_{qs1}^e = (i_{ds1} + ji_{qs1})e^{-j\delta_e}$$

$\omega_e = \frac{d\delta_e}{dt}$  et  $\delta_e$  sont la vitesse et la position du rotor.

En appliquant la commande à flux rotorique orienté ( $\lambda_{dr}^e = \lambda_r$  et  $\lambda_{qr}^e = 0$ ) nous aboutissons aux équations suivantes :

$$\frac{L_{SR}}{\tau_r} i_{sd1}^e = \frac{\lambda_r}{\tau_r} + \frac{d\lambda_r}{dt} \quad (4.11)$$

$$\frac{L_{SR}}{\tau_r} i_{sq1}^e = \omega_{sl} \lambda_r \quad (4.12)$$

$$T_e = \frac{pL_{Sr}}{L_{lr} + L_{mr}} i_{qs1}^e \lambda_r \quad (4.13)$$

$\lambda_r$  est l'amplitude du flux rotorique,  $\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$  est la vitesse de glissement. La stratégie de commande à flux rotorique orienté est élaborée à partir de ces équations.

### 4.3 Schéma de principe de la commande

Le schéma de principe de la commande est présenté sur la figure 54 . L'alimentation des deux enroulements de la machine est composée d'un étage redresseur à deux diodes et d'un onduleur à deux bras.

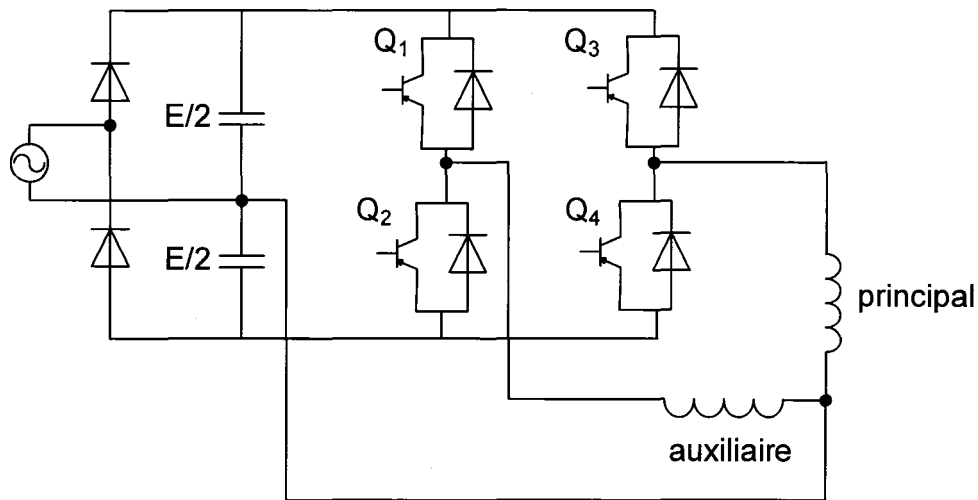


Figure 54 Commande à flux rotorique orienté de la machine asynchrone monophasée

La stratégie de commande consiste à calculer les courants de référence à partir de (4.11), (4.12) et (4.13). La Figure 55 illustre le schéma bloc de la commande à flux rotorique orienté. Nous désignons par \* les grandeurs de référence.  $T_e^*$  et  $\lambda_r^*$  représentent le couple et le flux de référence respectivement. Le couple de référence est calculé à partir de la vitesse de référence. Le bloc  $e^{j\delta_e^*}$  représente la transformation de repère synchrone (lié à la vitesse synchrone) au repère stationnaire. La transformation est obtenue par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} i_{sd1}^e &= i_{sd1} \cos(\delta_e^*) + i_{sq1} \sin(\delta_e^*) \\ i_{sq1}^e &= -i_{sd1} \sin(\delta_e^*) + i_{sq1} \cos(\delta_e^*) \end{aligned}$$

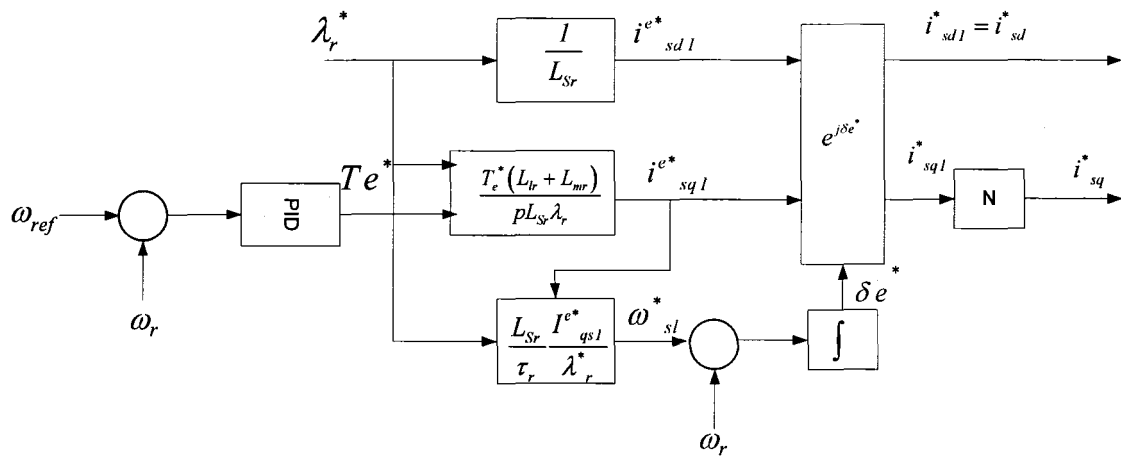


Figure 55 Schéma bloc de la commande à flux orienté

La commande de l'onduleur est obtenue en utilisant deux comparateurs à hystérésis de courant illustrés à la Figure 56.

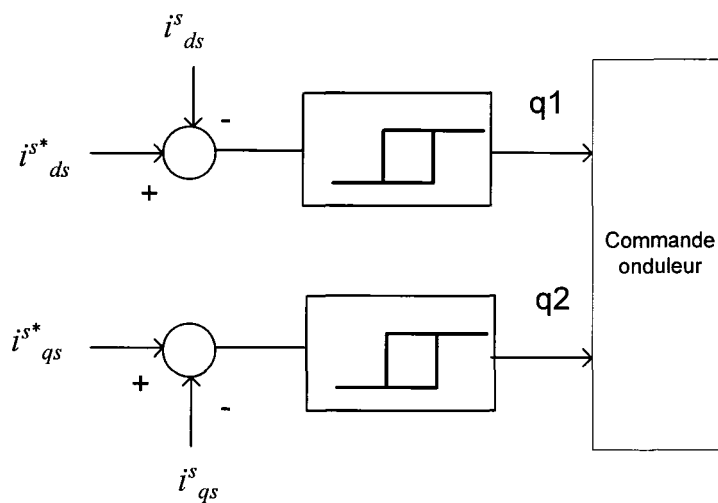


Figure 56 Commande de l'onduleur en utilisant des comparateurs à hystérésis

#### 4.4 Présentation du modèle de simulation

Le modèle de simulation de la commande à flux rotorique orienté de la machine asynchrone monophasée est présenté en annexe 4. Nous simulons le modèle en mode discret avec un pas de calcul de  $20 \mu\text{s}$ .

#### 4.5 Résultats du simulation

Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation de la commande. La vitesse de référence est de 1500 tr/mn. À  $t=1$  s, nous appliquons un échelon de vitesse de valeur finale 750 tr/mn. Ensuite à  $t=2$ s un couple résistant de 1 N.m est appliqué.

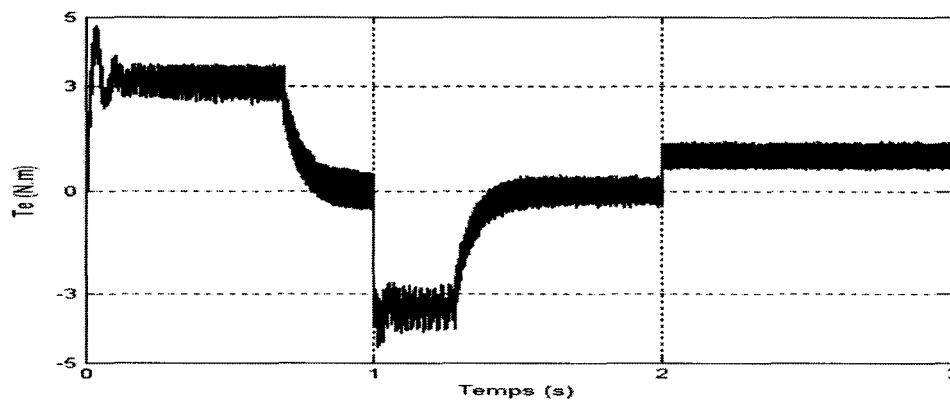


Figure 57 Couple électromagnétique de la commande à flux orienté



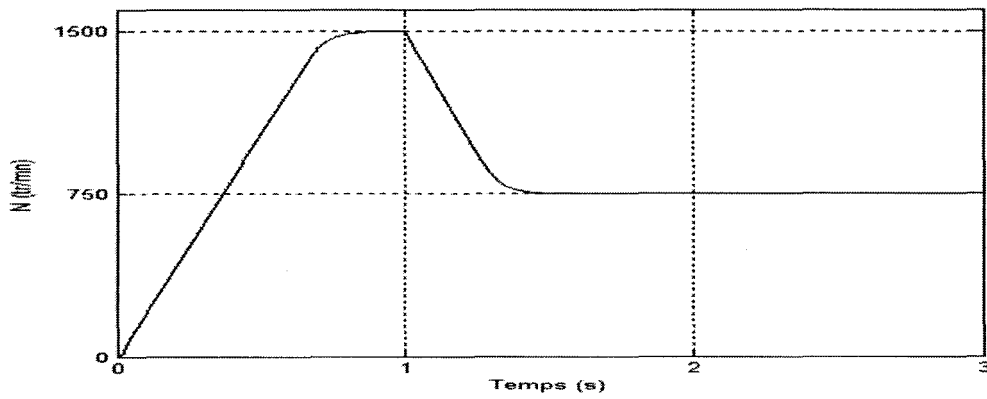


Figure 58 Vitesse du rotor en tr/mn de la commande à flux orienté

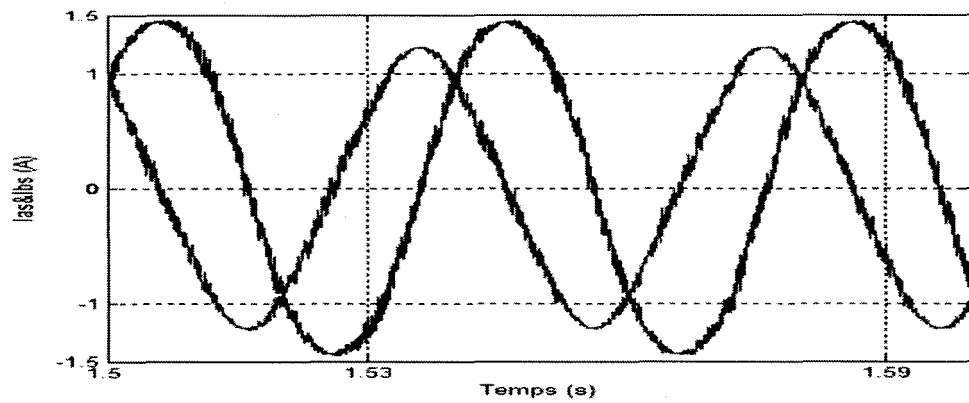


Figure 59 Courants dans les EP et EA de référence de la commande à flux orienté

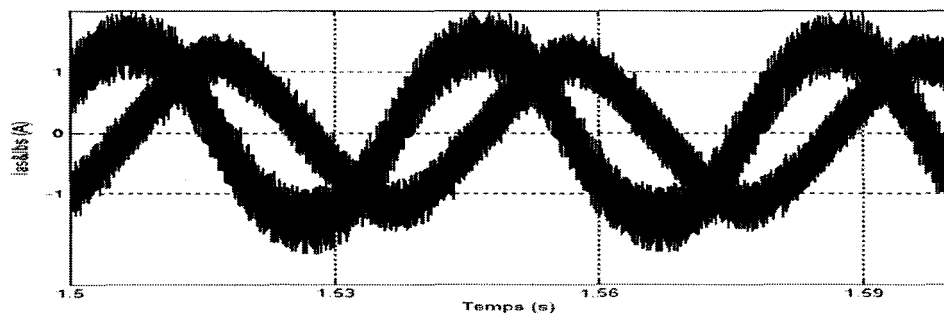


Figure 60 Courants dans les EP et EA de la commande à flux orienté

Au démarrage le couple est à sa valeur maximale de 3 N.m fixée dans le régulateur PID. Ensuite la valeur de couple tend vers 0 N.m. La vitesse suit parfaitement la vitesse de référence. Elle tend vers 1500 tr/mn. À l'instant  $t=1$  seconde, la consigne de vitesse est à 750 tr/mn. Nous constatons que la vitesse suit parfaitement la consigne. Le contrôle de la vitesse est satisfait. Durant le changement de consigne de vitesse de 1500 tr/mn à 750 tr/mn la machine fonctionne en génératrice pendant 0.5 seconde, où le couple devient négatif pour se stabiliser à la valeur moyenne de 0 N.m. Nous signalons qu'il est nécessaire de prévoir un dispositif pour dissiper l'énergie lorsque la machine fonctionne en génératrice. Les courants de sortie des deux enroulements sont semblables aux courants de référence calculés par la commande.

#### **4.6 Conclusion**

La commande à flux rotorique orienté permet un asservissement de vitesse de la machine asynchrone monophasée. Les résultats de simulations obtenues sont concluants et ils valident l'étude théorique de la commande.

## CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS

L'objectif principal de ce travail est la conception ainsi que la validation d'un modèle de simulation de la machine asynchrone monophasée. Notre modèle est implanté dans le logiciel SimPowerSystems (version 4.1.1). Nous avons mis en équation le comportement de la machine en considérant que la machine est idéale. Les équations différentielles décrivant la dynamique électrique de la machine sont exprimées dans un référentiel stationnaire. L'interrupteur centrifuge, le condensateur permanent et le condensateur de démarrage sont également modélisés. Nous avons traduit ensuite les équations en schémas bloc Simulink. Notre modèle permet de simuler les trois configurations de la machine asynchrone monophasée. De plus, nous avons ajouté une quatrième configuration où les deux enroulements de la machine sont disponibles à l'utilisateur.

Nous avons appliqué une commande de la tension d'alimentation de l'enroulement auxiliaire. L'enroulement principal est alimenté directement par une tension sinusoïdale d'amplitude et de phase constante. L'alimentation de l'enroulement auxiliaire est composée d'un étage redresseur à diodes et d'un onduleur commandé par modulation de largeur d'impulsion (MLI). La technique de la modulation (MLI), permet d'agir sur l'amplitude et la phase de la tension de sortie de l'onduleur. La tension de sortie de l'onduleur est filtrée par la suite pour alimenter l'enroulement auxiliaire. Les résultats obtenus indiquent que cette commande améliore nettement les performances de la machine, puisque les ondulations du couple électromagnétique sont éliminées quelle que soit la vitesse. Grâce à la commande proposée, la fiabilité de la machine et les performances dynamiques sont aussi nettement améliorées. En effet, l'interrupteur centrifuge et les condensateurs de démarrage et permanent qui sont la source de la majorité des pannes de la machine monophasée ne sont pas utilisés.

Enfin, nous avons étudié une commande à flux rotorique orienté qui nous a permis la régulation de vitesse. Le principe de fonctionnement de la commande est basé sur un

onduleur dont les impulsions de commande sont générées par un comparateur à hystérésis de courant. L'onduleur alimente les deux enroulements de la machine par l'intermédiaire de deux bras. Les courants de référence sont calculés par la commande.

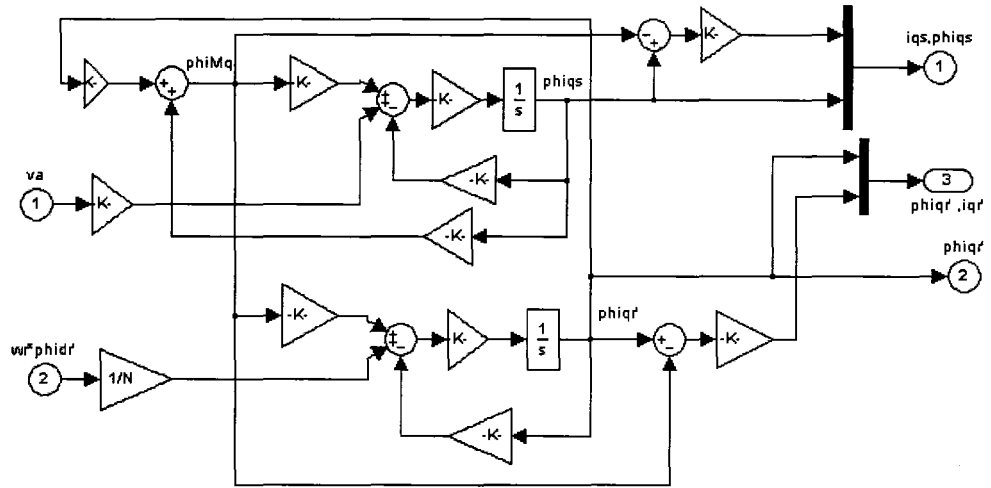
Cependant certaines recommandations peuvent être fournies afin d'apporter des améliorations à notre modèle. On peut alors citer :

- inclure la saturation magnétique dans le modèle : Le circuit magnétique des machines asynchrones monophasées est fabriqué à l'aide d'un acier de mauvaise qualité pour réduire le coût de la machine. Le point de fonctionnement sera souvent dans la zone de saturation, une modélisation de ce phénomène s'avère donc utile.
- considérer la distribution non sinusoïdale de flux;
- déterminer ou estimer les paramètres de simulation électriques et mécaniques de la machine asynchrone monophasée.

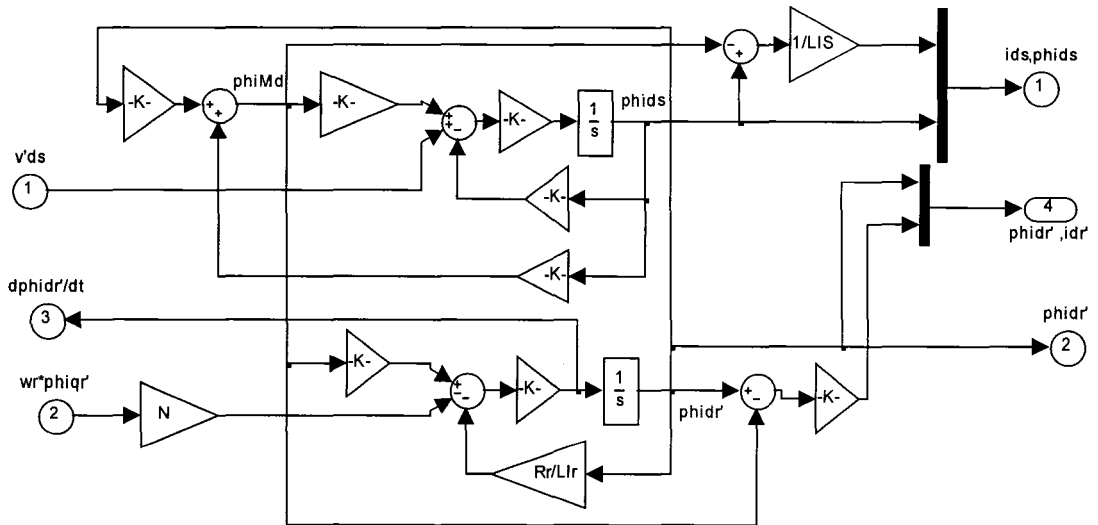
## **ANNEXE 1**

### **Schémas blocs du modèle de la machine asynchrone monophasée**

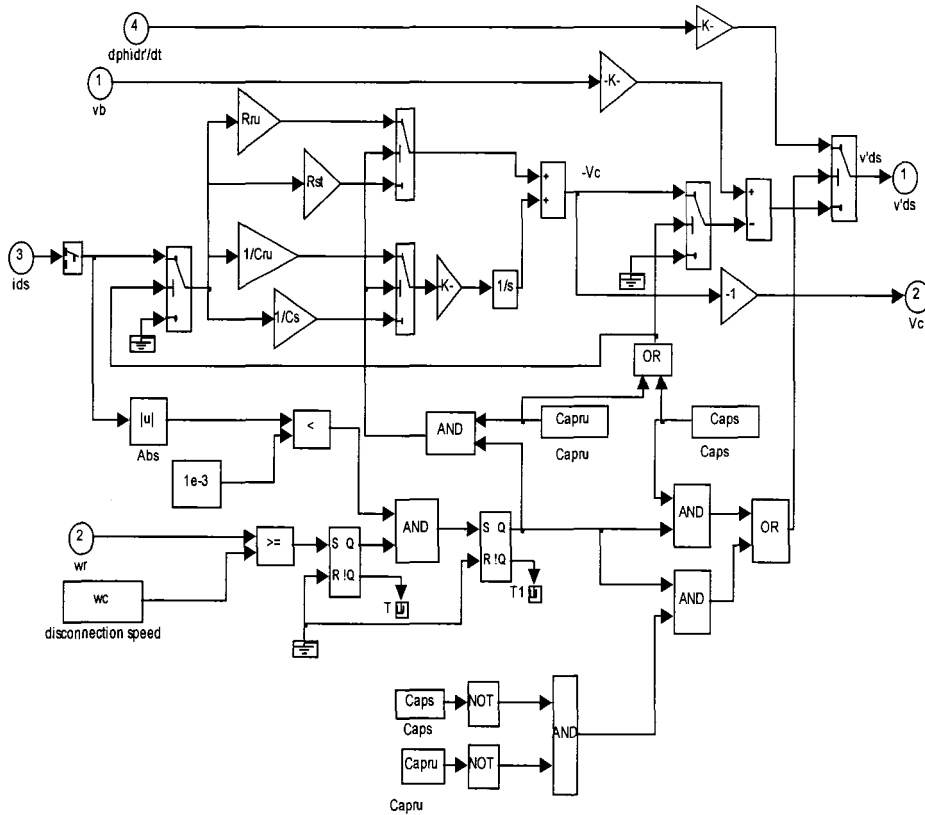
Bloc de l'enroulement principal



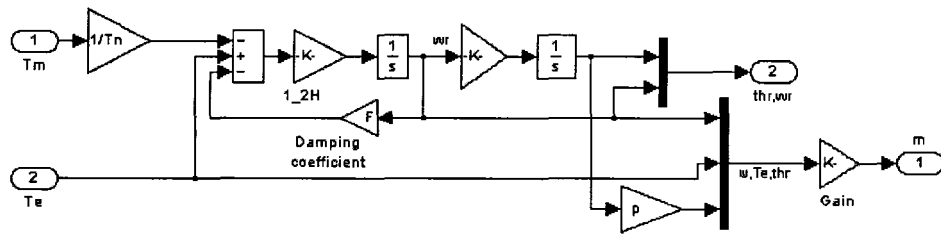
Bloc de l'enroulement principal



Bloc de l'interrupteur centrifuge



Bloc de la partie mécanique



## **ANNEXE 2**

### **Interface paramètres de la machine asynchrone monophasée**



**Block Parameters: Single Phase Asynchronous Machine2** [X]

Single Phase Asynchronous Machine (mask) (link)

Implements a single phase asynchronous machine (split-phase, capacitor-start, capacitor-start-capacitor-run) modeled in the dq stator reference frame. Main and auxiliary windings are in quadrature. You can specify initial speed that will make the machine run without the auxiliary winding. Click the Apply button after a change to the Units popup will convert the machine parameters into the specified units.

Parameters

Units

Type of machine

Nominal power, voltage, and frequency [ Pn(VA), Vn(Vrms), f(HZ) ]

Main winding stator [ Rs(ohm), Ls(H) ]

Main winding rotor [ Rr(ohm), Lr(H) ]

Main winding mutual inductance Lms(H)

Auxiliary winding stator [ RS(ohm), LIS(H) ]

Inertia, friction factor, pairs of poles, ratio of turns [ J(kg.m<sup>2</sup>), F(N.m.s), p, N ]

Capacitor-Start [ Rst(ohm), Cs(farad) ]

Capacitor-Run [ Rru(ohm), Cru(farad) ]

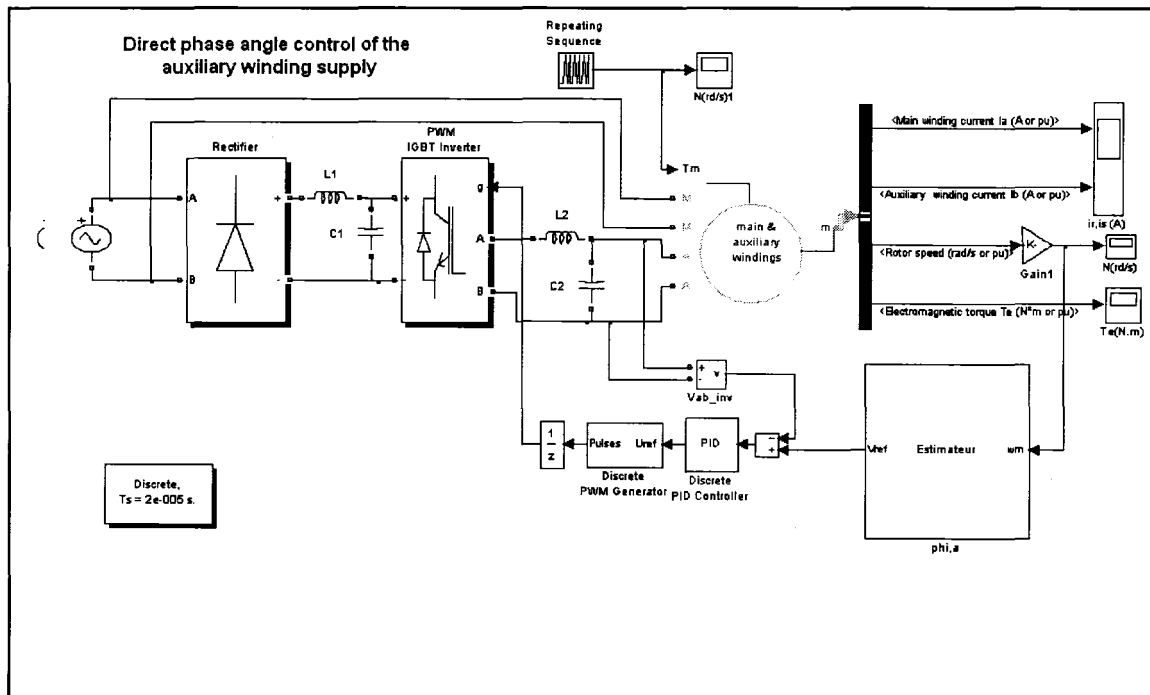
Disconnection speed wc (% synchronous speed)

Initial speed w0 (% synchronous speed)

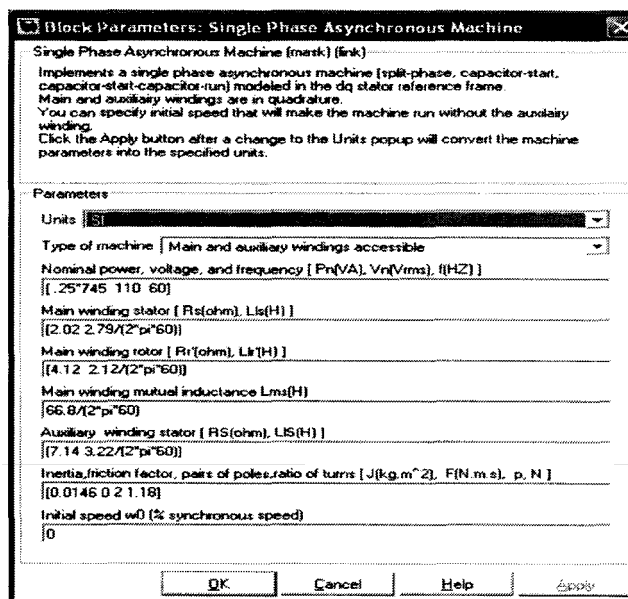
## **ANNEXE 3**

### **La commande de la tension de l'enroulement auxiliaire**

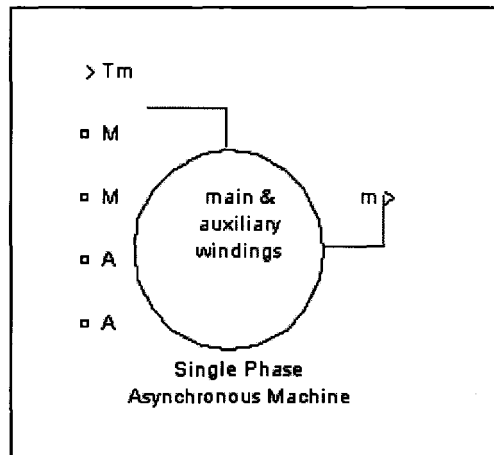
## Modèle de commande de la tension de l'enroulement auxiliaire



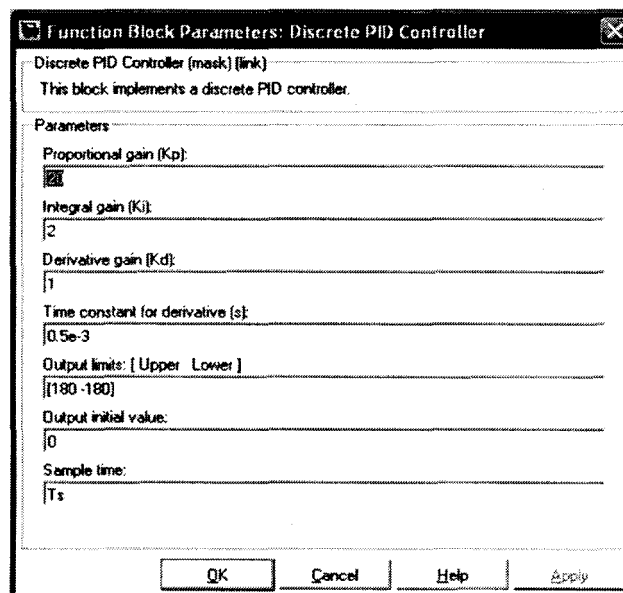
Interface paramètres de la machine asynchrone monophasée avec les quatre bornes disponibles



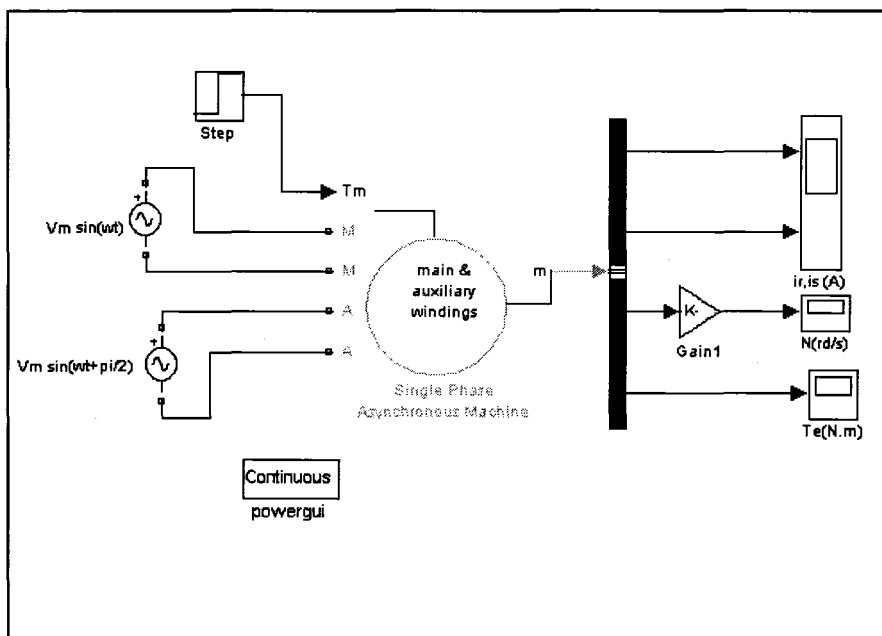
Icône de la machine asynchrone monophasée avec les quatre bornes disponibles



Interface paramètres de la commande MLI



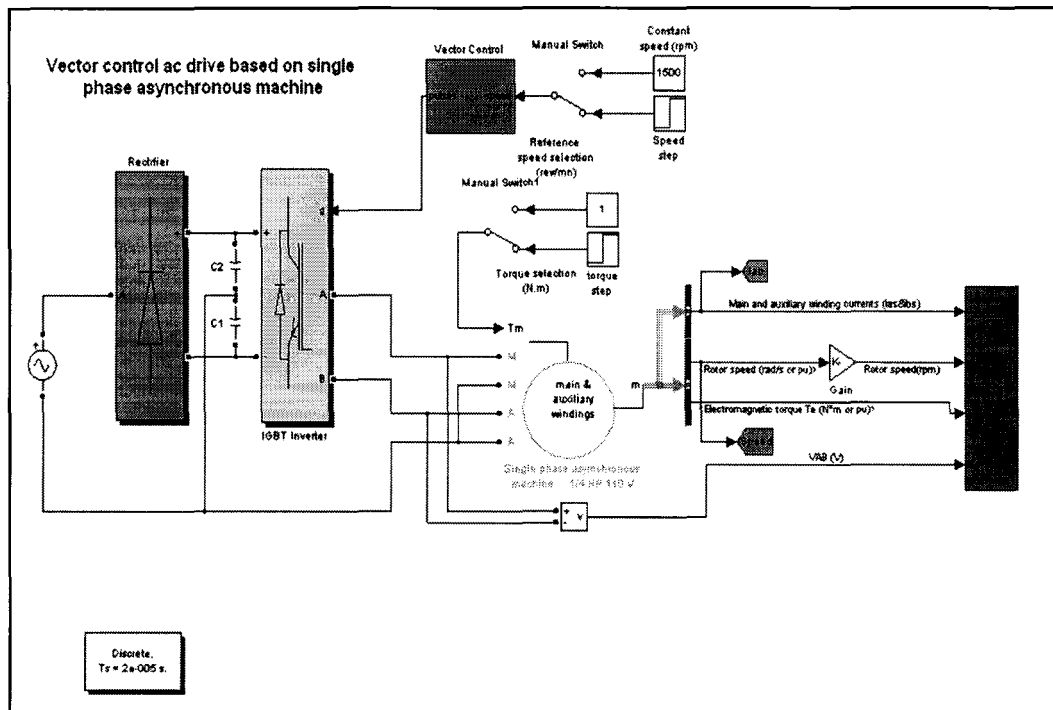
### Modèle de simulation de la machine asynchrone monophasée symétrique



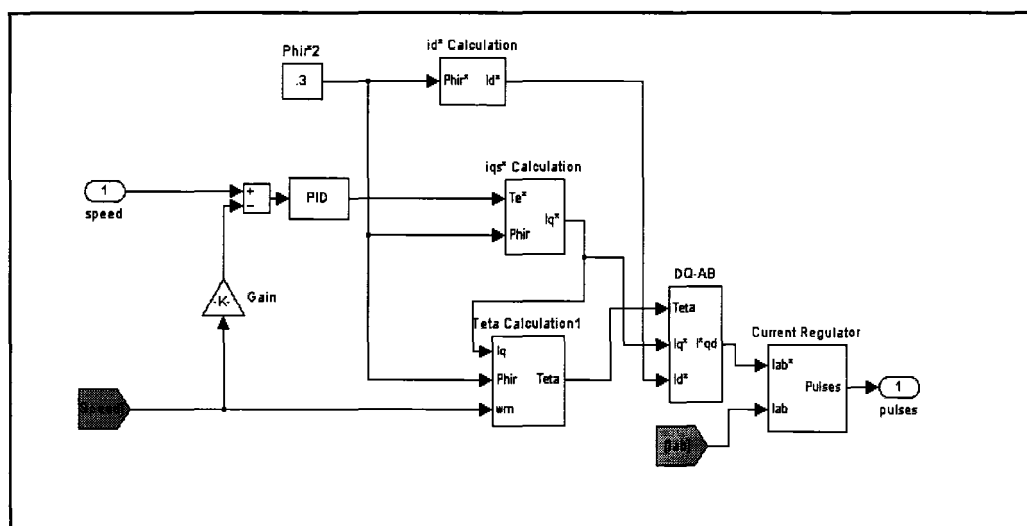
## **ANNEXE 4**

### **La commande à flux rotorique orienté**

Modèle de simulation de la commande à flux rotorique orienté



Bloc de commande



## BIBLIOGRAPHIE

- [1] Veinott, "Theory and Design of Small Induction Motors," *McGraw-Hall Book*, 1959.
- [2] E. R. Collins, "Torque and slip behavior of single-phase induction motors driven from variable-frequency supplies," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, pp. 710-15, 1992.
- [3] Chee-Mun Ong, *Dynamic Simulation of Electric machinery using MATLAB/SIMULINK*, Prentice Hall, 1998.
- [4] P. C. Krause, "Simulation of Unsymmetrical 2-Phase Induction Machines," in *IEEE Transactiond on Power Apparatus and Systems*, 1965, pp. 1025-1037.
- [5] P. C. Krause and S. D. Sudhoff, "Analysis of Electric Machinery," *IEEE Press*, 1995.
- [6] E. R. Collins, H. B. Puttgen, and W. E. Sayle II "Single Phase induction motor Adjustable Speed Drive: Direct Angle Control Of The auxiliary Winding Supply," *IEEE-IAS Annual conference*, Pittsburgh, pp. 246-252, 1988.
- [7] J. Faiz, A. Jafarian, and M. Neekzad, "PSPICE simulation of a capacitor start and triac start single phase induction motor during steady state and transient operations and its experimental verification," *Energy Conversion and Management*, vol. 44, pp. 479-95, 2003.
- [8] A. J. Domijan and Y. Yin, "Single phase induction machine simulation using the electromagnetic transients program: theory and test cases," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 9, pp. 535-542, 1994.
- [9] C. B. Jacobina. M.B.R.Corr ea, A.M.N.lima,E.R.C. da Silva, "Rotor-Flux-Oriented Control Of a Single-Phase Induction Motor Drive," *IEEE*, vol. 47, 2000.
- [10] N. Abdel-Rahim and A. Shaltout, "Operation of single-phase induction motor as two-phase motor," presented at 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 5-8 Nov. 2002, Sevilla, Spain, 2002.
- [11] G. Seguier, F. Labrique "Les convertisseurs de l' lectronique de puissance," Vol. 4, *Technique et Documentation Lavoisier* 1989.
- [12] R. Champagne, "Conception et validation d'un modèle de machine synchrone avec saturation magnétique ," Montréal :  cole de technologie supérieure,