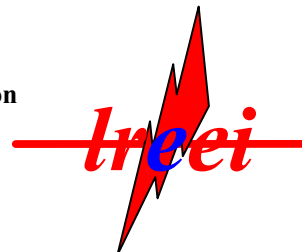


REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université de Boumerdès
Faculté des hydrocarbures et de la chimie



**Laboratoire de Recherche sur l'Electrification
des Entreprises Industrielles (LREEI)**



Thèse de Doctorat

En Génie Electrique
Option : Electrification et Automatisation des Procédés Industriels

Présentée par :

Mr BENSLIMANE Tarak

Magister en Systèmes Electrotechniques (E.M.P. Alger)

Thème

***Caractérisation Précise des Défaits d'un Variateur de Vitesse en
Vue d'Elaborer un Système Automatique de Surveillance et de
Diagnostic***

Soutenue publiquement le 15/06/2009 devant le jury composé de:

M ^r DEBBACHE NasrEddine	Professeur	Université d'Annaba	Président
M ^r CHETATE Boukhemis	Professeur	F.H.C-Université de Boumerdès	Directeur de Thèse/ Rapporteur
M ^r HABI Idir	M. C.	F.H.C-Université de Boumerdès	Examineur
M ^r KHELOUI AbdelAziz	M. C.	Ecole Militaire Polytechnique, Alger	Examineur
M ^r LABAR Hocine	M. C.	FSI-Université d'Annaba	Examineur
M ^{elle} NADJI Becharia	M. C.	F.H.C-Université de Boumerdès	Examineur

Boumerdès 2009

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA- BOUMERDES
FACULTE DES HYDROCARBURES ET DE LA CHIMIE

**PROCES VERBAL DE DELIBERATION DE JURY DE
SOUTENANCE DE THESE DE DOCTORAT**

Le : 15 Juin de l'an deux mille neuf

Monsieur : BENSLIMANE Tarak

Né le : 22/07/1977 à Bechar

a soutenu publiquement sa thèse de Doctorat, ayant pour thème :
« Caractérisation Précise des Défauts d'un Variateur de Vitesse en vue
d'Elaborer un Système Automatique de Surveillance et de Diagnostic »,
Spécialité : Génie Electrique ; Option : Electrification des procédés
Industriels.

devant le jury ci-dessous qui, après délibération, a décidé :

a/ de proposer, à Monsieur le Ministre de l'Enseignement Supérieur et
de la Recherche Scientifique, l'attribution du diplôme de Doctorat au
candidat ;

b/ de lui attribuer la mention :

Honorable
Très Honorable

Composition nominative du jury :

Président : DEBBACHE NasrEddine
Rapporteur : CHETATE Boukhemis
Examineur : HABI Idir
Examineur : KHALOUI AbdelAziz
Examineur : LABAR Hocine
Examineur : NADJI Becharia

Prof
Prof
M.C-A
M.C-A
M.C-A
M.C-A

FSI-U d'Annaba
UMBB
UMBB *Assent. examinateur*
E.M.P. Alger *Ass. exam*
FSI-U d'Annaba
UMBB *Assent*

Délibération du Jury

Observations et Recommandations :

Félicitations du jury !



Fait à Boumerdès, le...15/06/2009.

Le Président du Jury.....

Dr. Debbache

A handwritten signature, likely of the President of the Jury, Dr. Debbache.

ملخص

المحركات الكهربائية ثلاثية الأطوار صارت ضرورية و حيوية للأنظمة الصناعية و الطاقوية. حيث صار الحفاظ على تشغيل هذه الأنظمة بفعالية عالية مع التقليل من عمليات التدخل للصيانة أولوية قصوى. من جانب آخر التقدم في إلكترونيات الطاقة أنظمة المراقبة والتحكم ساهم في زيادة استعمال المحرك ، الحث الكهربائي (المحركات اللامتزمنة) داخل الأنظمة الكهربائية. الاستعمال الواسع للمحركات اللامتزمنة هو بالأساس بسبب صلابتها و استطاعتها الكتلية وتكاليف صناعتها المنخفضة. كما أن ظهور مغيرات السرعة الذي جعل من الممكن تغيير سرعة دوران المحركات اللامتزمنة زاد في تطويرها. في الواقع مغيرات السرعة دخلت في عدة تصاميم لأنظمة صناعية جامعة بين المولدات الستاتيكية والمحركات الكهربائية. صيانة النظامين المذكورين (المولدات الستاتيكية والمحركات الكهربائية) يسمح بتحسين أداء الأنظمة الصناعية. وعليه فمن المهم تطوير أدوات التشخيص من أجل التشخيص المبكر للعيوب والحوادث الطارئة على هذه الأنظمة.

في هذه الأطروحة تم تصميم قاعدة بيانات، بالاعتماد على متغيرات (مؤشرات) دالة اختيرت بدقة حيث يتم تقييم هذه المؤشرات الدالة على شكل مجالات بحيث تربط كل مجموعة مجالات بنوع محدد من الحوادث (العيوب). قاعدة البيانات هذه تسمح بتحديد موقع و نوع الحادث أو العيب في هذا النظام الثلاثي الأطوار خاصة على مستوى نظام تغذيته (محرك مغذى من خلال موج التوتر بتحكم مفتوح (boucle ouverte) أو مغلق (boucle fermée) عن طريق التوجيه غير المباشر للحقل المغناطيسي للدوار (Commande indirecte par orientation du flux rotorique).

نظام التشخيص هذا يستعمل المتغيرات المتناوبة * التيارات و التوترات الكهربائية للأطوار * لهذا النظام في المعلم الثلاثي الأبعاد. حيث تستعمل قيمها الفعالة، قيمها المتوسطة، القيم الفعالة لمجموع تيارات الأطوار و كذا توترات الأطوار و كذلك التيار المستمر للمولد الذي يغذي المموج ثنائي المستوى.

من جهة أخرى يجدر التنبيه إلي أن الشبكات العصبية الصناعية * Artificial Neurone Networks (ANN) * تعد واسعة الاستعمال في أنظمة تشخيص الأنظمة اللاخطية حيث يعتمد في تصميمها على القيم الرقمية للمتغيرات الدالة و ليس على مجالات هذه المتغيرات الدالة مما يجعل تصميمها أكثر تعقيدا خصوصا في حالة الأنظمة متعددة المداخل و متعددة المخارج مثل الحالة التي بصدد الدراسة في هذه الأطروحة. و يعتبر ربط كل حادث أو خطأ بمجالات محددة للمتغيرات الدالة أكثر فعالية و بساطة و نجاعة. النتائج المبتكرة في المحاكاة عن طريق الأعلام الآلي لتبيين فعالية الطريقة المقترحة لتمييز و تصنيف الحوادث و العيوب المتعلقة بنظام تغذية محرك كهربائي لامتزامن تم شرحها و تفصيلها في هذه الأطروحة.

Abstract

Three phase electrical machines are critical with respect to the power and manufacturing industry. Being able to keep these machines and the systems running at an optimal efficiency with as few of maintenance outages as possible has become one of the highest priority.

Advances in power electronics, control circuits and automatic have contributed to an increasing use of induction motors in electrical drive systems. The large – scale utilization of induction motors is mainly due to their robustness, their power – weight ratio, and to their manufacturing cost. The appearance of speed variators making it possible to vary the rotational frequency largely supported its development. Indeed, these variators enter the design of many industrial processes associating static inverters and electric machines. The maintenance and the monitoring of these two systems allow making profitable the installations. Therefore, it is important to develop diagnosis tools in order to detect earlier the faults, which can appear in these machines.

In this thesis a data base is conceived, basing on precisely chosen indicative variables, in which different intervals are classified and associated to corresponding faults. This data base allows showing the location and type of the fault in a three phase system; specifically in the supply system feeding the three phase induction motor (machine fed by a three phase voltage inverter in open loop control and closed loop control (speed regulation via indirect rotorique field orientation control (IFOC))). The diagnostic system makes use of the AC quantities of the system in the three-dimensional frame (currents and/or voltages, their rms (root mean square) values, their mean values, rms values of currents sum and voltages sum) as well as the DC current of DC bus feeding the two level voltage source inverter. Artificial Neurones Networks (ANN) are widely used in the diagnostic of non linear systems. The conception of ANN is based on numeric values of indicative variables and not intervals which makes its conception a very exhausting and complicated task, especially in the case of multi-inputs / multi-outputs system like ours. Associating faults conditions to indicative variables intervals is more efficient, more simplified and more beneficial.

The computer simulations to prove the effectiveness of the faults characterization and classification method are discussed in detail.

Avant propos

Le présent travail a été réalisé au sein de l'Equipe de Recherche sur les Economies d'Energie (actuellement, Mécatronique) du Laboratoire de Recherche sur l'Electrification des Entreprises Industrielles (LREEI) à l'Université de Boumerdès. A cet effet, je tiens à exprimer ma profonde gratitude au Professeur B. Chetate Directeur du laboratoire, pour m'avoir accueilli au sein de son équipe, pour avoir dirigé ce travail et pour les nombreuses et fructueuses discussions que nous avons eues durant la période de formation (Mécatronique).

Je remercie Monsieur N. Debbache, Professeur à l'Université d'Annaba, pour avoir accepté de me faire l'honneur de présider le jury de ma soutenance, pour son égard et l'importance qu'il a portée à ce travail ainsi que pour les remarques utiles qui ont permis d'améliorer certains aspects de cette thèse.

Je tiens à remercier également M^{elle} B. NADJI, Maître de conférence à l'Université de Boumerdès, Messieurs I. Habi, Maître de conférence à l'Université de Boumerdès, A. Kheloui, Maître de conférence à l'Ecole Militaire Polytechnique d'Alger et H. Labar, Maître de Conférence à l'Université d'Annaba, d'avoir accepté d'être membres de mon jury, pour leurs intérêts et enrichissantes observations.

Que tous les membres du Laboratoire de Recherche sur l'Electrification des Entreprises Industrielles trouvent ici l'expression de ma gratitude, en particulier, ceux de l'Equipe de Recherche sur les Economies de l'Energie.

Dédicace

A mes parents, mes frères, mes sœurs, toute ma famille et mes amis

Nomenclature

Nomenclature

f_s	Fréquence statorique.
U	Tension efficace d'alimentation (U / f_s dans la commande scalaire).
C_i	Capacité idéale anode-cathode du condensateur électrolytique.
R_p	Résistance parallèle représentant les pertes diélectriques et les fuites entre les deux électrodes (pour les condensateurs électrolytiques à l'aluminium, celle-ci est due à la présence des couches d'alumine).
R_{se}	Résistance série des connexions et des armatures.
L_{se}	Inductance équivalente série des connexions et des enroulements.
ω_n	Pulsation naturelle du circuit C-ESR-ESL (Schéma équivalent simplifié d'un condensateur).
C	Capacité (Schéma équivalent simplifié d'un condensateur).
ESR	Résistance équivalente série représentant toutes les pertes dans les condensateurs (fonction de la fréquence).
ESL	Inductance équivalente série identique à L_{se} .
V_{condo}	Tension instantanée aux bornes du condensateur du filtre de sortie du redresseur.
V_{moy}	Valeur moyenne de la tension instantanée aux bornes du condensateur du filtre de sortie du redresseur.
ΔV	Ondulation de la tension aux bornes du condensateur du filtre de sortie du redresseur.
$CALC$	Circuit d'aide à la commutation
Z_{th}	Impédance thermique d'une diode.
P	Puissance dissipée dans la diode en Watt.
$T_{jonction}^*$	Température de la jonction dans une diode.
$T_{boîtier}^*$	Température du boîtier d'une diode.
$I_{Forward}$	Courant direct de la diode.
CTR	Ratio de transfert du courant dans un optocoupleur (Current Transfer Ratio).
RNA	Réseau de neurones artificiels.
$i_{s1}, i_{s2}, i_{s3} (i_1, i_2, i_3)$	Courants de phase.
L_{sf}	Inductance de fuite d'une phase statorique.
L_{sm}	Inductance magnétisante d'une phase statorique.
L_{rf}	Inductance de fuite d'une phase rotorique.
L_{rm}	Inductance magnétisante des phases rotoriques.
m	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor.
p	Nombre de paires de pôles du moteur à induction.
r_s	Résistance d'une phase statorique.
r_r	Résistance d'une phase rotorique.
P_m	Puissance mécanique du moteur à induction.
N_{phases}	Nombre de phases du moteur à induction.
$N_n (\Omega m)$	Vitesse de rotation nominale du moteur à induction.
C_n	Couple nominal du moteur à induction.
V_{eff}	Tension nominale entre phase et neutre (Valeur efficace).
I_n	Courant nominal (à pleine charge) par phase (Valeur efficace).
f_n	Fréquence nominale du moteur à induction.

Nomenclature

Y	Type de couplage des enroulements du stator du moteur à induction.
J	Moment d'inertie.
f	Coefficient de frottement visqueux.
$\phi_{\max}$	Flux maximal
Cr	Couple résistant de la charge mécanique.
Gv	Gain du capteur de tension.
Gi	Gain du capteur de courant.
ri	Résistance interne du capteur de courant.
THD	Taux de distorsion harmonique.
RMS	Root-Mean-Square (valeur efficace).
$V_{s12}, V_{s23}, V_{s31}$	Tensions efficaces composées des phases du stator.
$I_{s1rms}, I_{s2rms}, I_{s3rms}$	Valeurs efficaces des courants de phase.
Vdc (V_{DC})	Tension du bus continu alimentant l'onduleur de tension.
T1	Transistor1 (IGBT1), de même pour les autres transistors.
C1, C2, C3	Signaux de commande des transistors (T1, T2 et T3).
$V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3}$	Signaux de référence de la commande MLI.
V_m (Vm)	Amplitude des signaux de référence de la commande MLI.
fr	Fréquence des signaux de référence de la commande MLI.
ω	Pulsation des signaux de référence de la commande MLI.
m	Indice de modulation de la commande MLI.
Upm	Valeur de crête de la porteuse de la commande MLI.
f _p	Fréquence de la porteuse de la commande MLI.
r	Coefficient de réglage en tension de la commande MLI.
g	Glissement
Φ_s	Flux statorique
θ_m	Angle de phase correspondant à la fréquence fr des signaux de référence.
V_{10}	Tension de la phase 1 de l'onduleur mesurée par rapport au point milieu fictif de la source continue.
V_{20}	Tension de la phase 2 de l'onduleur mesurée par rapport au point milieu fictif de la source continue.
V_{11}	Valeur efficace du signal de référence de la commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).
k	Gain du filtre passe-bas du deuxième ordre.
ξ	Coefficient d'amortissement du filtre passe-bas du deuxième ordre.
f_c et ω_c	Fréquence et pulsation de coupure du filtre passe-bas du deuxième ordre.
V_1	Valeur efficace du fondamental du signal.
V_{rms}	Valeur efficace du signal d'entrée.
V_h	Valeur efficace de la composante harmonique.
E	Energie du condensateur.
r	Résistance interne de la source de tension continue.
Idc	Courant du bus continu alimentant l'onduleur de tension.
Idcmax	Valeur de seuil du courant du bus continu alimentant l'onduleur de tension (cas de court-circuit d'un bras d'onduleur).
I_{effp}	Valeur efficace des courants de phase dans le cas de défaut de coupure monophasée.
I_{effc}	Valeur efficace des courants de phase dans le cas de défaut capteur de courant ou capteur de tension (en boucle ouverte).
Ce	Couple électromagnétique du moteur à induction.

Nomenclature

C_{eM}	Couple électromagnétique maximal du moteur à induction.
i_{qs} et i_{ds}	Courants statoriques dans le repère de Park (dq).
ϕ_{dr} et ϕ_{qr}	Flux rotorique dans le repère de Park (dq).
i_{ds}^* , i_{qs}^* (i_{dsref} , i_{qsref})	Courants statoriques de référence dans le repère de Park (dq).
v_{ds}^* , v_{qs}^* (v_{dsref} , v_{qsref})	Tensions statoriques de référence dans le repère de Park (dq).
V_a , V_b , V_c (v_{aref} , v_{bref} , v_{cref})	Tensions statoriques de référence dans le repère triphasé.
Ω_r^* (N^*)	Vitesse rotorique de référence.
s (toute seule)	Variable de la transformée de Laplace.
s (comme indice)	paramètre ou variable liée au stator
τ_r (Tr) , τ_s (Ts)	Constantes de temps rotorique et statorique.
θ_s	Angle de la transformation de Park.
w_r	Pulsation de glissement.
w_s (ω_s)	Pulsation statorique.
I_{10} , I_{20} , I_{30}	Les valeurs moyennes des courants de phases statoriques
(i_{s10} , i_{s20} , i_{s30})	Valeurs moyennes des courants statoriques.
I_{1abs0} , I_{2abs0} , I_{3abs0}	Valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques.

Table des Matières

Table des Matières

Introduction générale	1
Chapitre I – Analyse des défaillances affectant le variateur de vitesse de la machine asynchrone	6
I.1. Introduction	6
I.2. Constitution de la machine asynchrone	6
I.3. Association Convertisseur - Machine asynchrone	6
I.3.1. Source de tension continue (DC)	7
a. Source de tension continue indépendante	7
a.1. Batteries	7
a.2. Pile à combustible	7
b. Association source électrique AC-redresseur-filtre d'entrée	7
I.3.2. Onduleur	8
a. Composants de puissance	8
a.1. IGBT	8
a.2. Diode	9
b. Interface de mesure des tensions et/ou des courants	9
c. Module de contrôle (circuit de commande)	9
I.4. Commande du variateur de vitesse de la machine asynchrone	9
I.4.1. Commande rapprochée	9
a. Pleine onde	10
b. Modulation de la largeur d'impulsions MLI	10
b.1 MLI Intersective	10
b.2 MLI Vectorielle	10
b.3 MLI Précalculée	11
I.4.2. Variation de vitesse (onduleur commandé en boucle ouverte)	11
I.4.3. Régulation de vitesse (onduleur commandé en boucle fermée)	12
I.5. Différentes défaillances sur un convertisseur de puissance et sa commande	13
I.5.1. Défaillance du condensateur	13
a. Cas des condensateurs électrolytiques	13
b. Cas des condensateurs à films métallisés	15
I.5.2. Défaillance des diodes classiques	15
I.5.3. Défaillance d'un interrupteur statique	16
a. Court-circuit	16
b. Circuit ouvert	16
c. Vieillissement	17
I.5.4. Défaillance du circuit de commande (Vieillissement de l'optocoupleur)	17
I.5.5. Coupure de phase	18
I.5.6. Défauts des capteurs	18
I.6. Synthèse des défaillances	18
I.7. Position du problème à résoudre	19
I.8. Conclusion	20
Chapitre II – Commandes en V/f constant en boucle ouverte et vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone	22
II.1. Introduction	22
II.2. Association Onduleur de tension à MLI - Machine asynchrone en boucle ouverte	23
II.2.1. Technique de modulation de largeurs d'impulsions (MLI)	24
a. Signaux (tensions) de référence	25
b. Caractéristiques de la MLI sinus - triangle	26
c. Injection de l'harmonique trois	28
II.2.2. Onduleur de tension à fréquence variable en V/f constant en boucle ouverte	28
a. Caractéristiques $C_e = f(\omega)$	28
b. Caractéristiques $C_e = f(N)$	29
c. algorithme V/f Constant	29

Table des Matières

II.3. Paramètres et blocs de calcul PSIM utilisés	30
II.3.1. Paramètres de la machine à induction	30
II.3.2. Paramètres de l'onduleur de tension à deux niveaux commandé en MLI	31
a. Signal de la référence	31
b. Signal de la porteuse	31
II.3.3. Paramètres des capteurs électriques	31
a. Capteur de tension	31
b. Capteur de courant	31
II.3.4. Blocs de calcul	31
a. Calculateur de la valeur moyenne d'un signal	32
b. Bloc de calcul du taux de distorsion harmonique	32
c. Bloc de calcul de la valeur efficace	32
d. Bloc de FFT (Fast Fourier Transform Block)	33
e. Blocs de filtre (Filter Blocks)	33
II.4. Onduleur de tension à fréquence variable avec commande vectorielle	37
II.4.1. Principe de la commande vectorielle	37
II.4.2. Commande vectorielle indirecte	38
II.5. Conclusion	46
Chapitre III – Caractérisation des défauts d'un onduleur de tension alimentant une machine asynchrone en V/f constant en boucle ouverte	47
III.1. Introduction	47
III.2. Défauts internes du convertisseur	48
III.2.1. Défaillance de type "haute impédance" d'un transistor et d'une diode (composant de puissance maintenu ouvert (bloqué))	50
a. Transistor T1 maintenu bloqué (ouvert) pour différentes valeurs de couple de charge	52
b. Transistor T4 maintenu bloqué (ouvert) pour différentes valeurs de couple de charge	53
c. Transistor T2 maintenu bloqué (ouvert) pour différentes valeurs de couple de charge	54
d. Diode D4 maintenue bloquée (ouverte) pour différentes valeurs de couple de charge	55
III.2.2. Défaillance de type "basse impédance" d'un transistor (transistor maintenu conducteur (fermé))	57
III.3. Défauts externes du convertisseur	60
III.3.1. Défaillance du capteur de courant	60
III.3.2. Défaillance de capteur de tension	62
III.3.3. Coupure monophasée	64
III.4. Conclusion	70
Chapitre IV – Caractérisation des défauts de la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension	72
IV.1. Introduction	72
IV.2. Défaillance de type "haute impédance" d'un transistor (transistor maintenu ouvert (bloqué))	73
a. Transistor T1 maintenu ouvert (bloqué) pour différentes valeurs de couple de charge	75
b. Transistor T4 maintenu ouvert (bloqué) pour différentes valeurs de couple de charge	81
c. Transistor T2 maintenu ouvert (bloqué) pour différentes valeurs de couple de charge	82
d. Diode D4 maintenue ouverte (bloquée) pour différentes valeurs de couple de charge	83
IV.3. Défaillance de type "basse impédance" d'un transistor (transistor maintenu conducteur (fermé))	87
IV.4. Défaillance de capteur de courant	89
IV.5. Défaillance de capteur de tension	95
IV.6. Cas de coupure monophasée	97
IV.7. Conclusion	105
Conclusion générale et perspectives	107
Références bibliographiques	
Annexe	

Introduction générale

Introduction générale

En raison de leur bonne fiabilité, faible coût et rendement élevé, les moteurs à induction sont les moteurs les plus utilisés dans des applications industrielles. Des applications qui s'étendent des appareils ménagers à vitesse élevée jusqu'à l'utilisation dans l'industrie du pétrole, l'industrie cimentière, les véhicules électriques, les systèmes de pompage, etc. En effet, le moteur asynchrone est le plus utilisé pour assurer la variation de la vitesse des mécanismes industriels car il présente l'avantage d'être robuste, de construction simple et peu coûteux. Toutefois sa commande est plus complexe que celle des autres machines [1].

Par ailleurs, Le moteur à induction associé à un convertisseur utilisé dans les procédés à vitesse variable, est exposé, en plus des défauts produits au niveau de la machine asynchrone (les blocages du rotor, etc), à d'autres types de défauts qui peuvent être le résultat des incidents au niveau des moyens équipant le système de protection, d'asservissement et de régulation, à savoir: capteurs, régulateurs, etc. En plus le système suscit, est souvent exposé aux perturbations générées par les composants électroniques des équipements de contrôle et de commande [2].

Par conséquent, les moteurs à induction et leurs systèmes de commande nécessitent une supervision continue de leur état afin de réduire la fréquence et la durée des arrêts non désirés.

Le convertisseur de fréquence (onduleur) permet la variation de la fréquence et de l'amplitude et même la forme de la tension appliquée au moteur électrique, ce qui permet la variation de sa vitesse de rotation. Cette caractéristique assure l'augmentation de l'efficacité du système en permettant la variation de la vitesse de rotation désirée par l'application de la tension convenable (sans recours à un système de freinage auxiliaire).

Dans un onduleur, le type de l'interrupteur à base de semi-conducteurs, pour l'ouverture et la fermeture du circuit, est choisi selon la fréquence de commutation désirée, le niveau de puissance désirée par le système d'utilisation et la nature de la source d'alimentation et de la charge alimentée par l'onduleur (source de courant ou source de tension).

Dans un onduleur triphasé, il y a six interrupteurs chacun est connecté soit à un niveau de potentiel haut (positif) ou à un niveau de potentiel bas (négatif). Cela permet à la tension de phase et aussi au courant de phase, à la sortie de l'onduleur, de comporter une alternance positive et une autre négative [3].

Bien que l'onduleur permet d'améliorer l'efficacité du système, son utilisation augmente la possibilité de défaillance du système naissant de la défaillance de l'un de ses composants.

La Défaillance signifie la cessation de l'aptitude d'un système (ou composant) à accomplir sa ou ses fonctions requises [4].

Par ailleurs, Ribeiro, et al. ont défini les différents défauts probables dans un onduleur de tension ce qui constitue une extension de l'étude faite par Kastha, et Bose [5-6]. Les défauts qui peuvent se produire dans un onduleur sont [5-6]:

- 1- Court-circuit de la source de tension continue ;
- 2- défaut d'interrupteur (transistor ou diode) maintenu ouvert (bloqué) ;
- 3- défaut d'interrupteur (transistor ou diode) maintenu fermé (conducteur) ;
- 4- défaut de coupure monophasée ;
- 5- défaut de court-circuit entre phases ;

Introduction générale

- 6- défaut de court-circuit entre phase et terre ;
- 7- défauts des capteurs de tension et de courant.

Les défauts les plus fréquents sont le défaut d'interrupteur maintenu ouvert/fermé, coupure monophasé [3].

Le diagnostic est défini comme étant l'identification de la cause probable de la (ou des) défaillance(s) d'un système à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test. Il consiste à résoudre le problème inverse de la relation de cause à effet (causalité) connaissant principalement l'effet par ses symptômes observables [4].

Il existe quatre groupes de méthodes de diagnostic [7] :

- Les méthodes inductives où on cherche à identifier tous les événements ou toute combinaison d'événement qui pourraient entraîner une situation de fonctionnement indésirable ;
- Les méthodes de diagnostic déductives dont la démarche est inversée et qui consiste à rechercher les causes possibles d'une défaillance après avoir constaté l'événement indésirable ;
- Les méthodes externes sont basées sur l'expertise humaine et sur le retour d'expérience ;
- Les méthodes internes nécessitent une connaissance approfondie de modèles mathématiques afin de pouvoir, à terme, suivre en temps réel l'évolution des paramètres physiques et donc de procéder à l'identification de ces paramètres.

Ces méthodes utilisent différentes variables indicatrices, à savoir :

- Les courants / tensions statoriques.
- Le flux magnétique.
- La vitesse rotorique.
- le couple électromagnétique.

Ces variables indicatrices sont riches en information. Elles sont exploitées en utilisant les méthodes d'analyse spectrale ou les méthodes de reconnaissance de forme pour la classification des différents types de défauts. Ces méthodes de classification non-linéaires utilisent différentes techniques telles que les réseaux de neurones artificiels, la logique floue, les fonctions logiques, etc [8, 9, 10, 11, 12, 13].

Certains travaux ont utilisé un seul type de variable indicatrice statorique (valeur efficace des tensions et des courants statoriques). La classification distinctive des différents types de défaut est assurée par des réseaux de neurones artificiels (RNA). Cette méthode est très complexe, surtout dans le cas des systèmes multi-entrées/multi-sorties comme le notre. En fait, la conception du classificateur de défaut nécessite des calculs gigantesques [14].

D'autres travaux ont considéré un seul type de défaut (transistor maintenu ouvert) et ont essayé de trouver des indicateurs à base des courants statoriques pour localiser le composant défaillant. Les signatures spécifiques aux modes de défaillances est la représentation de l'évolution du vecteur courant dans le repère triphasé (a,b,c) ou dans le repère de Concordia (α , β) par la transformation de Concordia [3, 15, 16, 17, 18]. Quand une composante continue apparaît ou la forme de la courbe représentant i_β en fonction de i_α est non-circulaire ou non-symétrique, un défaut de transistor maintenu ouvert est considéré. L'utilisation d'un oscilloscope à mémoire permet de détecter et de localiser les défaillances dans l'alimentation onduleur. Cette technique nécessite l'utilisation de transformation de Concordia avec trois capteurs de courant et un oscilloscope à mémoire.

Introduction générale

En fait, considéré un seul type de défauts tout en négligeant d'autres types (diode maintenue ouverte, capteur de courant ou de tension défaillant, coupure de phase) qui ont probablement le même effet sur la variable indicatrice déduite peut rendre le classificateur moins fiable.

Ribeiro, et al. utilisent, comme indicateur, l'erreur entre la tension de référence sinusoïdale de la commande MLI et celle de la tension de sortie de l'onduleur afin d'isoler le bars en défaut et en le remplaçant par un bras redondant [13]. Cette méthode est utilisée seulement pour les systèmes en boucle ouverte dont la tension de référence sinusoïdale de la commande MLI n'est pas fonction des grandeurs électriques statoriques (tensions et courants statoriques). En fait pour les systèmes en boucle fermée (régulation de la vitesse de la MAS), la tension de référence de la commande MLI est fonction des grandeurs électriques statoriques, la vitesse rotorique, la vitesse de référence, les régulateurs des boucles de régulation. Lors de défaut, cette tension de référence peut perdre sa forme sinusoidale et même sa symétrie.

Nadjad a proposé une méthode de diagnostic des défauts de transistor maintenu ouvert et transistor maintenu fermé dans un onduleur de tension à deux niveaux alimentant une MSAP [19]. Cette méthode utilise, comme indicateur de défaut, les courants des interrupteurs et les tensions aux bornes des interrupteurs [19]. Cette technique est recommandée pour les cas des défauts induisant des court-circuits d'une source de tension (transistor maintenu fermé (conducteur)). Cette technique nécessite 6 capteurs de courant ou 6 capteurs de tension.

Dans l'approche qu'on propose, on essaye de trouver des variables indicatrices (ou combinaisons de variables indicatrices) à base des tensions et des courants statoriques, spécifiques pour chaque type de défaut tout en en considérant différents types de défaut non simultanés dans le variateur de vitesse de la MAS (onduleur). Les défauts considérés sont transistor maintenu ouvert (et fermé), diode maintenue ouverte (et fermée), capteur de courant et de tension défaillant, coupure de phase).

La méthode que nous avons utilisé est dite méthode à base de connaissance représentant une combinaison des méthodes de diagnostic déductives et inductives. Nous avons simulé des défauts et constaté les répercussions sur le fonctionnement de l'association MAS-Onduleur. Enfin nous avons cherché comment détecter et identifier l'événement (dans notre cas un défaut de composant, de commande ou de capteur) qui pourrait conduire à la cessation de l'aptitude du système à remplir sa fonction.

Dans notre cas, nous nous sommes intéressés à l'analyse des formes des courants et des tensions statoriques de la machine ainsi que leurs différentes grandeurs associées à savoir leurs valeurs moyennes, leurs valeurs efficaces, leurs sommes, etc. Ces grandeurs sont riches en informations sur les défauts potentiels. Cela permet de sélectionner les grandeurs dont les valeurs varient spécialement en présence d'un dysfonctionnement et d'estimer dans quel ordre s'effectuent les dites variations.

Les défauts intervenant dans un onduleur impliquent généralement la défaillance d'un ou de plusieurs interrupteurs, un capteur de courant ou de tension. En simulation, nous avons considéré que la défaillance apparaissait à un moment donné en régime permanent et qu'elle était complète et permanente.

A la lumière de ce qui a été dit, la présente thèse a pour objet la conception d'une base de données d'un système automatique de surveillance des défauts pour un variateur électronique de vitesse (onduleur de tension à MLI à deux niveaux) alimentant un moteur à induction triphasé en boucle ouverte et en boucle fermée. Les défauts considérés sont:

- a- mauvais fonctionnement de l'onduleur de tension, ce type de défaut regroupe les cas suivants :
 - a-1- transistor maintenu ouvert (et diode maintenue ouverte) ;
 - a-2- transistor et diode maintenu fermé (et diode maintenue fermée) ;

Introduction générale

- a-3- coupure monophasée (côté moteur et coté onduleur)),
- b- mauvaise acquisition de données (mesure erronée suite à un défaut de capteur (essentiellement de courant et de tension) ou mauvais fonctionnement de la chaîne de traitement de données (acquises).

Cette étude prend en charge la réalisation de tests de simulation visant l'évaluation du comportement de la machine asynchrone pour étudier les phénomènes créés par la présence de l'un des défauts mentionnés ci-dessus et à évaluer leur influence sur les différentes grandeurs temporelles de la machine (définir l'effet de chaque type de défaut sur les grandeurs indicatrices des défauts considérés):

- 1- valeurs efficaces des tensions et des courants statoriques mesurés;
- 2- angles de phase des courants statoriques (ou de leurs fondamentaux);
- 3- valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des courants statoriques mesurés;
- 4- valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des tensions statoriques mesurées;
- 5- valeurs moyennes des courants statoriques mesurés;
- 6- valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques mesurés;
- 7- courant (tension) de la source continue;
- 8- Taux de distorsion harmonique des tensions statoriques composées mesurées (signaux de sorties des capteurs de tension).

La présente étude par simulation est faite en utilisant le logiciel PSIM. Les programmes de simulation emploient un modèle dynamique du moteur à induction. Ils emploient des méthodes d'analyse numérique telles que Runge–Kutta pour résoudre les équations de ce modèle. Elle permet d'extraire les caractéristiques (essentiellement électriques : les courants et les tensions statoriques). Ces variables sont des variables indicatrices intermédiaires. Les variables utilisées pour la définition des zones et des intervalles de défauts sont les valeurs efficaces des tensions et des courants statoriques, angles de phases des tensions et des courants statoriques, valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des courants statoriques et valeurs moyennes des courants statoriques (cas de l'alimentation à partir d'un onduleur de tension).

En effet, il est possible de définir à base des variables sus cités une carte de zones de fonctionnements distinguant chaque type de défauts par rapport aux autres types. Des algorithmes de classification des différents défauts sont proposés.

La caractérisation prend aussi en considération la position des capteurs de courant et de tension par rapport au point de défaut (MAS alimenté par un onduleur en boucle ouverte). Cette dernière est généralement négligée.

La contribution scientifique effectuée se situe dans la lignée des travaux menés jusqu'ici sur la surveillance des procédés industriels, y compris, par les chercheurs du Laboratoire de Recherche sur l'Electrification des Entreprises industrielles (Université M'hammed Bougara de Boumerdès), mais, elle consiste particulièrement en :

- l'utilisation d'une multitude de variables indicatrices (en vue de réaliser des combinaisons des différentes grandeurs pour augmenter le degré de confiance du diagnostic), Tout en se basant sur les courants et les tensions statoriques ;
- la définition des différents intervalles, pour les variables indicatrices en vue de caractériser d'une manière précise les différents types de défauts générés dans les parties de la machine asynchrone ou de son alimentation ;
- La prise en considération de la position des capteurs par rapport aux endroits d'apparition des défauts.

Introduction générale

La thèse est articulée autour de quatre chapitres :

Le premier chapitre porte sur la synthèse des défauts qui sont susceptibles d'apparaître sur le variateur de vitesse de la machine asynchrone triphasée. A cet effet, nous allons dans un premier temps décrire les différents constituants du variateur de vitesse. En suite, les défaillances pouvant apparaître sur le variateur de vitesse de la machine asynchrone (onduleur de tension) seront énumérées. Parmi ces défauts, ceux concernant l'onduleur et sa commande rapprochée (défauts de driver ou d'un composant de puissance commandable (un IGBT par exemple) ou de capteur par exemple) sont considérés [19]. Ces défauts conduisent à la perte de contrôle de courant et à l'apparition des ondulations de couple d'amplitude élevée [20, 21, 22]. Ce qui provoque des pannes et, par conséquent, des arrêts intempestifs préjudiciables au bon fonctionnement du système ainsi qu'à la sécurité des personnes.

Le deuxième chapitre est consacré à la simulation de l'association machine asynchrone – onduleur de tension à MLI à deux niveaux. Cette section présente une analyse avec simulation de l'évolution des différentes grandeurs, y compris les variables indicatrices considérées, en mode de fonctionnement normal (sans défaut) pour les deux techniques de commande à savoir la commande en V/f constant en boucle ouverte et la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique en boucle fermée (régulation de vitesse rotorique).

Dans le troisième chapitre, on présente une analyse avec simulation des différents défauts de l'onduleur pouvant survenir lorsque la machine asynchrone est contrôlée en boucle ouverte en V/f constant. Après simulation de ce système, un algorithme à base d'arbre de défaillance pour classification de défauts est mise en place.

Dans le quatrième chapitre, on présente une analyse avec simulation des différents défauts de l'onduleur pouvant survenir lorsque la machine asynchrone est contrôlée en boucle fermée (commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique). Après simulation de ce système, un algorithme à base d'arbre de défaillance pour classification de défauts est mise en place.

Pour terminer, une conclusion générale est présentée sur les principaux résultats obtenus et sur les perspectives de développement de ce travail.

***Chapitre I – Analyse des défaillances affectant le variateur de
vitesse de la machine asynchrone***

Chapitre I – Analyse des défaillances affectant le variateur de vitesse de la machine asynchrone

I.1. Introduction

Le moteur asynchrone est le plus utilisé dans le domaine des puissances supérieures à quelques kilowatts car il présente de nombreux avantages, tels que : sa robustesse, sa construction simple, son faible coût, etc. En outre l'apparition dans les années 80 des variateurs permettant de faire varier la fréquence de rotation dans une large gamme a favorisé énormément l'extension de son domaine d'application. En effet, l'ensemble convertisseur de fréquence-moteur asynchrone est actuellement la source principale d'énergie mécanique de nombreux procédés industriels, entre autres : traction électrique, laminoirs, levage, pompage, etc.

Ce premier chapitre porte sur la synthèse des défauts qui sont susceptibles d'apparaître sur les systèmes sus cités. A cet effet, nous allons dans un premier temps décrire les différents constituants du système (machine asynchrone et variateur de vitesse) [23]. En suite, les défaillances pouvant apparaître sur le variateur de vitesse de la machine asynchrone (onduleur de tension) seront énumérées. Parmi ces défauts, ceux concernant l'onduleur et sa commande rapprochée (défauts de driver ou d'un composant de puissance commandable (un IGBT par exemple) ou de capteur par exemple) sont considérés [19]. Ces défauts conduisent à la perte du contrôle du courant et à l'apparition des ondulations de couple avec une amplitude importante [22]. Ce qui provoque des pannes et, par conséquent, des arrêts intempestifs préjudiciables au bon fonctionnement du système et au process technologique ainsi qu'à la sécurité des personnes.

I.2. Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :

- le stator (partie fixe, constituée de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer) ;
- l'entrefer constitue la partie amagnétique (c'est de l'air), qui doit être d'épaisseur la plus faible possible (de l'ordre du millimètre) assurant la séparation mécanique entre le stator et le rotor ;
- le rotor (partie tournante, constituée de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine porté sur des enroulements) ;
- les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

I.3. Association Convertisseur - Machine asynchrone

Dans le cas des moteurs asynchrones, la vitesse de rotation du rotor dépend de la fréquence statorique f_s (fréquence de la tension d'alimentation du moteur) et de la fréquence des courants rotoriques (donc de la charge). Un convertisseur statique permet de faire varier la fréquence ou/et l'amplitude de la tension d'alimentation et donc de faire varier la vitesse de la machine.

Le schéma suivant (Fig. I.1) présente la structure générale qui permet de réaliser la variation de vitesse.

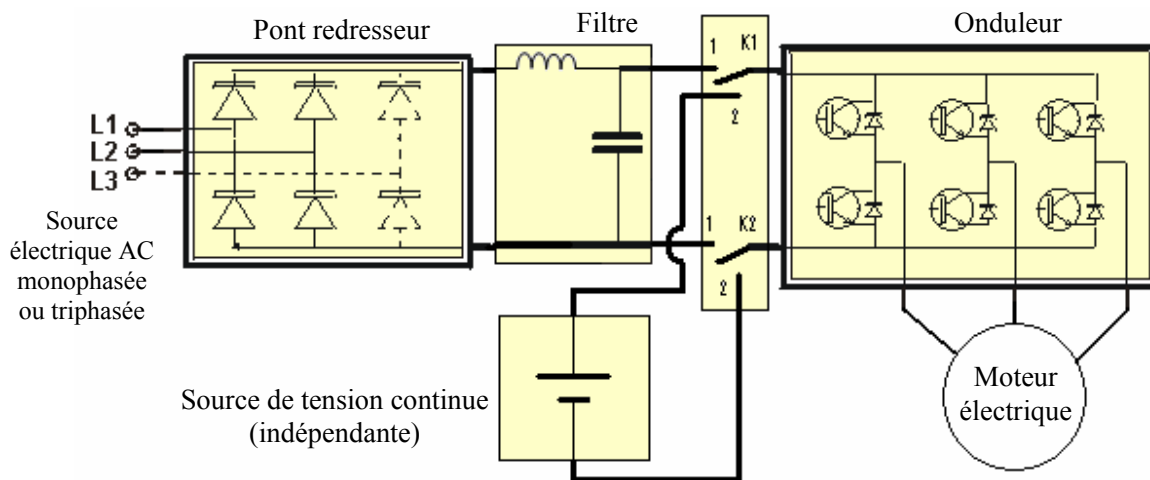


Fig. I.1 Structures de l'alimentation d'un moteur pour la variation de vitesse

Les différents éléments constituant la chaîne d'alimentation sont :

I.3.1. Source de tension continue (DC)

L'alimentation électrique continue est généralement obtenue par :

a. Source de tension continue indépendante

a.1. Batteries

Elles sont utilisées essentiellement dans les systèmes embarqués, notamment dans les avions, l'automobile et les systèmes de propulsion navale [19]. Ces éléments permettant de stocker de l'énergie. Ils doivent remplir les conditions suivantes [24] :

- Une bonne puissance massique (rapport puissance/poids en W/kg) permettant de bonnes accélérations ;
- Une bonne énergie massique (en Wh/kg) étant synonyme d'une bonne autonomie ;
- Une tension stable engendrant des performances régulières ;
- Une durée de vie élevée, calculée en nombre de cycles chargement/déchargement, conduisant à une diminution du coût pour l'utilisateur ;
- Nécessité d'un faible entretien et composants facilement recyclables.

a.2. Pile à combustible

La pile à combustible peut être une autre source d'énergie pour de nombreuses applications, tels que le véhicule électrique, etc. Système peu polluant, qui permet de passer à une autonomie supérieure à 400 km. Néanmoins, beaucoup de progrès restent à faire en matière de fiabilité, longévité, et sécurité. Il faudra évaluer le coût des infrastructures et les retombées sur l'environnement. En effet, certains matériaux constitutifs tels que le platine restent coûteux [24].

b. Association source électrique AC-redresseur-filtre d'entrée

La source électrique alternative est généralement obtenue par le réseau électrique monophasé ou triphasé. Le redresseur permet de transformer la tension alternative monophasée ou triphasée en une tension continue. Le filtrage (LC) élimine les phénomènes d'ondulation de la tension en sortie du redresseur (Fig. I.1).

I.3.2. Onduleur

Largement décrit dans la littérature [25-44], l'onduleur de tension a pour tâche de transformer une source de tension continue constante en une tension alternative polyphasée de fréquence et d'amplitude variables.

L'architecture de ce convertisseur se compose de plusieurs bras, connectés chacun à une phase du moteur et comportant deux interrupteurs de puissance. Le cas le plus fréquent est l'onduleur triphasé à trois ou quatre bras (Fig. I.1). Ces interrupteurs découpent la tension d'entrée en impulsions de largeur variable. En faisant varier la largeur des impulsions (leur amplitude étant fixée par la tension d'alimentation continue), on peut modifier l'amplitude et la fréquence du fondamental, donc de la tension d'alimentation du moteur.

Il est composé de deux modules généralement regroupés dans une même enveloppe :

1- un module de puissance qui alimente le moteur en énergie électrique. Il est principalement constitué de :

- a- composants de puissance (diodes, thyristors, IGBT, etc.) ;
- b- interfaces de mesure des tensions et/ou des courants.

2- un module de contrôle,

a. Composants de puissance

Les interrupteurs de puissance en tant qu'éléments de base de l'onduleur se composent, selon la puissance commutée: de GTO, de MOSFET de puissance ou d'IGBT, etc., en parallèle avec une diode. La diode permet d'assurer la continuité du courant lors du changement de sens de celui-ci (Fig. I.1), [30], [33], [35], [36], [38], [40], [41], [42], [45].

Les caractéristiques de l'onduleur sont principalement définies par ses composants de puissance. Ceux-ci déterminent la puissance, la tension et le courant maximal commuté, la fréquence maximale de commutation et le temps mort.

Les composants de puissance sont à base des semi-conducteurs (à base des matériaux semi-conducteurs, tels que : le silicium, dont la résistivité se situe entre celle des conducteurs et celle des isolants) fonctionnant en tout ou rien, donc comparables à des interrupteurs statiques pouvant prendre les deux états : passant ou bloqué.

a.1. IGBT

C'est un transistor de puissance commandé par une tension appliquée à une électrode appelée grille ou « gate » isolée du circuit de puissance, d'où son nom «Insulated Gate Bipolar Transistor». Ce composant nécessite des énergies infimes pour faire circuler des courants importants. C'est aujourd'hui le composant utilisé en interrupteur tout ou rien dans la majorité des convertisseurs de fréquence jusqu'à des puissances élevées (de l'ordre du MW). Ses caractéristiques tension-courant sont similaires à celles des transistors bipolaires, mais ses performances en énergie de commande et fréquence de découpage sont très nettement supérieures à tous les autres semi-conducteurs. Les caractéristiques des IGBT progressent très rapidement et des composants haute tension (> 3 kV) et forts courants (plusieurs centaines d'ampères) sont actuellement disponibles [46].

Le transistor IGBT possède les caractéristiques principales suivantes :

- **une tension de commande :**
 - permettant la mise en conduction et le blocage du composant.
- **à l'état passant :**
 - une chute de tension composée d'une tension de seuil et d'une résistance interne ;

- un courant maximum permanent admissible.
- **à l'état bloqué :**
- une tension directe maximale admissible.

Les transistors IGBT utilisés en variation de vitesse peuvent fonctionner à des fréquences de quelques dizaines de kilohertz.

a.2. Diode

La diode est un semi-conducteur non contrôlé comportant deux régions P (anode) et N (cathode) et qui ne laisse passer le courant que dans un seul sens, de l'anode vers la cathode. Elle conduit quand l'anode a une tension supérieure à celle de la cathode : elle se comporte alors comme un interrupteur fermé. Elle bloque le courant et se comporte comme un interrupteur ouvert, si la tension d'anode devient moins positive que celle de la cathode.

La diode possède les caractéristiques principales suivantes [46] :

- **à l'état passant :**
- une chute de tension composée d'une tension de seuil et d'une résistance interne ;
- un courant maximal permanent admissible (ordre de grandeur, jusqu'à 5 000 A pour les composants les plus puissants).
- **à l'état bloqué :**
- une tension maximale admissible qui peut dépasser 5000 V crête.

b. Interface de mesure des tensions et/ou des courants

Elle est constituée par des capteurs de courant et de tension, système de conditionnement et convertisseur analogique/numérique (CAN) (cas de la commande numérique).

c. Module de contrôle (circuit de commande)

Assurant toutes les fonctions de commande via un microprocesseur (automates programmables, PC, etc), qui exploite les réglages et les ordres (consignes et limites de vitesse, rampes, limitation de courant, marche, arrêt, freinage, etc.) transmis par un opérateur (via claviers intégrés ou à partir d'interfaces de dialogue homme/machine) ou par une unité de traitement, et les résultats de mesure (venant de l'interface de mesure), tels que la vitesse, le courant, etc.

Ce module doit garantir les fonctions essentielles de la commande des semi-conducteurs du variateur de vitesse et l'échange d'informations de commande, de régulation et d'analyse avec les périphériques.

L'application des microprocesseurs a permis d'accroître la vitesse d'exécution des informations de commande et de régulation du circuit de commande vis à vis des autres circuits (circuit intermédiaire, onduleur, etc) [47].

I.4. Commande du variateur de vitesse de la machine asynchrone

Le but de cette partie n'est pas de donner des outils complets et précis pour l'utilisation des diverses commandes, mais plutôt de décrire quelques architectures de contrôle (commande) des machines électriques.

I.4.1. Commande rapprochée

Sur le schéma suivant (Fig. I.2), nous situons la partie commande rapprochée [24] :

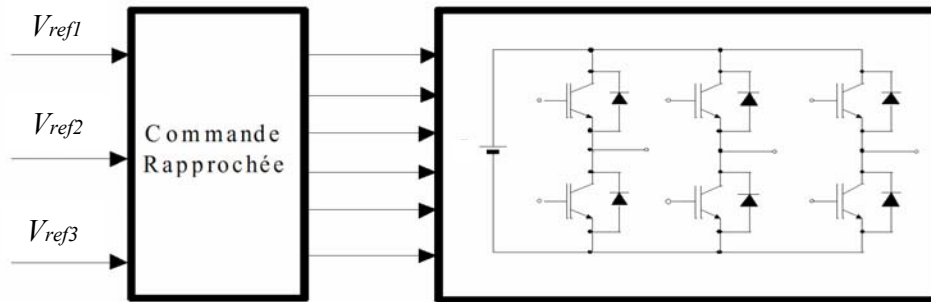


Fig. I.2 Contexte de la commande rapprochée

L'unité de calcul fournit des tensions en temps discrets à appliquer au moteur électrique après amplification par l'intermédiaire de l'onduleur alimenté par une tension continue. Le choix d'une stratégie de modulation peut s'effectuer en fonction des objectifs souhaités par l'utilisateur. Certaines stratégies sont plus adaptées à une diminution des ondulations de couple ou à une diminution de pertes. Les paragraphes suivants présentent brièvement les principaux types de commande rapprochée.

a. Pleine onde

C'est une commande simple : les bras de l'onduleur sont commandés tous les tiers de période. L'inconvénient majeur est la forme des tensions qui génèrent beaucoup d'harmoniques perturbant la qualité du couple. De plus, il n'existe aucun degré de liberté sur la tension [24], [48].

b. Modulation de la largeur d'impulsions MLI

L'onduleur de tension à MLI (PWM-VSI) est choisi en vue d'avoir une réponse rapide et des performances élevées. Dans ce type d'onduleur, la tension continue alimentant l'onduleur est considérée comme étant constante. Dans ce cas, la tension et la fréquence de sortie sont contrôlées par l'onduleur en utilisant la technique MLI [30], [31], [32], [34], [38], [39], [48].

b.1 MLI Intersective

Cette technique est héritée des techniques analogiques. Elle consiste à calculer la largeur d'une impulsion de manière à obtenir la tension de référence, en moyenne sur une période de commutation. Une variante de la MLI intersective est la modulation sinusoïdale.

En effet, la technique la plus commune pour synthétiser des formes d'onde sinusoïdales de MLI est la méthode de modulation triangulaire ou la MLI sinus-triangle. Cette dernière était particulièrement appropriée aux premiers modulateurs analogiques. Elle est réalisée par comparaison d'une onde modulatrice basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Ainsi, les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulatrice. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, les trois références sinusoïdales sont déphasées de $2\pi/3$ à la même fréquence [24], [33], [36], [37], [49], [50], [51].

b.2 MLI Vectorielle

L'utilisation des technologies numériques permet le recours à des stratégies de modulation triphasée spécifiques, non déduites des techniques analogiques initialement conçues en monophasé. Parmi ces techniques numériques on trouve la modulation vectorielle (ou Space

Vector Modulation, en anglais) qui traite les signaux directement dans le plan diphasé de la transformée nommée de Concordia.

La MLI vectorielle est certainement la méthode de MLI la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones. Contrairement à d'autres méthodes, la MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacun des bras de l'onduleur. Un vecteur tension de contrôle est calculé globalement et approximé, sur une période de modulation, par un vecteur tension moyen. Cette modulation est utilisée dans les commandes modernes des machines asynchrones pour obtenir des formes d'ondes arbitraires non nécessairement sinusoïdales [24], [45], [50], [52], [53], [54], [55], [56], [57], [58], [59], [63].

La dite technique de modulation repose sur la représentation d'une machine triphasée par une machine diphasée équivalente: la machine de Kron, [60], [61]. On définit ainsi deux repères diphasés, l'un lié au stator ($\alpha\text{-}\beta$), et l'autre lié au champ tournant ($d\text{-}q$), où le passage des grandeurs triphasées aux grandeurs diphasées se fait par simple projection sur les axes concernés.

b.3 MLI Précalculée

Pour les méthodes de modulation présentées dans les paragraphes précédents, nous avons implicitement considéré que les angles de commutation sont déterminés en temps réel. Ces angles étaient soit fixés par les instants d'intersection d'une onde de référence et d'une onde de modulation, soit calculés au début de chaque période de modulation.

Lorsqu'on utilise un système à microprocesseur pour assurer la modulation, on peut également commander les semi-conducteurs de l'onduleur à partir de séquences préalablement calculées et stockées dans une mémoire. La détermination des angles de commande peut alors se faire sur la base de critères plus complexes, puisque les angles font l'objet d'une détermination préalable [33], [36], [37], [51], [62].

On peut, suivant le cas, s'attacher à éliminer les premiers harmoniques des tensions de sortie ou minimiser le taux pondéré d'harmoniques en adoptant une pondération qui tient compte du type de récepteur alimenté et peut varier la fréquence de sortie, (donc avec la vitesse du moteur). Chose qui permet d'éliminer plusieurs harmoniques d'ordre inférieur offrant ainsi une haute qualité du spectre de modulation. Cependant, la technique MLI programmée souffre d'un inconvénient important à savoir de la tâche difficile de calcul des instants spécifiques de la MLI pour optimiser une fonction particulière, ce qui réduit la flexibilité de la technique programmée.

Il est à signaler que la flexibilité de ces techniques peut être améliorée dans les commandes modernes en employant la modulation vectorielle [36], [37], [63].

I.4.2. Variation de vitesse (onduleur commandé en boucle ouverte)

Dans ce cas, c'est un système, rudimentaire, qui possède une commande élaborée à partir des grandeurs électriques du moteur avec une amplification de la puissance, mais sans boucle de retour : il est dit « en boucle ouverte » [47] (Fig. I.3.a).

La variation proprement dite de la vitesse du moteur est assurée sachant que cette dernière est fonction d'une consigne d'entrée (fréquence) sans tenir compte de la valeur réelle de la vitesse du moteur. Pour une valeur donnée de la consigne, cette vitesse peut varier en fonction de la charge, de la tension d'alimentation ou des perturbations [47, 64]. La plage de vitesse s'exprime en fonction de la vitesse nominale.

I.4.3. Régulation de la vitesse (onduleur commandé en boucle fermée)

Un régulateur de vitesse est un variateur asservi (Fig. I.3.b). Il possède un système de commande avec une amplification de la puissance et une boucle de retour : il est dit « en boucle fermée » [46, 47].

Dans ce cas, la vitesse du moteur est définie par une consigne. La valeur de la consigne est en permanence comparée à un signal de retour, image de la vitesse du moteur. Ce signal est délivré par une génératrice tachymétrique ou un générateur d'impulsions monté en bout d'arbre du moteur ou encore par un estimateur qui détermine la vitesse du moteur à partir de grandeurs électriques disponibles dans le variateur. Les convertisseurs de fréquence alimentant les moteurs asynchrones en sont fréquemment dotés.

Si un écart est détecté suite à une variation de la vitesse, les grandeurs appliquées au moteur (tension et/ou fréquence) sont automatiquement corrigées de façon à ramener la vitesse à sa valeur initiale.

Grâce à la régulation, la vitesse est pratiquement insensible aux perturbations [46, 47].

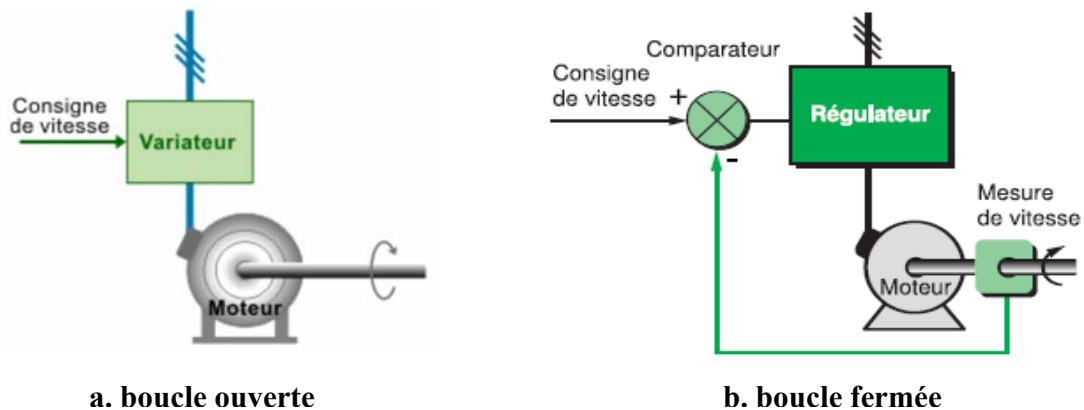


Fig. I.3 Principe de la variation (boucle ouverte) et de régulation (en boucle fermée) de vitesse d'un moteur électrique

La précision d'un régulateur est généralement exprimée en % de la valeur nominale de la grandeur à réguler.

I.5. Différentes défaillances sur un convertisseur de puissance et sa commande

Le convertisseur électrique est à base d'un onduleur à trois bras (6 transistors) et pour le contrôle de sa vitesse, trois capteurs de courant et un capteur de position sont nécessaires.

Le point faible de cette architecture consiste dans le fait qu'un défaut sur un des composants de la chaîne de conversion d'énergie entraîne la perte de contrôle totale ou partielle de l'actionneur. En pratique, le défaut peut concerner le réseau (microcoupures, court circuit...), le redresseur (casse de diode), l'onduleur (casse de transistor ou de diode), la machine (court-circuit dans le bobinage) ou l'un des capteurs. Parmi ces défauts, ceux concernant l'onduleur et sa commande rapprochée (défauts de driver ou d'un composant de puissance commandable (un IGBT ou de capteur de courant ou de tension) peuvent être considérés comme étant les plus probables [19]. Ces défauts conduisent à la perte de contrôle de courant et à l'apparition des ondulations de couple d'amplitude importante [22].

Il a été montré que les composants présentant le taux de défaillance le plus élevé sont généralement les condensateurs électrolytiques [65]. Cette étude avait été réalisée pour une alimentation à découpage de type 'Forward unidirectionnel'. L'auteur avait montré que les condensateurs étaient responsables de 3 pannes sur 4 (à température ambiante de 25°C) et que, pour cette même température, le taux de défaillance des transistors était en moyenne deux fois plus élevé que celui des autres composants.

I.5.1. Défaillance du condensateur [66]

a. Cas des condensateurs électrolytiques

Malgré leur faible fiabilité, des considérations de rendement volumique et de prix font que la grande majorité des concepteurs d'alimentations choisissent pour constituer les filtres, des condensateurs électrolytiques [66]. Le schéma équivalent d'un condensateur réel peut être mis sous différentes formes [67, 68]. La figure I.4, présente un de ces modèles [66] :

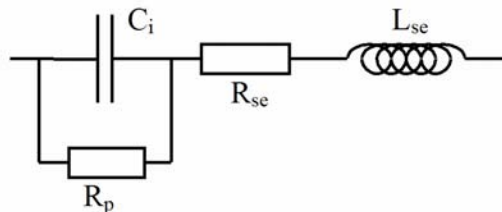


Fig. I.4 Schéma équivalent d'un condensateur réel

Avec :

C_i : capacité idéale anode-cathode, l'élément principal du condensateur ;

R_p : résistance parallèle représentant les pertes diélectriques et les fuites entre les deux électrodes (pour les condensateurs électrolytiques à l'aluminium, cette résistance est due à la présence des couches d'alumine) ;

R_{se} : résistance série des connexions et des armatures ;

L_{se} : inductance équivalente série des connexions et des enroulements. Sa valeur dépend de la technologie de fabrication.

Le schéma précédent peut être simplifié suivant la représentation normalisée de la figure I.5.

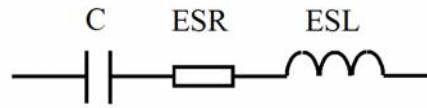


Fig. I.5 Schéma équivalent simplifié d'un condensateur

Il se compose de [66] :

$$C = C_i \left(1 + \frac{1}{R_p^2 C_i^2 \omega_n^2} \right) \quad ESR = R_{se} + \frac{R_p}{1 + R_p^2 C_i^2 \omega_n^2} \quad ESL = L_{se}$$

Avec :

ω_n : pulsation naturelle du circuit C-ESR-ESL ;

C : capacité (dépendante de la fréquence) ;

ESR : résistance équivalente série représentant toutes les pertes dans les condensateurs (fonction de la fréquence) ;

ESL : inductance équivalente série, (identique à L_{se}), dont la valeur est de quelques nH et elle est indépendante de la fréquence.

Pour ces condensateurs, la loi d'Arrhenius [69] montre que leur durée de vie est approximativement divisée par deux, chaque fois que la température augmente de 10°C.

Le courant qui traverse le condensateur (et donc la résistance équivalente série ESR), provoque une élévation de température et influence la durée de vie du condensateur. La fin de vie des condensateurs est provoquée par un phénomène de défaillance interne, évaporation de l'électrolyte ou réaction chimique qui se manifeste par la dégradation des paramètres électriques: la résistance équivalente série ESR augmente et la capacité diminue [67, 70], cette dernière évoluant de manière moins importante. Avec cette augmentation rapide de l'ESR et la diminution de C, la tension aux bornes du condensateur V_{condo} présente de plus en plus d'ondulations (ΔV). Une surveillance de ce taux peut permettre de détecter l'état du filtre d'entrée.

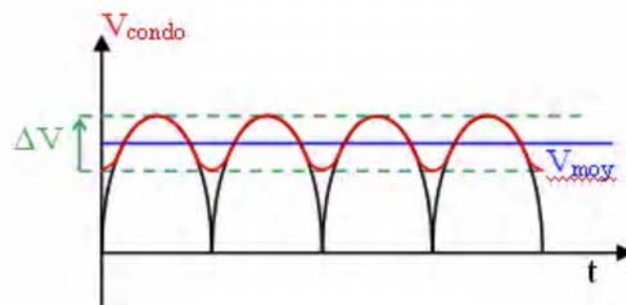


Fig. I.6 Tension en sortie du filtre [66]

La température est également un facteur aggravant de l'état du condensateur et elle affecte sa capacité. Pour chaque condensateur, une plage de température de fonctionnement est définie. Si la température croît et qu'elle dépasse la limite thermique du condensateur, cela accélère son vieillissement et peut provoquer une défaillance, en cas d'élévation trop importante [66].

Enfin, le condensateur peut subir un court-circuit lorsqu'une défaillance apparaît sur un bras (un bras est une cellule de commutation constituée de 2 interrupteurs, figure I.1). Si on regarde le

schéma équivalent du condensateur (Fig. I.4), on voit que par nature, sans être connecté à un autre composant, le condensateur se décharge (décharge naturelle de C_i dans R_p induisant le courant de fuite I_f). R_p représente la qualité du diélectrique et de l'oxyde. Si ce dernier est dégradé, la résistance de fuite diminue et donc le courant de fuite augmente. Ainsi, si un bras est en court-circuit, cela revient à mettre en court circuit la capacité. Dans ce cas, soit les connectiques cassent (soudure des pattes sur le condensateur) soit cela génère un courant plus intense dans le condensateur (augmentation du courant de fuite) entraînant une augmentation de la température et donc une usure accélérée de l'électrolyte [66].

b. Cas des condensateurs à films métallisés [66]

Les conséquences d'une défaillance sur un condensateur à films dépendent de l'utilisation de ce condensateur.

En capacité de filtrage, comme pour les condensateurs électrolytiques, une augmentation du taux d'ondulation de la tension en sortie du filtre est observée. On observe également un échauffement dans la capacité dû à une mauvaise répartition du courant dans la métallisation du film (ondulation haute fréquence).

Dans le cas d'une utilisation dans un circuit d'aide à la commutation (CALC), un mauvais dimensionnement en courant, d'une part, et un fonctionnement à haute fréquence, d'autre part, peuvent produire des échauffements dus également à une mauvaise répartition des courants.

Dans une utilisation pour le découplage, la connectique actuelle des condensateurs ne permet pas l'élimination des parasites hautes fréquences pouvant résulter du réseau et/ou des commutations. Il n'y a pas à l'heure actuelle de solution technologique permettant de résoudre complètement le problème suscité.

I.5.2. Défaillance des diodes classiques

Pour les diodes classiques, l'analyse est plus complexe car il existe plusieurs modes de défaillance possibles. Toutefois, seul le vieillissement, qui est la défaillance la plus importante, sera présenté ici [66].

Les diodes peuvent vieillir de plusieurs façons. Il peut y avoir un problème sur la puce de silicium, un problème sur le boîtier qui n'est plus ou pas hermétique. Un indicateur de l'état de la diode est l'impédance thermique Z_{th} qui devra être la plus petite possible. Elle est définie par la relation suivante [66] :

$$Z_{th} = \frac{T_{jonction}^o - T_{boitier}^o}{P}$$

Où :

P puissance dissipée dans la diode en Watt ;

Les coefficients de dilatation des différents matériaux de la diode étant différents, des craquelures peuvent apparaître. La dissipation thermique est alors de moins en moins bonne et l'impédance thermique va augmenter (se dégrader). La défaillance apparaît ainsi en fin de vie du composant, pendant la période dite 'd'usure'. Ce problème est un problème que l'on retrouve dans la plupart des semi-conducteurs de puissance.

I.5.3. Défaillance d'un interrupteur statique : l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

a. Court-circuit

Le défaut de type court circuit se produit lorsqu'un des composants d'une cellule de commutation reste constamment fermé. Un tel défaut peut avoir deux causes : soit la mise en court-circuit physique de la puce de silicium (IGBT ou diode) par dépassement de température critique, soit la défaillance de la commande rapprochée. L'analyse du déroulement d'un court-circuit est décrite dans [71].

Dans ce cas, les courants de phases sont fortement altérés [66]. Ce type de défaillance est extrêmement préjudiciable au convertisseur et nécessiterait la mise en œuvre de protection permettant de déconnecter le bras défaillant dès l'apparition de cette défaillance [66].

Les différents types de défauts de l'onduleur ont pour conséquence soit un défaut "circuit-ouvert" (figure I.7a) soit un défaut de "court-circuit" (figure I.7b).

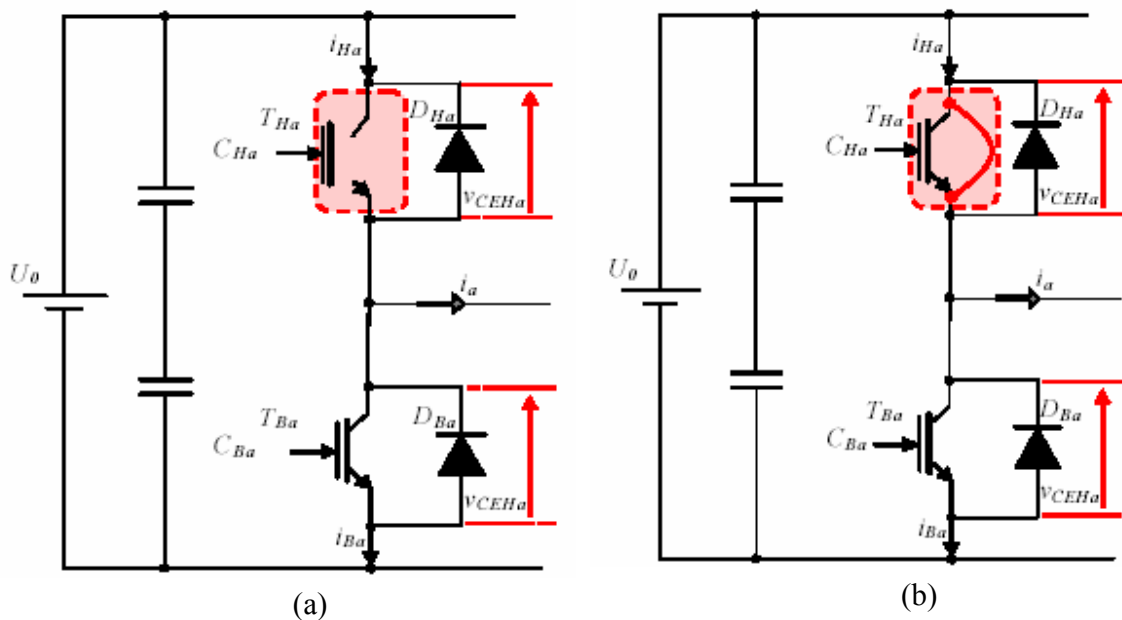


Fig. I.7 Différents types de défauts d'un bras d'onduleur de tension [66] :

(a) : défaut circuit-ouvert (haute impédance) d'un transistor ;

(b) : défaut court-circuit (basse impédance) d'un transistor.

b. Circuit ouvert

Il se peut, pour diverses raisons, qu'un des IGBT (supérieur ou inférieur) d'une cellule de commutation d'un bras reste constamment ouvert (défaut de type circuit ouvert). Ce type de défaut a pour principale cause une défaillance de la commande rapprochée (défaut thermique du driver ou perte d'alimentation par exemple). Selon la localisation du défaut dans la cellule, celui-ci sera visible soit sur l'alternance positive du courant (défaut sur IGBT supérieur), soit sur l'alternance négative (défaut IGBT inférieur). Lorsque le défaut est visible, la signature se matérialise par le passage d'un rapport cyclique à 0 ou à 1 [66], mais uniquement sur la cellule défaillante. La conséquence est que la cellule défaillante se retrouve alors en surtension et qu'un arrêt du convertisseur est obligatoire pour éviter une propagation du défaut.

c. Vieillessement

Comme pour la diode classique, ce mode de défaillance de l'IGBT est corrélé avec l'augmentation de l'impédance thermique qui peut être provoquée par :

- Sollicitations successives (cyclage) ;
- Défaut au niveau de la puce de silicium ;
- Boîtier non hermétique, permettant à l'humidité de pénétrer à l'intérieur (plus ou moins fréquent) et de provoquer la corrosion du composant.

I.5.4. Défaillance du circuit de commande (Vieillessement de l'optocoupleur)

Le circuit de commande impose l'état des cellules de commutation, c'est-à-dire l'ouverture ou la fermeture des IGBT. La conception du circuit de commande doit être réalisée avec soin pour réaliser au mieux les fonctions de l'interrupteur. Une isolation galvanique est présente afin de découpler le circuit porteur d'informations (partie du circuit de commande générant les impulsions) du circuit porteur de puissance. Cette isolation peut être réalisée au moyen d'un optocoupleur, d'un transformateur d'impulsion ou encore par une liaison par fibre optique. Bien qu'équivalentes en terme de fonction, ces techniques ne présentent pas les mêmes niveaux de fiabilité (figure I.8) [66].

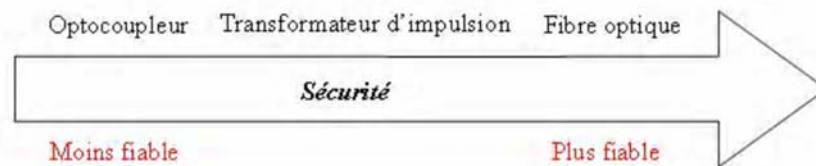


Fig. I.8 Fiabilité des technologies dans les drivers de commande [66]

Considérons le cas le plus défavorable. L'optocoupleur, qui est constitué d'une diode électroluminescente (LED) et d'un phototransistor, est l'élément qui présente le plus de défaillance. Un défaut de l'optocoupleur est principalement lié au vieillissement de ce dernier. En vieillissant, la résine de l'optocoupleur s'opacifie, et de ce fait, le niveau d'énergie du signal et la bande de fréquence couverte diminuent. Il n'y a alors plus de transmission de l'information et la sortie du circuit de commande reste inactive [66]. Ce vieillissement est accentué par les effets de la température. Il semble que la défaillance de la LED intervient systématiquement avant la défaillance du phototransistor [66]. Le vieillissement de la LED peut être détecté d'une manière relativement simple, en mesurant le rapport entre le courant d'entrée et le courant de sortie (Current Transfer Ratio – CTR) [66].

$$CTR = \frac{I_s}{I_e} = \frac{I_{collecteur}}{I_{Forward}} \quad I_{Forward} = \text{courant direct de la diode}$$

Si la LED vieillit, sa puissance diminue, ce qui entraîne une variation du CTR passant de la courbe bleue (figure I.9) pour un composant neuf à la courbe verte pour un composant usé. La surveillance du vieillissement de la LED peut donc se faire par la surveillance du CTR.

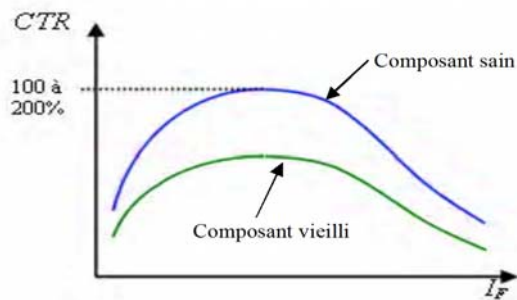


Fig. I.9 Courbes de CTR - Composants **sain** et **défaillant** [66]

I.5.5. Coupure de phase

Quand l'une des trois phases de l'onduleur est ouverte, le défaut de coupure de phase se produit. Ce défaut provoque aussi une augmentation du courant parcourant les conducteurs des deux phases saines et par conséquent leur sur-échauffement. Dans les systèmes de protection traditionnels, les unités de diagnostic instantané, équipées de relais différentiels, sont utilisées [6]. La haute sensibilité au courant dans les relais différentiels doit être assurée continuellement dans ces systèmes et donc le coût d'entretien serait plus élevé.

I.5.6. Défaits des capteurs

Dans le cadre de la recherche d'une méthodologie assurant un diagnostic sûr et fiable, l'essentiel de la stratégie ne réside pas uniquement dans le grand nombre de capteurs et la redondance des informations mais aussi dans la fiabilité et la précision des systèmes de mesure et d'analyse de ces informations [72, 73].

En effet, le degré de pertinence de l'information en provenance des capteurs, doit être déterminé afin d'éliminer toutes les informations et les mesures aberrantes.

Une information erronée peut être le résultat d'une panne (ou d'un défaut) au niveau du système de mesure lui-même. La redondance matérielle peut être considérée dans ce cas comme importante pour le diagnostic. En revanche, elle est onéreuse en termes d'équipement et de maintenance.

Afin d'assurer une bonne qualité de mesure et d'éviter des sources possibles d'erreurs, quelques règles doivent être respectées :

- s'assurer de la fiabilité et de la précision des instruments de mesure (étalonnage, tests, etc.) [72] ;
- bien choisir le régime de fonctionnement pendant lequel sont effectuées les mesures (régime transitoire, permanent) ;
- rendre compte des conditions environnementales du fonctionnement du processus ;
- bien définir les marges d'incertitudes tolérées (perturbations, erreurs, etc.).

I.6. Synthèse des défaillances [66]

Le tableau I.1 répertorie une liste non exhaustive des défaillances pouvant se produire sur un variateur de vitesse son lieu d'apparition, ses causes possibles et ses effets sur le système ainsi que les différentes observations possibles.

Composants			Défaillances	Causes possibles	Effets sur le système	Observable
Convertisseur de puissance	condensateur	Electrolytique	Capacité dégradée	Élévation de température Vieillessement (usure)	$\nearrow$ ESR et $\searrow$ C $\nearrow$ ΔV aux bornes condensateurs $\Rightarrow$ altération service du filtre d'entrée ou de sortie	Tension (ondulation ΔV)
		A films métallisés	Capacité dégradée	usure mauvais dimensionnement composante HF du courant non homogénéité des condensateurs	mauvaise répartition du courant dans la métallisation du film $\Rightarrow$ $\nearrow$ température et $\nearrow$ ΔV	Tension (ondulation ΔV)
	Diodes classiques		Vieillessement	Température Défaut de puce Cyclage	$\nearrow$ impédance thermique et $\searrow$ capacité de dissipation thermique Perte de puissance pendant l'étape de roue libre $\Rightarrow$ $\searrow$ couple	Impédance thermique Z_{th}
	IGBT	Court-circuit		défaut de commande Usure (cyclage) Défaut de puce	Court circuit sur un bras $\Rightarrow$ altération importante des courants de phases et du couple	Courant Couple
		Circuit ouvert		Défaillance des oxydes de grilles	Courant quasiment nul dans la phase affectée $\Rightarrow$ oscillation du couple	Courant Couple
		vieillessement		Usure du composant	Diminution de la tension de sortie du bras (élévation de la tension drain-source)	Tension
	Circuit de commande optocoupleur		Défaillance LED	Vieillessement Température	$\searrow$ du niveau d'émission (énergie et spectre) $\Rightarrow$ sortie toujours inactive	Rapport entre le courant de sortie I_e et celui d'entrée I_c (CTR)

$\nearrow$: augmentation

$\searrow$: diminution

$\Rightarrow$: entraîne

Tableau I.1 Synthèse des défaillances sur les convertisseurs de puissance

I.7. Position du problème à résoudre

L'analyse de l'état de l'art a permis de constater, d'une part, que le diagnostic du moteur à induction triphasé peut être considéré comme étant un système non linéaire multi-entrées / multi-sorties. Le système de diagnostic doit faire correspondre à chaque classe dans l'espace d'entrée une certaine classe choisie dans l'espace de sortie, et d'autre part que les défauts intervenant dans un onduleur impliquent généralement la défaillance d'un ou de plusieurs interrupteurs, de capteurs de courant ou de tension. A cet effet, dans le modèle de travail adopté, nous avons considéré que la défaillance apparaissait à un moment donné en régime permanent et qu'elle était complète et permanente.

Les objectifs de cette thèse se situent dans la lignée des travaux menés jusqu'ici sur la surveillance et le diagnostic des procédés industriels, y compris, par les chercheurs du Laboratoire de Recherche sur l'Electrification des Entreprises industrielles (Université de Boumerdès), mais, elle s'intéresse à la recherche des différentes grandeurs indicatrices (combinaisons de variables indicatrices), en se basant sur les courants et les tensions statoriques, permettant la définition des différents intervalles, pour ces variables indicatrices, pour la caractérisation précise des différents cas des défauts générés suite à l'apparition de défaillances dans les différentes parties de l'onduleur alimentant la machine asynchrone. La caractérisation prend aussi en considération la position des capteurs de courant et de tensions par rapport au point de défaut (commande en boucle ouverte), ce qui est généralement négligé.

Pour ce faire, les défauts considérés sont :

- a- mauvais fonctionnement de l'onduleur de tension, ce type de défaut regroupe les cas suivants :
 - a-1- transistor maintenu ouvert (et diode maintenue ouverte) ;
 - a-2- transistor et diode maintenu fermé (et diode maintenue fermée) ;
 - a-3- coupure monophasée (côté moteur et coté onduleur)) ;

Chapitre I – Analyse des défaillances affectant le variateur de vitesse de la machine asynchrone

b- mauvaise acquisition de données (mesure erronée suite à un défaut de capteur (essentiellement de courant et de tension) ou mauvais fonctionnement de la chaîne de traitement de données (acquises).

Pour permettre l'étude du comportement de la machine asynchrone et l'évaluation de l'influence des phénomènes créés par la présence de l'un des défauts mentionnés ci-dessus, sur les différentes grandeurs temporelles de la machine (définir l'effet de chaque type de défaut sur les grandeurs indicatrices des défauts considérés), à savoir :

- 1- valeurs efficaces des tensions et des courants statoriques mesurés;
- 2- angles de phase des courants statoriques (ou de leurs fondamentaux);
- 3- valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des courants statoriques mesurés;
- 4- valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des tensions statoriques mesurées;
- 5- valeurs moyennes des courants statoriques mesurés;
- 6- valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques mesurés;
- 7- courant (tension) de la source continue;
- 8- Taux de distorsion harmonique des tensions statoriques composées mesurées (signaux de sorties des capteurs de tension).

A la lumière de ce qui a été dit, les objectifs de la présente thèse sont :

- 1- l'utilisation d'une multitude de variables indicatrices (en vue de réaliser des combinaisons des différentes grandeurs pour augmenter le degré de confiance du diagnostic), Tout en se basant sur les courants et les tensions statoriques ;
- 2- la définition des différents intervalles, pour les variables indicatrices en vue de caractériser d'une manière précise les différents types de défauts générés dans les parties de la machine asynchrone ou de son alimentation ;
- 3- La prise en considération de la position des capteurs par rapport aux endroits d'apparition des défauts (cas de boucle ouverte de la commande à MLI).

I.8. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'analyse de l'état de l'art sur les systèmes de surveillance et de diagnostic des variateurs de vitesse. Une liste non exhaustive des différentes défaillances pouvant se produire sur le variateur de vitesse de la machine asynchrone est établie [66]. A cet effet, dans un premier temps, après avoir rappelé succinctement la constitution du moteur asynchrone et de son variateur de vitesse, nous nous sommes intéressés à répertorier les principales défaillances pouvant se produire sur ce dernier ainsi que les causes et les conséquences de leur apparition (catalogue défauts-manifestations).

Les défauts étudiés par la suite sont :

- a- mauvais fonctionnement de l'onduleur de tension, ce type de défaut regroupe les cas suivants :
 - a-1- transistor maintenu ouvert (et diode maintenue ouverte),
 - a-2- transistor maintenu fermé (et diode maintenue fermée),
 - a-3- coupure monophasée (côté moteur et coté onduleur)),
- b- mauvaise acquisition de données (mesure erronée suite à un défaut de capteur (essentiellement de courant et de tension) ou mauvais fonctionnement de la chaîne de traitement de données (acquise).

Chapitre I – Analyse des défaillances affectant le variateur de vitesse de la machine asynchrone

Dans le chapitre suivant, nous allons nous intéresser à l'application de la commande en V/f constant et de la commande par orientation du flux rotorique sur la machine asynchrone à base d'un onduleur de tension à deux niveaux commandé en MLI triangulo-sinusoïdale.

Lors de la simulation du système (onduleur de tension - Moteur asynchrone triphasé) sans défaut du variateur de vitesse, l'évolution des variables indicatrices choisies est notée.

***Chapitre II – Commandes en V/f constant en boucle ouverte et
vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la
machine asynchrone***

Chapitre II – Commandes en V/f constant en boucle ouverte et vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone

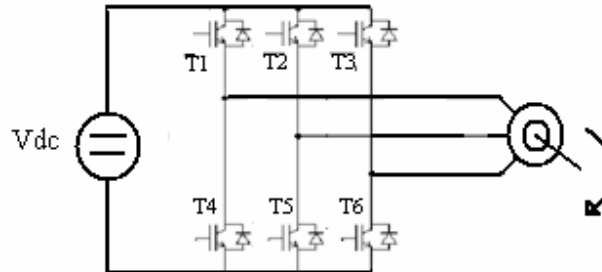
II.1. Introduction

Cette section présente une analyse avec simulation de la commande en V/f constant et de la commande par orientation du flux rotorique appliquée sur la machine asynchrone à base d'un onduleur de tension à deux niveaux commandé en MLI triangulo-sinusoïdale.

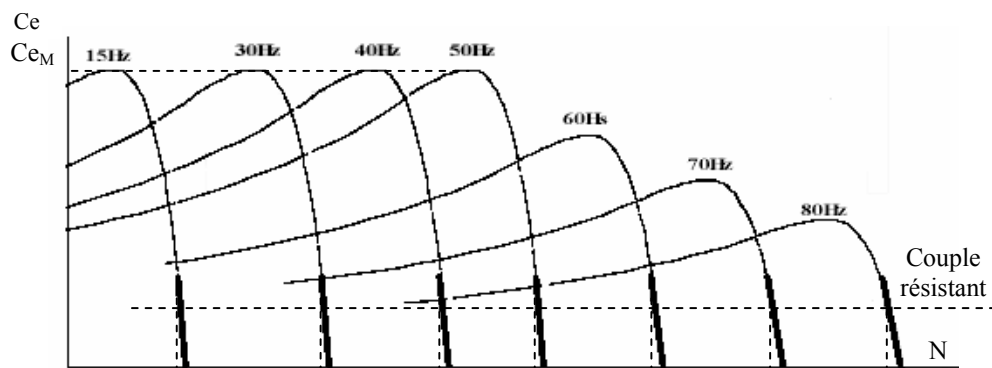
Lors de la simulation du système (onduleur de tension - Moteur asynchrone triphasé) sans défaut du variateur de vitesse, l'évolution des variables indicatrices choisies est notée.

La figure (II.1.a) présente un ensemble machine à induction alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux en boucle ouverte. Le moteur quadripolaire est alimenté par un onduleur de tension contrôlé à base de MLI triangulo-sinusoïdale. Le moteur est exploité dans sa zone de fonctionnement limitée entre le point de fonctionnement à vide et celui à charge nominale (figure (II.1.c)) pour une fréquence de tension de référence égale à 50 Hz. Cette zone constitue la zone d'étude des différents modes de défaillance associés au variateur de vitesse en boucle ouverte.

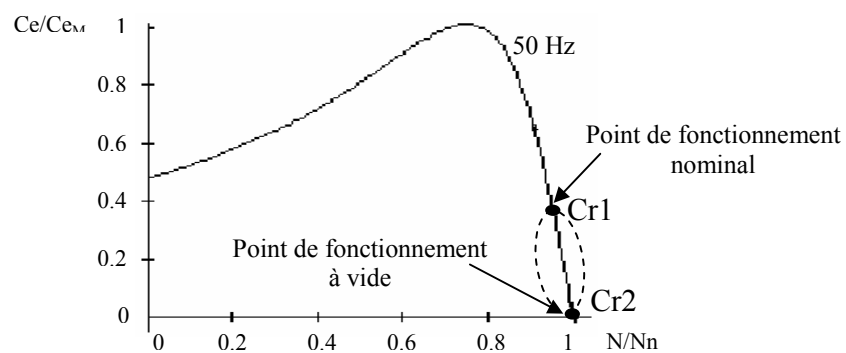
II.2. Association Onduleur de tension à MLI - Machine asynchrone en boucle ouverte



a. association Onduleur de tension à MLI – moteur asynchrone



b. Caractéristiques $C_e = f(N)$ correspondantes pour différentes fréquences



c. Points de fonctionnement considérés

Fig. II.1 Schéma synoptique de l'association Onduleur de tension à MLI – moteur asynchrone (boucle ouverte) (état sain) et zone de fonctionnement considérée du moteur asynchrone

Chapitre II – Commandes en V/f constant en boucle ouverte et vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone

La simulation de l'association (onduleur de tension à deux niveau à MLI triangulo-sinusoidale / machine asynchrone triphasée) est faite dans le but d observer son comportement dans son état sain de fonctionnement, pour différentes valeurs du couple de charge (de 0 N.m à 50 N.m (couple nominal) et $f_r = 50$ Hz).

Dans cette étude, on a choisi uniquement les signaux électriques (courants et tensions statoriques) comme grandeurs indicatrices de défauts. Puisque il s'agit des grandeurs alternatives, d'autres grandeurs liées à ces grandeurs alternatives instantanées sont considérées pour éviter les confusions entre les défauts statoriques (amélioration du degré de confiance du diagnostic). Ces grandeurs sont :

- 1- valeurs efficaces des tensions et des courants statoriques mesurés;
- 2- angles de phase des courants statoriques (ou de leurs fondamentaux);
- 3- valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des courants statoriques mesurés;
- 4- valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des tensions statoriques mesurées;
- 5- valeurs moyennes des courants statoriques mesurés;
- 6- valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques mesurés;
- 7- courant (tension) de la source continue;
- 8- Taux de distorsion harmonique des tensions statoriques composées mesurées (signaux de sorties des capteurs de tension).

Cette simulation permet d'étudier les phénomènes créés par la présence d'un défaut du variateur de vitesse sur les différentes grandeurs temporelles de la machine et notamment de définir l'effet de chaque type de défaut sur les grandeurs indicatrices des défauts choisis pour les traiter, les analyser et déduire l'existence ou non d'un défaut avec certitude.

II.2.1. Technique de modulation de largeurs d'impulsions (MLI)

Avec la possibilité d'avoir des transistors de puissance à un coût moindre, il est devenu possible d'utiliser la technique MLI pour améliorer la forme d'onde du courant du moteur, et par conséquent, permettre la minimisation des harmoniques provoquant l'échauffement de la machine et les pulsations du couple. D'autre part, le développement des algorithmes MLI est un domaine qui, d'une part, est l'objet une activité de recherche intense et, d'autre part, les convertisseurs utilisant cette technique ont déjà dominé le marché des variateurs de vitesse à moteur à courant alternatif [27, 30, 38].

Les différentes techniques de modulation, tels que la MLI triangulo-sinusoidal (Fig. II.2), ont été intensivement traitées dans la littérature. Elles ont été initialement développées pour les onduleurs de tension (VSI's) et récemment appliquées aux onduleurs de courant (CSI's).

En fait, les techniques à onde(s) porteuse(s) et les techniques à vecteurs d'espace sont maintenant applicables pour les deux configurations. Dont les modèles de commutation appropriés sont obtenus pour les CSI's en se basant sur des principes identiques à ceux des VSI's [52, 54, 55, 56, 75, 76, 77, 78, 79].

A la figure (II.1.a), on a représenté un onduleur à MLI de tension alimentant un moteur asynchrone triphasé à partir d'un générateur de tension continue V_{dc} .

L'onduleur triphasé de tension à deux niveaux est constitué de six transistors (IGBT), dont chacun est mis en antiparallèle avec une diode de puissance assurant la bi-directionnalité en courant.

Les interrupteurs appartenant à un même bras de l'onduleur (c'est à dire les interrupteurs reliés à une même borne du récepteur) doivent fonctionner en mode complémentaire.

Chapitre II – Commandes en V/f constant en boucle ouverte et vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone

En contrôlant les états des interrupteurs de chaque bras de l'onduleur on fixe les valeurs des tensions de sortie de l'onduleur V_{10} , V_{20} et V_{30} à $+0.5.V_{dc}$ ou à $-0.5.V_{dc}$ (Fig. II.3) si on prend comme point de référence le point milieu de la tension V_{dc} , que nous pouvons considérer en supposant que la source V_{dc} est formée de deux source de valeur $V_{dc}/2$ connectées en série.

Si l'onduleur est alimenté par une source de tension continue de valeur V_{dc} , on obtient à la sortie de l'onduleur trois ondes de tension constituées des créneaux dont l'amplitude vaut approximativement $+0.5.V_{dc}$ ou $-0.5.V_{dc}$ suivant que ce sont les interrupteurs du coté haut qui conduisent ou ceux du coté bas (Fig. II.3).

L'emploi de la technique MLI (modulation de largeur d'impulsions (ou Pulse Width Modulation, en anglais)) permet de déterminer les intervalles de conduction des interrupteurs.

La MLI est une technique de découpage de tension ou de courant permettant de générer des formes quasi sinusoïdales. L'objectif principal de cette technique est de régler l'amplitude et la fréquence du terme fondamental et de rejeter les harmoniques indésirables générées par une ondulation "pleine onde" vers les fréquences élevées, leurs amplitudes devenant alors négligeables.

Le procédé de modulation de largeur d'impulsion pour déterminer les instants de commutation des interrupteurs de l'onduleur se fait par la comparaison de trois signaux de référence avec le signal de la porteuse (triangulaire ou en dents de scie de fréquence beaucoup plus élevée et d'amplitude légèrement plus grande) qui fixe la fréquence de commutation.

Les coïncidences entre la référence et la porteuse déterminent les instants de commutation des sorties MLI (figure II.2). Lorsque le signal de référence est au dessus du signal de la porteuse, l'impulsion de sortie est 1; lorsqu'il est au dessous de la porteuse, l'impulsion de sortie est égale à 0 (figures (II.2) et (II.3)).

Cette comparaison fournit trois signaux logiques $C1$, $C2$ et $C3$ qui valent 1 quand les interrupteurs du coté haut sont en conduction et ceux de coté bas sont bloqués et valent 0 dans le cas contraire. A partir de ces signaux l'électronique de commande élabore les signaux de commande des interrupteurs (figures (II.2) et (II.3)).

La tension des sorties (commandes) MLI est amplifiée par un étage à interrupteurs de puissance (onduleur) ce qui permet d'élaborer, à partir d'une tension continue constante, un signal haché en brèves impulsions de largeurs différentes servant à alimenter la machine (figure (II.3)). Les inductances des enroulements du moteur vont filtrer les harmoniques de fréquence élevée de la tension, laissant passer un courant de la forme souhaitée c'est à dire sinusoïdale.

a. Signaux (tensions) de référence

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé permettant de générer un système de tension triphasé équilibré direct sont :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin(\omega t - \varphi) \\ V_{ref2} = V_m \sin(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref3} = V_m \sin(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (II. 1)$$

Avec :

$\omega = 2 \pi \text{ fr}$;

V_m : l'amplitude du signal de référence;

fr : la fréquence du signal de référence.

b. Caractéristiques de la MLI sinus - triangle

Si la référence est sinusoïdale, On définit deux grandeurs :

- L'indice de modulation **m** égal au rapport de la fréquence f_p de la porteuse sur la fréquence de la référence f_r (**$m = f_p/f_r$**).
- Le coefficient de réglage en tension **r** égal au rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à la valeur crête U_{pm} de la porteuse (**$r = V_m/U_{pm}$**).

On parle de modulation synchrone quand m est entier, et asynchrone dans le cas contraire [62].

Pour une modulation sinus - triangle, on génère trois signaux sinusoïdaux triphasés équilibrés de fréquence f_r , d'amplitude $V_m < 1$ et un signal triangulaire de fréquence $m.f_r$ et d'amplitude 1. La comparaison de chaque sinusoïde au triangle donne les angles de commutation du bras d'onduleur de la phase correspondante. Pour la phase 1 si la référence V_{ref1} est supérieure au triangle, T1 est fermé; dans le cas contraire T4 est fermé (Fig. II.1). Et de même pour les cas des autres phases.

La tension des sorties (commandes) MLI est amplifiée par un étage à interrupteurs de puissance (onduleur) ce qui permet d'élaborer, à partir d'une tension continue constante, un signal haché en brèves impulsions de largeurs différentes servit à alimenter la machine (figure (II.3)).

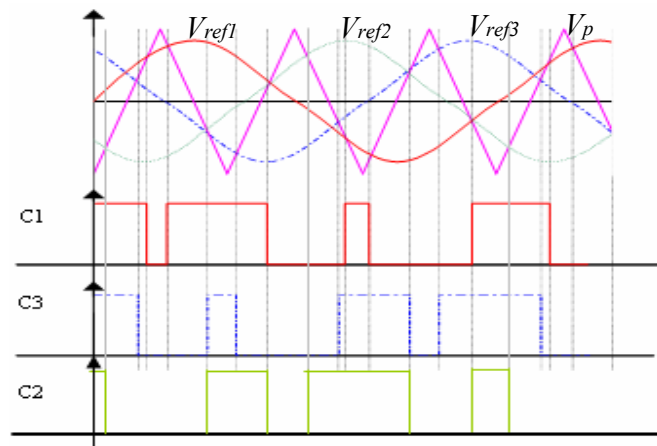


Fig. II.2 Principe de la commande par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion)
Signaux de référence, porteuse et signaux de commande des transistors T 1, T 2 et T3

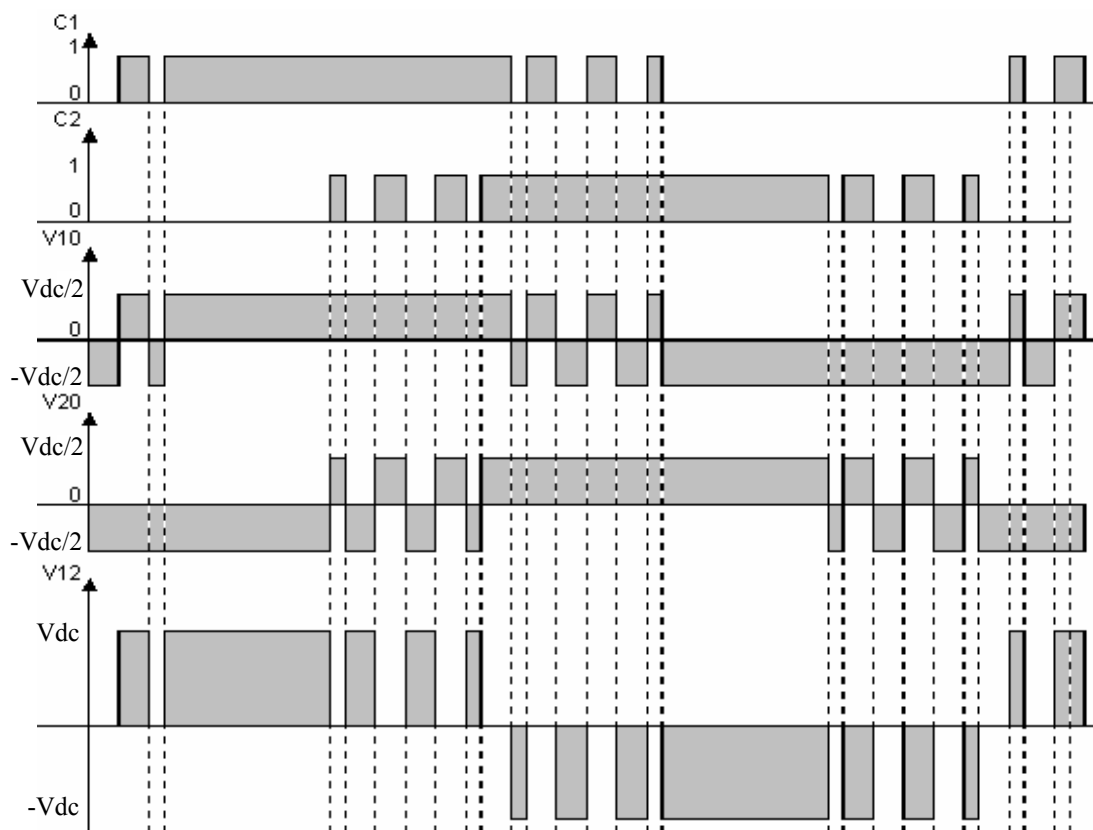


Fig. II.3 Signaux de commande des transistors T1 et T2, tensions entre phase 1 et 2 et point milieu de la source continue et tension composée entre phase 1 et 2 de l'onduleur

c. Injection de l'harmonique trois

Pour faire usage de la totalité de la tension d'alimentation il est nécessaire d'augmenter l'amplitude du fondamental de la tension de sortie. Cela peut se faire en utilisant une référence sinusoïdale avec addition de l'harmonique trois [62, 80].

Pour le même coefficient de réglage en tension r , et en ajoutant l'harmonique trois dans la référence, on augmente l'amplitude du fondamental de la tension de sortie de l'onduleur tout en maintenant invariant son THD (Taux de Distorsion Harmonique).

On présente ici le cas de l'injection de l'harmonique 3. Les nouvelles tensions de référence sont alors :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \cdot (\sin(\omega \cdot t - \varphi) + a \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t)). \\ V_{ref2} = V_m \cdot (\sin(\omega \cdot t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) + a \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t)). \\ V_{ref3} = V_m \cdot (\sin(\omega \cdot t - \varphi - \frac{4\pi}{3}) + a \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t)). \end{cases} \quad (II. 2)$$

II.2.2. Onduleur de tension à fréquence variable en V/f constant en boucle ouverte

Il existe différentes méthodes de commande des machines à courant alternatif, entre autres : la commande en V/f constant (commande en boucle ouverte), la commande scalaire, la commande vectorielle ou la commande directe de couple (commande en boucle fermée consistent en la génération de commandes permettant d'asservir la vitesse ou le couple (cas de la traction) à une fonction objective donnée). Les performances souhaitées dépendent de l'application. Nous trouvons généralement des critères basés sur les caractéristiques dynamiques de la commande, sa robustesse, ou encore le rendement global de l'ensemble, etc [32, 38, 39, 61]. La question qui se pose alors est quel est le type de commande à adopter?

Dans ce chapitre, on considère la commande en V/f constant et la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone en mode normal.

a. Caractéristiques $C_e = f(\omega)$

L'expression du couple est ($C_e = 3 R_2 I_2^2 / g \Omega_s$), celle du courant rotorique est ($I_2 = V_2 / Z_2 = m V_1 g / \text{racine carrée}(R_2^2 + (L_2 \omega_2)^2) = m V_1 g / \text{racine carrée}(R_2^2 + (g L_2 \omega_s)^2)$) et ceux des pulsations des courants rotoriques est statoriques sont ($\omega_2 = p (\Omega_s - \Omega) = p g \Omega_s = g \omega$) et ($\Omega_s = \omega_s / p$), Où : dont lesquelles I_2 est le courant du rotor; R_2 est la résistance rotorique; g est le glissement; Ω_s est vitesse de rotation du flux statorique (vitesse de synchronisme); ω_2 est la pulsation rotorique; Ω est la vitesse rotorique; p est le nombre de paires de pôles; ω_s est la pulsation statorique; V_1 et V_2 sont les tensions statorique et rotorique; m est le rapport de transformation stator/rotor (primaire/secondaire) [49].

Après transformation, le couple peut s'exprimer par ($C_e = 3 (m V_1)^2 (p/\omega_s) g R_2 / (R_2^2 + (g L_2 \omega_s)^2)$). Il est maximal lorsque sa dérivée par rapport à g s'annule, c'est à dire (après transformation) pour ($g = g_M = R_2 / L_2 \omega_s$ avec $\omega_s = 2\pi f_s$). Donc, il devient ($C_e = C_{eM} = 3 m^2 (V_1/\omega_s)^2 (p / 2 L_2^2)$).

Ce résultat montre qu'il est possible d'obtenir le couple maximal, pour différentes vitesses de rotation, à condition que le rapport tension d'alimentation / fréquence de la tension soit constant (V / f constant) et nominal [49] (voir figure II.1.b).

b. Caractéristiques $C_e = f(N)$

Cette caractéristique est présentée sur la figure (II.1.b). Pour un couple de charge constant, la variation de la vitesse du moteur peut se faire en variant la valeur de fréquence des tensions de référence de la commande MLI ainsi que leur amplitude en maintenant le rapport V/f constant et nominal. Cela permet un fonctionnement du moteur avec un couple maximal. Au delà de 50 Hz la valeur efficace de la tension d'alimentation de la machine ne croît plus, $\Phi_s = V/\omega$ n'est plus maintenu constant : la valeur maximale du couple décroît donc lorsque la fréquence d'alimentation croît au delà de 50 Hz (figure (II.1.b)).

c. algorithme V/f Constant

Historiquement, elle constitue la première méthode de variation de vitesse d'un moteur AC avec minimisation des pertes [81]. Son algorithme fait partie de la famille des méthodes de contrôle scalaire.

Le maintien du flux statorique constant se fait indirectement (sans identification du flux statorique) en commande scalaire en boucle ouverte (sans capteur de vitesse). La seule référence est la fréquence d'alimentation alors que de la tension statorique de référence est calculée par la relation ($V/f = V_n/f_n = \text{constant}$).

Malgré le développement de la commande vectorielle des systèmes à moteur AC, la commande scalaire est toujours utilisable dans plusieurs applications (pompes, ventilateurs)

Le principe de ces méthodes est d'agir sur la fréquence et l'amplitude des courants ou tensions d'entrée afin de faire varier l'amplitude et la vitesse de rotation des vecteurs spatiaux (flux, tension, etc.), et donc faire varier le couple et la vitesse de rotation du moteur.

Avec l'algorithme V/f , on s'arrange pour faire évoluer l'amplitude et la fréquence de la tension d'alimentation du moteur d'une telle façon que leur rapport reste constant, ce qui permet de faire varier la vitesse du moteur pour un couple résistant constant, [30, 61, 81, 82].

Pour mettre en œuvre un tel contrôle, le plus simple est de fournir la fréquence comme consigne du bloc de contrôle, (figure II.4). Celui-ci calcule alors la tension qui sert de consigne à son tour au bloc MLI.

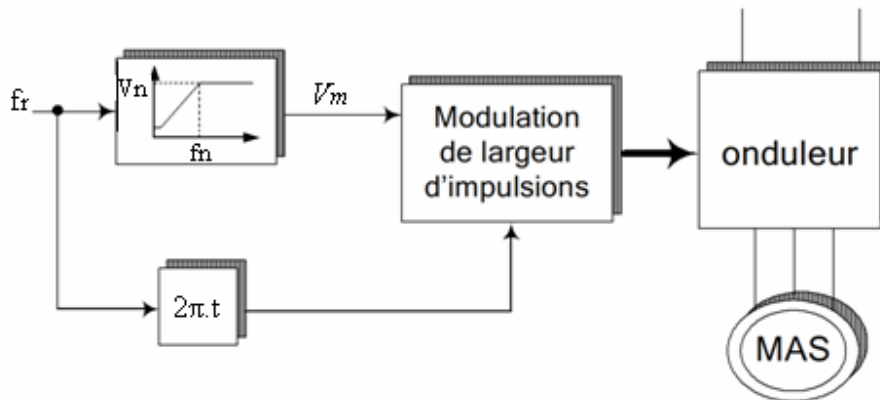


Fig. II.4 Diagramme de la commande de la vitesse de la machine asynchrone en boucle ouverte en V/F constante

Ce contrôle en boucle ouverte a le mérite d'être très simple à mettre en œuvre et ne nécessite que très peu de moyens de calcul. Pour cette raison il est encore aujourd'hui très répandu. Mais la dynamique obtenue est très faible et il n'y a pas de régulation de la grandeur de sortie (couple, vitesse ou position) si bien que cet algorithme est inadapté pour beaucoup d'applications.

Pour la caractérisation des défauts du variateur de vitesse, on a considéré les points de fonctionnement correspondant à la fréquence de référence (du signal de référence de la commande MLI) de 50 Hz (fréquence nominale) pour un moteur asynchrone de tension nominale de 220 V à vide et à charge nominale (figure (II.1.c)). Cette caractérisation peut être généralisée sur tous les points de fonctionnement du moteur asynchrone correspondant à différentes fréquences de référence.

II.3. Paramètres et blocs de calcul PSIM utilisés

La simulation de l'association (onduleur de tension à deux niveau à MLI triangulo-sinusoïdale / machine asynchrone triphasée) est faite sous l'environnement PSIM (Fig. II.5), pour observer son comportement dans son état sain de fonctionnement, pour différentes valeurs du couple de charge (de 0 N.m à 50 N.m (couple nominal) et $f_r = 50$ Hz).

Les simulations sont faites avec un pas de calcul (time step) de 0.000005 secondes.

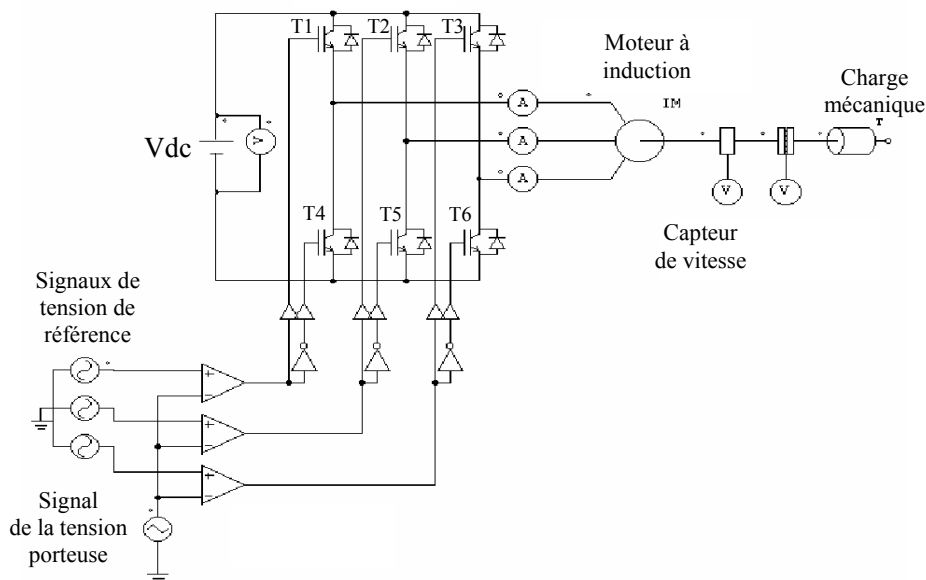


Fig. II.5 Schéma synoptique de l'association Onduleur de tension à MLI – moteur asynchrone (boucle ouverte) (état sain) sous l'environnement de simulation PSIM et zone de fonctionnement considérée du moteur asynchrone

Plusieurs blocs calculateurs sont utilisés dans la simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension à MLI. Les paramètres des blocs suscités sont les suivants :

II.3.1. Paramètres de la machine à induction

Inductance de fuite d'une phase statorique	: $L_{sf} = 0.00139$ H
Inductance magnétisante d'une phase statorique	: $L_{sm} = 0.041$ H
Inductance de fuite d'une phase rotorique	: $L_{rf} = 0.00074$ H
Inductance magnétisante des phases rotoriques	: $L_{rm} = 0.041$ H
Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor	: $m = 0.0273$ H
Nombre de paires de pôles	: $p = 2$ (4 pôles)
Résistance d'une phase statorique	: $r_s = 0.6294$ Ohm

Chapitre II – Commandes en V/f constant en boucle ouverte et vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone

Résistance d'une phase rotorique	: $r_r = 0.4156 \text{ Ohm}$
Puissance mécanique	: $P_m = 7.6 \text{ KW}$
Nombre de phases	: $N \text{ phases} = 3 \text{ phases}$
Vitesse de rotation nominale	: $N_n = 1460 \text{ tr/min} = 153 \text{ rad/sec}$
Couple nominal	: $C_n = 50 \text{ N.m}$
Tension nominale entre phase et neutre (Valeur efficace)	: $V_{eff} = 220 \text{ V}$
Courant nominal (en pleine charge) par phase (Valeur efficace)	: $I_n = 21 \text{ A}$
Fréquence nominale	: $f_n = 50 \text{ Hz}$
Type de couplage des enroulements du stator	: Y
Type du rotor	: cage d'écureuil
Moment d'inertie	: $J = 0.22 \text{ Kg.m}^2$
Coefficient de frottement visqueux	: $f = 0.001 \text{ N.s/rad}$
Flux maximal	: $\phi_{\max} = 1 \text{ Wb}$

II.3.2. Paramètres de l'onduleur de tension à deux niveaux commandé en MLI

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue de 800 V avec une résistance interne de 1 Ohm.

a. Signal de la référence

$V_m = 0.8$

$f_r = 50 \text{ Hz}$

b. Signal de la porteuse

La porteuse est un signal triangulaire bipolaire, dont les paramètres sont :

$U_{pm} = 1$ (2 de crête à crête) ($r = V_m/U_{pm} = 0.8$) ;

$f_p = 10000 \text{ Hz}$ ($m = f_p/f_r = 200$).

II.3.3. Paramètres des capteurs électriques

a. Capteur de tension

Gain du capteur de tension : $G_v = 1$

b. Capteur de courant

Le capteur de courant possède une résistance interne (r_i) de 0.001 Ohm

Gain du capteur de courant : $G_i = 1$ ($G_i \neq 1$ en cas de défaillance)

Pour simuler le cas de défaillance du capteur de courant, une des deux procédures peut être considérée :

1- En prenant un ($G_i \neq 1$).

2- En variant la résistance interne du capteur ($r_i \neq 0.001$).

II.3.4. Blocs de calcul

Plusieurs Blocs calculateurs dans l'environnement PSIM ont été utilisés pour assurer le calcul des variables tels que : les valeurs efficaces (root mean square, en anglais) et les angles de phase des tensions et des courants statoriques, les valeurs moyennes des courants statoriques et leurs THD (taux de distorsion harmonique) ainsi que leurs composantes fondamentales.

Cette partie décrit succinctement les blocs calculateurs utilisés.

a. Calculateur de la valeur moyenne d'un signal

Ce bloc est à base d'un filtre passe-bas du deuxième ordre utilisé pour extraire la composante continue du signal d'entrée. Sa fonction de transfert est comme suit :

$$G(s) = \frac{k\omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \quad (\text{II.3})$$

Avec : k - gain, dont la valeur est de 1 ; ξ - le coefficient d'amortissement, dont la valeur optimale est de 0.7 et f_c - la fréquence de coupure ($f_c = \omega_c/2\pi$) dont la valeur est de 5 Hz.

b. Bloc de calcul du taux de distorsion harmonique

Ce bloc est constitué par un filtre passe-bande du 2ème ordre utilisé pour extraire le fondamentale du signal d'entrée autour de la fréquence centrée (du fondamental) avec une fréquence de bande passante égale à 20 Hz.

Pour un signal contenant les composantes fondamentale et harmonique, la facteur de distorsion total d'harmoniques (total harmonic distortion (THD), en anglais) est défini comme suit :

$$THD = \frac{V_h}{V_1} = \frac{\sqrt{V_{rms}^2 - V_1^2}}{V_1} \quad (\text{II.4})$$

Où : V_1 est la valeur efficace du fondamentale, V_{rms} est la valeur efficace du signal d'entrée et V_h est la valeur efficace de la composante harmonique.

Le modèle du bloc THD peut être représenté comme suit :

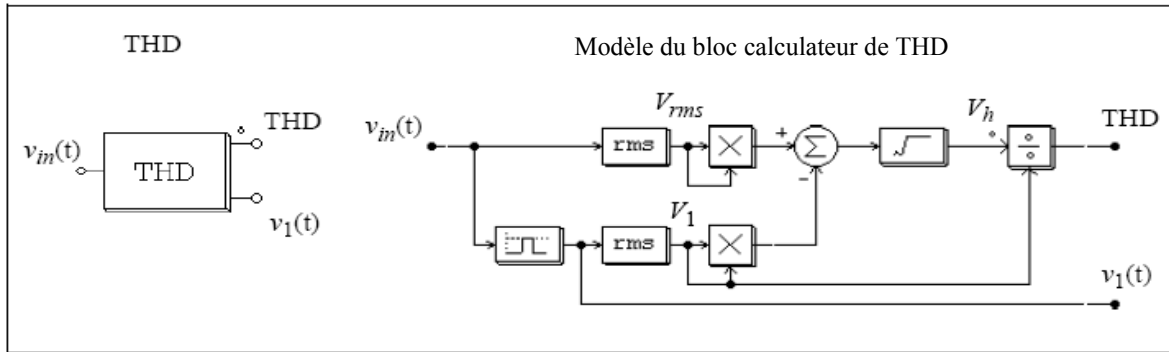


Fig. II.6 Modèle du calculateur de THD sous l'environnement de simulation PSIM

c. Bloc de calcul de la valeur efficace (Root-Mean-Square Block, en anglais)

Ce bloc permet de calculer la valeur efficace (RMS) du signal d'entrée sur une période spécifiée par la fréquence de base f_b (dans ce cas 50 Hz). Le signal de sortie est défini comme suit:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_{in}^2(t) dt} \quad (\text{II.5})$$

Où $T = 1/f_b$. Le signal de sortie (valeur efficace) est mis à jour au début de chaque période.

d. Bloc de FFT (Fast Fourier Transform Block)

Un tel bloc permet le calcul de la composante fondamentale du signal d'entrée (tensions et courants statoriques) sur une période spécifiée par la fréquence de base f_b (dans ce cas 50 Hz). Le nombre des points d'échantillonnage dans une période du fondamental doit être égal à 2^N (où N est un nombre entier ($N=9$ implique 512 échantillons par période du signal)). Les signaux de sortie sont l'amplitude et l'angle de phase de la composante fondamentale du signal d'entrée.

Le signal de sortie est défini comme suit:

$$v_o = \frac{2}{N} \cdot \sum_{n=0}^{n=\frac{N}{2}-1} \left(\left[v_{in}(n) - v_{in}\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] \cdot e^{-j\frac{2\pi n}{N}} \right) \quad (\text{II.6})$$

Exemple:

Dans le circuit de dessous (Fig. II.7), la tension v_{in} contient une composante fondamentale v_1 (100 V à 60 Hz), une tension harmonique de 5^{ème} rang v_5 (25 V à 300 Hz), et une tension harmonique de 7^{ème} rang v_7 (25 V à 420 Hz). Après un cycle, le signal de sortie du bloc FFT atteint le régime permanent avec l'amplitude de 100 V et l'angle de phase de 10°.

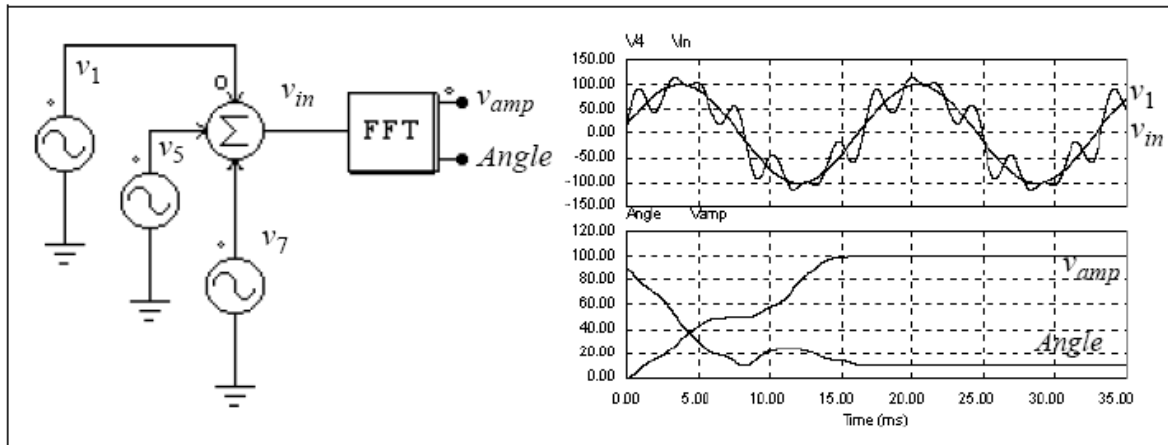


Fig. II.7 Exemple de FFT sous l'environnement de simulation PSIM

La valeur efficace de la composante fondamentale du signal d'entrée peut être calculée en divisant son amplitude par la racine de 2.

e. Blocs de filtre (Filter Blocks)

Quatre filtres du deuxième ordre sont disponibles dans le bloc du PSIM. Les fonctions de transfert de ces filtres sont:

Filtre passe-bas du 2^{ème} ordre:

$$G(s) = k \cdot \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \quad (\text{II.7})$$

Filtre passe-haut du 2^{ème} ordre:

$$G(s) = k \cdot \frac{s^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2}$$

Filtre passe-bande du 2^{ème} ordre:

$$G(s) = k \cdot \frac{B \cdot s}{s^2 + B \cdot s + \omega_o^2} \quad (\text{II.8})$$

Filtre stop-bande du 2^{ème} ordre:

$$G(s) = k \cdot \frac{s^2 + \omega_o^2}{s^2 + B \cdot s + \omega_o^2}$$

Les deux filtres qui nous intéressent le plus sont le filtre passe-bas du 2^{ème} ordre et le filtre passe-bande du 2^{ème} ordre.

Sur les figures (II.8.a.), (II.8.b.) et (A.1.) sont présentées les résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée en boucle ouverte selon le principe de V/f constante pour des points de fonctionnement à vide et à charge. La fréquence de référence (du signal de référence de la commande MLI) de 50 Hz (fréquence nominale) et de 30 Hz pour un moteur asynchrone de tension nominale de 220 V. L'onduleur de tension à deux niveaux est alimenté avec une source de tension de 800 V. La caractérisation est faite pour le point de fonctionnement à vide et à charge nominale et elle peut être généralisée sur tous les points de fonctionnement du moteur asynchrone correspondant à différentes fréquences de référence et de couple de charge.

La vitesse atteint sa valeur de 1500 tr/min après un régime transitoire avec une légère ondulation autour de cette valeur. En appliquant un couple de charge de 30 N.m à $t = 1.1$ sec, la vitesse diminue à 1480 tr/min pour encore diminuer à sa valeur nominale de 1460 tr/min après l'application du couple nominal de 50 N.m (fig. A.1).

Les courants statoriques présentent une allure quasiment sinusoïdale (Fig. II.8.a.) avec une amplitude (ou valeur efficace) qui augmente proportionnellement à la valeur du couple. Leurs composantes continues sont quasi nulles. La somme des signaux de sortie des capteurs de courants statoriques est nulle ainsi que celle de capteurs des tensions statoriques.

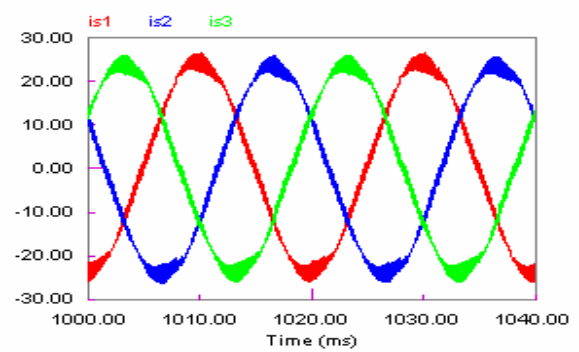
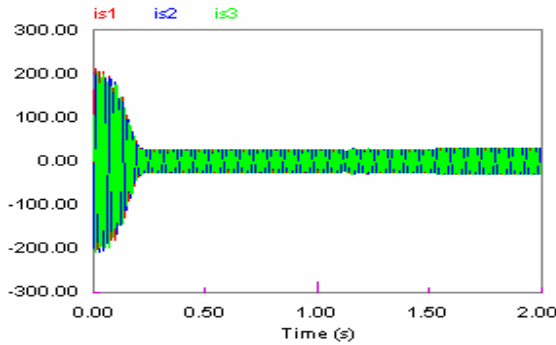
Sur la figure (II.8.b), est présentée la variation de vitesse du moteur de 1500 tr/min à 900 tr/min (fréquence de référence 50 Hz à 30 Hz). On note la diminution de l'amplitude des tensions de référence de la MLI lorsque leur fréquence de référence diminue de 50 Hz à 30 Hz selon la loi de V/f constante.

La vitesse rotorique à vide diminue de 1500 tr/min à 900 tr/min. En appliquant un couple de charge, elle diminue au dessous de cette valeur selon la valeur du couple de charge (fig. II.8.b).

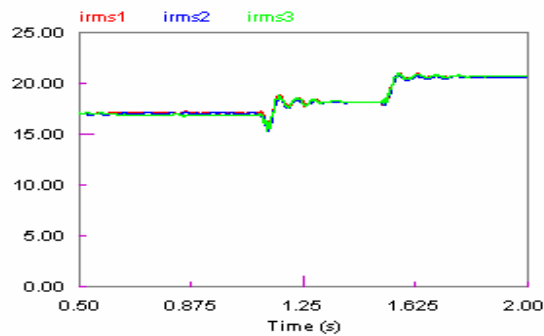
Dans toutes les figures qui suivent, l'expression « somme des courants statoriques (A) » signifie la somme des courants statoriques mesurés, autrement dit la somme des signaux de sortie des capteurs de courant. De même pour l'expression « somme des tensions statoriques composées (V) ».

Chapitre II – Commandes en V/f constant en boucle ouverte et vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone

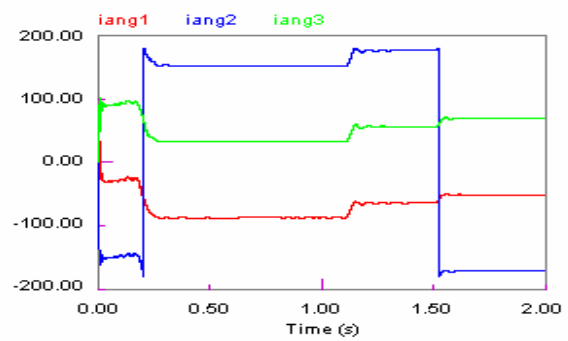
Courants statoriques (A)



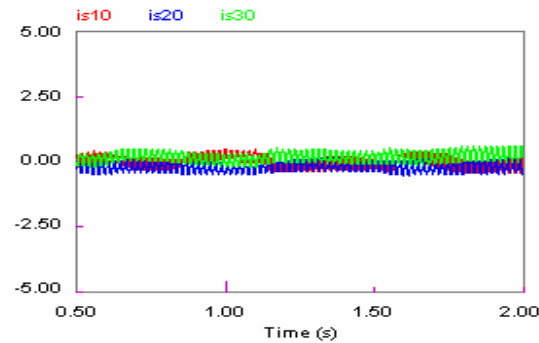
Valeurs efficaces des courants statoriques (A)



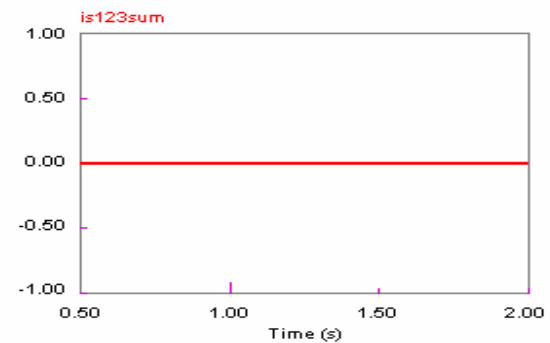
Déphasages des courants statoriques (°)



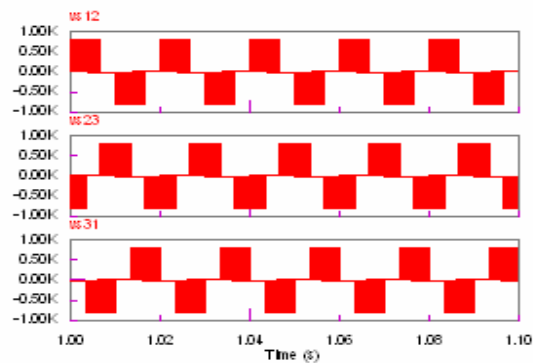
Valeurs moyennes des courants statoriques (A)



Somme des courants statoriques (A)



Tensions statoriques composées (V)



Somme des tensions statoriques composées (V)

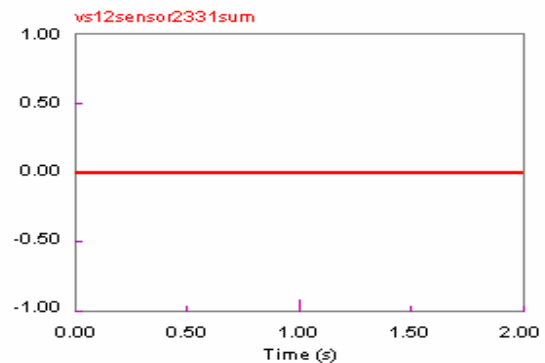
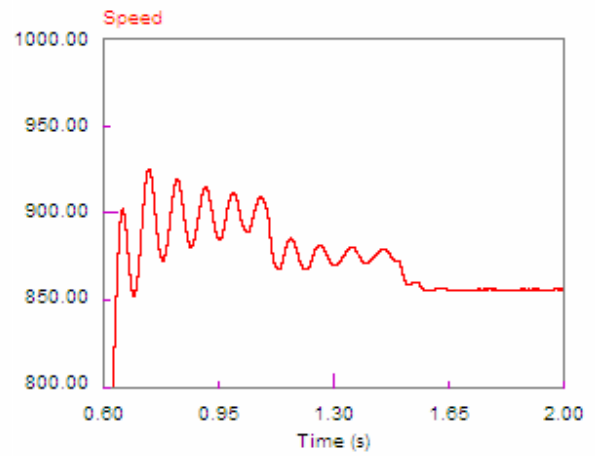
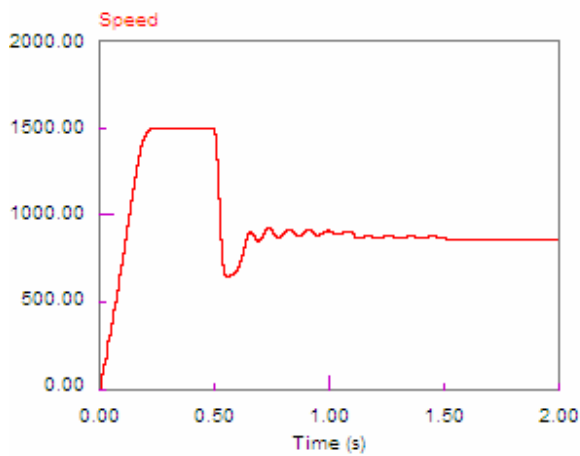


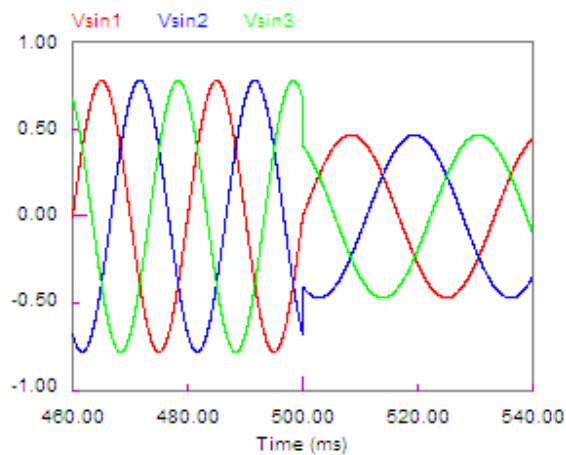
Fig. II.8.a. Simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à MLI (boucle ouverte) ($f=50$ Hz avec différentes valeurs de couple de charge)

Chapitre II – Commandes en V/f constant en boucle ouverte et vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone

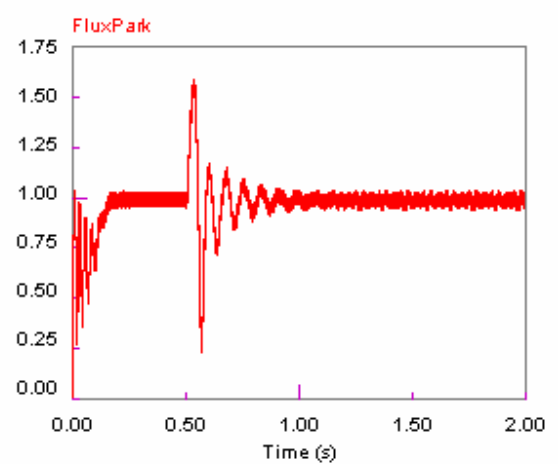
Vitesse rotorique (tr/min)



Signaux de référence de la commande MLI triangulo-sinusoïdale



Flux (Wb) (MAS à vide)



Couple électromagnétique (N.m)

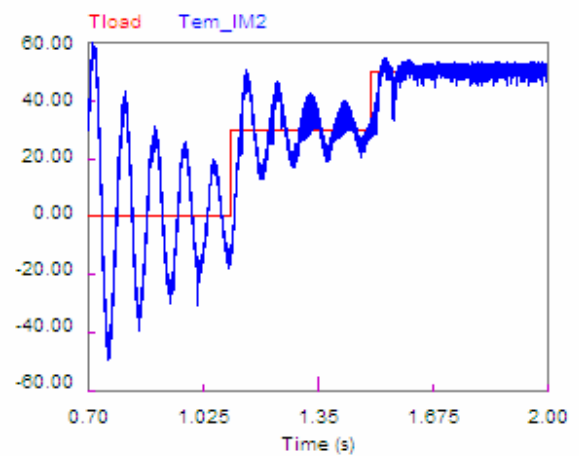
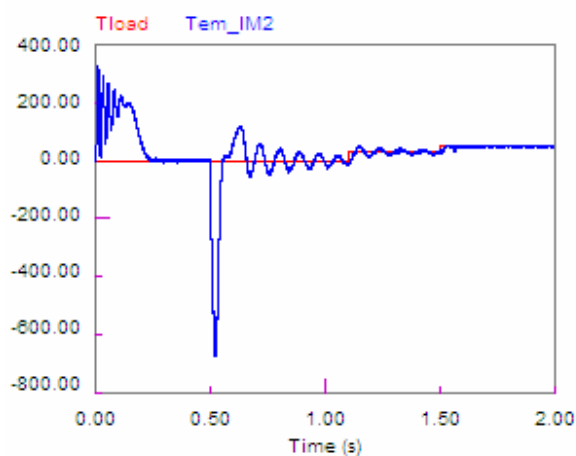


Fig. II.8.b. Simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à MLI (boucle ouverte) ($f=50$ Hz et 30 Hz avec différentes valeurs de couple de charge)

II.4. Onduleur de tension à fréquence variable avec commande vectorielle

Au début des années 70, Blaschke et Hasse ont inventé une nouvelle technique dite commande vectorielle. En utilisant cette technique, la machine asynchrone (MAS) peut avoir des propriétés similaires à celle la machine à courant continu (MCC), sans les inconvénients liés au système balais-collecteur [31, 89, 90]. Les travaux de recherche effectués sur ce sujet utilisent trois principales méthodes. La première dite « méthode directe », a été initiée par Blaschke, la deuxième dite « méthode indirecte » a été introduite par Hasse [91] et la troisième dite « méthode simplifiée » est développée par Robyns sur une machine alimentée en tension dans le but de linéariser le comportement de la machine [92].

II.4.1. Principe de la commande vectorielle

L'algorithme de référence de la commande de la machine asynchrone dit commande à flux orienté (Field Oriented Control (FOC)) a été mis au point par Blaschke en 1972. Cette méthode a marqué un pas décisif dans la façon de concevoir la commande des machines à courant alternatif. En effet, jusqu'aux développements théorique et pratique de Blaschke, seule la commande scalaire était utilisée. A partir du constat que la machine à courant continu était commandée via un découplage naturel, l'idée fondamentale de Blaschke fut de mettre au point une commande permettant de rapprocher le comportement de la machine asynchrone de celui de la machine à courant continu. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique. Par conséquent, ceci permet de commander le flux de la machine avec un courant i_{ds} qui est l'équivalent du courant inducteur de la machine à courant continu. A condition de travailler à flux constant, un courant orthogonal i_{qs} permet de contrôler le couple électromagnétique, correspondant au courant induit de la machine à courant continu.

Les techniques de contrôle vectoriel sont liées à la maîtrise du vecteur flux (amplitude et position instantanée) et correspondent de ce fait à un contrôle tant des régimes permanents que transitoires, [26, 30, 32, 38, 60, 93, 94]. Par conséquent, Contrairement aux méthodes scalaires, les algorithmes de contrôle vectoriel permettent de faire varier non seulement l'amplitude et la vitesse de rotation des vecteurs spatiaux, mais aussi leur phase. Grâce à cela, il est possible dans certaines conditions d'agir séparément sur le flux de la machine et le courant responsable du couple de la même façon que pour une machine à CC à excitation séparée.

Le couple en régime transitoire (quelconque) s'exprime dans le repère (d,q) par :

$$C_e = p \frac{M}{l_r} (i_{qs} \cdot \varphi_{dr} - i_{ds} \cdot \varphi_{qr}) \quad (\text{III.1})$$

On s'aperçoit que si l'on élimine : $\varphi_{qr} \cdot i_{ds}$, alors le couple ressemblerait fort à celui d'une machine à courant continu. Il suffit, pour ce faire, d'orienter le repère (d,q) de manière à annuler la composante de flux en quadrature. C'est-à-dire, de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe direct (d) et donc d'avoir $\varphi_{qr} = 0$. Ainsi $\varphi_r = \varphi_{dr}$ (Fig. II.9).

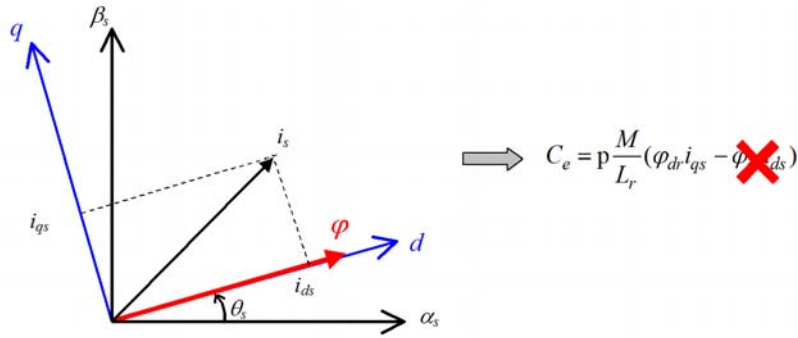


Fig. II.9 Principe du contrôle vectoriel (orientation du flux rotorique)

Le couple pourra être écrit comme suit :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} i_{qs} \varphi_r \quad (\text{III.2})$$

et le flux :

$$\varphi_r = \frac{M}{1 + s \tau_r} i_{ds} \quad (\text{III.3})$$

Avec $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ la constante de temps rotorique et s la variable de la transformée de Laplace.

En régime permanent $\varphi_r = M \cdot i_{ds}$.

La composante i_{ds} commande donc le flux rotorique et la composante i_{qs} le couple électromagnétique à flux ϕ_{dr} constant. C'est pourquoi on parle de découplage dans la commande vectorielle.

Notons que le problème essentiel de la commande est de déterminer la norme et la position du flux rotorique, qui ne sont pas mesurables directement. Il est nécessaire de connaître ces deux grandeurs pour le contrôle du régime dynamique de la machine.

II.4.2. Commande vectorielle indirecte

Contrairement à la commande vectorielle directe, la méthode indirecte consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence ϕ_{dr}^* . L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées [25, 94, 95, 96].

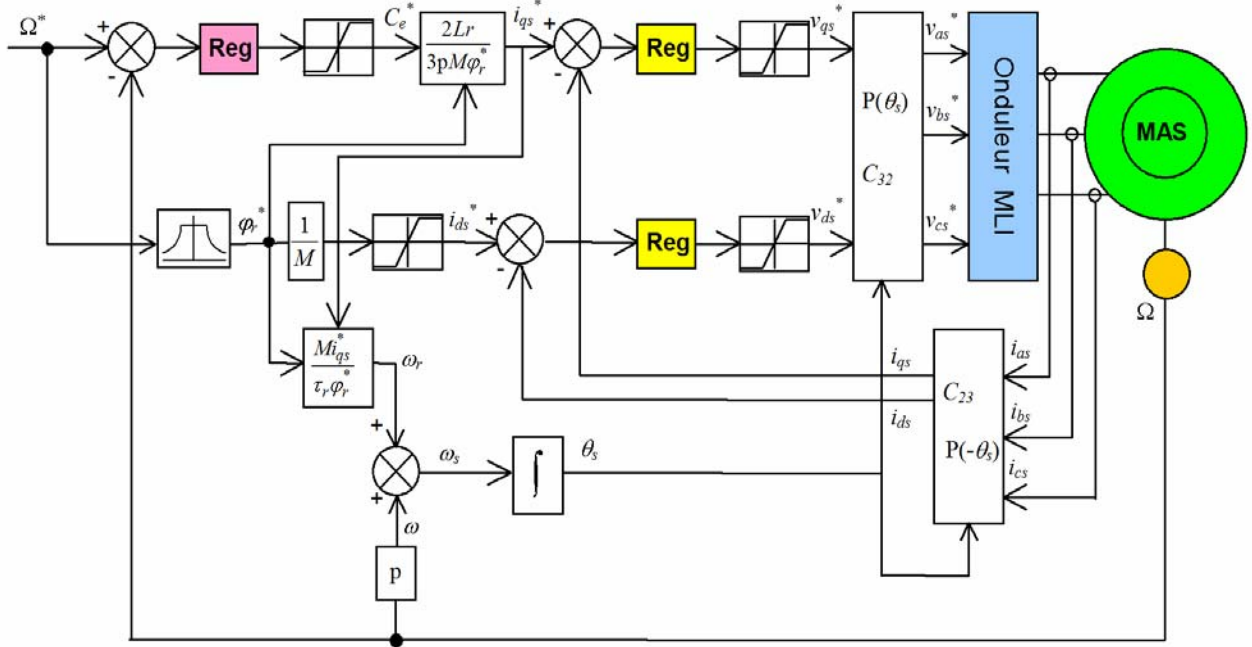
En effet, cette stratégie consiste à laisser la composante i_{ds} constante. C'est-à-dire de fixer sa référence de manière à imposer un flux nominal dans la machine. Le régulateur du courant i_{ds} s'occupe de maintenir le courant i_{ds} constant et égal à la référence i_{ds}^* ($i_{ds}^* = i_{ds}$ référence).

On peut également automatiser le pilotage de la référence de courant i_{qs}^* en la connectant à la sortie d'un régulateur de vitesse. C'est ce dernier qui pilotera le couple de référence (et donc i_{qs}^*) puisqu'il agira de manière à asservir la vitesse à une vitesse de consigne (vitesse de référence) [95].

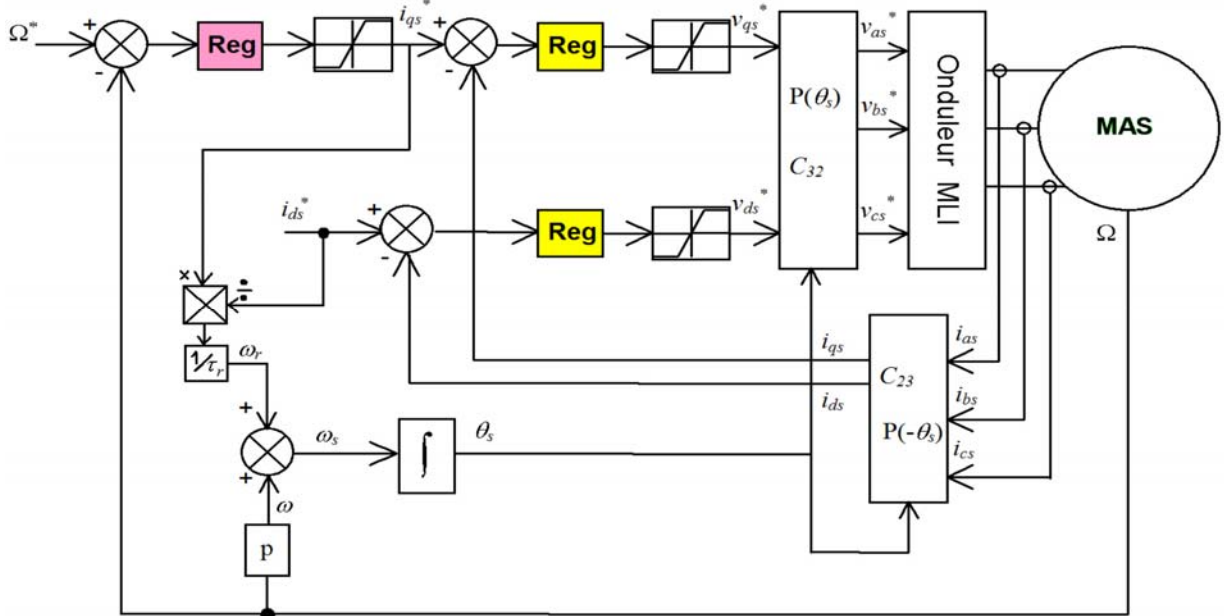
La Figure (II.10) résume cette régulation puisqu'elle représente le schéma de contrôle vectoriel de la machine asynchrone avec une régulation de vitesse et la régulation des deux

Chapitre II – Commandes en V/f constant en boucle ouverte et vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone

courants i_{ds} et i_{qs} . Ces deux courants sont régulés par deux boucles de courants dont les sorties sont les tensions de références v_{ds}^* et v_{qs}^* (v_{dref} et v_{qref}) dans le repère dq [25, 94, 95].



a. Schéma de régulation de la vitesse de la MAS en IRFO (IFOC)



b. IRFO (IFOC) considéré

Fig. II.10 Schéma de régulation de la vitesse de la MAS en IRFO (IFOC)

Chapitre II – Commandes en V/f constant en boucle ouverte et vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone

On a donc trois (3) régulateurs dans ce schéma:

Le régulateur de vitesse

Ses entrées sont la vitesse de référence et la vitesse mesurée. Il agit sur le couple (c'est-à-dire que sa sortie est le couple de référence) pour réguler la vitesse.

Pour des régimes de fonctionnement à vitesse supérieure à celle de base (ou nominale) [97, 98], le bloc de défluxage permet de réduire le flux de référence (φ_r^*) pour maintenir le fonctionnement sous la commande vectorielle et afin que la tension à la sortie de l'onduleur ne dépasse pas la tension nominale du moteur et que le courant statorique reste limité par sa valeur maximale [98].

Alors, la diminution de flux (ou du courant magnétisant i_{ds}^*) se fait suivant la fonction non linéaire suivante :

$$\varphi_r^* = \begin{cases} \varphi_m \text{ si } \Omega_r^* \leq \Omega_m \\ \varphi_m \cdot \frac{\Omega_m}{\Omega_r^*} \text{ si } \Omega_r^* > \Omega_m \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

La sortie du régulateur de vitesse est le couple de référence (ou le courant i_{qs}^*). Le couple doit être limité par des valeurs maximales correspondant au couple maximal que peut supporter le moteur dans les deux sens de rotation [97, 99].

Le régulateur de courant i_{qs} :

Il prend en entrée le courant i_{qs}^* de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence v_{qs}^* pour ajuster le courant i_{qs} . Si l'on regarde de plus près le schéma, on remarque qu'il y a un coefficient entre le couple de référence et le courant de référence i_{qs}^* . Ce coefficient tient compte de la valeur du flux (voir la formule du couple) mais également un facteur 2/3 qui dépend de la transformation triphasée - biphasée choisie. La présence de ce facteur 2/3 est due au choix de la transformation de Clarke dans ce schéma.

Le régulateur de courant i_{ds} :

Il prend en entrée le courant i_{ds}^* de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence v_{ds}^* . Il est à signaler que la régulation de ce courant à une valeur constante garantit un flux rotorique constant car:

$$\varphi_r = \frac{M}{1 + s\tau} i_{ds} \quad (\text{III.5})$$

avec $\tau = \frac{L_r}{R_r}$ la constante de temps rotorique et s la variable de la transformée de Laplace.

On voit alors qu'en régime permanent $\varphi_r = M i_{ds}$.

Il reste à examiner deux parties importantes:

Les transformations directes et inverses :

L'une permet, à partir des tensions biphasées (v_{ds}^* , v_{qs}^*) dans le repère dq, de calculer les tensions triphasées v_{as} , v_{bs} et v_{cs} à imposer à la machine via l'onduleur à MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion).

La deuxième transformation permet de calculer, à partir des trois courants de ligne de la machine, les courants biphasés (i_{ds} , i_{qs}) dans le repère dq qu'il faut réguler.

Chapitre II – Commandes en V/f constant en boucle ouverte et vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone

Ces deux transformations nécessitent le calcul de l'angle θ_s .
Calcul de l'angle de la transformation de Park θ_s :

Ce bloc utilise la vitesse mesurée et la pulsation de glissement w_r . Dans le cadre de l'IRFO, la pulsation de glissement est calculée par $w_r = i_{qs}^*/(i_{ds}^*\tau_r)$ ou en utilisant les références au lieu des mesures [96]. Ainsi le calcul de l'angle des transformations directes et inverses peut se faire en sommant la pulsation de glissement avec la vitesse électrique, ce qui donne la pulsation statorique puis en intégrant cette dernière, on obtient θ_s :

$$\theta_s = \int \omega_s dt = \int \left(p \cdot w_m + \frac{i_{qs}^*}{\tau_r i_{ds}^*} \right) dt \quad (\text{III.6})$$

La figure (II.11) présente le schéma synoptique, sous PSIM, d'une machine à induction alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux en boucle fermée (commande vectorielle à flux orienté). Le moteur est quadripolaire est alimentée par un onduleur de tension contrôlé à base de MLI sinusoïdale. En fait, le courant de référence i_d^* est pris constant (égale à 25 A). La sortie du régulateur PI de la vitesse représente le courant de référence i_q^* . Les paramètres de simulation sont les suivants :

La fonction de transfert du bloc régulateur PI du logiciel PSIM est définie comme suit:

$$G(s) = k * (1 + sT) / (sT)$$

Régulateur PI (Proportionnel-integral) de la vitesse :

Vitesse de référence = 500 tr/min (de 0 sec à 0.7 sec) et 1000 tr/min (de 0.7 sec à 2.5 sec)

Couple de charge = 0 N.m (de 0 sec à 1.1 sec) et 10 N.m (de 1.1 sec à 1.6 sec)

et 30 N.m (de 1.6 sec à 2.1 sec) et 50 N.m (de 2.1 sec à 2.5 sec)

$k = 5$ Gain du régulateur PI

$T = 0.05$ sec Constante de temps du régulateur PI en secondes

Régulateur PI du courant I_d :

$I_{d \text{ ref}} = 25$ A.

$k = 0.05$

$T = 0.001$ sec

Régulateur PI du courant I_q :

$k = -0.005$

$T = 0.001$ sec

Les régulateurs de vitesse et des courants sont de type Proportionnel-Intégral. Le lecteur peut se référer à [100] pour plus de détails sur la méthode de calcul des paramètres des correcteurs de vitesse et des courants.

Le courant I_q est limité entre les valeurs maximales de -60 A et +60 A. Les tensions réduites v_d et v_q ($v_{d \text{ def}}$ et $v_{q \text{ ref}}$) sont limitées entre les valeurs maximales de -1.5 V et 1.5 V.

Le pas de temps des simulations est de 0.000005 sec. L'onduleur est alimenté avec une tension continue de 800 V et commandé en MLI avec une fréquence de la porteuse égale à 10kHz.

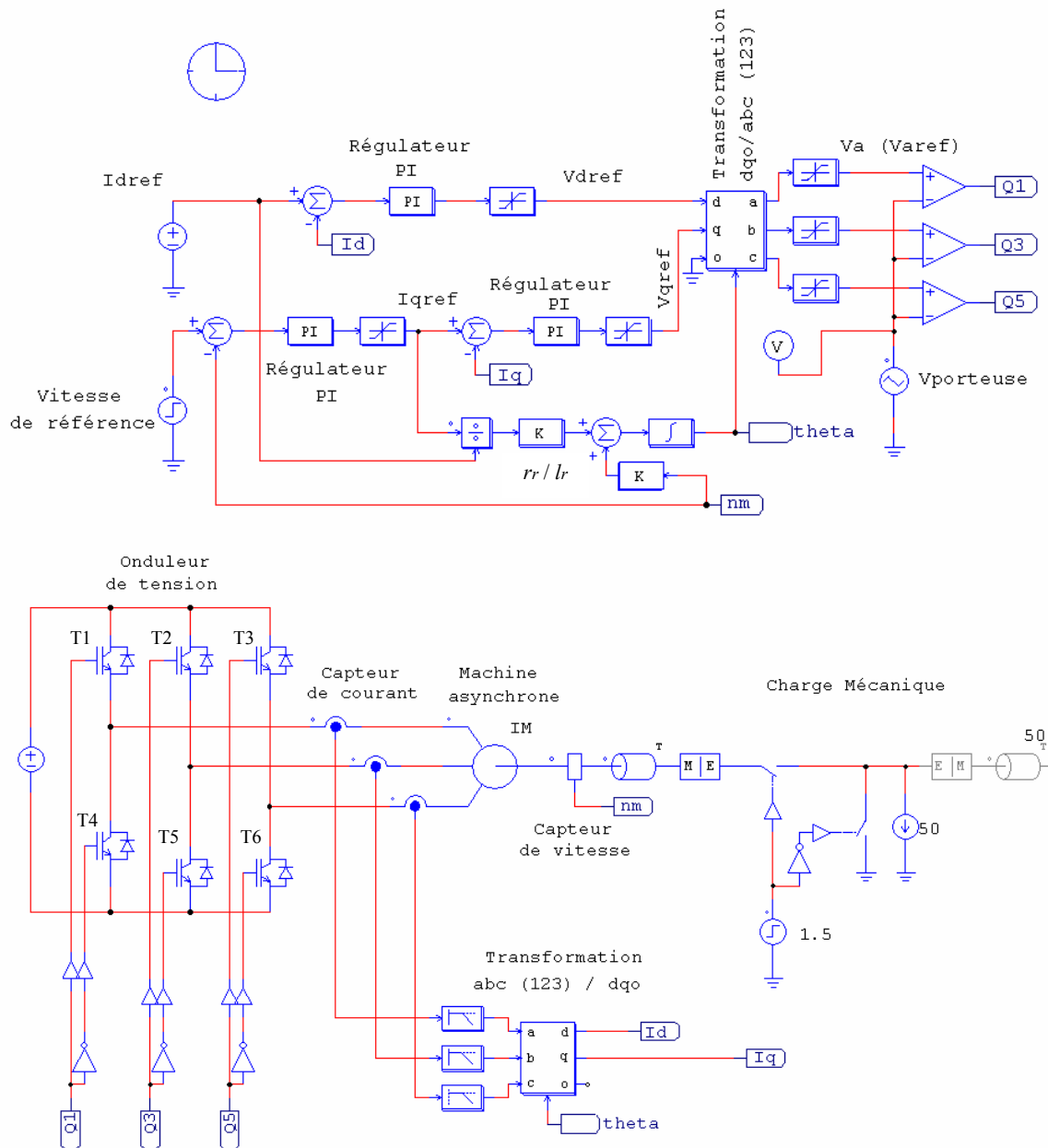


Fig. II.11 Schéma synoptique de la commande vectorielle à flux orienté du moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension à MLI – (état sain)

Les figures (II.12.a.), (II.12.b.) et (A.2.) montre les relevés de simulation d'un changement de vitesse de référence à vide ainsi qu'un changement du couple de charge d'une machine asynchrone pilotée en IRFO suivant le schéma de la figure (II.11) (la figure A.13 présente le même schéma que la figure II.11 avec découplage des axes d et q par compensation des termes de couplage).

Chapitre II – Commandes en V/f constant en boucle ouverte et vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone

La machine tourne en asservissement de vitesse à 500 tr/min. A $t=0.7$ sec, la référence de vitesse varie de 500 tr/min à 1000 tr/min (Fig. II.12.a) (dans le deuxième cas c'est l'inverse (Fig. II.12.b)), la vitesse rotorique suit sa référence après un régime transitoire.

Le courant i_{qs} suit parfaitement sa référence i_{qs}^* durant le régime permanent. Durant le régime transitoire de variation de vitesse de référence, on note qu'il y a un petit décalage entre i_q et i_q^* suite à la variation pulsionnelle du courant de référence i_q^* . En limitant le courant i_q entre -60 A et 60 A, on constate que le courant i_{qs} suit sa référence durant cette période. Une fois que la vitesse atteint la valeur de la consigne, le régulateur de vitesse ne demande qu'un faible courant i_{qs}^* pour vaincre les frottements (machine à vide).

Les courants statoriques sont quasiment sinusoïdale et symétriques (voir Fig. 12.a. et Fig. A.2).

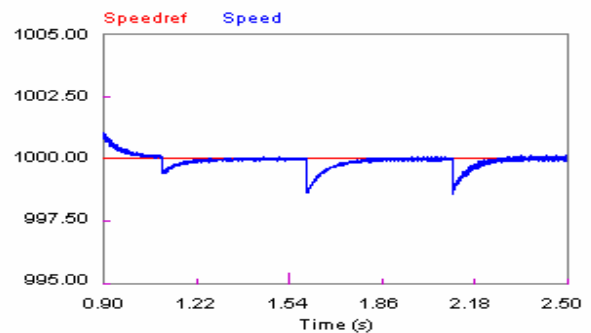
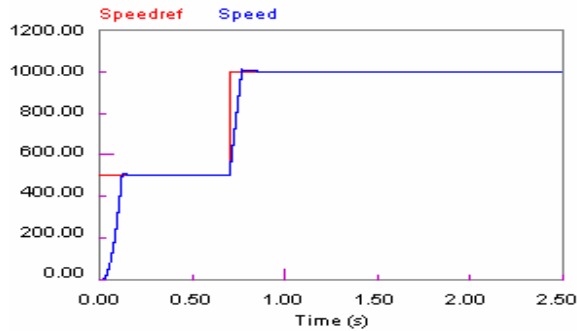
Les tensions de référence dans le repère triphasé sont sinusoïdales, équilibrées et symétriques (voir Fig. A.2).

Lors de la variation du couple de charge (à $t=1.1$ sec $C_r=10$ N.m ; à $t=1.6$ sec $C_r=30$ N.m ; à $t=2.1$ sec $C_r=50$ N.m), la vitesse diminue légèrement pour rejoindre sa valeur de référence (1000 tr/min (Fig. II.12.a) (500 tr/min pour le deuxième cas (Fig. II.12.b))). Le courant i_q suit le courant de référence i_q^* qui prend différentes valeurs selon la valeur du couple de charge.

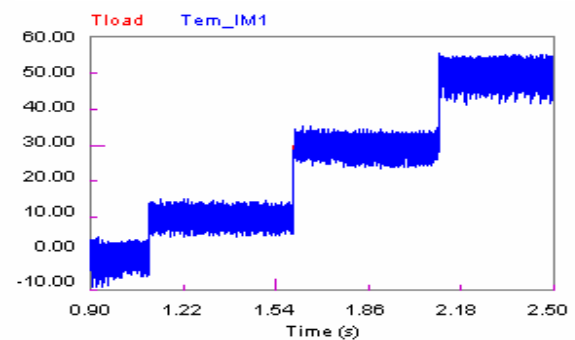
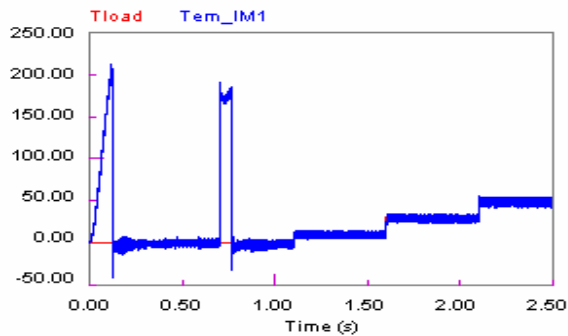
On voit également que le courant i_{ds} reste constant et égal à sa valeur de référence ($i_{ds}^*=25$ A).

Chapitre II – Commandes en V/f constant en boucle ouverte et vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone

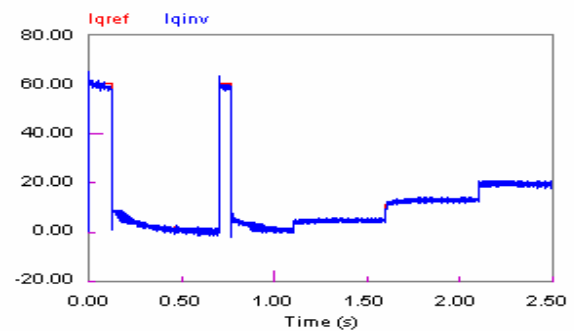
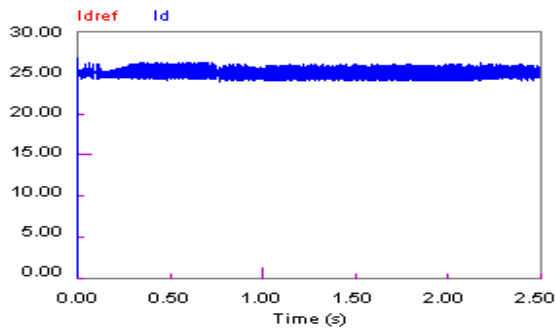
Vitesse rotorique (tr/min)



Couple électromagnétique (N.m)



Courants statoriques dans le repère de Park (successivement Id et Iq) avec leurs références (A)



Tensions statoriques de référence dans le repère de Park (successivement Vdref et Vqref) (V)

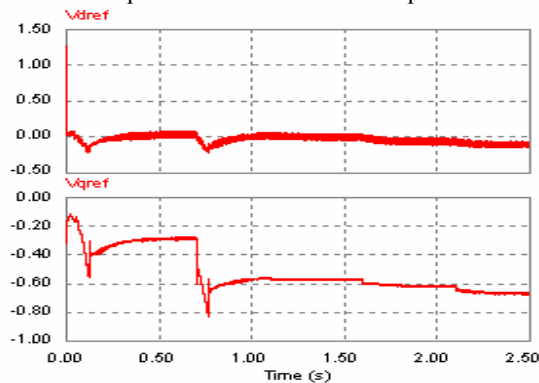
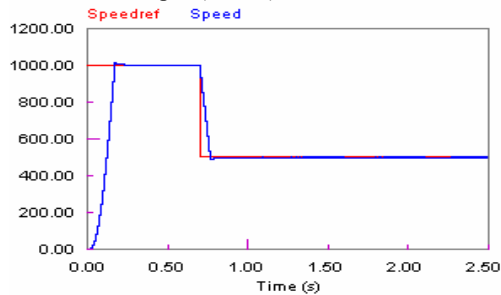


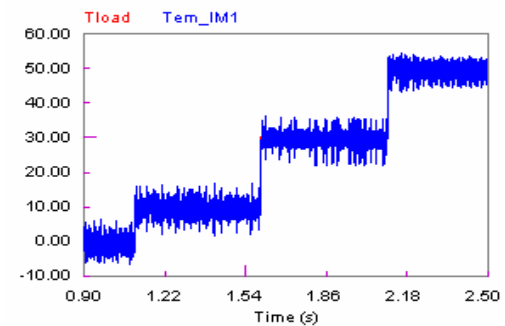
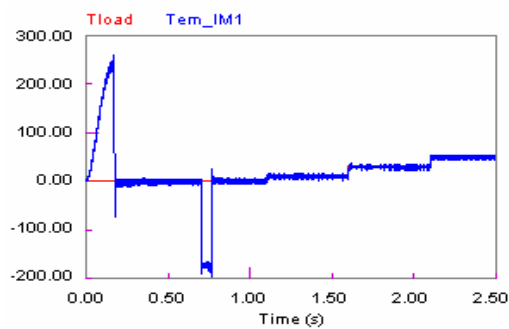
Fig. II.12.a. Simulation de la MAS contrôlée par la commande vectorielle indirecte avec un onduleur de tension à MLI à deux niveaux, cas sans défaut (variation de vitesse de 500 tr/min à 1000 tr/min pour différentes valeurs de couple de charge)

Chapitre II – Commandes en V/f constant en boucle ouverte et vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone

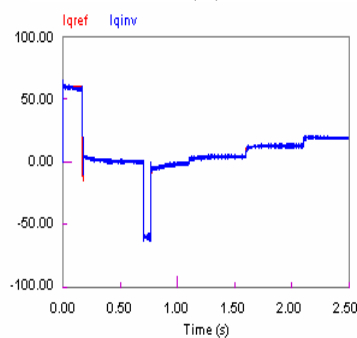
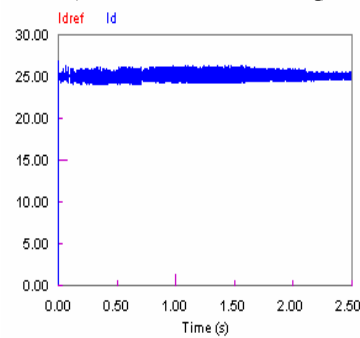
Vitesse rotorique (tr/min)



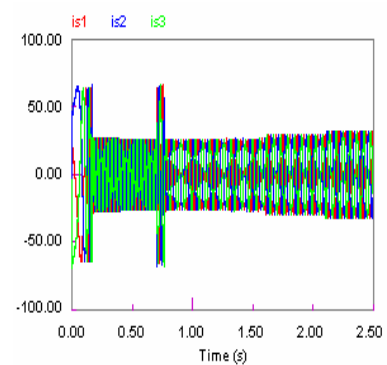
Couple électromagnétique (N.m)



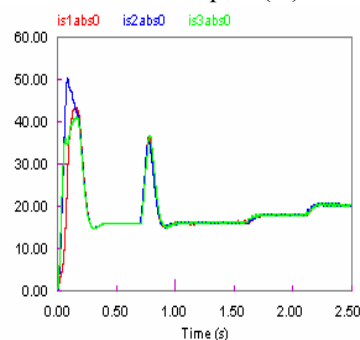
Courants statoriques dans le repère de Park (successivement I_d et I_q) avec leurs références (A)



Courants statoriques (A) dans la repère triphasé



Valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques (A)



Somme des courants statoriques (A) et somme des tensions statoriques composées (V)

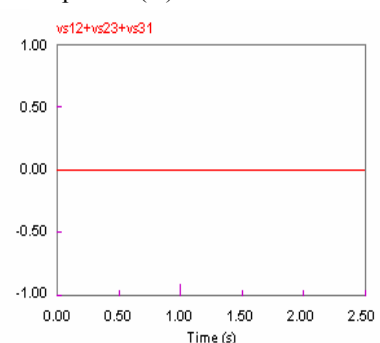
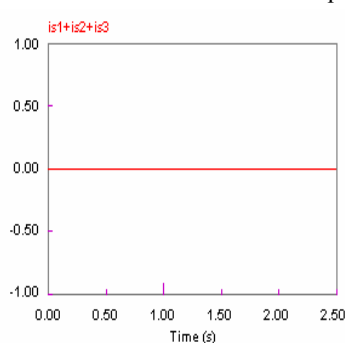


Fig. II.12.b. Simulation de la MAS contrôlée par la commande vectorielle indirecte avec un onduleur de tension à MLI à deux niveaux, cas sans défaut (variation de vitesse de 1000 tr/min à 500 tr/min pour différentes valeurs de couple de charge)

II.5. Conclusion

Dans ce chapitre, en premier sont considérés les principes de la commande en V/f constant en boucle ouverte et la commande vectorielle avec asservissement de la vitesse, appliquées à la machine asynchrone triphasée. Ensuite, on a simulé en mode normal (sans défaillance) de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à MLI à deux niveaux.

On constate la variation de l'amplitude de la tension de référence de la commande MLI en boucle ouverte en fonction de la fréquence de référence. Cette variation permet le maintien du rapport V/f constant lorsque la fréquence de référence est inférieure à la fréquence nominale de la machine.

Lors de l'asservissement de la vitesse par la commande vectorielle indirecte de flux rotorique orienté (IFOC), on constate la bonne poursuite de la vitesse rotorique par rapport à sa référence, ainsi que les courants statoriques dans la model de Park par rapport à leurs références.

Par ailleurs, ont été obtenues, dans le cas sans défaut, les différentes variables indicatrices notamment les valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques, la valeur efficace de la somme des signaux de sortie des capteurs de tensions statoriques composée, la valeur efficace de la somme des signaux de sortie des capteurs de courants statoriques, le courant et la tension de la source continue.

Dans le chapitre suivant, nous allons nous intéresser aux signatures caractéristiques des défauts en considérant la MAS alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à MLI en boucle ouverte en V/f constant. Pour ce faire, on procédera à la simulation des régimes anormaux (avec défauts) d'une MAS triphasée alimentée par un onduleur de tension à trois bras commandé en MLI (boucle ouverte) ; Les simulations seront réalisées avec le logiciel PSIM.

Chapitre III – Caractérisation des défauts d'un onduleur de tension alimentant une machine asynchrone en V/f constant en boucle ouverte

Chapitre III – Caractérisation des défauts d'un onduleur de tension alimentant une machine asynchrone en V/f constant en boucle ouverte

III.1. Introduction

Dans ce chapitre nous présentons une analyse avec simulation des différents défauts du variateur de vitesse de la machine asynchrone à base d'un onduleur de tension à deux niveaux commandé en MLI triangulo-sinusoïdale en V/f constant en boucle ouverte.

Après simulation du système (onduleur de tension - Moteur asynchrone triphasé) pour différents cas de défauts du variateur de vitesse, une base de données décrivant l'influence de chaque type de défauts sur les grandeurs indicatrices est conçue. Les différents défauts considérés sont :

a- mauvais fonctionnement de l'onduleur de tension, ce type de défaut regroupe

a-1- transistor maintenu ouvert (et diode maintenue ouverte) ;

a-2- transistor maintenu fermé (et diode maintenue fermée) ;

Ces deux défauts sont des types de défauts de composants électroniques (analogiques) provoqués par des vibrations, corrosion, problème de contact (soudure, support), problème de CEM. Ce qui engendre des pannes de la commande rapprochée (driver) et absence de commutation (Court circuit ou Circuit ouvert du transistor). Les deux types de défauts suscités peuvent également être des défauts de type «numérique» à cause des erreurs de conception des logiciels ou défaut du microcontrôleur ce qui engendre l'absence de MLI et par la suite l'absence de la commutation (Court circuit ou Circuit ouvert du transistor).

a-3- coupure monophasée interne (à l'intérieur de la machine) ou externe (côté réseau) ;

b- mauvaise acquisition de données (mesure erronée suite au défaut du capteur (essentiellement des courants et des tensions statoriques) ou mauvais fonctionnement de la chaîne de traitement des données acquises).

Ce type de défaut est dû principalement à une défaillance des capteurs électriques (essentiellement les capteurs de courant et de tension de ligne) à cause du vieillissement naturel du capteur, vibrations, corrosion et vieillissement des soudures ou des contacts. Le vieillissement des capteurs engendre des dérives de la mesure (offset, erreur de gain). Ce qui donne une mauvaise estimation des tensions et des courants et par la suite le fonctionnement anormal des boucles de régulation et de limitation des courants (et du couple en cas d'une MAS alimentée par onduleur de tension en boucle fermée).

La simulation de l'association (onduleur de tension à deux niveau à MLI triangulo-sinusoïdale / machine asynchrone triphasée) est faite sous l'environnement PSIM, pour observer son comportement dans différents états de défaut, pour différentes valeurs du couple de charge (de 0 N.m à 50 N.m (couple nominal) et $f_r = 50$ Hz).

Les simulations sont faites avec un pas de calcul (time step) de 0.000005 secondes.

Dans cette étude, les signaux électriques (courants et tensions statoriques) sont choisis en qualité de grandeurs indicatrices de défaut. Puisque il s'agit de grandeurs alternatives, d'autres

Chapitre III – Caractérisation des défauts d'un onduleur de tension alimentant une machine asynchrone en V/f constant en boucle ouverte

grandeurs liées à ces grandeurs alternatives instantanées sont considérées pour éviter les confusions entre les différents défauts. Ces grandeurs sont :

- 1- valeurs efficaces des tensions et des courants statoriques mesurés;
- 2- angles de phase des courants statoriques (ou de leurs fondamentaux);
- 3- valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des courants statoriques mesurés;
- 4- valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des tensions statoriques mesurées;
- 5- valeurs moyennes des courants statoriques mesurés;
- 6- valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques mesurés;
- 7- courant (tension) de la source continue;
- 8- Taux de distorsion harmonique des tensions statoriques composées mesurées (signaux de sorties des capteurs de tension).

Cette simulation permet d'étudier les phénomènes créés par la présence d'un défaut du variateur de vitesse sur les différentes grandeurs temporelles de la machine et notamment de définir l'effet de chaque type de défaut sur les grandeurs indicatrices des défauts choisis pour les traiter, les analyser, conclure à une défaillance ou non, avec certitude.

III.2. Défauts internes du convertisseur

Dans le cadre de cette étude, les convertisseurs statiques sont majoritairement présents dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable. Les données concernant la fiabilité (issues de la littérature) justifient le périmètre envisagé pour la mise en œuvre de la tolérance de panne. En effet, pour les applications de variation de vitesse des moteurs dans la gamme 10KW-100KW, les machines industrielles ont un taux de panne de l'ordre de $7.10^{-6}/h$ [83]. Quant au taux de défaillance d'une cellule de commutation d'onduleur à IGBT avec sa commande rapprochée, il est estimé à une valeur de $10^{-5}/h$ dans les conditions de fonctionnement envisagées (Les données classiques montrent en effet une évolution approximative d'une décade par technologie: de l'ordre de 10^{-9} - $10^{-8}/h$ pour un transistor petit signal, 10^{-8} - $10^{-7}/h$ pour un transistor faible puissance, 10^{-7} - $10^{-6}/h$ pour un transistor de puissance et 10^{-6} - $10^{-5}/h$ pour un transistor de puissance avec sa commande rapprochée.). De plus, les retours d'expérience issus de l'industrie sur les variateurs de moyenne puissance confirment que l'essentiel des défauts d'un système convertisseur-moteur surviennent au niveau du convertisseur et de sa commande [84, 85].

La plupart des applications comportent un redresseur passif, de type pont de diodes triphasé ou monophasé (figure III.1), qui a certainement une fiabilité élevée par rapport à celle de l'onduleur. Ainsi ce dernier constitue le sous-système le plus sensible du point de vue fiabilité et il est donc celui auquel la tolérance aux pannes est la plus profitable.

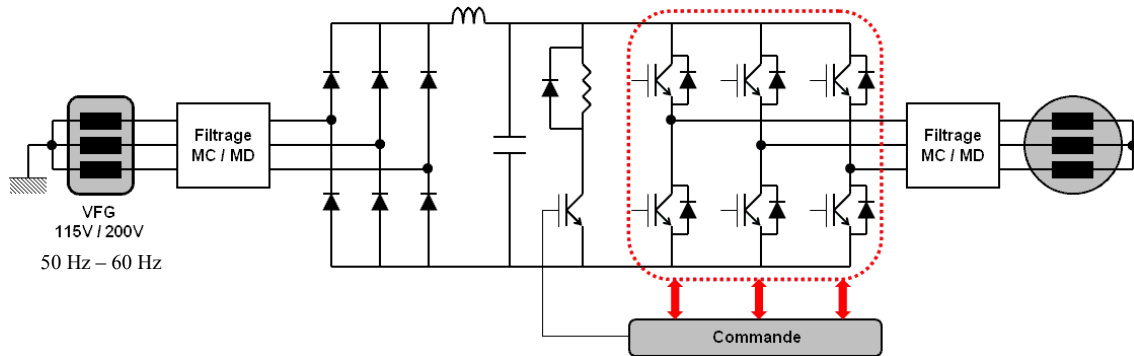


Fig. III.1 Topologie classique d'un convertisseur statique pour la variation de vitesse

Etant donné que le présent chapitre est consacré à la description de différents modes de défauts de l'onduleur en vue de les caractériser et de les identifier, dans ce qui suit Les régimes anormaux de fonctionnement vont être commentés afin de définir les moyens de diagnostic et/ou de fonctionnement post-défaillance.

Un défaut (ou une imperfection) est caractérisé par une altération (partielle ou globale) du fonctionnement (temporaire ou permanent), pouvant être réparé (ou corrigé) étant donné, que l'intégrité des composants n'en est pas affectée. Au sein de l'onduleur, les défauts les plus communs et les plus critiques concernent majoritairement la commande des transistors. A l'inverse, une défaillance traduit la perte irréversible du fonctionnement d'un composant. Elle peut résulter d'une dégradation causée par une contrainte électrique, thermique ou mécanique trop forte; son origine peut être interne (lié au fonctionnement lui-même), ou externe (lié à l'environnement ou à un usage hors spécification) [86]. En particulier, un défaut de commande répété peut induire la défaillance d'un transistor.

Le mode de défaillance et la technologie des composants déterminent le comportement électrique post-défaillance du transistor. Le mode suscité peut être un état de faible impédance de la puce, à cause, par exemple, d'un dépassement de l'aire de sécurité du composant, d'une rupture diélectrique, du rayonnement cosmique, de l'électromigration ou sous l'effet du cyclage thermique. Dans un second mode de défaillance, la puce peut se trouver dans un état de haute impédance, en particulier dans le cas d'un défaut de driver, de connectique ou d'une défaillance de grille [87].

Dans le cadre de l'application traitée, les conséquences des modes de défaillance évoqués sont analysées par simulation ci-dessous. Seules les pannes simples sont considérées. Au niveau de la machine, il est supposé qu'après le défaut les phases restent équilibrées.

III.2.1. Défaillance de type "haute impédance" d'un transistor et d'une diode (composant de puissance maintenu ouvert (bloqué))

Le maintien à l'état ouvert d'un transistor, dû par exemple à une défaillance de grille, entraîne une perte de réversibilité en courant de l'interrupteur et se manifeste en mode onduleur par la perte d'une alternance du courant de phase, qui est alors unipolaire et non sinusoïdale. Ainsi, dans le cas où le transistor supérieur d'une cellule reste ouvert (figure III.2) et que le courant dans la phase correspondante est positif, la phase de la MAS reste connectée au potentiel négatif du bus continu par la diode du bas du même bras. Dans le cas d'une commande MLI en boucle ouverte, le courant de phase diminue alors jusqu'à son annulation. Le courant de phase reste donc nul tant que la commande MLI impose le fonctionnement du transistor supérieur défaillant, puis, lorsque le courant de phase change de signe, le transistor défaillant n'intervient plus dans la modulation et le courant peut alors être contrôlé à travers le transistor inférieur du même bras et la diode supérieure du même bras (diode antiparallèle du transistor supérieur défaillant). Le courant dans la phase considérée est ainsi quasiment nul durant la moitié de la période de modulation et, comme le neutre est isolé, les courants dans les deux autres phases sont également déformés (figure III.3, figure III.4, figure III.5). Les courants de phase gardent la même périodicité puisque le système est en boucle ouverte. Quand le transistor défaillant est en haut du bras, le courant de la phase, liée à ce bras, est caractérisé par une composante continue négative alors que les courants des deux autres phases (bras sains) sont des composantes continues positives (figure III.3, figure III.5). Quant le transistor défaillant est en bas du bras (figure III.4), le courant de la phase, liée à ce bras, est caractérisé par une composante continue positive alors que les courants des deux autres phases (bras sains) sont de composantes continues négatives, chose qui peut caractériser ce type de défaut par rapport aux autres types de défauts.

SHAMSI [19] a proposé deux méthodes pour la détection de transistor en défaut de circuit-ouvert pour une machine synchrone à aimant permanent. La première est la méthode basée sur la mesure des courants des interrupteurs (demi bras) et la deuxième est la méthode basée sur la mesure des chutes de tension sur les interrupteurs (transistors) [19]. La première méthode nécessite l'utilisation de six capteurs de courant (un onduleur à deux niveaux comporte 6 interrupteurs (6 demi-bras)). La deuxième méthode nécessite six capteurs de tension (un onduleur à deux niveaux comporte 6 interrupteurs (6 demi-bras)). La méthode qu'on a proposée nécessite trois capteurs de courant de phase et un quatrième capteur du courant du bus continu pour la détection du défaut du transistor maintenu fermé.

La distorsion importante des courants se traduit par une puissance fluctuante significative et elle implique, pour une même puissance mécanique fournie, une augmentation du courant efficace par rapport au régime normal puisque les harmoniques résultants ne génèrent que des pertes.

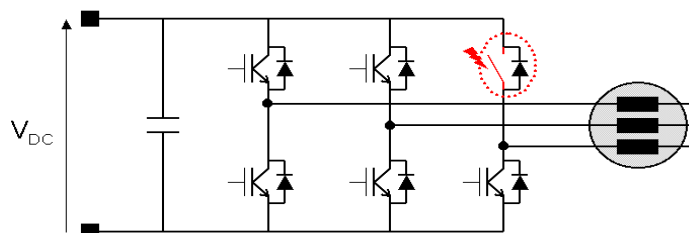


Fig. III.2 Défaillance de type haute impédance d'un transistor

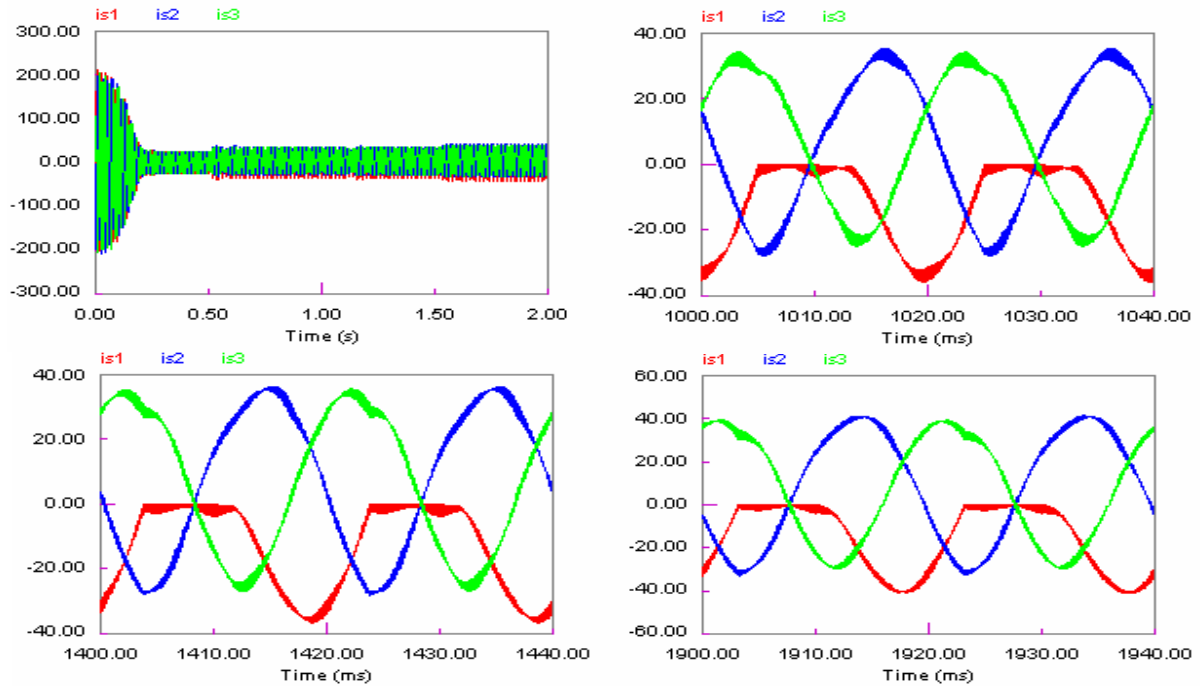
Chapitre III – Caractérisation des défauts d'un onduleur de tension alimentant une machine asynchrone en V/f constant en boucle ouverte

Le régime dégradé se manifeste sur le plan mécanique par une pulsation du couple de la machine à la fréquence électrique de celle-ci (Fig. A.3). La valeur crête du couple est supérieure par rapport à la valeur nominale dans le cas simulé.

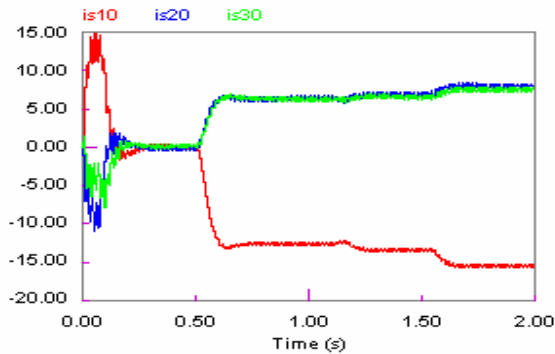
Les vibrations résultantes peuvent être préjudiciables et induire un vieillissement accéléré des éléments mécaniques. D'autre part cela génère une ondulation de vitesse, comme montré à la figure (Fig. A.3), qui peut introduire des harmoniques basses fréquences dans les références de courant (cas de boucle de régulation de vitesse), à l'origine de pertes supplémentaires et éventuellement d'une résonance mécanique.

a. Transistor T1 maintenu bloqué (ouvert) pour différentes valeurs de couple de charge

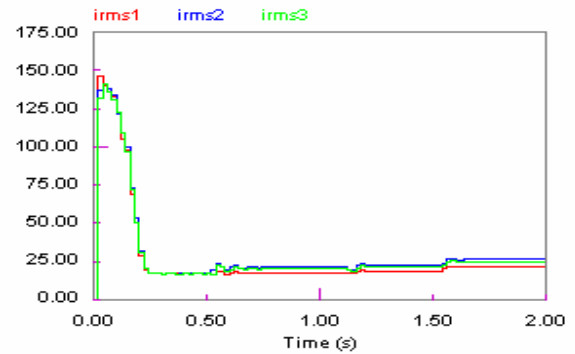
Courants statoriques (A)



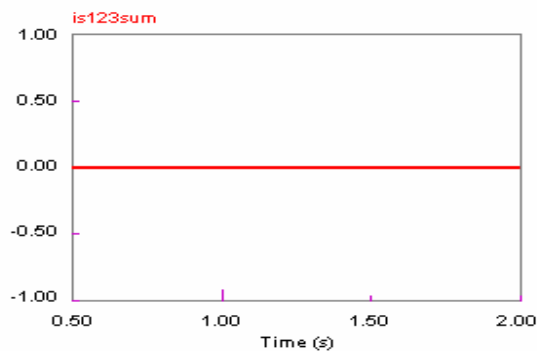
Valeurs moyennes des courants statoriques (A)



Valeurs efficaces des courants statoriques (A)



Somme des courants statoriques (A)



Somme des Tensions statoriques composées (V)

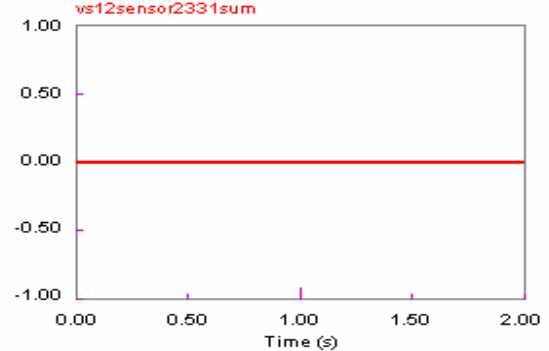
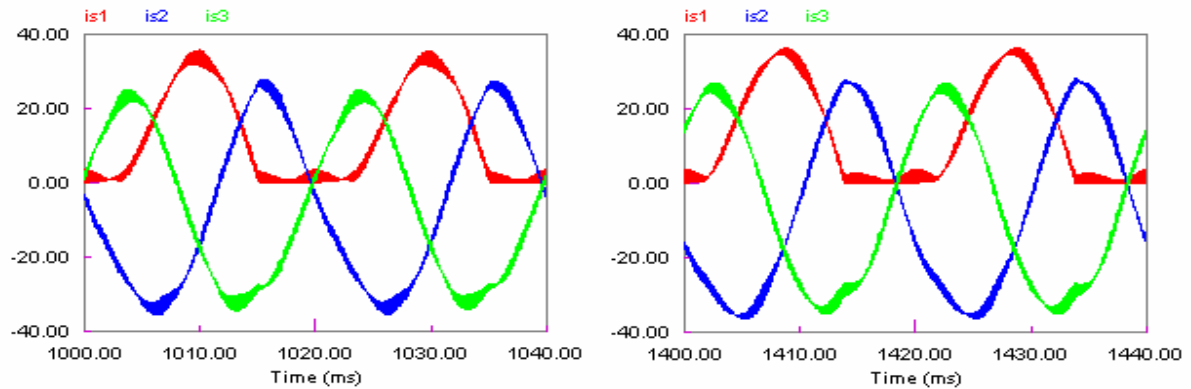


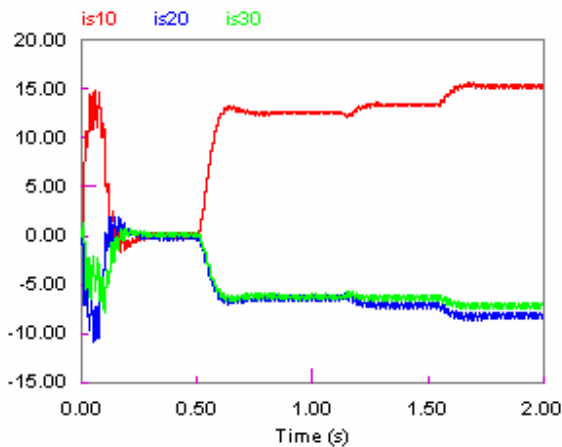
Fig. III.3 Simulation des régimes de fonctionnement de la MAS alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à MLI (boucle ouverte), cas de défaillance de type haute impédance du transistor T1 (transistor maintenu ouvert (bloqué))

b. Transistor T4 maintenu bloqué (ouvert) pour différentes valeurs de couple de charge

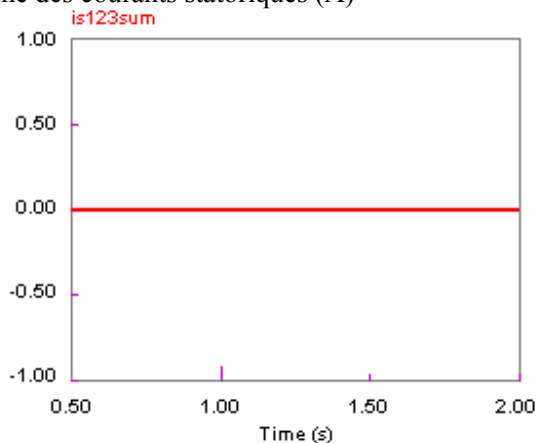
Courants statoriques (A)



Valeurs moyennes des courants statoriques (A)



Somme des courants statoriques (A)



Somme des Tensions statoriques composées (V)

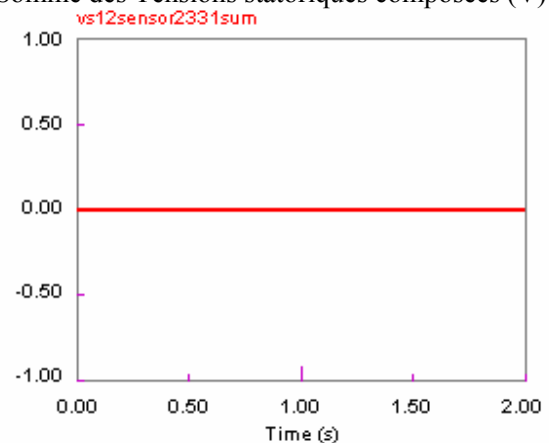
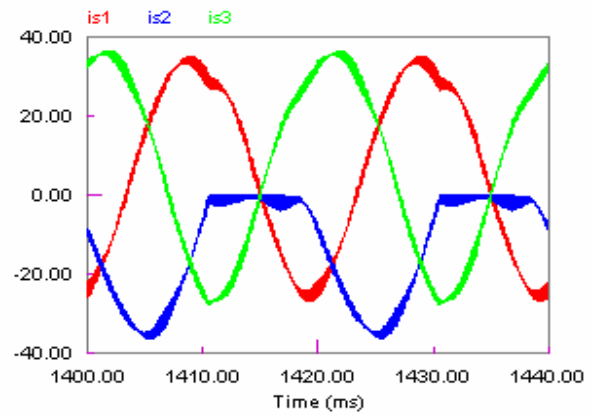
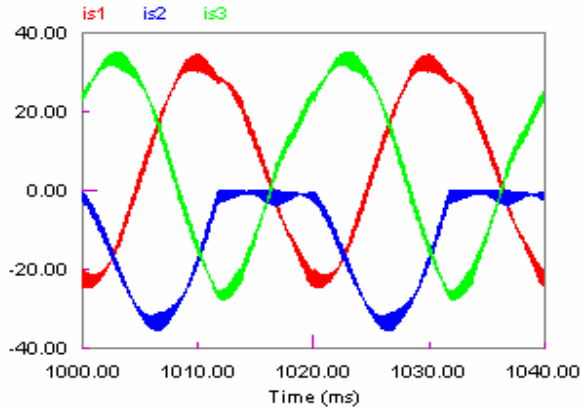


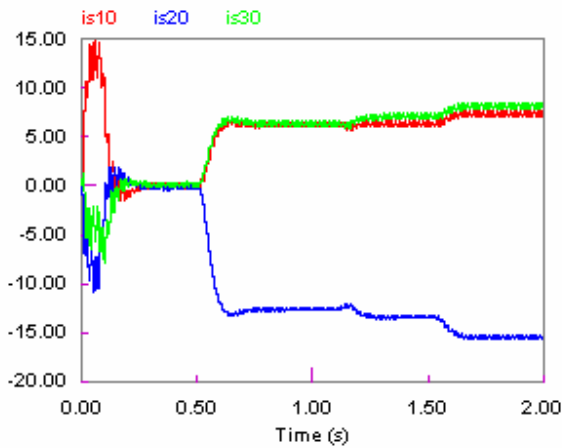
Fig. III.4 Simulation des régimes de fonctionnement de la MAS alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à MLI (boucle ouverte), cas de défaillance de type haute impédance du transistor T4 (transistor maintenu ouvert (bloqué))

c. Transistor T2 maintenu bloqué (ouvert) pour différentes valeurs de couple de charge

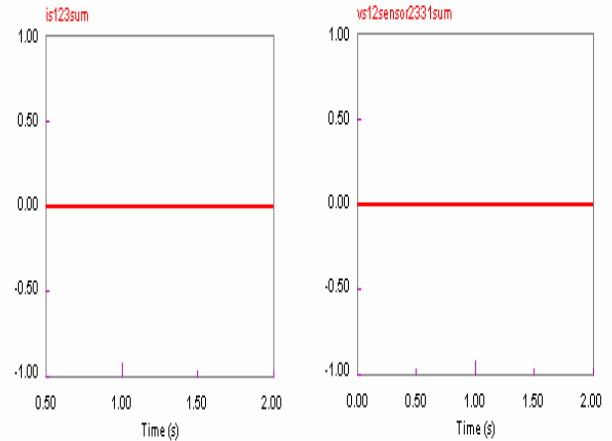
Courants statoriques (A)



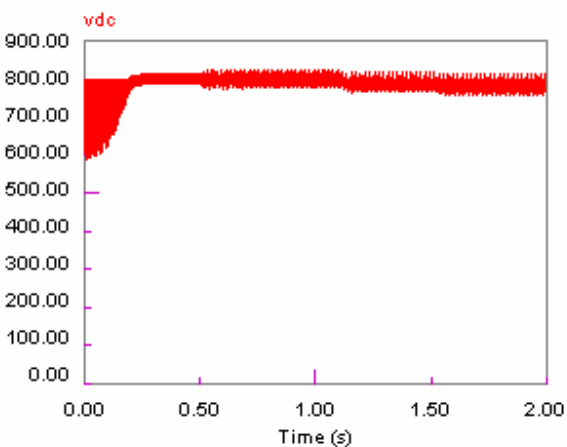
Valeurs moyennes des courants statoriques (A)



Somme des courants statoriques (A) et
Somme des Tensions statoriques composées (V)



Tension de la source continue (V)



Courant de la source continue (A)

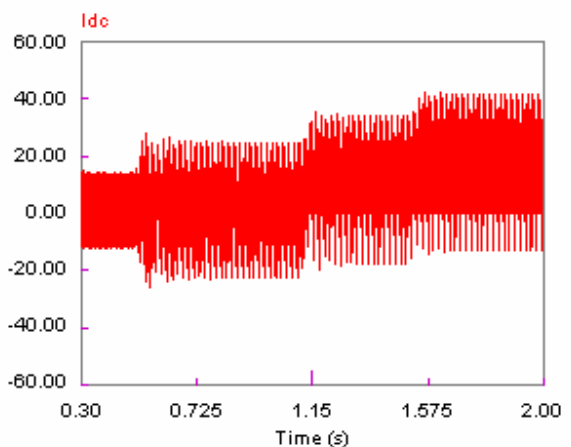


Fig. III.5 Simulation des régimes de fonctionnement de la MAS alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à MLI (boucle ouverte), cas de défaillance de type haute impédance du transistor T2 (transistor maintenu ouvert (bloqué))

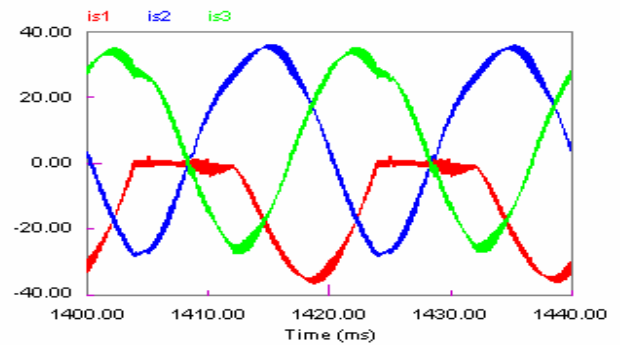
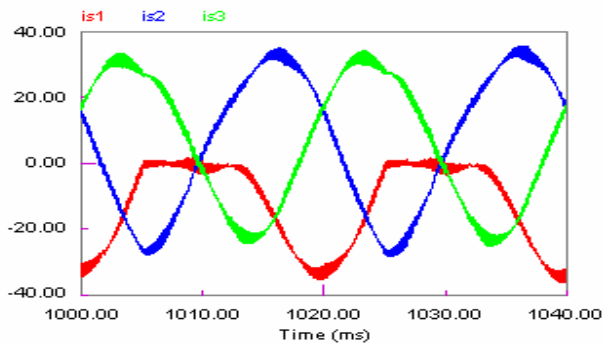
d. Diode D4 maintenue bloquée (ouverte) pour différentes valeurs de couple de charge

Le maintien à l'état ouvert d'une diode entraîne une perte de réversibilité en courant de l'interrupteur et se manifeste en mode onduleur par la perte d'une alternance du courant de phase, qui est alors unipolaire et non sinusoïdale. Ainsi, dans le cas où la diode inférieure d'une cellule reste ouverte (figure III.6) et que le courant dans la phase correspondante est positif, la phase de la MAS reste connectée au potentiel négatif du bus continue par le transistor du haut de la même bras. Dans le cas d'une commande MLI en boucle ouverte, le courant de phase diminue alors jusqu'à son annulation. Le courant de phase reste donc nul tant que la commande MLI impose le fonctionnement de la diode inférieure défaillante, puis, lorsque le courant de phase change de signe, la diode défaillante n'intervient plus dans la modulation et le courant peut alors être contrôlé à travers le transistor inférieur du même bras (dont la diode antiparallèle est défaillante) et la diode supérieure du même bras. Le courant dans la phase concernée est ainsi quasiment nul durant la moitié de la période de modulation et, comme le neutre est isolé, les courants dans les deux autres phases sont également déformés (figure III.6). Les courants de phase gardent la même périodicité puisque le système est en boucle ouverte. Quand la diode défaillante est en bas du bras, le courant de la phase, liée à ce bras, est caractérisé par une composante continue négative alors que les courants des deux autres phases (bras sains) sont de composantes continues positives (figure III.6). Quand la diode défaillante est en haut du bras, le courant de la phase, liée à ce bras, est caractérisé par une composante continue positive alors que les courants des deux autres phases (bras sains) sont de composantes continues négatives. Cette caractéristique est similaire au cas de transistor maintenu ouvert du même bras et de niveau différent (haut ou bas).

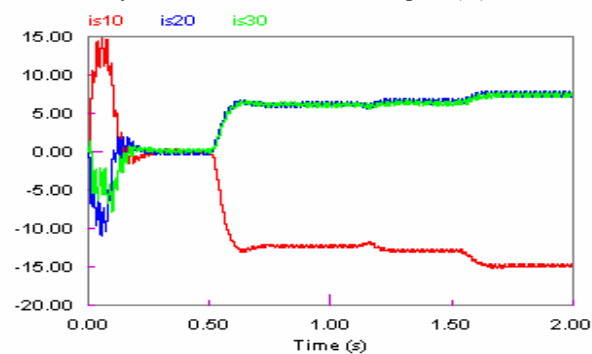
Le courant de la source continue I_{dc} augmente légèrement par rapport au cas sans défaut suite au décalage des courants de phase dû à leurs composantes continues.

Chapitre III – Caractérisation des défauts d'un onduleur de tension alimentant une machine asynchrone en V/f constant en boucle ouverte

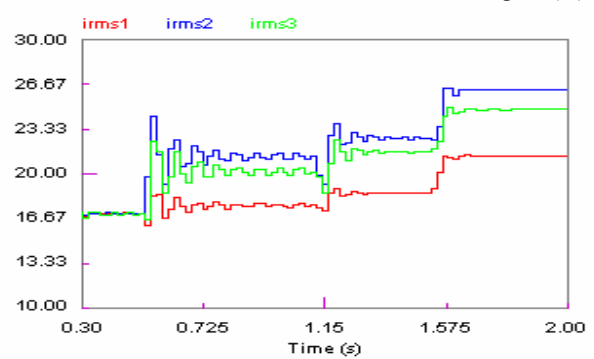
Courants statoriques (A)



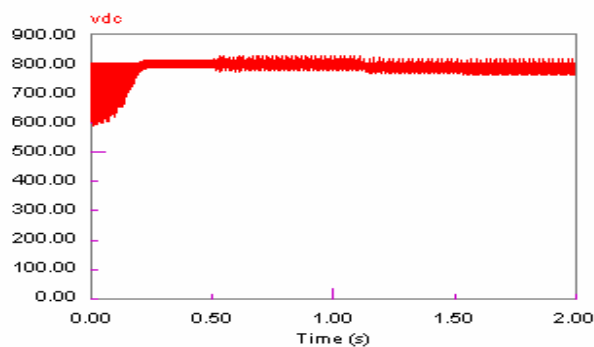
Valeurs moyennes des courants statoriques (A)



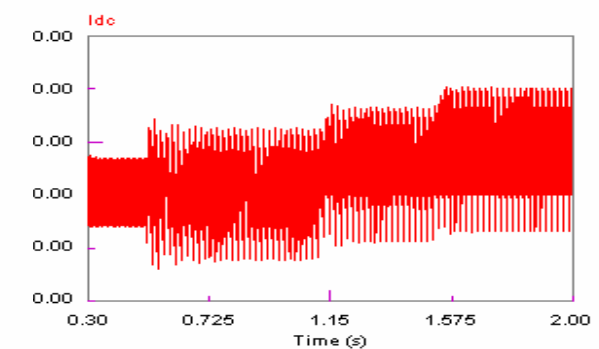
Valeurs efficaces des courants statoriques (A)



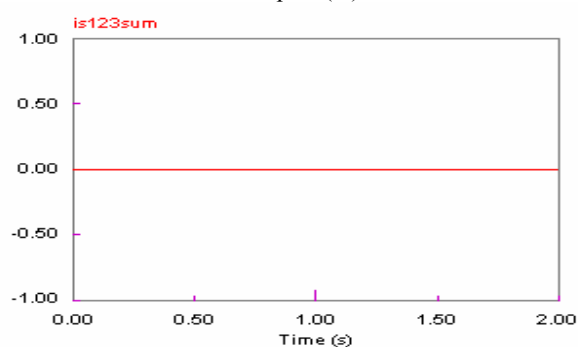
Tension de la source continue (V)



Courant de la source continue (A)



Somme des courants statoriques (A)



Somme des Tensions statoriques composées (V)

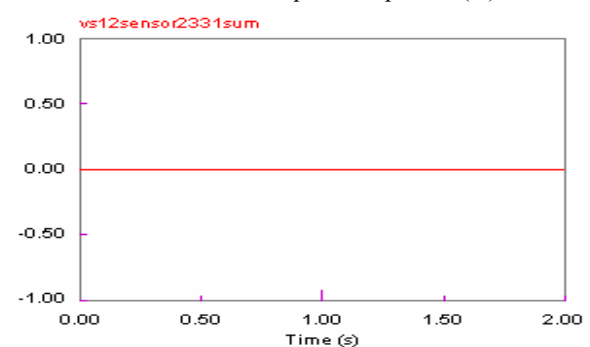


Fig. III.6 Simulation des régimes de fonctionnement de la MAS alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à MLI (boucle ouverte), cas de défaillance de type haute impédance de la diode D4 (diode maintenu ouvert (bloqué))

III.2.2. Défaillance de type "basse impédance" d'un transistor (transistor maintenu conducteur (fermé))

Une défaillance physique ou une imperfection de commande d'un transistor se traduisant en un état de basse impédance est nettement plus critique car la cellule de commutation se trouve court-circuitée. S'il s'agit d'un défaut de commande, le courant dans les transistors augmente jusqu'à la désaturation de l'un d'entre eux suivie de la fusion de la puce ou de sa connectique. Le transistor en question se trouve alors définitivement en état de faible impédance. Sans intervention, le transistor encore actif subit le même phénomène et la cellule est définitivement court-circuitée. L'augmentation du courant n'est limitée que par résistance interne de la source de tension continue (cas d'une batterie) ou par l'inductance de la maille formée par la cellule avec le condensateur de filtrage et la résistance des composants défectueux (figure III.7). Dans ce cas, le courant de court-circuit peut atteindre des amplitudes excessives en un temps court (figure III.9).

L'énergie libérée par le condensateur ($E = CV_{DC}^2 / 2$) doit être dissipée dans le silicium des semi-conducteurs et la connectique, ce qui peut entraîner une ouverture brutale de la connectique voire des boîtiers des IGBT ou de la connectique externe, ainsi que la propagation du défaut en amont de l'onduleur ou vers la charge [19].

Pour éviter ces conséquences préjudiciables pour le système et son environnement, la commande rapprochée de la cellule doit pouvoir réagir assez rapidement (de quelques micro secondes) lors de l'apparition du défaut pour ouvrir le transistor concerné ou le transistor adjacent avant la fusion des puces. Pour ce faire, les circuits drivers modernes intègrent généralement une détection de désaturation des transistors par mesure de la tension collecteur-émetteur [19], la tension ou le courant du bras [88]. Cette dernière chute très rapidement jusqu'à devenir nulle en cas de défaut et elle peut être utilisée comme indicateur de court circuit d'un bras d'onduleur.

Après une défaillance de type basse impédance d'un transistor, le transistor adjacent doit donc être bloqué : le défaut de bras est de type basse impédance asymétrique. Le courant dans la phase du bras en défaut devient incontrôlable car il existe deux chemins de court-circuit avec les diodes antiparallèles de même niveau que le transistor défectueux (figure III.8). Cet état est entretenu par les forces électromotrices servant de sources d'excitation. Selon la combinaison des forces électromotrices, il se crée des tensions positives aux bornes des diodes qui s'amorcent et autorisent alors la circulation des courants dans ces chemins. Le fonctionnement peut être qualifié de régime de court-circuit biphasé.

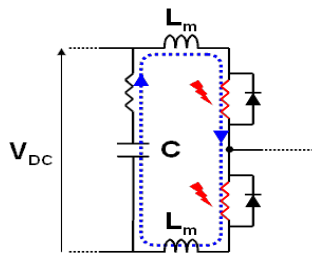


Fig. III.7 Défaut de court-circuit

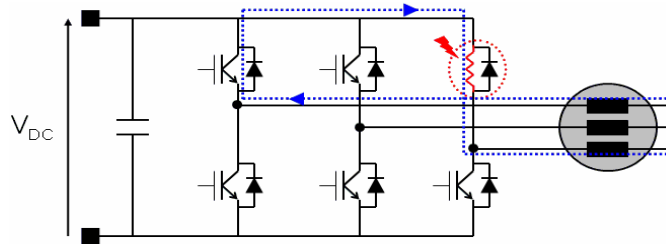


Fig. III.8 Défaut asymétrique de cellule de commutation – représentation de l'un des chemins de court-circuit

L'amplitude d'oscillation des courants de défaut est principalement limitée par la valeur de l'inductance cyclique (ou par la résistance interne de la source continue (batterie)). Leurs composantes continues dépendent de l'intermittence de la reprise de commande et elle est limitée avant tout par la résistance statorique. Les amplitudes des courants peuvent donc atteindre des valeurs élevées.

Les courants produisent un couple fortement oscillant et résistant en valeur moyenne qui freine la rotation de la machine. A mesure que la vitesse de rotation diminue, l'amplitude d'oscillation des courants diminue également car les composantes résistives influent davantage sur l'impédance statorique.

- Transistor T1 maintenu conducteur (fermé) pour différentes valeurs de couple de charge

La source de tension est une source de tension de 800 V avec résistance interne $r = 1 \text{ Ohm}$.
 Vitesse rotorique (tr/min) Couple électromagnétique (N.m)

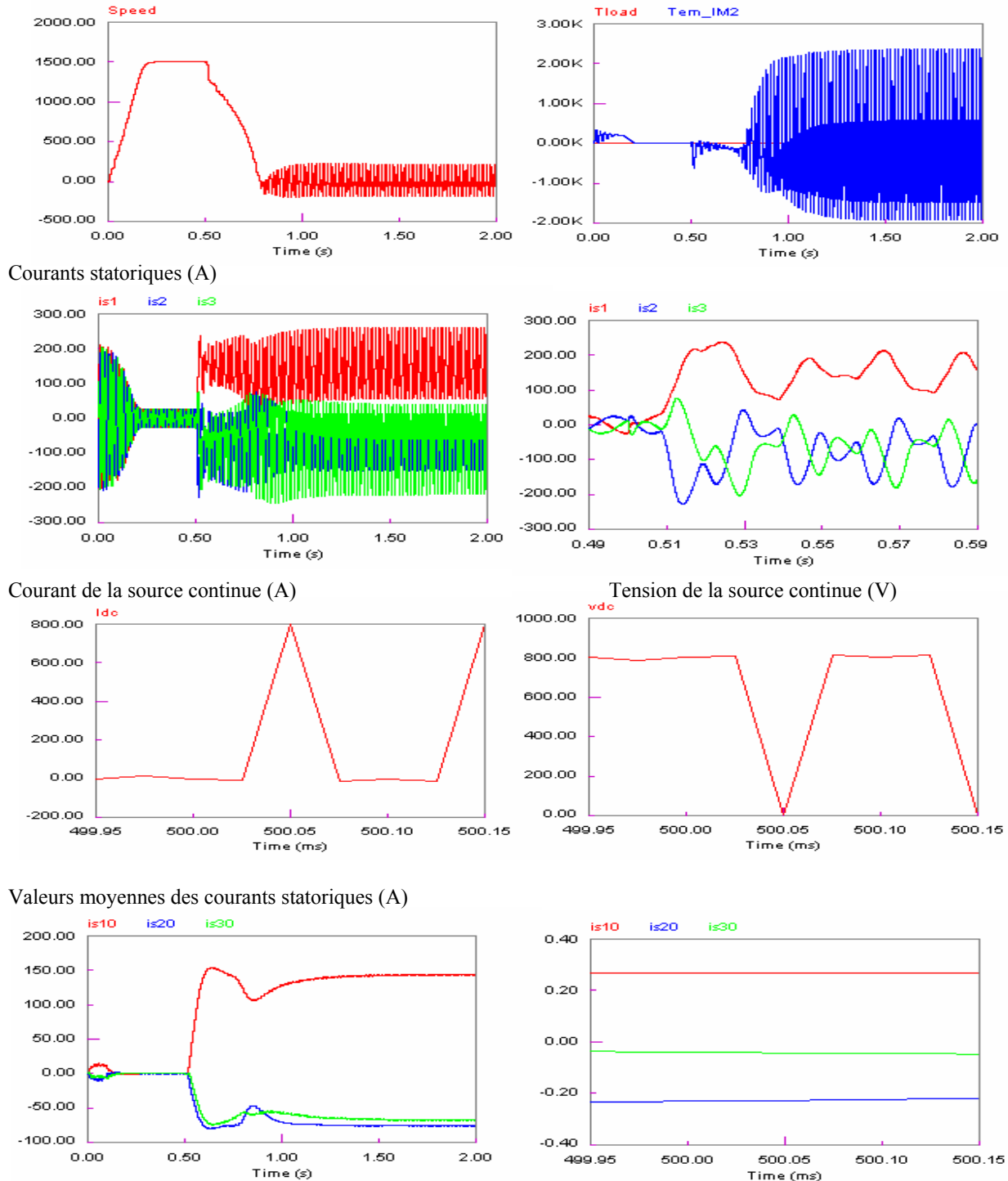


Fig. III.9 Simulation des régimes de comportement de la MAS alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à MLI (boucle ouverte), cas de défaillance de type basse impédance du transistor T1 (transistor maintenu conducteur (fermé))

III.3. Défauts externes du convertisseur

III.3.1. Défaillance du capteur de courant

Dans le cadre de la recherche d'une méthodologie assurant un diagnostic sûr et fiable, l'essentiel de la stratégie ne réside pas uniquement dans le grand nombre de capteurs et la redondance des informations mais aussi dans la fiabilité et la précision des systèmes de mesure et d'analyse de ces informations [72, 73].

En effet, le degré de pertinence de l'information en provenance des capteurs, doit être déterminé afin d'éliminer toutes les informations et les mesures aberrantes.

Une information erronée peut être le résultat d'une panne ou d'un défaut au niveau du système de mesure lui-même. La redondance matérielle peut être considérée dans ce cas comme importante pour le diagnostic. En revanche, elle est onéreuse en termes d'équipements et de maintenance.

Afin d'assurer une bonne qualité de mesure et d'éviter des sources possibles d'erreurs, quelques règles doivent être respectées :

- s'assurer de la fiabilité et de la précision des instruments de mesure (étalonnage, tests, etc.) ;
- bien choisir le régime de fonctionnement pendant lequel sont effectuées les mesures (régime transitoire, permanent),
- rendre compte des conditions environnementales du fonctionnement du processus ;
- bien définir les marges d'incertitudes tolérées (perturbations, erreurs, etc.).

Le défaut de capteur de courant de phase peut être de type multiplicatif (gain) ou additif (composante continue). Dans le cas de défaut de type multiplicatif (figure III.10 et figure III.11), la grandeur mesurée est multipliée par un gain. Dans le cas de défaut de type additif, une composante continue est ajoutée à la grandeur mesurée.

Puisque le stator de la MAS est à neutre isolé, la somme des trois courants de phase est nulle. Or, suite à la défaillance d'un des trois capteurs des courants de phase, la somme des signaux de sortie des capteurs de courants de phase sera différente de zéro (avec l'hypothèse de non simultanéité de défauts des capteurs). Dans le cas de défaut additif, la somme sera constante et différente de zéro (si le capteur n'introduit pas d'erreur de déphasage). Dans le cas de défaut additif, la somme sera périodique avec une composante continue différente de zéro (si le capteur introduit une erreur de déphasage). Dans le cas de défaut multiplicatif, la somme sera périodique sans composante continue. La valeur efficace est calculée à chaque période de temps (définie par la fréquence des références de tension de la commande MLI). Dans les trois types de défauts du capteur de courant, la somme des signaux de sortie de ces capteurs aura une valeur efficace différente de zéro (figure III.10). Lorsque cette somme est constante, suite à un défaut de type additif de l'un des capteurs de courant, la valeur efficace sera égale à cette somme de valeur constante. Cela caractérise ce type de défaut par rapport aux autres types de défauts.

Donc la valeur efficace de la somme des signaux de sortie des capteurs de courants de phase sera l'indicateur de défaillance du capteur de courant en supposant que seulement un capteur est en défaillance (pas de simultanéité des défauts des capteurs de courant ou d'autres types de défauts).

Chapitre III – Caractérisation des défauts d'un onduleur de tension alimentant une machine asynchrone en V/f constant en boucle ouverte

- Défaut multiplicatif du capteur 1 de courant de phase pour différentes valeurs de couple de charge
 Défaut de gain de 50% (r (capteur1) = 0.001 Ohm et 0.002 Ohm durant l'apparition du défaut).
 Vitesse rotorique (tr/min) Couple électromagnétique (N.m)

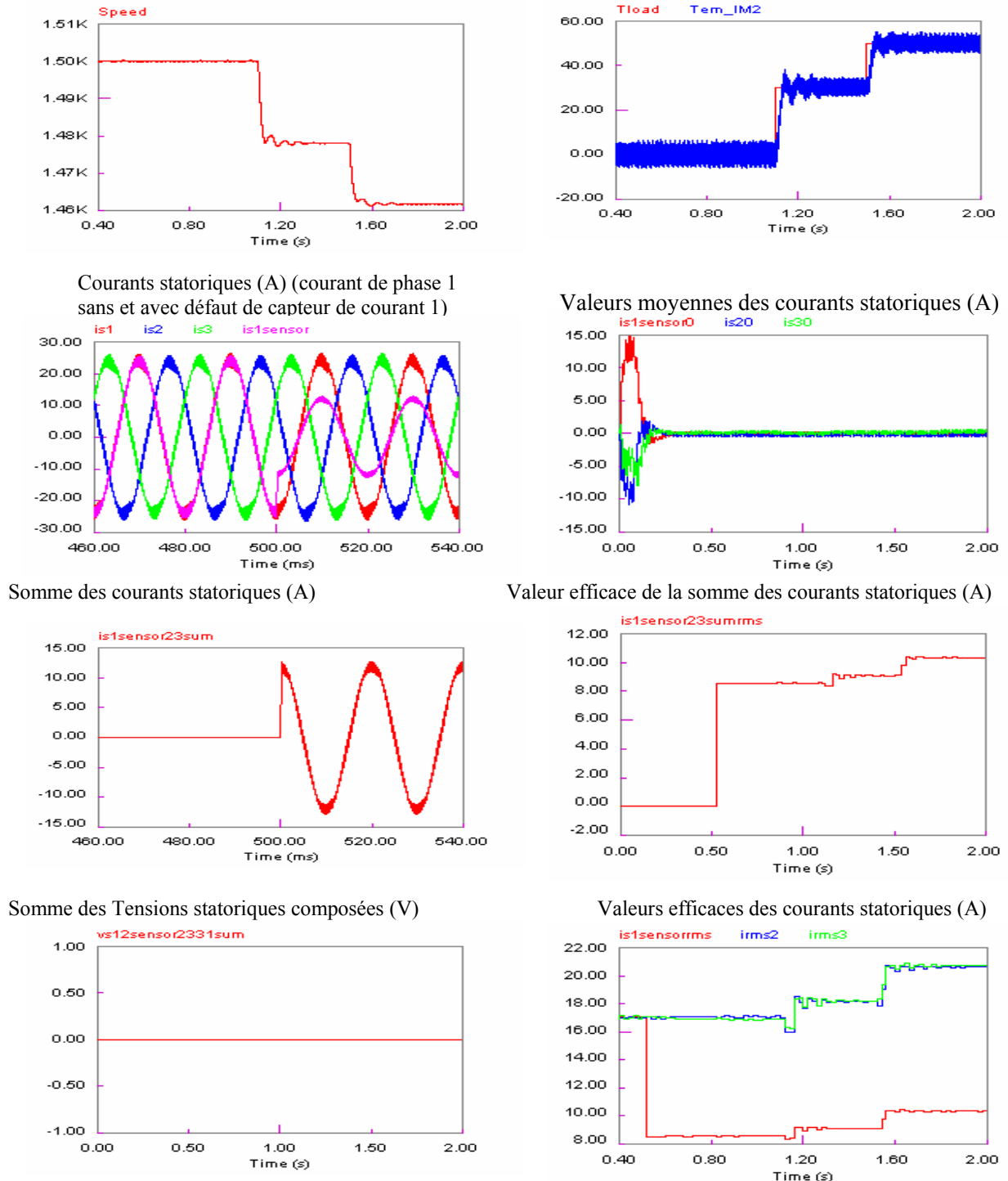


Fig. III.10 Simulation du comportement de la MAS (en régime de marche à vide) alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à MLI (boucle ouverte), cas de défaillance du premier capteur de courant de phase (défaut de type multiplicatif)

III.3.2. Défaillance de capteur de tension

Comme le défaut de capteur de courant de phase, le défaut de capteur de tension de phase (tension composée entre phases) peut être de type multiplicatif (gain) ou additif (composante continue). Dans le cas d'un défaut de type multiplicatif (figure III.11), la grandeur mesurée est multipliée par un gain. Dans le cas d'un défaut de type additif, une composante continue est ajoutée à la grandeur mesurée.

Puisque le stator de la MAS est alimenté à partir d'un onduleur de tension, la somme des trois tensions composées entre phases est nulle. Or, suite à la défaillance d'un des trois capteurs de tensions, la somme des signaux de sortie des capteurs de tensions sera différente de zéro (non nulle). Dans le cas de défaut additif, la somme sera constante et différente de zéro (si le capteur n'introduit pas d'erreur de déphasage). Dans le cas de défaut multiplicatif, la somme sera de type MLI sans composante continue. La valeur efficace de cette somme de type MLI ou même de son fondamental est calculée à chaque période de temps (définie par la fréquence des références de tension de la commande MLI). Dans les deux types de défaut du capteur de tension, la somme des signaux de sortie de ces capteurs aura une valeur efficace différente de zéro (figure III.11). Lorsque cette somme est constante, suite à un défaut de type additif de l'un des capteurs de courant, la valeur efficace sera égale à cette somme de valeur constante. Cela caractérise ce type de défaut par rapport aux autres types de défauts.

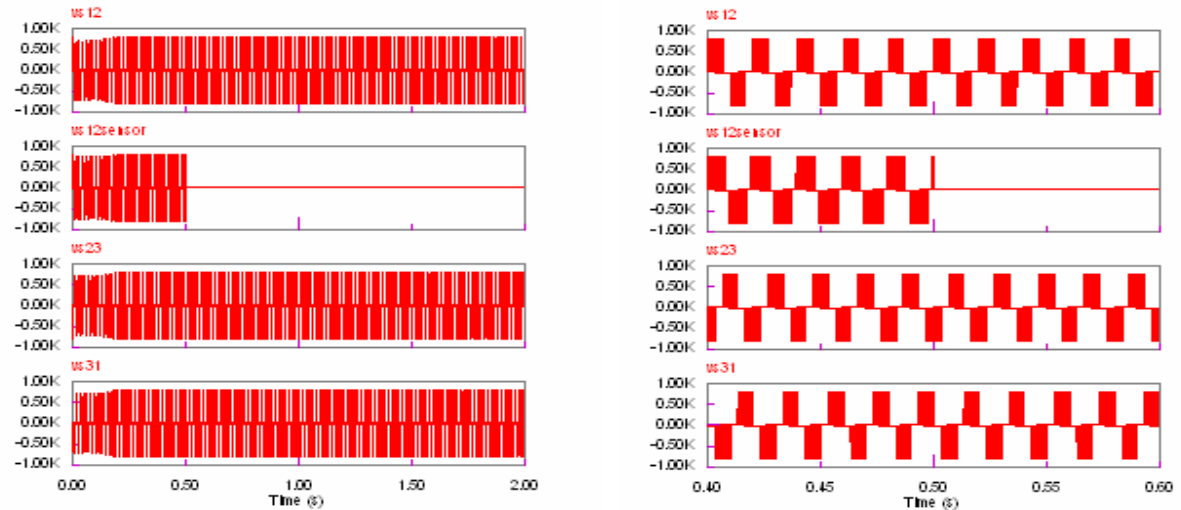
Donc la valeur efficace de la somme des signaux de sortie des capteurs de tensions composées entre phases sera l'indicateur de défaillance du capteur de tension en supposant que seulement un capteur est en défaillance (pas de simultanéité de défauts des capteurs de tension ou d'autres types de défauts).

Chapitre III – Caractérisation des défauts d'un onduleur de tension alimentant une machine asynchrone en V/f constant en boucle ouverte

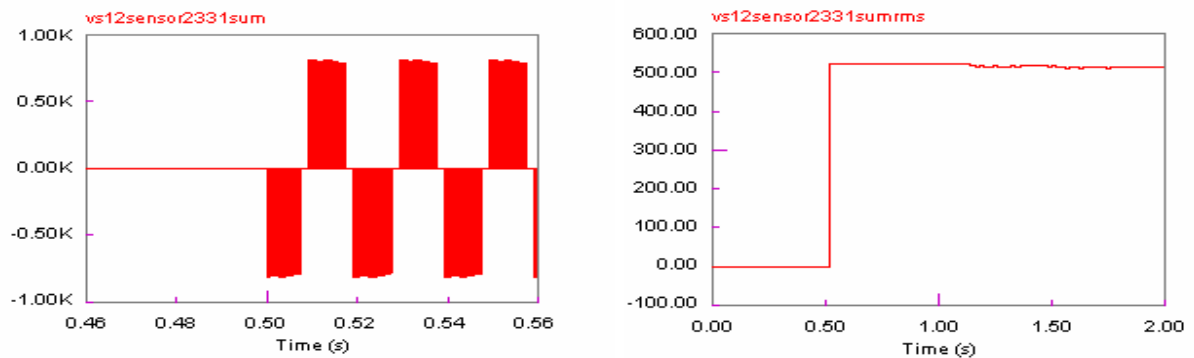
- Défaut multiplicatif du capteur 1 de tension entre phases 1 et 2 pour différentes valeurs de couple de charge

Défaut de gain de 100%.

Tensions statoriques composée (V) (tension de phase 1 réelle et lorsqu'elle est mesurée incorrectement)



Somme des tensions statoriques composée (V) (tension de phase 1 mesurée incorrectement) et sa valeur efficace



Somme filtrée des tensions statoriques composées (V) et sa valeur efficace (tension de phase 1 mesurée incorrectement) (filtrée avec un filtre du 2ème ordre avec 10 Hz de bande passante autour de 50 Hz)

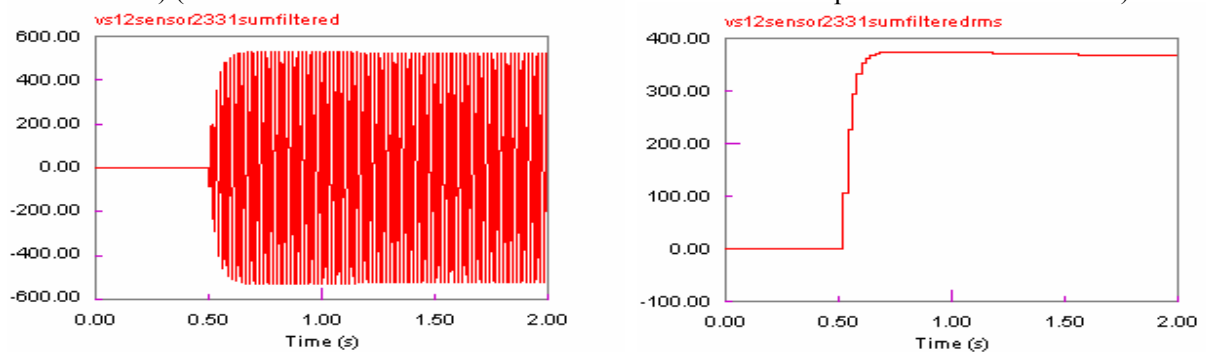


Fig. III.11 Simulation du comportement de la MAS (en régime de marche à vide) alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à MLI (boucle ouverte), cas de défaillance de capteur1 de tension de phase (défaut de type multiplicatif)

III.3.3. Coupure monophasée

Dans le cas d'une MAS alimentée par un onduleur de tension à MLI en boucle ouverte, ce type de défaut est caractérisé par l'annulation du courant dans la phase coupée (courant de valeur efficace nulle) et les courants dans les deux phases saines ont la même amplitude mais ils sont en opposition de phases (déphasée de 180° l'un par rapport à l'autre) sachant que les tensions composées entre phases sont de fondamentaux complètement différents de zéro (figure III.12).

Le défaut de coupure peut se produire du côté MAS par rapport au capteur de tension de phase ou du côté onduleur. Le signal mesuré diffère d'un cas à l'autre. Pour distinguer ces deux cas, le taux de distorsion harmonique (THD) des tensions composées peut être utilisé en tant qu'indicateur de position de coupure de phase par rapport au capteur de la tension composée. Lorsque la coupure se produit du côté MAS, les signaux de sortie des capteurs de tensions présentent les tensions entre phases de l'onduleur dont l'allure est de type MLI avec des THDs approximativement identiques (figure A.5). Alors que si la coupure se produit du côté onduleur, les signaux de sortie des capteurs de tensions présentent une tension entre de phases saines de Type MLI (phases saines) et deux tensions entre point de coupure côté MAS et phases de l'onduleur de forme différentes comparativement à la première tension de type MLI. Cette dernière présente un THD égal approximativement à deux fois le THD des deux autres tensions et il est égal à sa valeur dans le cas sans défaut de coupure de phase (figure A.5).

La mesure des déphasages des courants statoriques est basée essentiellement sur la détection du passage par zéro de ces courants. Des courants suffisamment lisses impliquent une mesure de déphasages de courants statoriques plus exacte et plus précise.

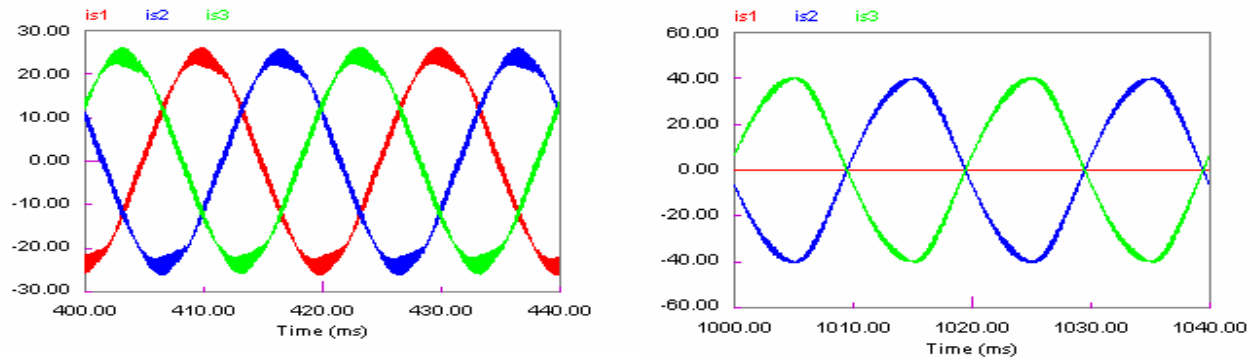
Le degré de lissage des courants statoriques de la machine à induction alimentée par un onduleur de tension à MLI est une fonction des paramètres de la machine (inductances statoriques), des paramètres de la commande à MLI (fréquence de la porteuse et des tensions de référence) et du niveau de tension de la source continue.

Si les courants sont moins lisses, il faut extraire les fondamentaux des courants statoriques pour détecter leurs déphasages. Ces fondamentaux peuvent être calculés en utilisant par exemple un filtre passe bande du deuxième ordre de fréquence passante égale à la fréquence des tensions de référence de la commande à MLI (50 Hz) et de bande passante de ± 10 Hz.

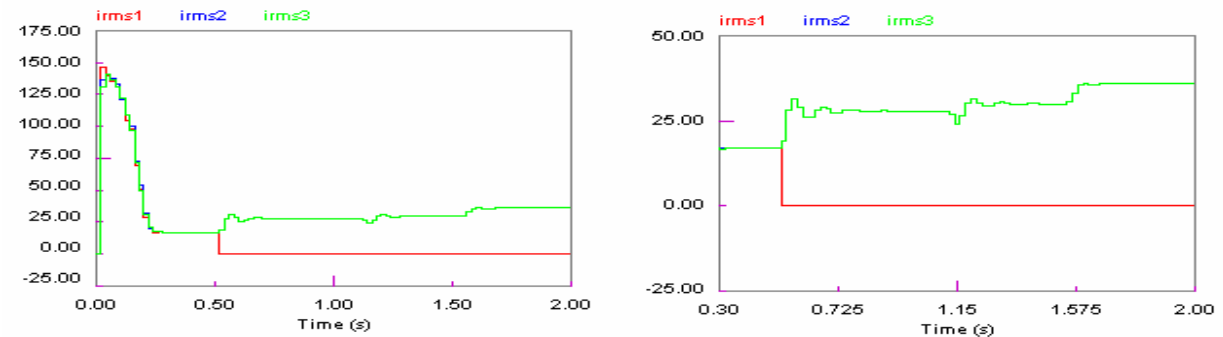
Dans notre cas, les courants statoriques absorbés par la machine à induction, utilisée à vide et en charge, commandée par onduleur de tension à MLI sont suffisamment lisses et leurs déphasages sont acceptables (voir figure III.12).

- Coupure monophasée (Phase 1) pour différentes valeurs de couple de charge

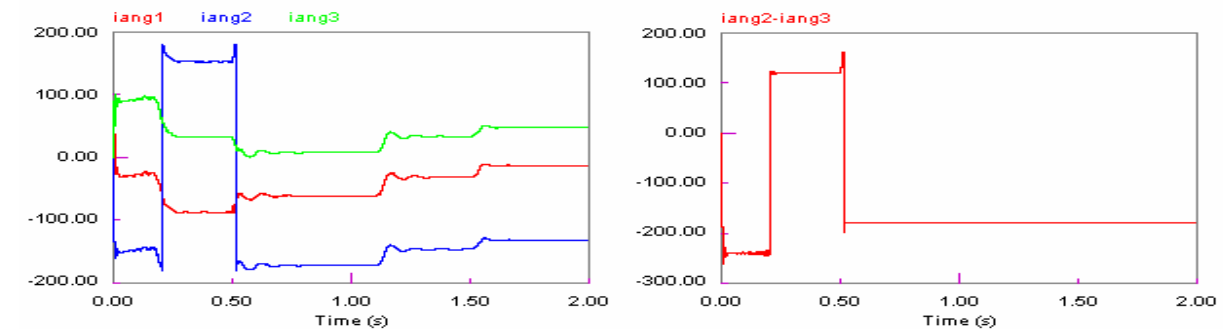
Courants statoriques (A)



Valeurs efficaces des courants statoriques (A)



Déphasages des courants statoriques ($^{\circ}$)



Valeurs moyennes des courants statoriques (A)

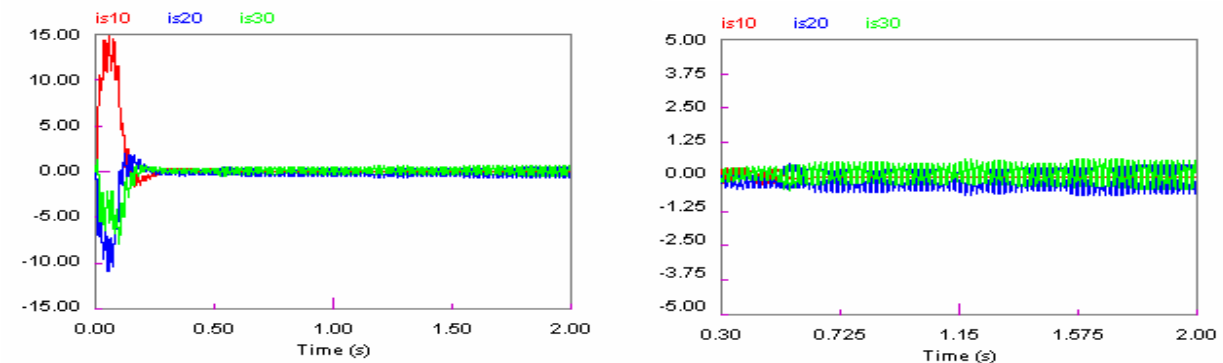


Fig. III.12 Simulation du comportement de la MAS alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à MLI (boucle ouverte), cas de coupure de phase 1

Chapitre III – Caractérisation des défauts d'un onduleur de tension alimentant une machine asynchrone en V/f constant en boucle ouverte

Les caractéristiques des différents types de défauts d'une MAS alimentée par un onduleur à MLI à deux niveaux en boucle ouverte sont énoncées dans le tableau III.1. Il faut noter que les valeurs efficaces et les déphasages des courants statoriques, ne sont pas calculés dans les cas des défauts de transistor maintenu ouvert ou fermé (cas où les courants statoriques présentent une composante continue importante.) ou cas de coupure de phase (courant de valeur efficace nulle). La valeur efficace nulle du courant est théorique, (pratiquement le courant est considéré d'une valeur efficace nulle quand celle-ci est inférieure à un seuil défini).

Tableau III.1 Caractéristiques des différents types de défauts d'une MAS alimentée par un onduleur à MLI à deux niveaux en boucle ouverte

Type de défaut	Composantes continues des courants de phase			Valeurs efficaces des courants statoriques			Valeur absolue des différences des angles de phases des courants statoriques (°)			Valeur efficace de la somme des signaux de sortie des capteurs des courants statoriques	Valeur efficace de la somme des signaux de sortie des capteurs des tensions composées statoriques
	Phase1	Phase2	Phase3	Phase1	Phase2	Phase3	Phase12	Phase23	Phase31		
Sans défaut	0	0	0	I _{eff}	I _{eff}	I _{eff}	120° (ou 240°)	120° (ou 240°)	120° (ou 240°)	0	0
T1 ou D4 ouvert	< 0, I _{dc} < I _{dcmax}	> 0, I _{dc} < I _{dcmax}	> 0, I _{dc} < I _{dcmax}	-	-	-	-	-	-	0	0
T2 ou D5 ouvert	> 0, I _{dc} < I _{dcmax}	< 0, I _{dc} < I _{dcmax}	> 0, I _{dc} < I _{dcmax}	-	-	-	-	-	-	0	0
T3 ou D6 ouvert	> 0, I _{dc} < I _{dcmax}	> 0, I _{dc} < I _{dcmax}	< 0, I _{dc} < I _{dcmax}	-	-	-	-	-	-	0	0
T4 ou D1 ouvert	> 0, I _{dc} < I _{dcmax}	< 0, I _{dc} < I _{dcmax}	< 0, I _{dc} < I _{dcmax}	-	-	-	-	-	-	0	0
T5 ou D2 ouvert	< 0, I _{dc} < I _{dcmax}	> 0, I _{dc} < I _{dcmax}	< 0, I _{dc} < I _{dcmax}	-	-	-	-	-	-	0	0
T6 ou D3 ouvert	< 0, I _{dc} < I _{dcmax}	< 0, I _{dc} < I _{dcmax}	> 0, I _{dc} < I _{dcmax}	-	-	-	-	-	-	0	0
T1 fermé	I _{dc} > I _{dcmax} V _{dc} = 0	I _{dc} > I _{dcmax} V _{dc} = 0	I _{dc} > I _{dcmax} V _{dc} = 0	-	-	-	-	-	-	0	0
T2 fermé	I _{dc} > I _{dcmax} V _{dc} = 0	I _{dc} > I _{dcmax} V _{dc} = 0	I _{dc} > I _{dcmax} V _{dc} = 0	-	-	-	-	-	-	0	0
T3 fermé	I _{dc} > I _{dcmax} V _{dc} = 0	I _{dc} > I _{dcmax} V _{dc} = 0	I _{dc} > I _{dcmax} V _{dc} = 0	-	-	-	-	-	-	0	0
T4 fermé	I _{dc} > I _{dcmax} V _{dc} = 0	I _{dc} > I _{dcmax} V _{dc} = 0	I _{dc} > I _{dcmax} V _{dc} = 0	-	-	-	-	-	-	0	0
T5 fermé	I _{dc} > I _{dcmax} V _{dc} = 0	I _{dc} > I _{dcmax} V _{dc} = 0	I _{dc} > I _{dcmax} V _{dc} = 0	-	-	-	-	-	-	0	0
T6 fermé	I _{dc} > I _{dcmax} V _{dc} = 0	I _{dc} > I _{dcmax} V _{dc} = 0	I _{dc} > I _{dcmax} V _{dc} = 0	-	-	-	-	-	-	0	0
Phase 1 coupée	0	0	0	0	I _{effp}	I _{effp}	-	180°	-	0	0
Phase 2 coupée	0	0	0	I _{effp}	0	I _{effp}	-	-	180°	0	0
Phase 3 coupée	0	0	0	I _{effp}	I _{effp}	0	180°	-	-	0	0
Capteur de courant	0	0	0	≠ I _{effc}	I _{effc}	I _{effc}	120° (ou	120° (ou	120° (ou	> 0	0

Chapitre III – Caractérisation des défauts d'un onduleur de tension alimentant une machine asynchrone en V/f constant en boucle ouverte

1 (multiplicatif)							240°)	240°)	240°)		
Capteur de courant 2 (multiplicatif)	0	0	0	I _{effc}	≠ I _{effc}	I _{effc}	120° (ou 240°)	120° (ou 240°)	120° (ou 240°)	> 0	0
Capteur de courant 3 (multiplicatif)	0	0	0	I _{effc}	I _{effc}	≠ I _{effc}	120° (ou 240°)	120° (ou 240°)	120° (ou 240°)	> 0	0
Capteur de courant 1 (additif)	> 0 ou < 0	0	0	≠ I _{effc}	I _{effc}	I _{effc}	-	120° (ou 240°)	-	> 0	0
Capteur de tension (multiplicatif ou additif)	0	0	0	I _{effc}	I _{effc}	I _{effc}	120° (ou 240°)	120° (ou 240°)	120° (ou 240°)	0	> 0

Sur la figure III.13 est présenté un algorithme proposé pour la classification des différents défauts de l'onduleur alimentant un MAS en V/f constante en boucle ouverte.

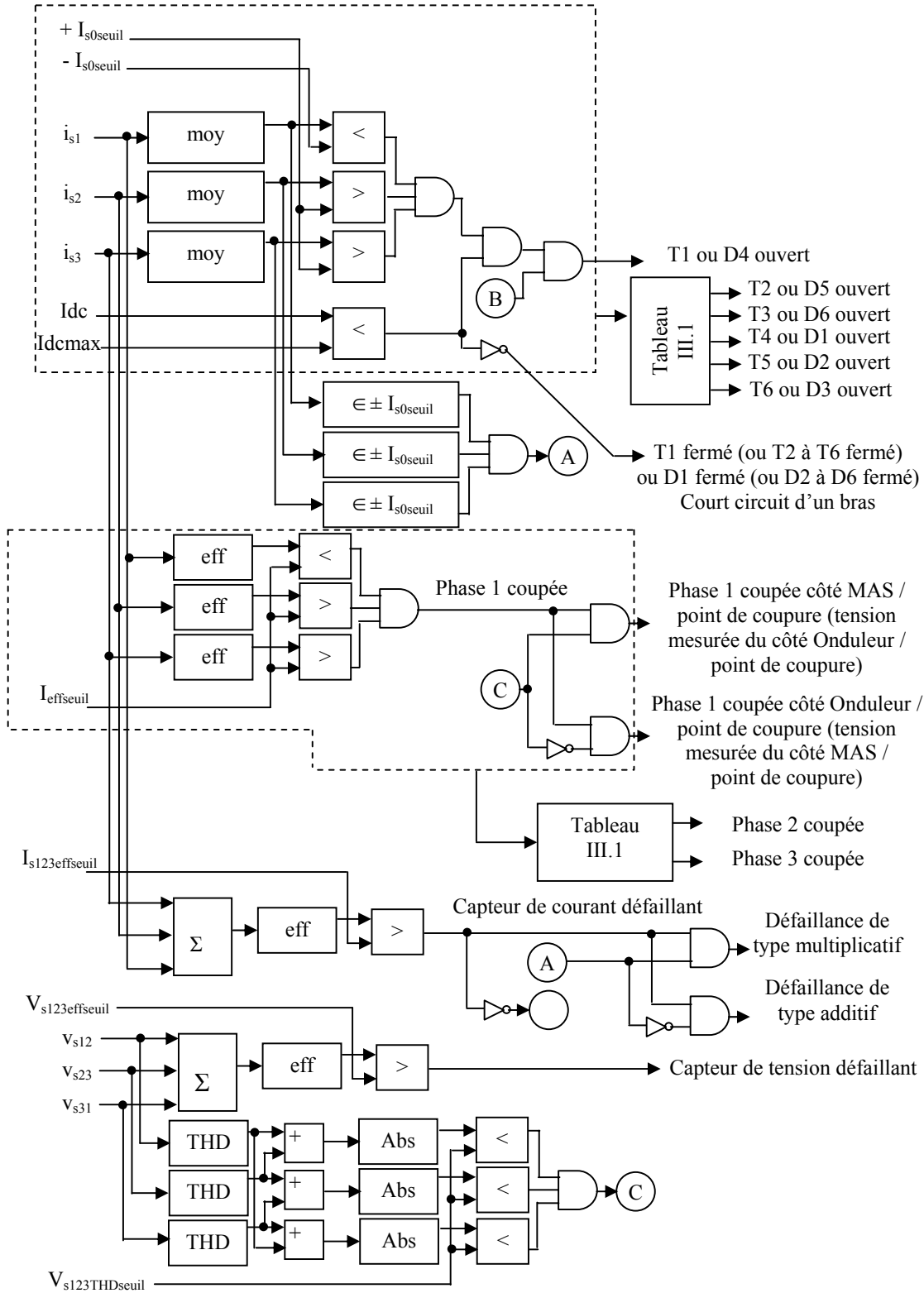


Fig. III.13. Algorithme proposé pour la classification des différents défauts de l'onduleur alimentant un MAS en V/f constante en boucle ouverte

Chapitre III – Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone

Avec :

+ $I_{s0\text{seuil}}$, - $I_{s0\text{seuil}}$: Seuils des composantes continues dans les courants statoriques.

$I_{dc\text{max}}$: Seuil du courant de la source continue ; I_{dc} : Courant de la source continue ;

$I_{s123\text{effseuil}}$: Seuil de la valeur efficace de la somme des courants statoriques.

$V_{s123\text{effseuil}}$: Seuil de la valeur efficace de la somme des tensions statoriques composées.

moy : Valeur moyenne du signal d'entrée ; eff : Valeur efficace du signal d'entrée ;

Abs : Valeur absolue du signal d'entrée ; THD : Taux de distorsion harmonique ;

> : Condition supérieur à. Lorsque le premier signal (entrée en haut du bloc) est supérieur au deuxième (entrée en bas du bloc), la sortie du bloc sera un 1 booléen. Si non la sortie du bloc sera un 0 booléen.

< : Condition inférieur à. Lorsque le premier signal (entrée en haut du bloc) est inférieur au deuxième (entrée en bas du bloc), la sortie du bloc sera un 1 booléen. Si non la sortie du bloc sera un 0 booléen.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié l'impact des défauts de la MAS, alimentée à partir d'un onduleur de tension à deux niveaux à MLI en boucle ouverte, sur les grandeurs indicatrices choisies. Dans le but de caractériser chaque type de défaut par rapport aux autres types (comportement en cas de défauts).

Les défauts étudiés dans ce chapitre sont :

- a- Mauvais fonctionnement de l'onduleur de tension, ce type de défaut regroupe les cas suivants ;
 - a-1- transistor maintenu ouvert (et diode maintenue ouverte);
 - a-2- transistor maintenu fermé (et diode maintenue fermée);
 - a-3- coupure monophasée interne (à l'intérieur de la machine) ou externe (côté réseau)).
- b- Mauvaise acquisition de données (mesure erronée suite au défaut de capteur (essentiellement de courant et de tension de phase) ou mauvais fonctionnement de la chaîne de traitement de données acquises).

Après simulations des différents défauts, on a pu choisir les grandeurs indicatrices distinguant chaque type de défaut par rapport aux autres défauts, à savoir :

- 1- valeurs efficaces des tensions et des courants statoriques mesurés;
- 2- angles de phase des courants statoriques (ou de leurs fondamentaux);
- 3- valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des courants statoriques mesurés;
- 4- valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des tensions statoriques mesurées;
- 5- valeurs moyennes des courants statoriques mesurés;
- 6- courant (tension) de la source continue;
- 7- Taux de distorsion harmonique des tensions statoriques composées mesurées (signaux de sorties des capteurs de tension).

Cette étude a permis de définir, d'une part, dans le cas d'une machine asynchrone alimentée à partir d'un onduleur de tension à MLI en boucle ouverte, les variables (grandeurs) indicatrices et leurs intervalles, chose qui permet de distinguer chaque type de défaut par rapport aux autres et, d'autre part, la nature du défaut et son endroit d'apparition (localisation). En boucle ouverte, les signaux de commande (tension de référence de la commande MLI) ne sont pas infectés par les défauts, chose qui rend la détection du défaut (nature et endroit d'apparition (localisation)) plus simple comparativement au système en boucle fermée présenté dans le chapitre suivant. Une telle caractérisation, basée sur la définition des intervalles du mode normal et des différents modes de défaillance de fonctionnement, présente plusieurs avantages par rapport aux techniques basées sur les réseaux de neurones artificielles largement utilisée dans le domaine de diagnostic des systèmes non-linéaires. Ces avantages peuvent être résumés comme suit : Un système non-linéaire de type multi-entrées / multi-sorties comme la notre, nécessite pour sa surveillance et son diagnostic un réseau de neurones artificiels multi-entrées / multi-sorties. La conception de ce réseau de neurones exige un calcul gigantesque pour pouvoir tenir compte des défauts considérés ci dessus avec une fiabilité acceptable. La méthode qu'on a proposée repose sur la définition des différentes variables et leurs intervalles caractérisant chaque type de défaut par rapport à l'autre. A chaque défaut, on associe des intervalles correspondants pour les grandeurs indicatrices. Ainsi, lorsque les valeurs des grandeurs indicatrices appartiennent à des intervalles préalablement identifiés, le défaut pourra être défini et localisé.

L'apport de cette technique est quelle assure « la couverture » d'une large gamme de défauts avec une bonne fiabilité et optimisation du temps de conception comparativement aux méthodes à base des réseaux de neurones artificielles.

La commande vectorielle de la machine à induction (boucle fermée) est basée sur le même système d'alimentation (onduleur de tensions à MLI à deux niveaux). La différence se résume dans l'identification des tensions de référence de commande MLI.

Dans le chapitre suivant (chapitre III), la machine sera alimentée par le même onduleur de tension à MLI à deux niveaux mais en boucle fermée avec asservissement de la vitesse par la commande vectorielle indirecte de flux rotorique orienté (IFOC). Nous allons nous intéresser aux signatures caractéristiques de ce système en mode normale (sans défaut).

Dans le quatrième chapitre, nous allons nous intéresser aux signatures caractéristiques du même système lorsque la machine est commandée par orientation vectorielle indirecte du flux rotorique (IFOC) en mode défaillant (les mêmes types de défauts étudiés dans le troisième chapitre sont considérés).

Chapitre IV – Caractérisation des défauts de la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension

Chapitre IV – Caractérisation des défauts de la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension

IV.1. Introduction

Cette section présente une analyse avec simulation des différents défauts statoriques pouvant survenir sur la machine asynchrone lorsqu'elle est alimentée par un onduleur de tension à MLI en boucle fermée contrôlée par une commande vectorielle indirecte (commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique).

Après simulation du système (onduleur de tension - Moteur asynchrone triphasé) pour différents cas de défauts statoriques essentiellement de l'onduleur de tension, une base de données décrivant l'influence de chaque type de défaut sur les grandeurs indicatrices (catalogue défauts-manifestations) est conçue. Pour terminer, une méthode optimale de diagnostic des défauts étudiés est proposée. Les différents défauts considérés sont :

a- Mauvais fonctionnement de l'onduleur de tension, ce type de défaut regroupe :

- a-1- Transistor maintenu ouvert (et diode maintenue ouverte);
- a-2- Transistor maintenu fermé.

Ces deux défauts sont des types défauts liés à l'électronique (analogique) à cause des vibrations, corrosion, problème de contact (soudure, support), problème de compatibilité électromagnétique. Ce qui engendre des pannes de la commande rapprochée (driver, en, anglais), absence de commutation (Court circuit ou Circuit Ouvert du transistor). Ces deux types de défauts peuvent aussi être des types de défauts «numériques» à cause de erreurs des conceptions des logiciels ou défaut de microcontrôleur ce qui engendre l'absence de MLI et de commutation et par conséquent l'absence de commutation (Court circuit ou Circuit Ouvert du transistor).

a-3- Coupure monophasée interne (à l'intérieur de la machine) ou externe (côté réseau)) ;

b- Mauvaise acquisition de données (mesure erronée suite à l'apparition de défauts sur le capteur (essentiellement des courants et des tensions statoriques) ou au mauvais fonctionnement de la chaîne de traitement de données acquises) :

Ces défauts sont dus principalement aux défauts des capteurs électriques essentiellement les capteurs de courant de ligne à cause du vieillissement naturel du capteur, vibrations, corrosion, vieillissement des soudures ou des contacts. Le vieillissement des capteurs provoque des erreurs de mesures (offset, erreur de gain). Ce qui engendre, d'une part, une mauvaise estimation des tensions et des courants et, d'autre part, le fonctionnement anormal des boucles de régulation et de limitation des courants (et du couple, dans le cas d'une MAS alimentée par un onduleur de tension en boucle fermée).

La simulation numérique envisagée permet d'étudier les phénomènes créés par la présence d'un défaut statorique essentiellement de l'onduleur de tension sur les différentes grandeurs temporelles de la machine et notamment de définir l'effet de chaque type de défaut sur les grandeurs indicatrices de défauts choisies ; à savoir :

- valeurs efficaces des tensions et des courants statoriques mesurés;

- angles de phase des courants statoriques mesurés (ou de leurs fondamentaux);
- valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des courants statoriques mesurés;
- valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des tensions statoriques mesurées;
- valeurs moyennes des courants statoriques mesurés;
- valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques mesurés;
- courant (tension) de la source continue;
- Taux de distorsion harmonique des tensions statoriques composées mesurées (signaux de sorties des capteurs de tension).

IV.2. Défaillance de type "haute impédance" d'un transistor (transistor maintenu ouvert (bloqué))

Le maintien à l'état ouvert d'un transistor, dû par exemple à une défaillance de grille, entraîne la perte du contrôle de la machine. En fait, les références calculées i_{qref} , v_{dref} et v_{qref} , supposées constantes en régime permanent de la commande vectorielle, sont oscillatoires durant le défaut. Ce qui induit des tensions de référence de la commande MLI (v_{aref} , v_{bref} , v_{cref}) non sinusoïdales et saturées (Fig. IV.1.a.3). Chose qui influence la commande de tous les transistors de l'onduleur. Le comportement de l'onduleur est difficilement prédictible. Dans le cas où le transistor supérieur d'une cellule reste ouvert, la phase de la MAS n'est connectée au potentiel positif du bus que par la diode antiparallèle. La conduction spontanée de cette diode du bras en défaut dépend des forces électromotrices développées par la machine et des commandes des bras restants. La dégradation des formes d'onde des courants est encore accrue par rapport au même cas de défaut en boucle ouverte (voir chapitre précédent). La différence consiste dans le fait que les références de tension de la commande MLI en boucle ouverte sont prédéfinies sinusoïdales et équilibrées, alors que dans le cas d'une commande vectorielle avec un onduleur à MLI, les tensions de référence de la commande MLI sont calculées en fonction des courants statoriques (i_{ds} et i_{qs}), des courants statoriques de référence (i_{dsef} et i_{qsef} qui est fonction de la vitesse de référence et de la vitesse mécanique du rotor), de la pulsation électrique ou de la position θ ainsi que des paramètres des trois régulateurs PI.

La valeur moyenne du courant de la phase liée au bras d'onduleur en défaut de transistor maintenu ouvert est la plus inférieure par rapport aux valeurs moyennes des courants de phases dont les bras d'onduleur sont sains quelle que soit la valeur de la vitesse et du couple de charge (Fig. IV.1.a.2, Fig. IV.1.b, Fig. IV.2.a, Fig. IV.2.b, Fig. IV.3.a, Fig. IV.3.b).

SHAMSI [19] a proposé deux méthodes pour la détection de transistors en défaut d'un circuit-ouvert d'une machine synchrone à aimant permanent. La première est la méthode basée sur la mesure des courants des interrupteurs (demi-bras) et la deuxième est la méthode basée sur la mesure des chutes de tension sur les interrupteurs (transistors) [19]. La première méthode nécessite six capteurs de courant (un onduleur à deux niveaux comporte 6 interrupteurs (6 demi-bras)). La deuxième méthode nécessite six capteurs de tension (un onduleur à deux niveaux comporte 6 interrupteurs (6 demi-bras)). Par contre, la méthode qu'on a proposée nécessite trois capteurs de courant de phase et un quatrième capteur du courant du bus continu pour la détection du défaut de transistor maintenu fermé.

La distorsion importante des courants se traduit par une puissance fluctuante significative et elle implique, pour une même puissance mécanique fournie, une augmentation du courant efficace par rapport au régime normal puisque les harmoniques résultantes ne génèrent que des pertes.

Le régime dégradé se manifeste sur le plan mécanique par une fluctuation importante du

couple de la machine. La valeur crête du couple augmentée considérablement par rapport à la valeur nominale dans le cas simulé (Fig. IV.1.a.1).

Les vibrations résultantes peuvent être préjudiciables et induire un vieillissement accéléré des éléments mécaniques en cas de fonctionnement prolongé. D'autre part, les vibrations suscitées génèrent une ondulation de vitesse introduisant des harmoniques basses fréquences dans les références de courant, (qui sont à l'origine de pertes supplémentaires et éventuellement d'une résonance mécanique).

La fréquence statorique présente des ondulations autour d'une valeur constante (Fig. IV.1.a.4, Fig. IV.1.b, Fig. IV.2.a, Fig. IV.2.b, Fig. IV.3.a, Fig. IV.3.b).

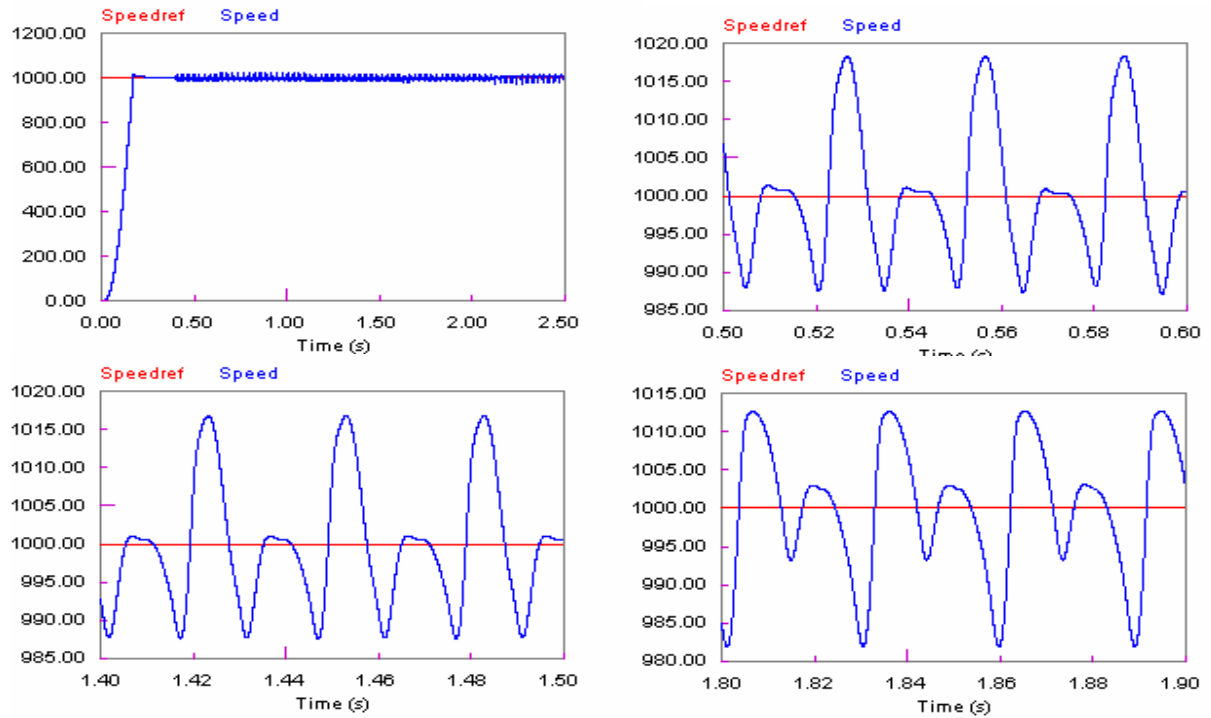
Les tensions statoriques subissent des déformations comparativement à leur forme en cas de fonctionnement sans (Fig. IV.1.a.5). Leur somme est nulle ainsi que celle des courants statoriques (Fig. IV.1.a.5).

En régime de fonctionnement sans défaut et pendant le régime transitoire (démarrage ou variation de vitesse de référence), les valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques sont décalées l'une par rapport à l'autre, ce qui est similaire au régime de fonctionnement avec défaut de transistor maintenu ouvert (voir Fig. IV.1.a.2).

Les courants statoriques en régime de fonctionnement sans défaut sont tout le temps contrôlés. Leurs valeurs maximales ne dépassent pas le seuil maximal défini (-60 A, +60 A) même en régime transitoire (voir Fig. IV.1.a.2). Par contre, en régime de fonctionnement avec défaut de transistor maintenu ouvert, les courants statoriques sont incontrôlables. Leurs valeurs maximales dépassent le seuil maximal défini (-60 A, +60 A) (voir Fig. IV.1.a.2), chose qui diffère ce régime de fonctionnement par rapport au régime transitoire du fonctionnement sans défaut.

a. Transistor T1 maintenu ouvert (bloqué) pour différentes valeurs de couple de charge

Vitesse rotorique (tr/min)



Couple électromagnétique (N.m)

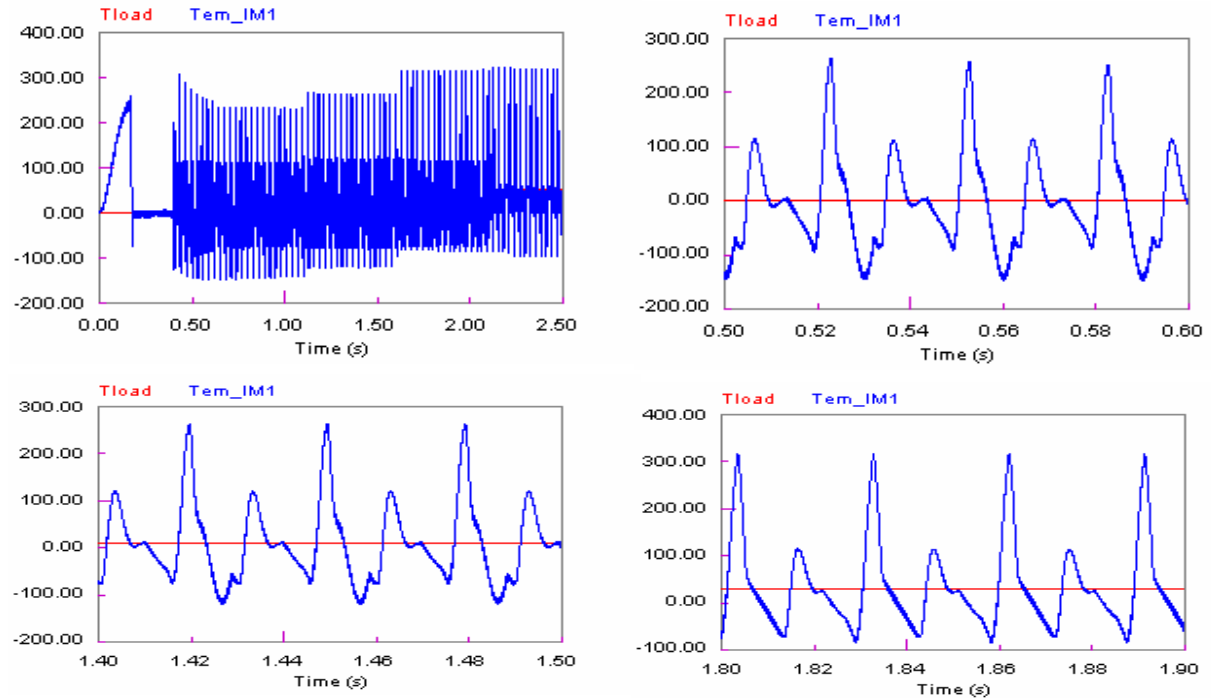
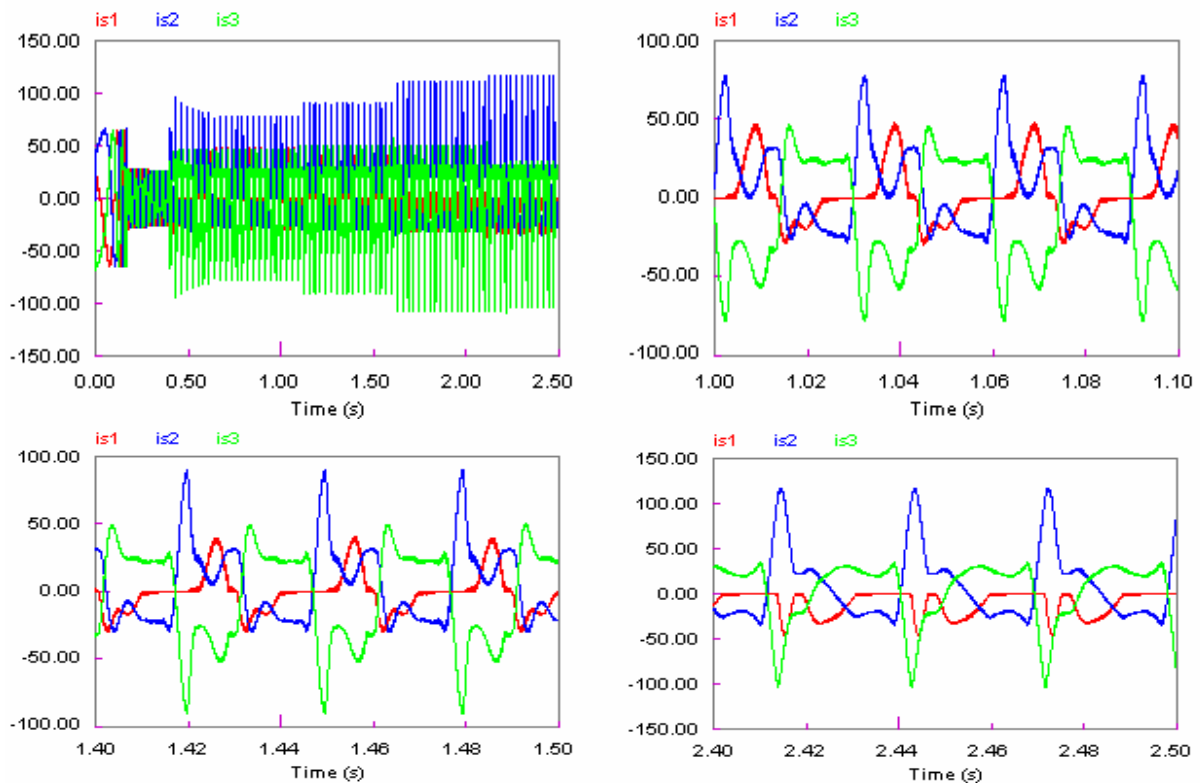


Fig. IV.1.a.1 Caractéristiques mécaniques de la MAS sous commande vectorielle avec onduleur de tension à MLI à deux niveaux, cas de défaillance de type haute impédance du transistor T1 (transistor maintenu ouvert (bloqué)) (vitesse de 1000 tr/min)

Chapitre IV - Caractérisation des défauts de la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension

Courants statoriques (A)



Valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques (A)

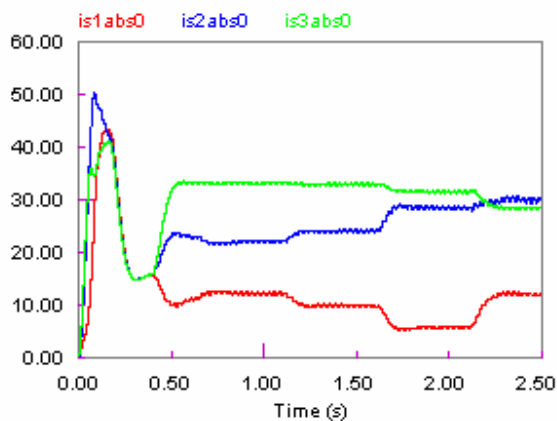


Fig. IV.1.a.2 Courants statoriques et valeurs moyennes de leurs valeurs absolues , MAS sous commande vectorielle avec onduleur de tension à MLI à deux niveaux avec défaillance de type haute impédance du transistor T1 (transistor maintenu ouvert (bloqué)) (vitesse de 1000 tr/min)

Chapitre IV - Caractérisation des défauts de la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension

(idref, id (A)), (iqref, iq (A)), (vdref (V)), (vqref (V)), (varef, vbref, vceref (V))

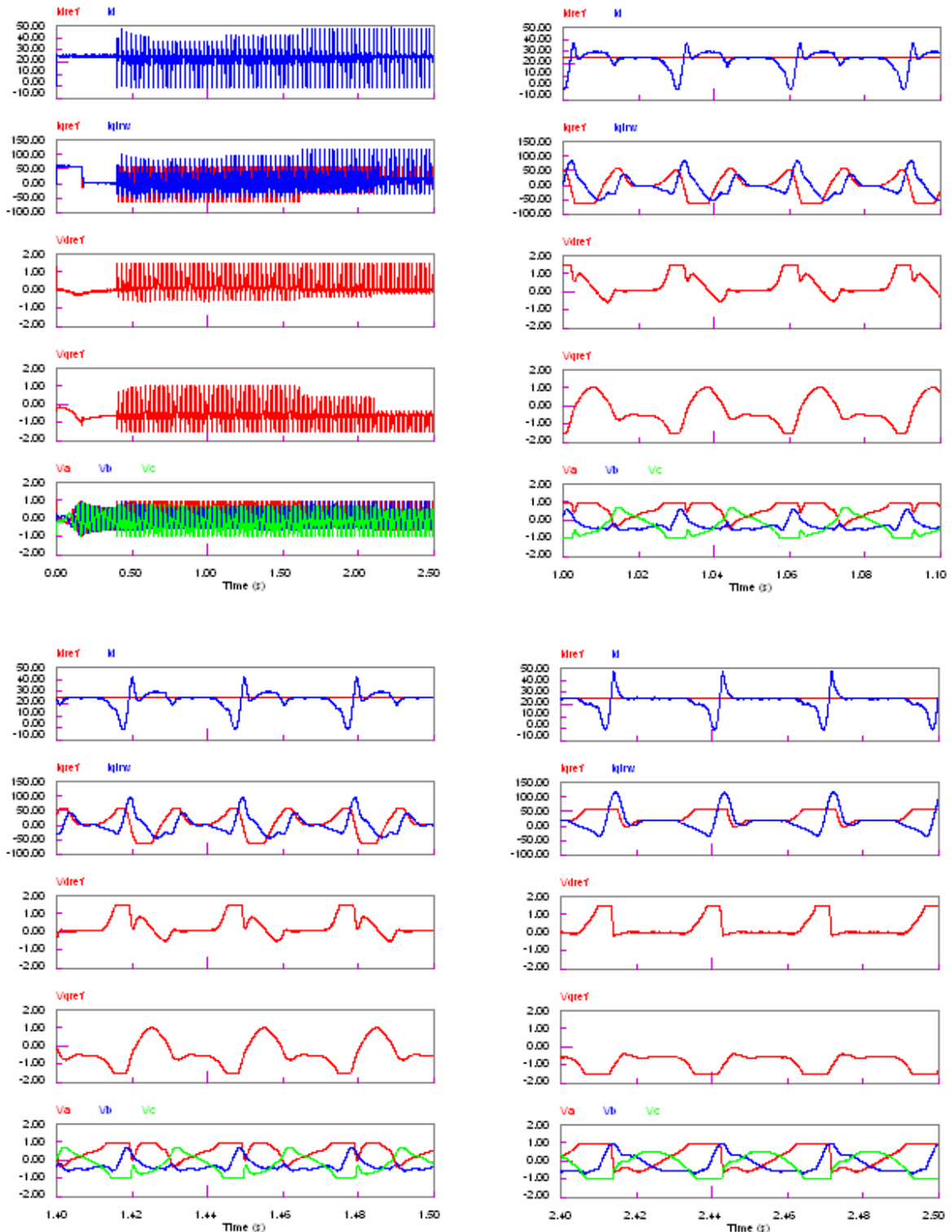


Fig. IV.1.a.3 Courants statoriques dans le repère de Park avec leurs références et tensions de référence dans le repère de Park et dans le repère triphasé, MAS sous commande vectorielle avec onduleur de tension à MLI à deux niveaux avec transistor T1 maintenu ouvert (bloqué) (vitesse de 1000 tr/min)

Fréquence statorique (Hz)

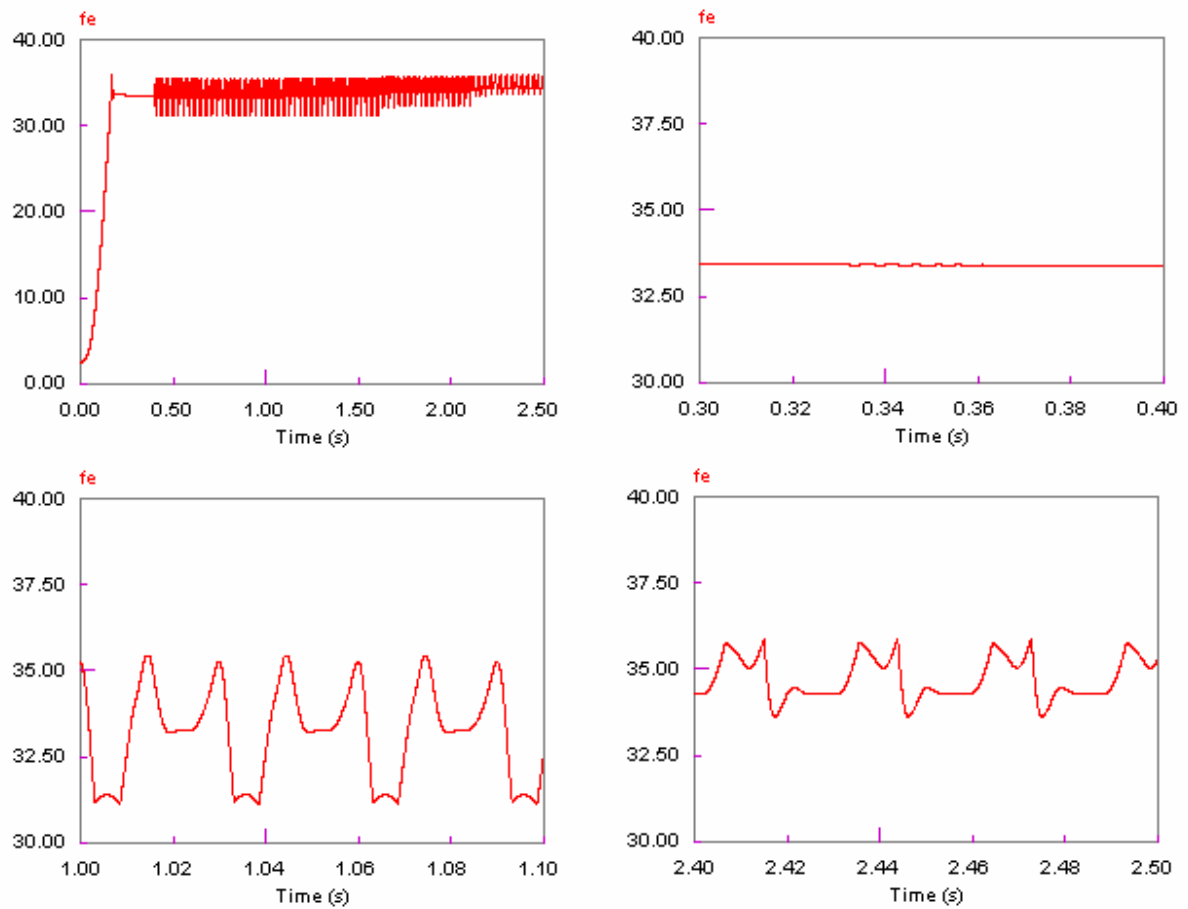
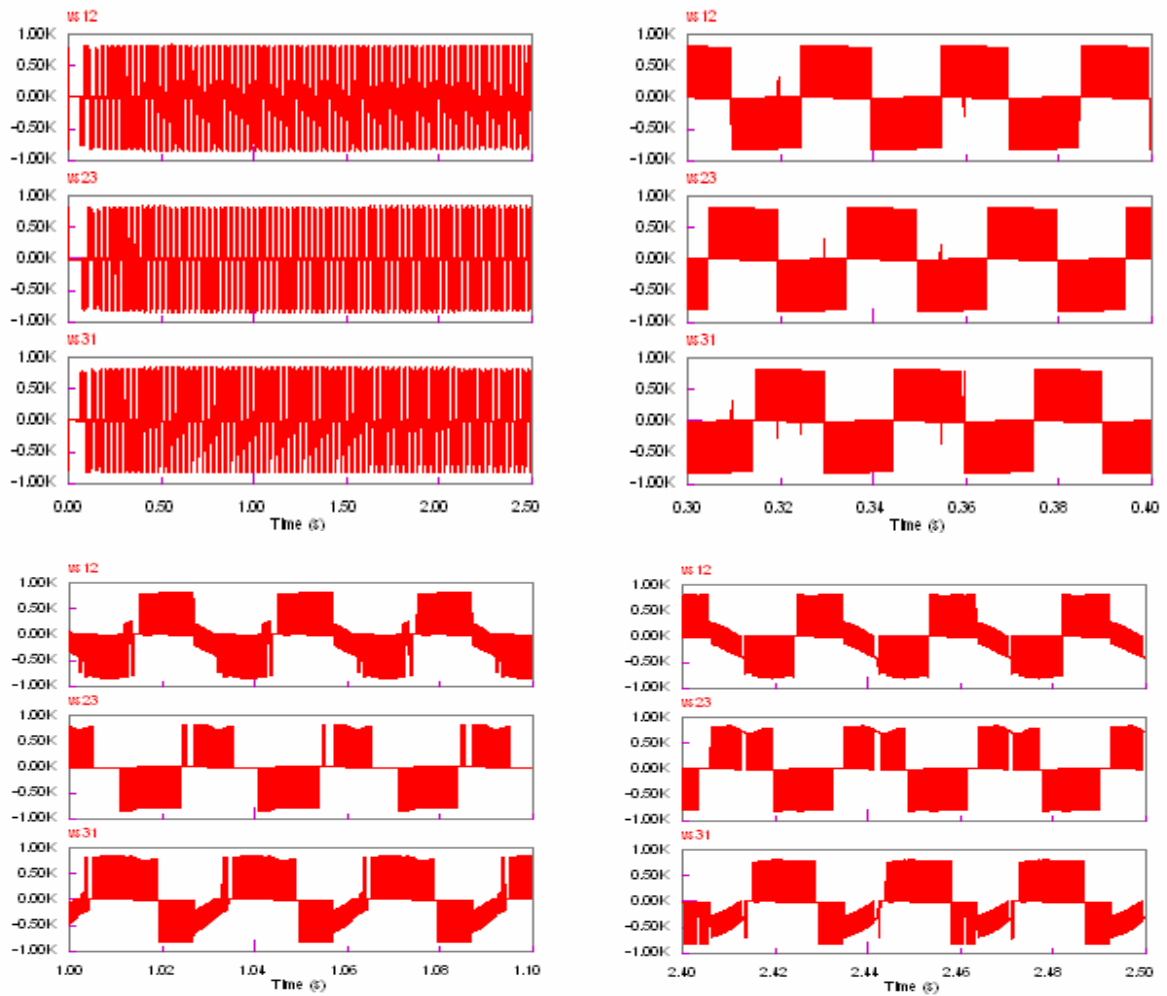


Fig. IV.1.a.4 Fréquence statorique, MAS sous commande vectorielle avec onduleur de tension à MLI à deux niveaux avec transistor T1 maintenu ouvert (bloqué) (vitesse de 1000 tr/min)

Chapitre IV - Caractérisation des défauts de la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension

Tensions statoriques composées (V)



La somme des courants statoriques (A) et la somme des tensions statoriques composées

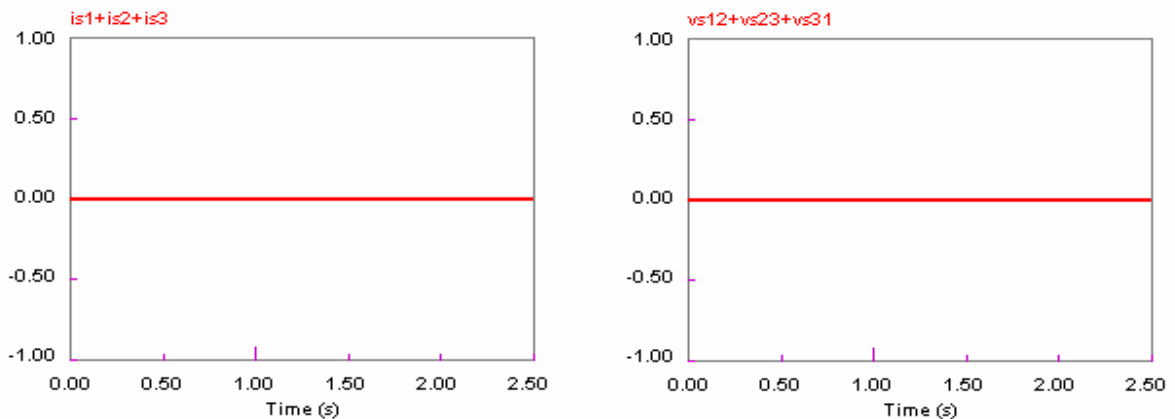
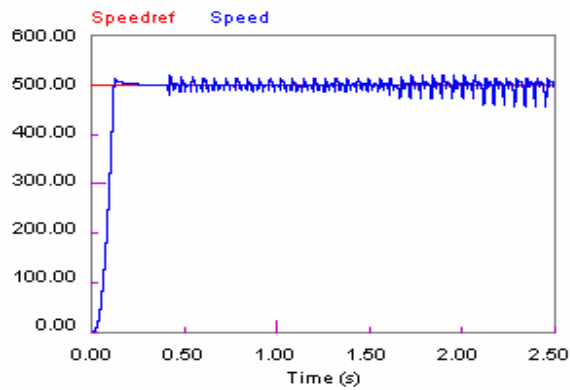


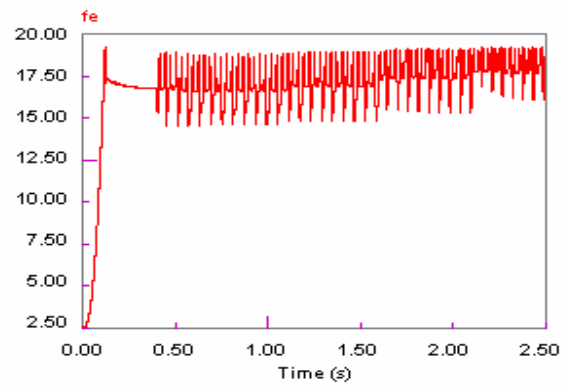
Fig. IV.1.a.5 Tensions statoriques dans le repère triphasé, somme des courants statoriques et somme des tensions statoriques, MAS sous commande vectorielle avec onduleur de tension à MLI à deux niveaux avec transistor T1 maintenu ouvert (bloqué) (vitesse de 1000 tr/min)

Chapitre IV - Caractérisation des défauts de la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension

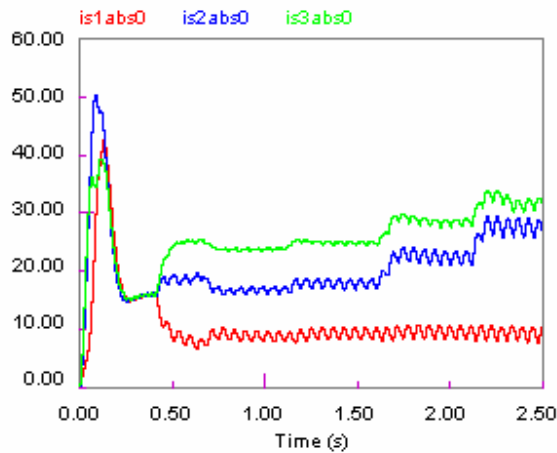
Vitesse rotorique (tr/min)



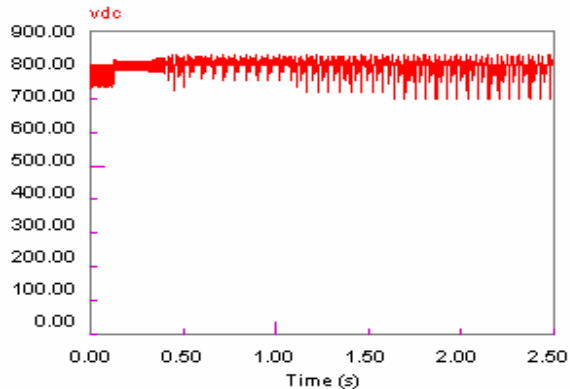
Fréquence statorique (Hz)



Valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques (A)



Tension de la source continue (V)



Courant de la source continue (A)

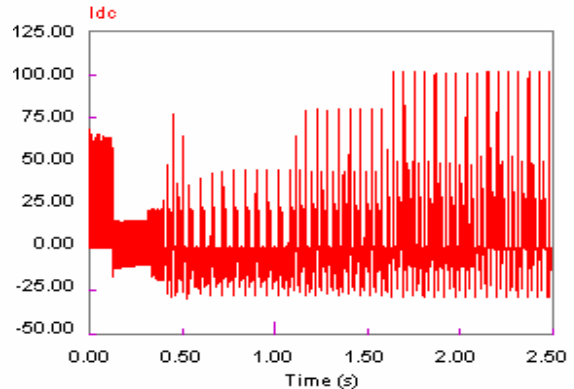


Fig. IV.1.b Simulation du comportement de la MAS sous commande vectorielle avec onduleur de tension à MLI à deux niveaux, cas de défaillance de type haute impédance du transistor T1 (transistor maintenu ouvert (bloqué)) (vitesse de 500 tr/min)

b. Transistor T4 maintenu ouvert (bloqué) pour différentes valeurs de couple de charge

Valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques (A) ; Fréquence statorique (Hz)

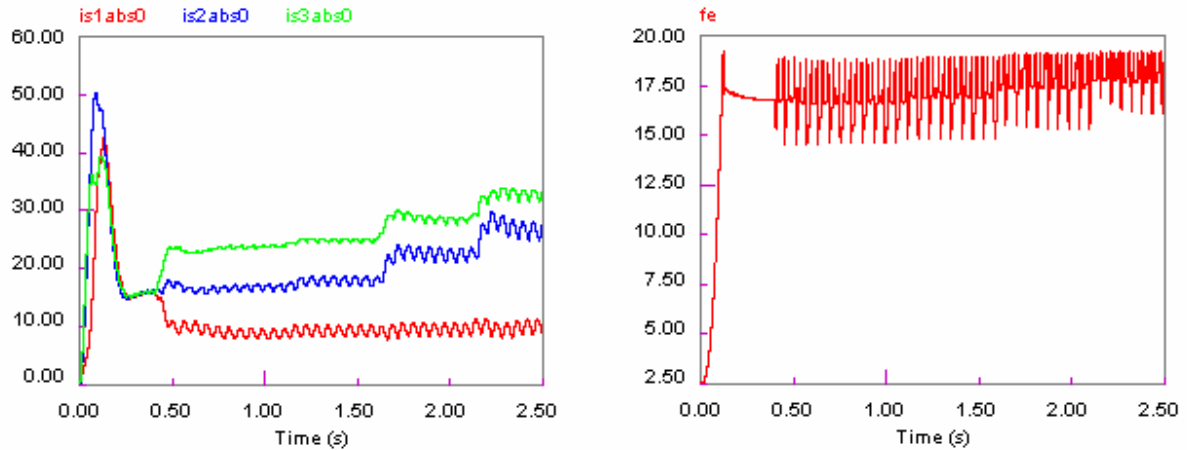


Fig. IV.2.a Simulation du comportement de la MAS sous commande vectorielle avec onduleur de tension à MLI à deux niveaux, cas de défaillance de type haute impédance du transistor T4 (transistor maintenu ouvert (bloqué)) (vitesse de 500 tr/min)

Valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques (A) ; Fréquence statorique (Hz)

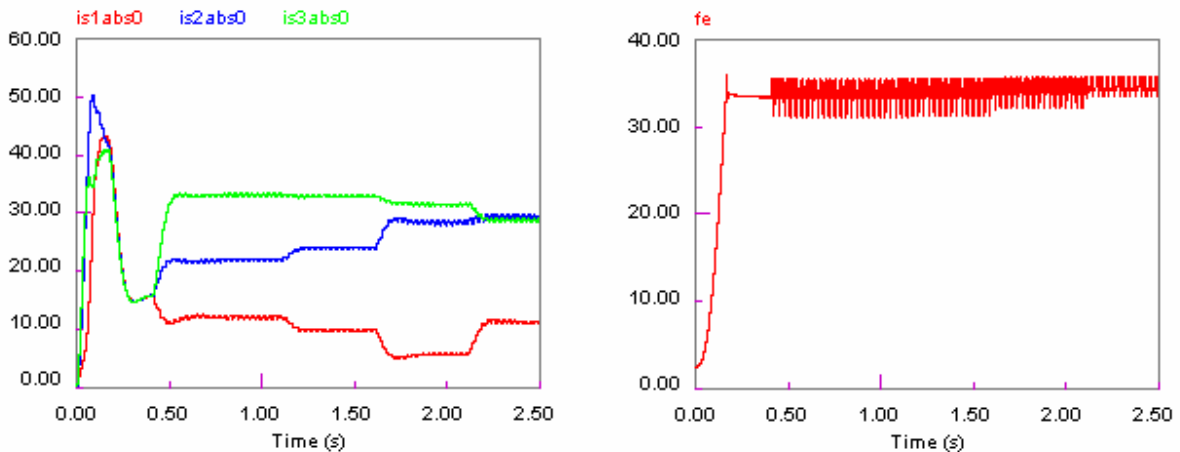


Fig. IV.2.b Simulation du comportement de la MAS sous commande vectorielle avec onduleur de tension à MLI à deux niveaux, cas de défaillance de type haute impédance du transistor T4 (transistor maintenu ouvert (bloqué)) (vitesse de 1000 tr/min)

c. Transistor T2 maintenu ouvert (bloqué) pour différentes valeurs de couple de charge

Valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques (A) ; Fréquence statorique (Hz)

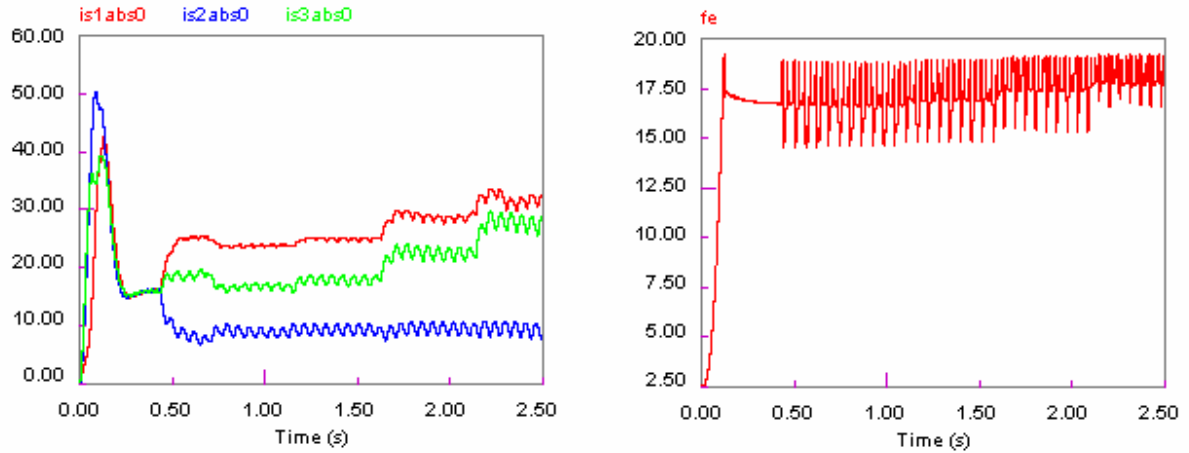


Fig. IV.3.a Simulation du comportement de la MAS sous commande vectorielle avec onduleur de tension à MLI à deux niveaux, cas de défaillance de type haute impédance du transistor T2 (transistor maintenu ouvert (bloqué)) (vitesse de 500 tr/min)

Valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques (A) ; Fréquence statorique (Hz)

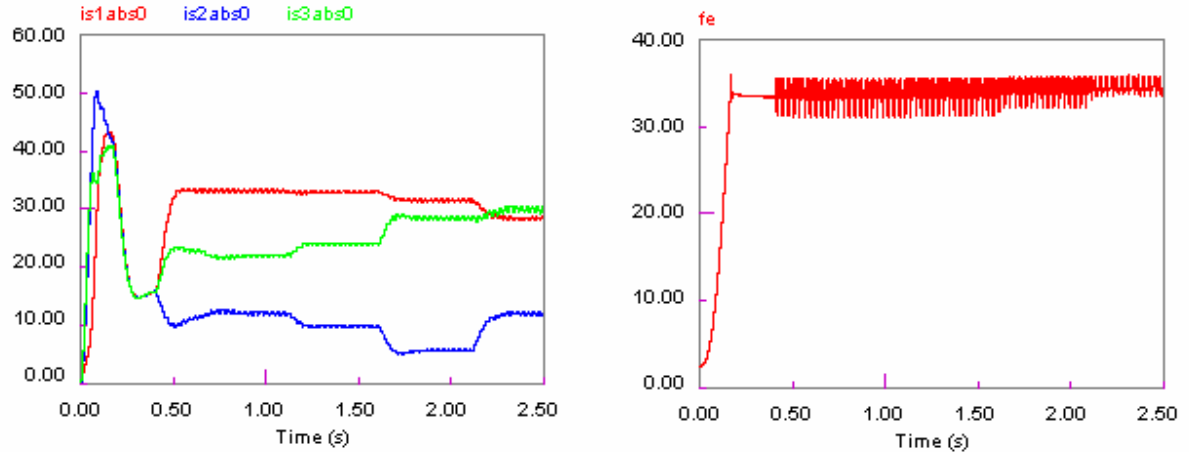


Fig. IV.3.b Simulation du comportement de la MAS sous commande vectorielle avec onduleur de tension à MLI à deux niveaux, cas de défaillance de type haute impédance du transistor T2 (transistor maintenu ouvert (bloqué)) (vitesse de 1000 tr/min)

d. Diode D4 maintenue ouverte (bloquée) pour différentes valeurs de couple de charge

Le maintien à l'état ouvert d'une diode, dû par exemple à une défaillance, entraîne la perte du contrôle de la machine (voir Fig. IV.4.a.1 et Fig. IV.4.b). Dans ce cas, le comportement de l'onduleur est difficilement prédictible. En effet, la phase, dont la diode est défaillante, n'est connectée au potentiel négatif du bus continu que par le transistor antiparallèle. Suite à la perte de la commande MLI sinusoïdale, le transistor T1 se trouve obligé de conduire un courant positif croissant et décroissant sans l'assistance de la diode D4 qui assure la conduite du courant positif décroissant lors du mode normal de fonctionnement.

Même lors de la mise en ouverture du transistor T1 par la commande, le courant positif de cette phase circule dans ce même transistor constituant des pics de courant (di/dt très élevé) (Fig. IV.4.a.2), chose qui contredit le principe de non ouverture de la source de courant qui est la phase de la MAS en raison de sa nature inductive.

Les pics de courant peuvent être indicateurs de perte de conduction dans une diode en se basant sur la variation brusque et successive du courant de phase de la diode en défaut.

La valeur moyenne du courant de la phase liée au bras d'onduleur en défaut (diode maintenue ouverte) est la plus inférieure par rapport aux valeurs moyennes des courants de phases dont les bras d'onduleur sont sains, quelle que soit la valeur de la vitesse et du couple de charge (voir Fig. IV.4.a.2 et Fig. IV.4.b).

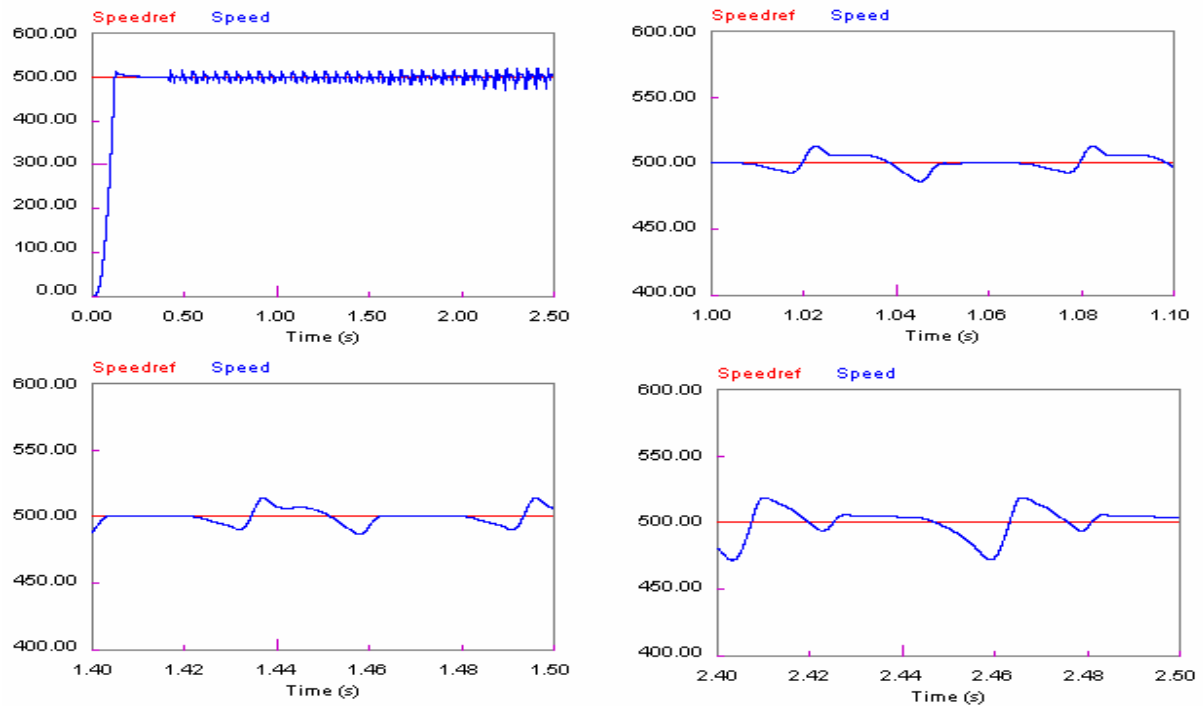
La distorsion importante des courants se traduit par une puissance déformante significative et elle implique, pour une même puissance mécanique fournie, une augmentation du courant efficace par rapport au régime normal puisque les harmoniques résultantes ne génèrent que des pertes.

Le régime dégradé se manifeste sur le plan mécanique par une fluctuation importante du couple de la machine. La valeur crête du couple augmente considérablement par rapport à la valeur nominale dans le cas simulé (voir Fig. IV.4.a.1).

Les vibrations résultantes peuvent être préjudiciables et induire un vieillissement accéléré des éléments mécaniques pour un fonctionnement prolongé. D'autre part, les vibrations suscitées génèrent une ondulation de vitesse introduisant des harmoniques basses fréquences dans les références de courant, qui sont à l'origine de pertes supplémentaires et éventuellement d'une résonance mécanique.

Chapitre IV - Caractérisation des défauts de la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension

Vitesse rotorique (tr/min)



Couple électromagnétique (N.m)

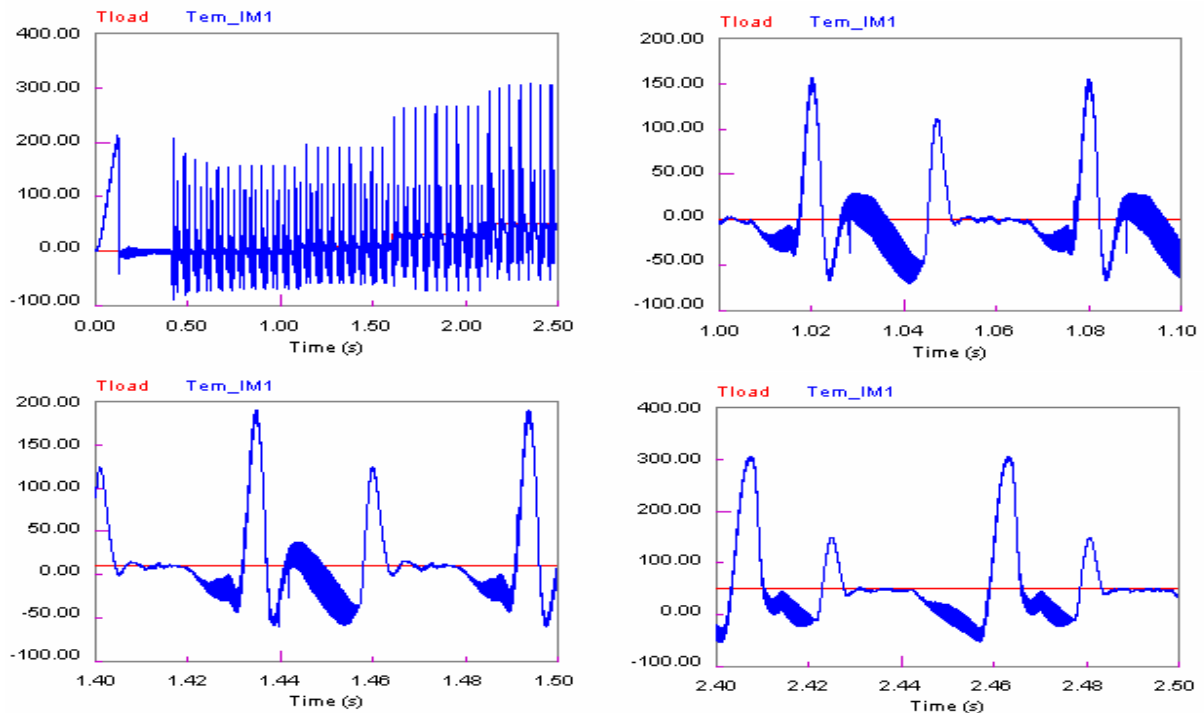
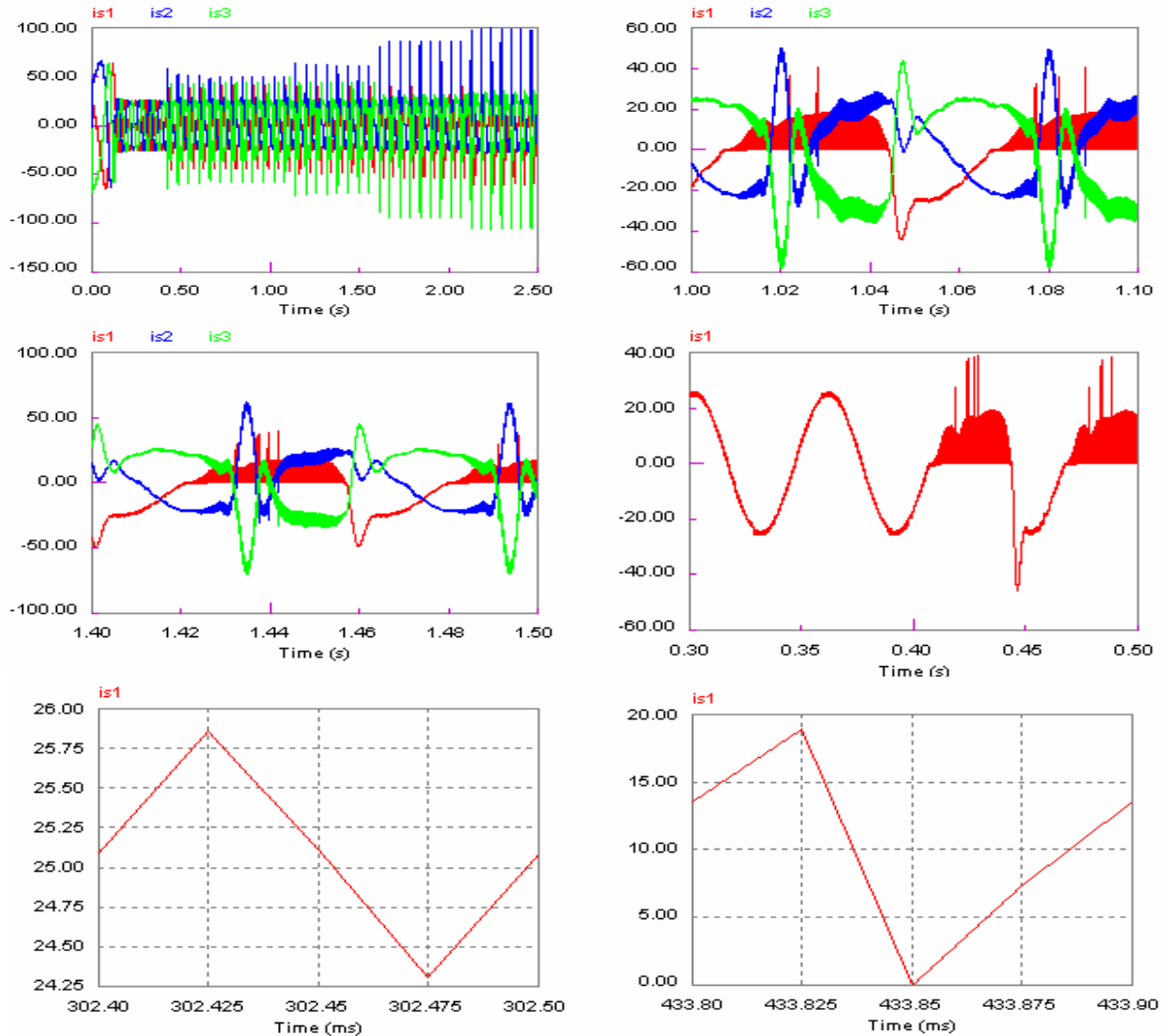


Fig. IV.4.a.1 Caractéristiques mécaniques de la MAS sous commande vectorielle avec onduleur de tension à MLI à deux niveaux, cas de défaillance de type haute impédance de la Diode D4 (Diode maintenue ouverte (bloquée)) (vitesse de 500 tr/min)

Chapitre IV - Caractérisation des défauts de la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension

Courants statoriques (A)



Valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques (A)

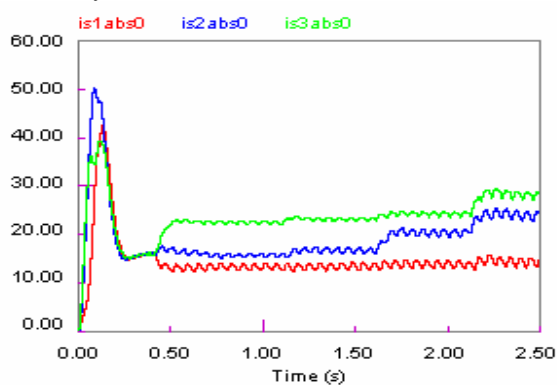
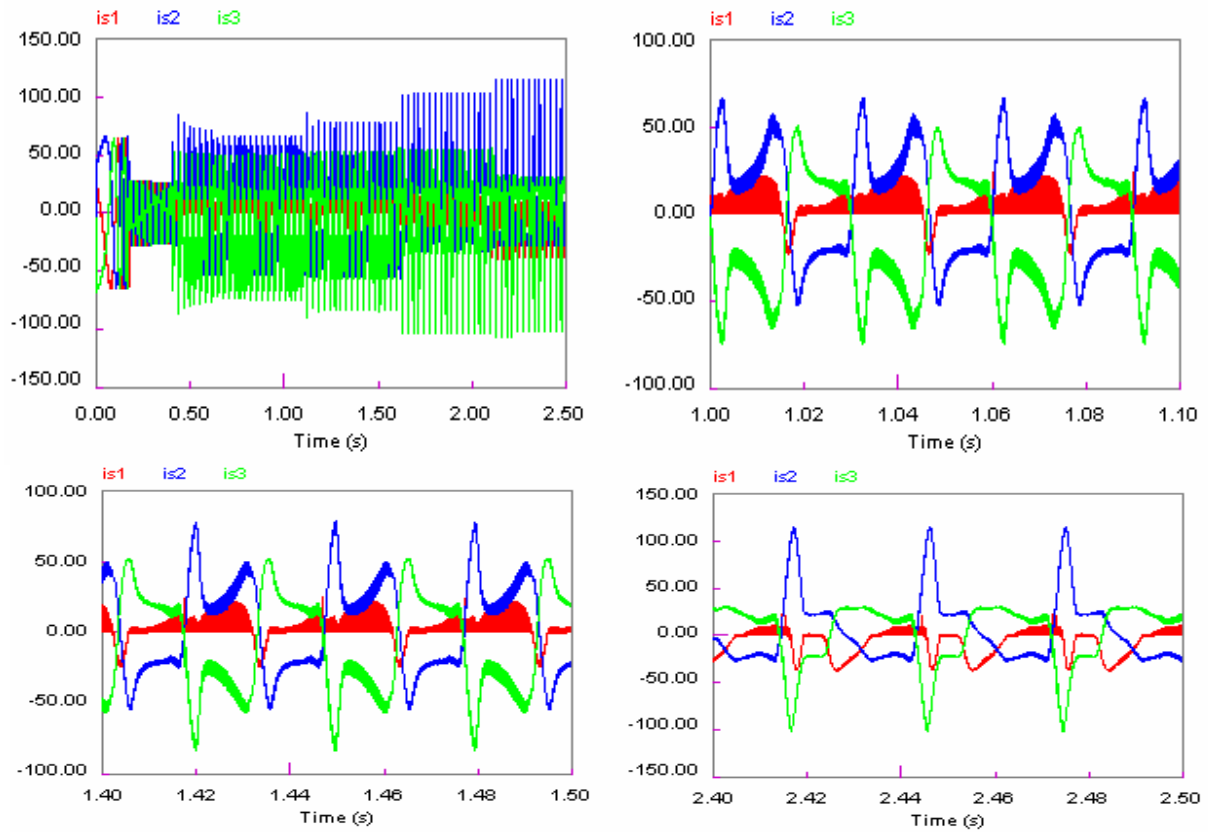


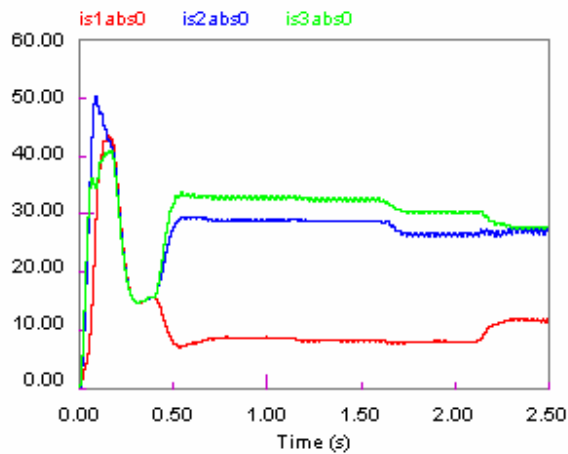
Fig. IV.4.a.2 Courants statoriques et les valeurs moyennes de leurs valeurs absolues, MAS sous commande vectorielle avec onduleur de tension à MLI à deux niveaux avec la Diode D4 maintenue ouverte (bloquée) (vitesse de 500 tr/min)

Chapitre IV - Caractérisation des défauts de la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension

Courants statoriques (A)



Valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques (A)



Vitesse rotorique (tr/min)

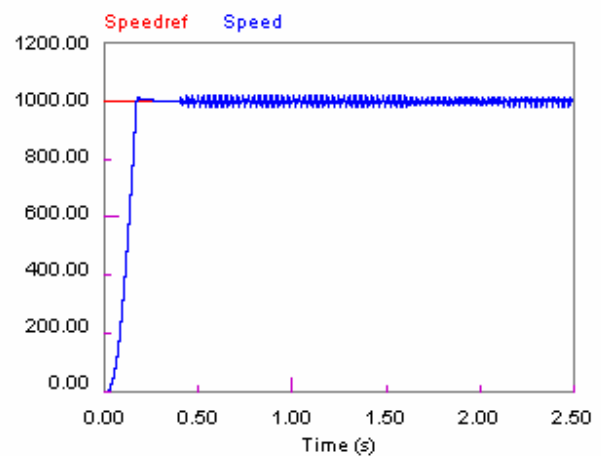


Fig. IV.4.b Courants statoriques et les valeurs moyennes de leurs valeurs absolues, MAS sous commande vectorielle avec onduleur de tension à MLI à deux niveaux avec la Diode D4 maintenue ouverte (bloquée) (vitesse de 1000 tr/min)

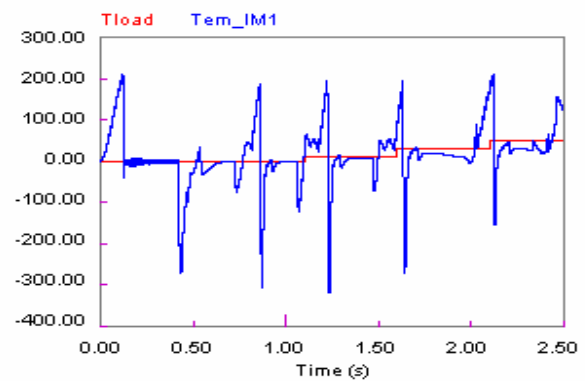
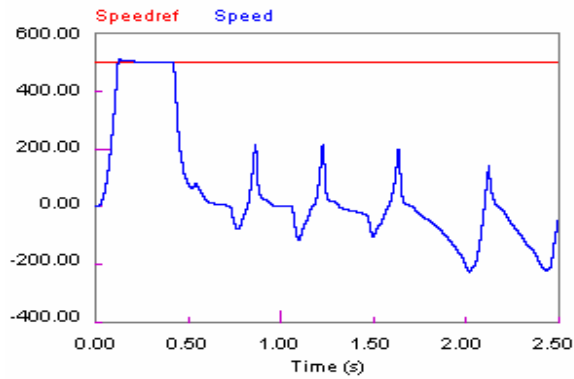
IV.3. Défaillance de type "basse impédance" d'un transistor (transistor maintenu conducteur (fermé))

Une défaillance physique ou une imperfection de commande d'un transistor se traduisant par un état de basse impédance est nettement plus critique car la cellule de commutation se trouve court-circuitée. S'il s'agit d'un défaut de commande, le courant dans les transistors augmente jusqu'à la désaturation de l'un d'entre eux puis la fusion de la puce ou de sa connectique. Ce transistor se trouve alors définitivement en état de faible impédance. Sans intervention, le transistor encore actif subit le même phénomène et la cellule est définitivement court-circuitée. L'augmentation du courant n'est limitée que par la résistance interne de la source de tension continue (cas d'une batterie) ou par l'inductance de la maille formée par la cellule avec le condensateur de filtrage et la résistance des composants défaillants. Dans ce cas, le courant de court-circuit peut atteindre des amplitudes excessives en un temps court (figure IV.5). L'énergie libérée par le condensateur ($E = CV_{DC}^2 / 2$) doit être dissipée dans le silicium des semi-conducteurs et la connectique, ce qui peut entraîner une ouverture brutale de la connectique et, éventuellement, des boîtiers des IGBT ou de la connectique externe, ainsi que la propagation du défaut en amont de l'onduleur et vers la charge [19].

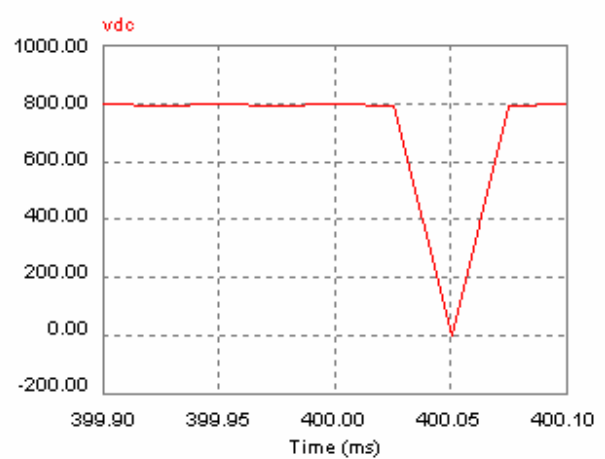
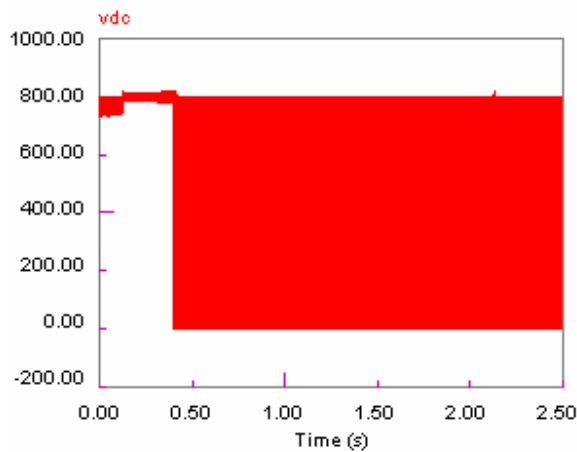
Pour éviter ces conséquences préjudiciables pour le système et son environnement, la commande rapprochée de la cellule doit pouvoir réagir assez rapidement (dans quelques microsecondes) lors de l'apparition du défaut pour ouvrir le transistor concerné ou le transistor adjacent avant la fusion des puces. Pour ce faire, les circuits drivers modernes intègrent généralement une détection de désaturation des transistors par mesure de la tension collecteur-émetteur [19], la tension ou le courant du bras [88]. Cette dernière chute très rapidement pour devenir nulle lors du défaut et elle peut être utilisée comme indicateur de court circuit d'un bras d'onduleur.

- Transistor T1 maintenu fermé (conducteur) pour différentes valeurs de couple de charge

Vitesse rotorique (tr/min)



Tension de la source continue (V)



Courant de la source continue (V)

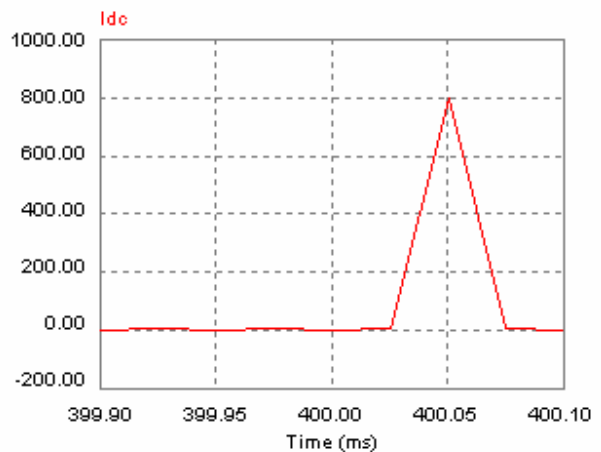
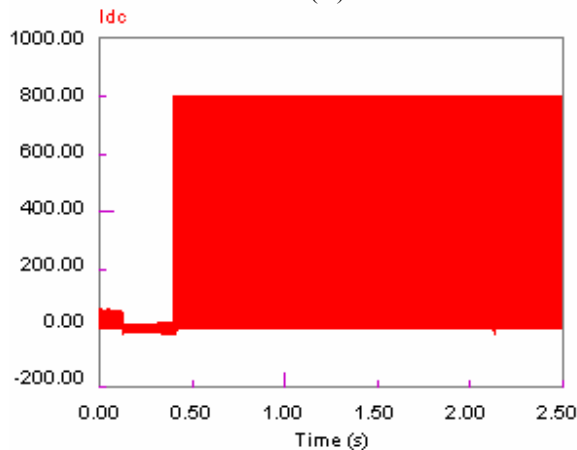


Fig. IV.5 Simulation du comportement de la MAS sous commande vectorielle avec onduleur de tension à MLI à deux niveaux, cas de défaillance de type basse impédance du Transistor T1 (Transistor maintenu fermé (conducteur))

IV.4. Défaillance de capteur de courant

Dans le cadre de la recherche d'une méthodologie assurant un diagnostic sûr et fiable, l'essentiel de la stratégie ne réside pas uniquement dans le grand nombre de capteurs et la redondance des informations mais aussi dans la fiabilité et la précision des systèmes de mesure et d'analyse de ces informations [72, 73].

En effet, le degré de pertinence de l'information en provenance des capteurs, doit être déterminé afin d'éliminer toutes les informations et les mesures aberrantes.

Une information erronée peut être le résultat d'une panne ou d'un défaut au niveau du système de mesure lui-même.

Le défaut de capteur de courant de phase peut être de type multiplicatif (gain) ou additif (composante continue). Dans le cas de défaut de type multiplicatif (figure IV.6.a.3), la grandeur mesurée est multipliée par un gain. Dans le cas de défaut de type additif, une composante continue est ajoutée à la grandeur mesurée.

Une défaillance physique ou une imperfection du capteur de courant de phase, entraîne la perte du contrôle de la machine. En fait, les tensions de référence de la commande MLI sont calculées en fonction des courants statoriques (i_{ds} et i_{qs}) (figure IV.6.a.2), des courants statoriques de référence (i_{dsref} et i_{qsref} qui est déjà fonction de la vitesse de référence et de la vitesse mécanique du rotor), de la pulsation électrique (ou de la position θ) ainsi que des paramètres des trois régulateurs PI. Le défaut de capteur de courant statorique donne une fausse information sur le courant statorique et introduit une erreur dans le calcul des courants (i_{ds} et i_{qs}) conduisant à des erreurs dans les valeurs de référence des tensions dans le repère de Park (v_{dref} et v_{qref}) et par la suite, dans les valeurs des tensions de référence de la commande MLI (v_{aref} , v_{bref} , v_{cref}) qui seront non sinusoïdales (figure IV.6.a.3).

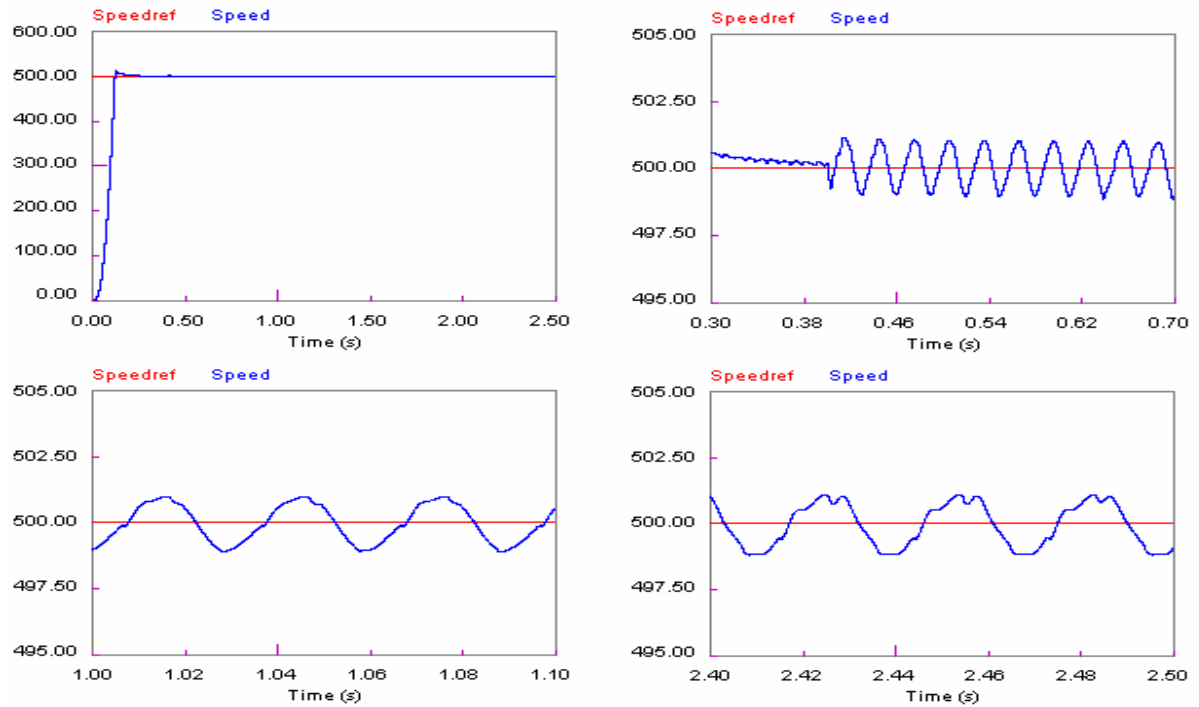
Puisque le stator de la MAS est à neutre isolé, la somme des trois courants de phase est nulle. Or, suite à la défaillance d'un des trois capteurs des courants de phase, la somme des signaux de sortie des capteurs de courants de phase sera non nulle (figure IV.6.a.4 et figure IV.6.b). Dans le cas de défaut additif, la somme sera constante et différente de zéro (si le capteur n'introduit pas d'erreur de déphasage). Dans le cas de défaut additif, la somme sera périodique avec une composante continue différente de zéro (si le capteur introduit une erreur de déphasage). Dans le cas de défaut multiplicatif, la somme sera périodique sans composante continue. Dans les trois cas de défauts du capteur de courant, la somme des signaux de sortie de ces capteurs aura une valeur efficace différente de zéro même lorsque cette somme est constante. Dans ce cas, la valeur efficace sera égale à la dite somme de valeur constante (Ce qui caractérise ce type de défaut par rapport aux autres types défauts). De ce qui précède, on peut déduire que, la valeur efficace de la somme des signaux de sortie des capteurs de courants de phase sera la grandeur indicatrice de défaillance de capteur de courant en supposant que seulement un capteur est en défaillance (pas de simultanéité de défauts).

En cas de défaut, l'amplitude des oscillations de la vitesse rotorique autour de sa référence augmente ainsi que celles du couple (figure IV.6.a.1).

Chapitre IV - Caractérisation des défauts de la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension

Défaut de gain de 50% ($r(\text{capteur1}) = 0.001 \text{ Ohm}$ et 0.002 Ohm durant le défaut)

Vitesse rotorique (tr/min)



Couple électromagnétique (N.m)

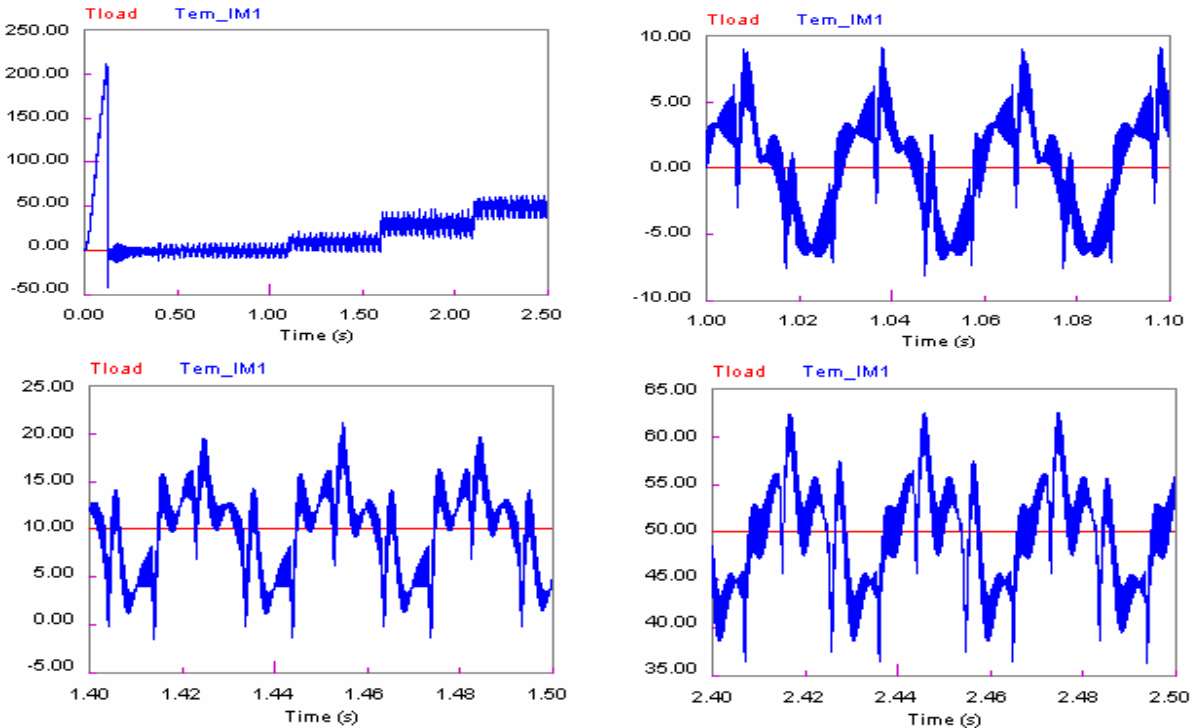
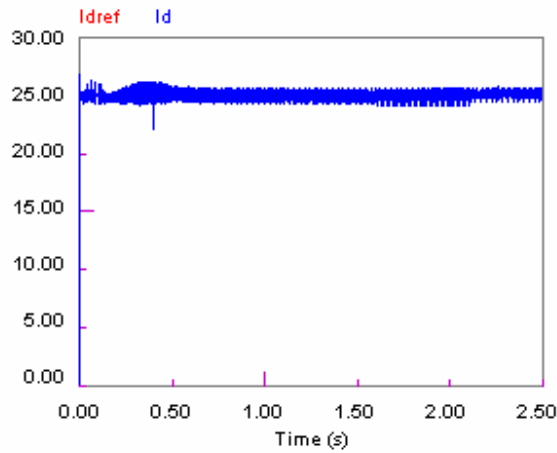


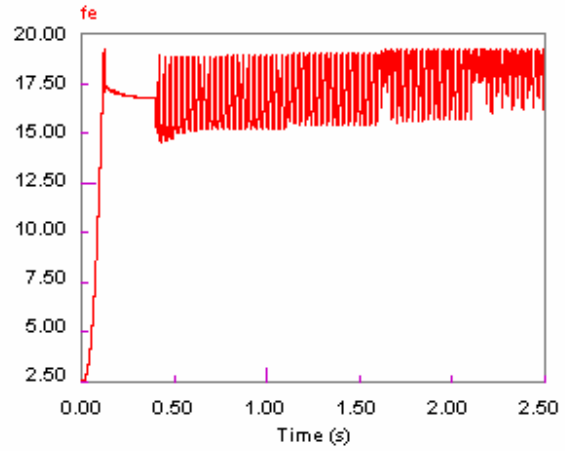
Fig. IV.6.a.1 Caractéristiques mécaniques de la MAS alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à MLI (commande vectorielle), cas de défaillance du capteur1 de courant de phase (défaut de type multiplicatif)

Chapitre IV - Caractérisation des défauts de la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension

Courants statoriques I_d et sa référence (A)



Fréquence statorique (Hz)



Courants statoriques I_q et sa référence (A)

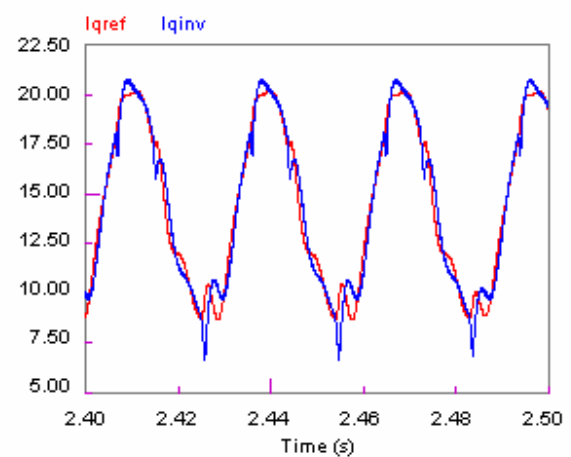
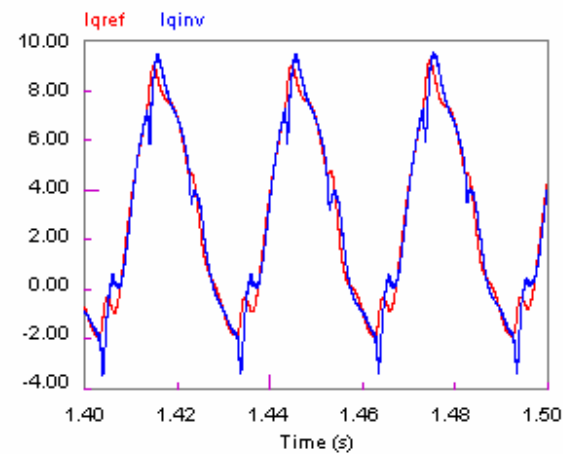
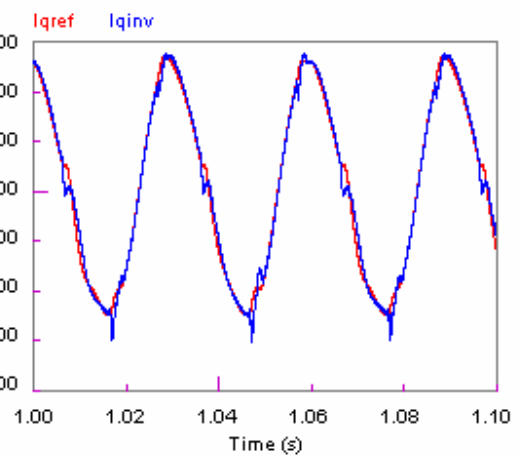
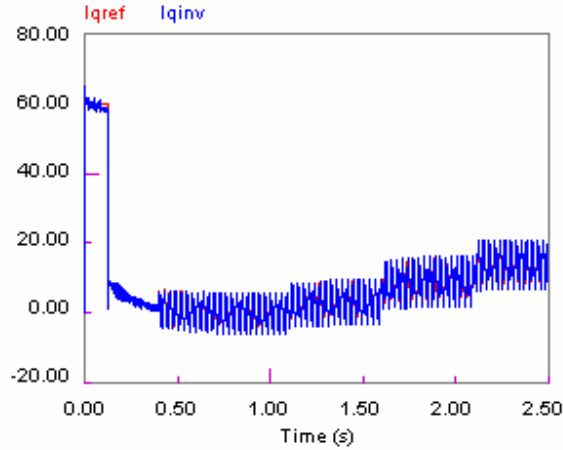
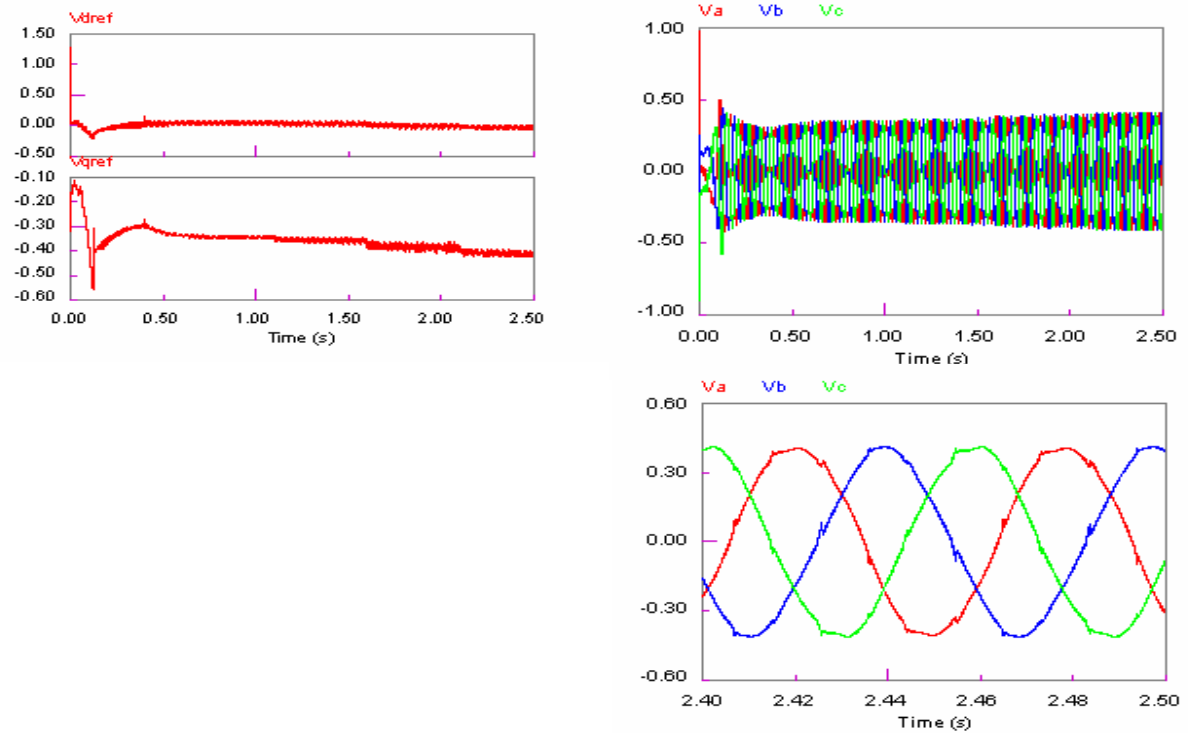


Fig. IV.6.a.2 Courants statoriques dans le repère de Park avec leur référence et fréquence statorique de la MAS alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à MLI (commande vectorielle), cas de défaillance du capteur1 de courant de phase (défaut de type multiplicatif)

Chapitre IV - Caractérisation des défauts de la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension

Tensions statoriques de référence dans le repère de Park (V_{dref} et V_{qref}) et le repère triphasé (V_{abc}) (V)



Courants statoriques (A) (courant de phase 1 réel et celui mesuré incorrectement)

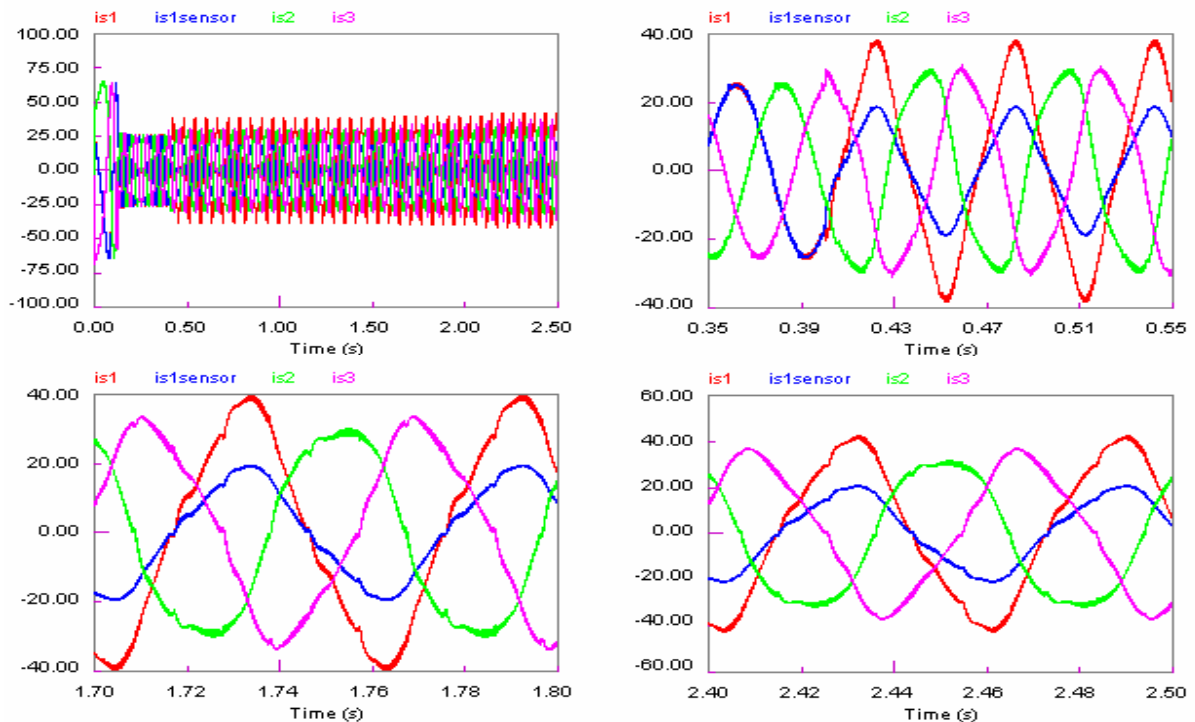
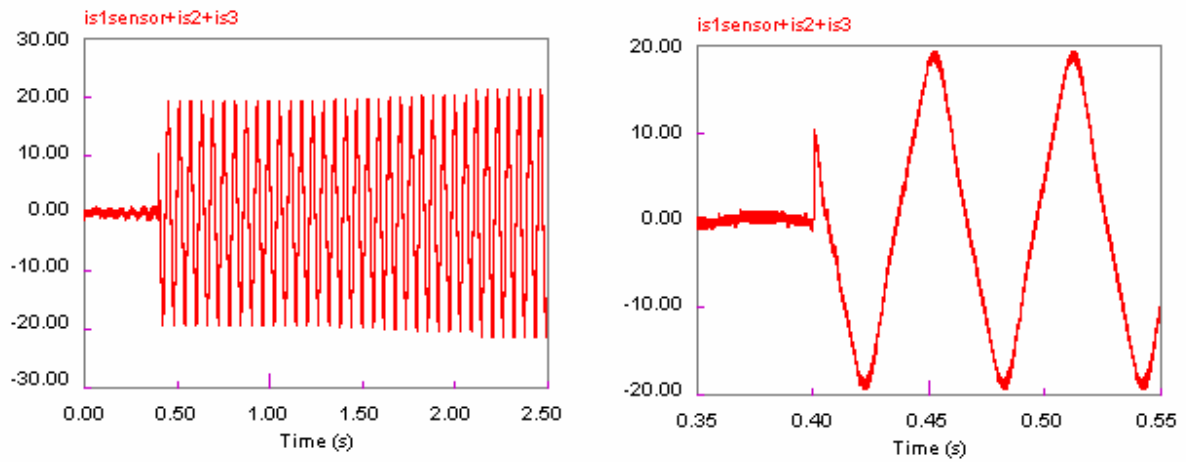


Fig. IV.6.a.3 Tensions statoriques de référence dans le repère de Park et le repère triphasé et courant statorique, MAS alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à MLI (commande vectorielle), cas de défaillance du capteur1 de courant de phase (défaut de type multiplicatif)

Somme des courants statoriques (A) (is1 mesuré incorrectement)



Valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques (A) (is1 mesuré incorrectement)

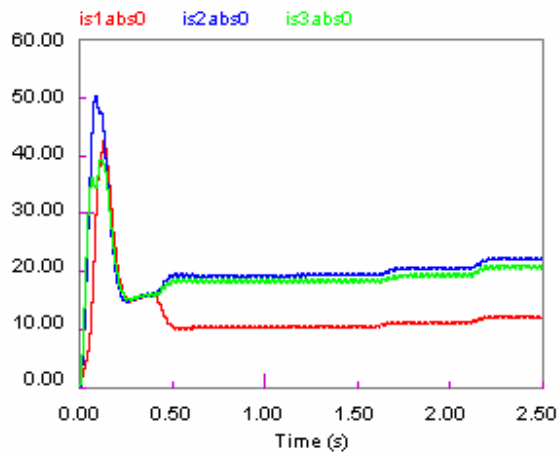
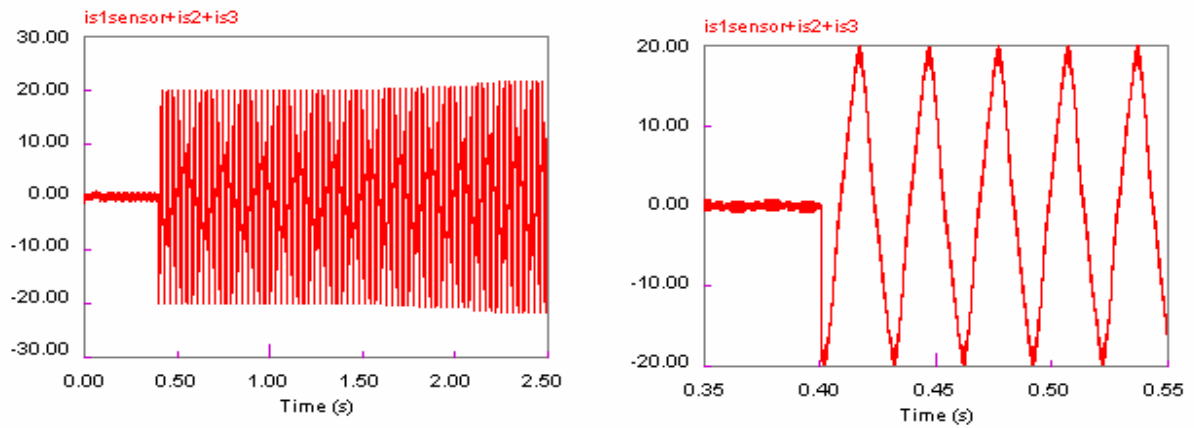


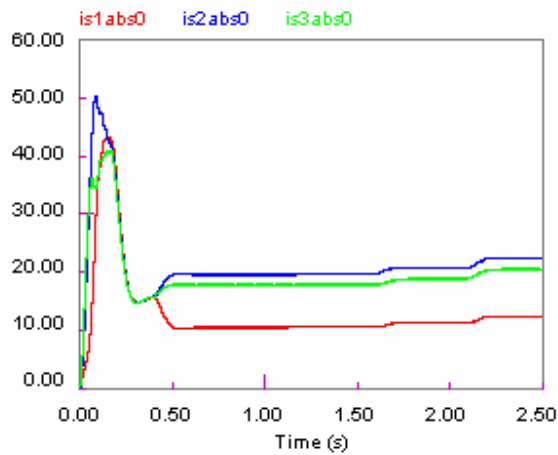
Fig. IV.6.a.4 Somme des courants statoriques et valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques, MAS alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à MLI (commande vectorielle), cas de défaillance du capteur1 de courant de phase

Chapitre IV - Caractérisation des défauts de la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension

Somme des courants statoriques (A) (i_{s1} mesuré incorrectement)



Valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques (A)



Somme des courants statoriques (A)

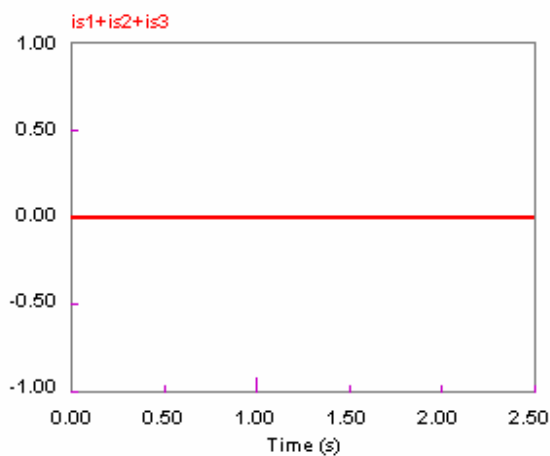


Fig. IV.6.b Simulation du comportement de la MAS alimentée à partir d'un onduleur de tension à deux niveaux à MLI (commande vectorielle), cas de défaillance du capteur1 de courant de phase (défaut de type multiplicatif, vitesse de 1000 tr/min)

IV.5. Défaillance de capteur de tension

Comme pour le cas d'un défaut de capteur de courant de phase, le défaut de capteur de tension de phase (tension composée entre phases) peut être de type multiplicatif (gain) ou additif (composante continue).

Dans ce cas de la commande vectorielle indirecte de la machine à induction, les valeurs des tensions de phase ne sont pas introduites dans le système de commande. En fait, seulement les signaux acquis par les capteurs des courants de phase sont utilisés. Même si le capteur de tension de phase révèle une information erronée sur cette dernière, il n'affecte pas le système de commande car cette information n'est pas utilisée par ce dernier (Fig. IV.7). En effet, la présence des capteurs de tensions statoriques n'est pas indispensable. Il existe des techniques de commande n'utilisant pas les tensions statoriques comme variables de calcul (IFOC [101]). Il existe aussi d'autres techniques qui utilisent les tensions statoriques en les estimant par l'intermédiaire de la tension du bus continu et des signaux de commande des IGBT (DFOC avec estimation du flux rotorique par l'intermédiaire des courants statoriques mesurés et des tensions statoriques estimées [101]; DTC avec estimation du flux statorique par l'intermédiaire des courants statoriques mesurés et des tensions statoriques estimées [57, 101, 102, 103, 104]). Il est à souligner qu'il est nécessaire de considérer ce type de défaut, car il existe aussi des systèmes utilisant les tensions statoriques mesurées (DFOC avec estimation du flux rotorique par l'intermédiaire des courants et des tensions statoriques mesurés [105], DTC avec estimation du flux statorique par l'intermédiaire des courants et des tensions statoriques mesurés [106]).

Dans le cas de défaut de type multiplicatif (Fig. IV.7), la grandeur mesurée est multipliée par un gain. Dans le cas de défaut de type additif, une composante continue est ajoutée à la grandeur mesurée.

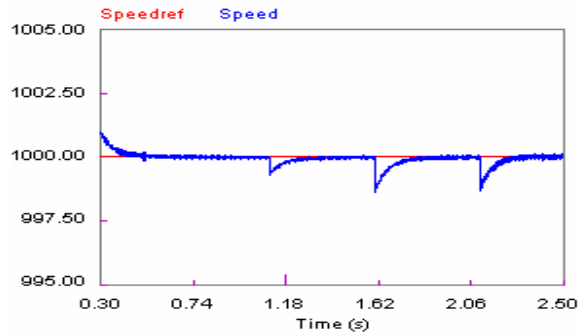
Puisque le stator de la MAS est alimenté à partir d'un onduleur de tension, la somme des trois tensions composées entre phases est nulle. Or, suite à la défaillance d'un des trois capteurs des tensions, la somme des signaux de sortie des capteurs de tensions aura une valeur différente de zéro. Dans le cas d'un défaut additif, la somme sera constante et différente de zéro (si le capteur n'introduit pas d'erreur de déphasage). Dans le cas d'un défaut multiplicatif, la somme sera de type MLI sans composante continue. Dans les deux types de défauts du capteur de tension, la somme des signaux de sortie de ces capteurs aura une valeur efficace différente de zéro même lorsque cette somme est constante. Dans ce cas, la valeur efficace sera égale à la somme suscitée qui est de valeur constante. Cela caractérise ce type de défaut par rapport aux autres (Fig. IV.7).

Donc la valeur efficace de la somme des signaux de sortie des capteurs de tensions composées (entre phases) sera choisie en tant qu'un indicateur de défaillance (grandeur indicatrice) de capteur de tension en supposant que seulement un capteur est en défaillance (pas de simultanéité de défauts).

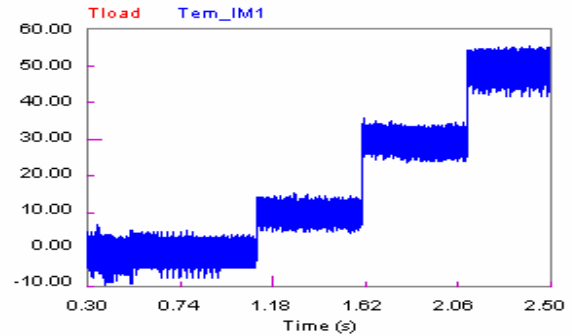
Chapitre IV - Caractérisation des défauts de la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension

Défaut de gain de 50% (défaut multiplicatif).

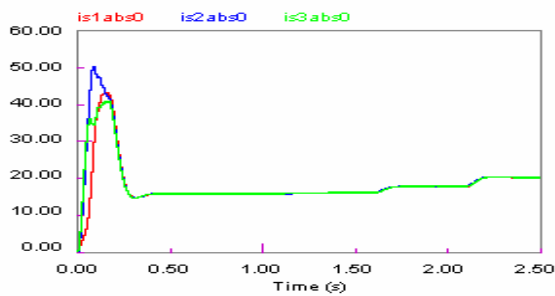
Vitesse rotorique (tr/min)



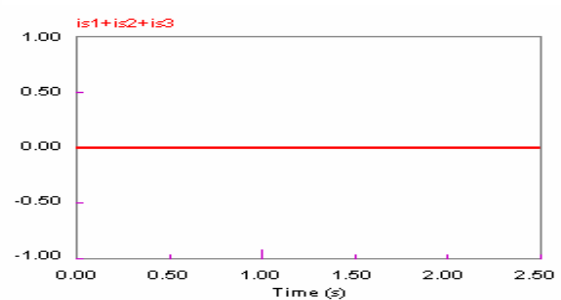
Couple électromagnétique (N.m)



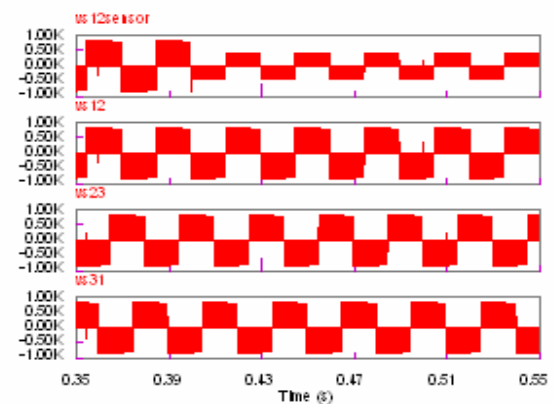
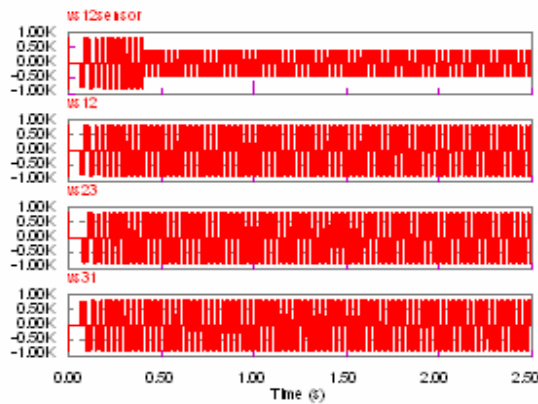
Valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques (A)



Somme des courants statoriques (A)



Tensions statoriques composées (V) (tension composée en phase 1 et 2 réel et celle ci mesurée incorrectement)



Somme des tensions statoriques composées (V)

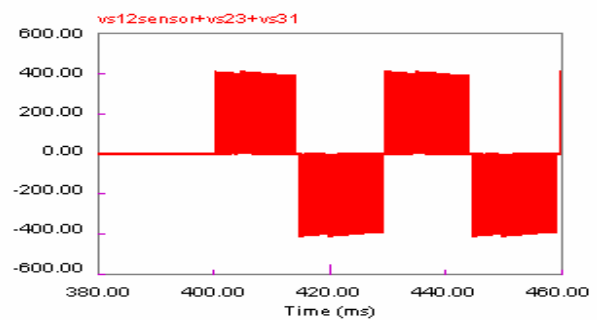
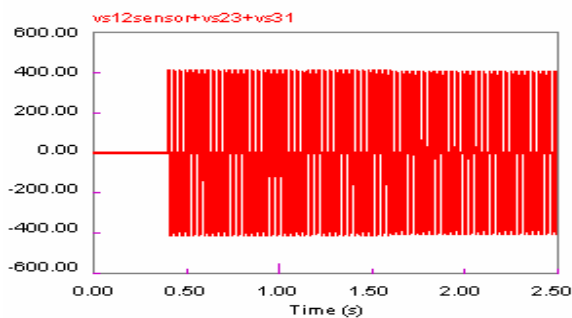


Fig. IV.7 Simulation du comportement de la MAS alimentée à partir d'un onduleur de tension à deux niveaux à MLI (commande vectorielle), cas de défaillance de capteur de tension entre phases 1 et 2 (défaut de type multiplicatif)

IV.6. Cas de coupure monophasée

Dans le cas d'une MAS alimentée à partir d'un onduleur de tension à MLI en boucle fermée (commande vectorielle), ce type de défaut est caractérisé par l'annulation du courant dans la phase coupée et les courants dans les deux phases saines ont la même forme d'onde dégradée (non sinusoïdale) et en opposition de phase (le fondamental de l'un par rapport au fondamental de l'autre déphasée de 180°) sachant que les fondamentales des tensions composées sont d'amplitude différente de zéro (Fig. IV.8.a.1, Fig. IV.8.a.2, Fig. IV.8.a.3). La dégradation des formes d'onde des courants est encore accrue par rapport au même cas de défaut mais en boucle ouverte (chapitre III).

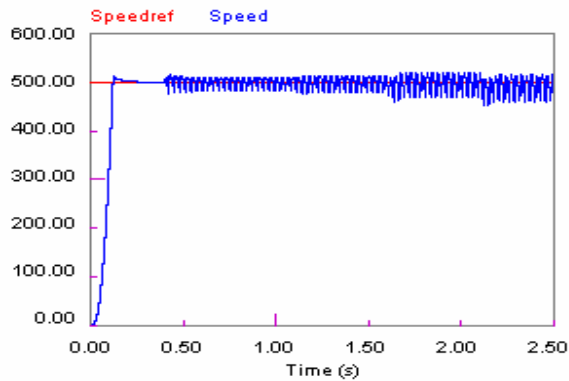
L'annulation du courant dans la phase coupée peut constituer l'indicateur principal du défaut de coupure de phase.

En cas de défaut, l'amplitude des oscillations des la vitesse rotorique autour de sa référence augmente ainsi que celles du couple (figure IV.8.a.1).

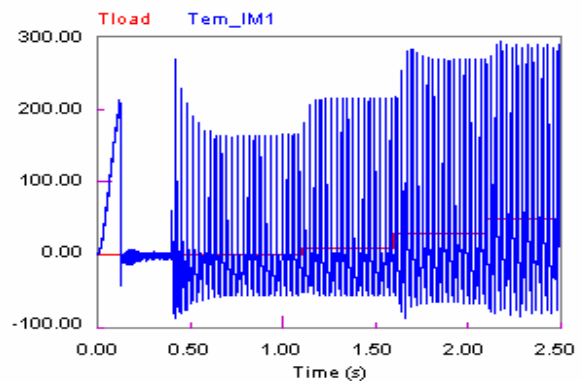
La somme des courants statoriques est nulle ainsi que celle des tensions statoriques composées (celles mesurées du côté onduleur ou celles mesurées du côté MAS par rapport au point de coupure de phase) (voir Fig. IV.8.a.2).

- Coupure monophasée (phase 1) pour différentes valeurs de couple de charge

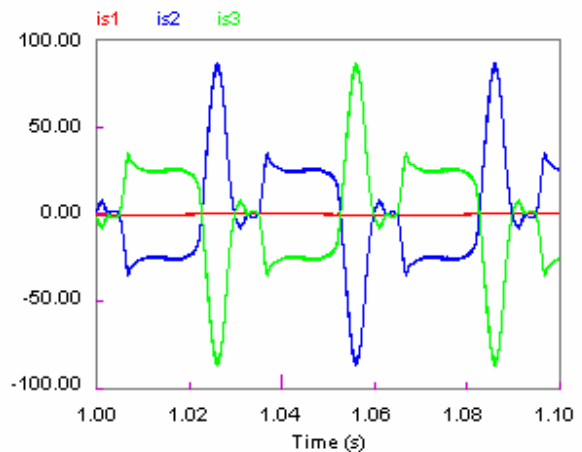
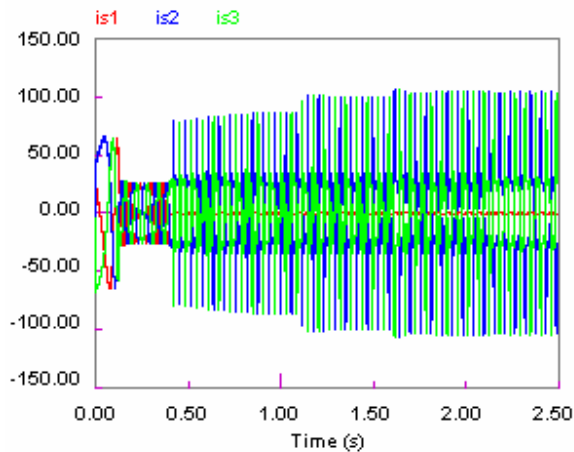
Vitesse rotorique (tr/min)



Couple électromagnétique (N.m)



Courants statoriques (A)



Valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques (A)

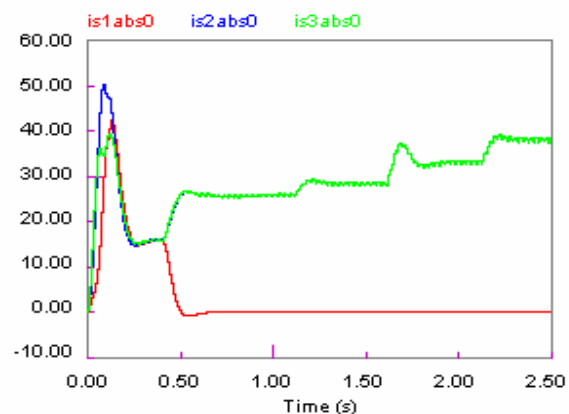
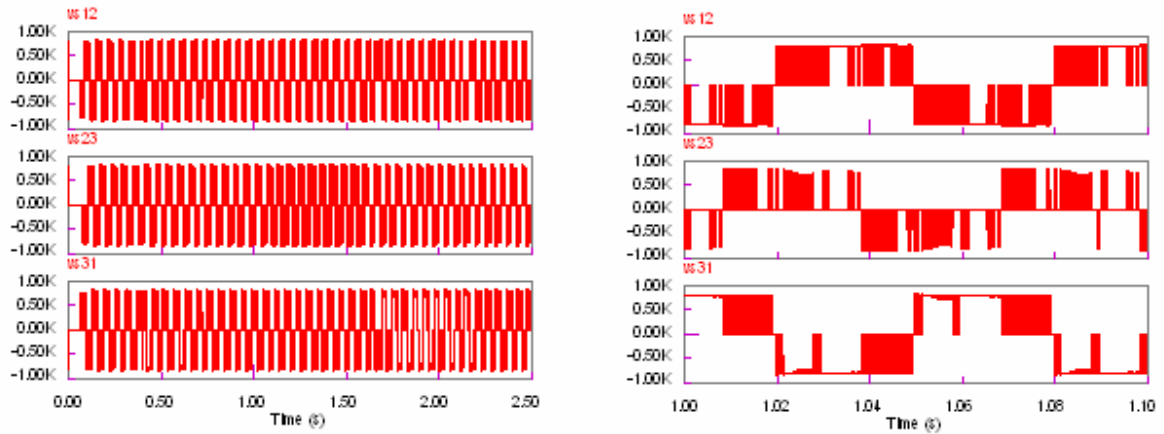


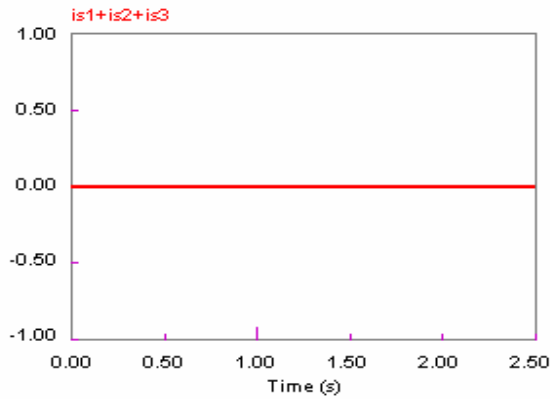
Fig. IV.8.a.1 Caractéristiques mécaniques et courants statoriques et valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques de la MAS alimentée à partir d'un onduleur de tension à deux niveaux à MLI (commande vectorielle), cas de coupure de phase 1 (vitesse de 500 tr/min)

Chapitre IV - Caractérisation des défauts de la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension

Tensions statoriques composées (V) (tension 1 mesurée du côté de l'onduleur par rapport au point de coupure)



Somme des courants statoriques (A)



Somme des Tensions statoriques composées (V) (tension 1 mesurée du côté onduleur du côté MAS par rapport au point de coupure)

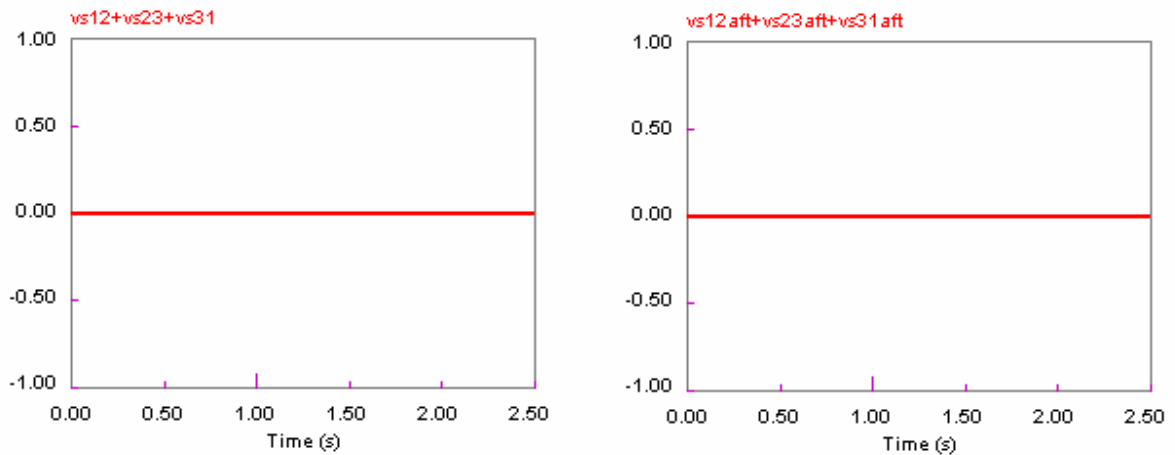
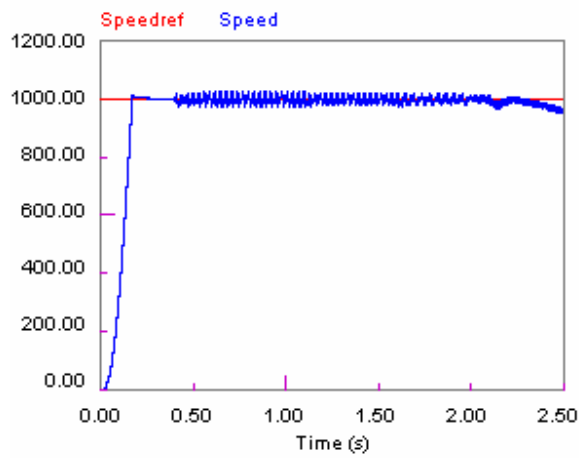


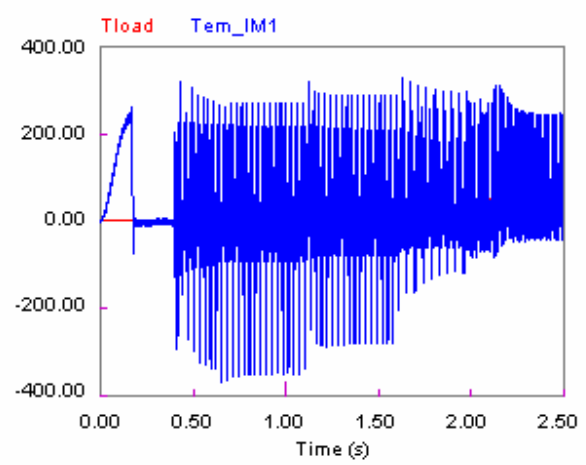
Fig. IV.8.a.2 Tensions statoriques et leur somme et somme des courants statoriques de la MAS alimentée à partir d'un onduleur de tension à deux niveaux à MLI (commande vectorielle), cas de coupure de phase 1 (vitesse de 500 tr/min)

Chapitre IV - Caractérisation des défauts de la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension

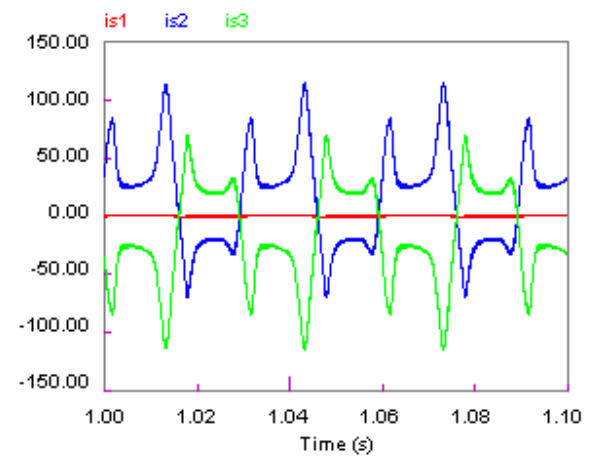
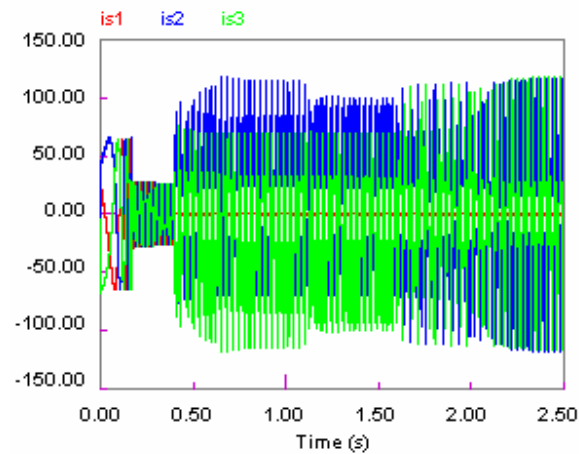
Vitesse rotorique (tr/min)



Couple électromagnétique (N.m)



Courants statoriques (A)



Valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques (A)

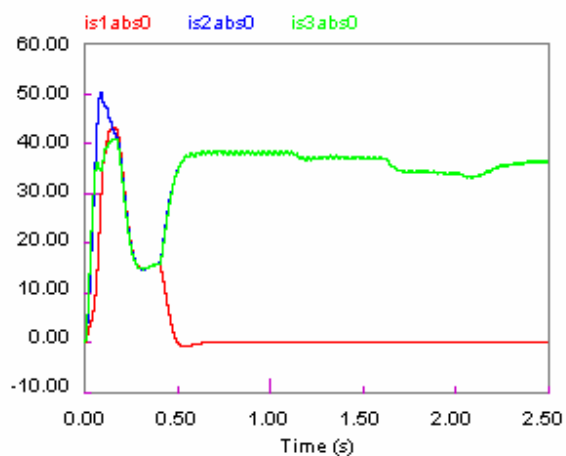


Fig. IV.8.b Simulation du comportement de la MAS alimentée à partir d'un onduleur de tension à deux niveaux à MLI (commande vectorielle), cas de coupure de phase 1 (vitesse de 1000 tr/min)

Chapitre IV - Caractérisation des défauts de la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension

Les caractéristiques des différents types de défauts d'une MAS alimentée par un onduleur à MLI à deux niveaux en boucle fermée (commande vectorielle indirecte) sont regroupées dans le tableau IV.1. Il faut noter que les valeurs efficaces et les déphasages des courants statoriques, ne sont pas calculés dans les cas des défauts de transistor maintenu ouvert « ou fermé » (cas lorsque les courants statoriques présentent une composante continue importante.) ou le cas de coupure de phase (courant de valeur efficace nulle). La valeur efficace nulle du courant est théorique, (pratiquement le courant est considéré d'une valeur efficace nulle quand celle-ci est inférieure à un seuil défini).

Tableau IV.1 Caractéristiques des différents types de défaut d'une MAS contrôlée par une commande vectorielle indirecte

Type de défaut	Valeurs moyennes des valeurs absolues des courants de phase			Valeurs efficaces des courants statoriques			Valeur absolue des différences des angles de phases des courants statoriques (°)			Valeur efficace de la somme des signaux de sortie des capteurs des courants statoriques	Valeur efficace de la somme des signaux de sortie des capteurs des tensions composées statoriques
	Phase1	Phase2	Phase3	Phase1	Phase2	Phase3	Phase12	Phase23	Phase31		
Sans défaut	$I_{1abs0} = I_{2abs0} = I_{3abs0}$	$I_{1abs0} = I_{2abs0} = I_{3abs0}$	$I_{1abs0} = I_{2abs0} = I_{3abs0}$	I_{eff}	I_{eff}	I_{eff}	120° (ou 240°)	120° (ou 240°)	120° (ou 240°)	0	0
T1 ou D1 ouvert	$I_{1abs0} < I_{2abs0}$, $I_{1abs0} < I_{3abs0}$	$I_{1abs0} < I_{2abs0}$, $I_{1abs0} < I_{3abs0}$	$I_{1abs0} < I_{2abs0}$, $I_{1abs0} < I_{3abs0}$	-	-	-	-	-	-	0	0
T2 ou D2 ouvert	$I_{2abs0} < I_{1abs0}$, $I_{2abs0} < I_{3abs0}$	$I_{2abs0} < I_{1abs0}$, $I_{2abs0} < I_{3abs0}$	$I_{2abs0} < I_{1abs0}$, $I_{2abs0} < I_{3abs0}$	-	-	-	-	-	-	0	0
T3 ou D3 ouvert	$I_{3abs0} < I_{1abs0}$, $I_{3abs0} < I_{2abs0}$	$I_{3abs0} < I_{1abs0}$, $I_{3abs0} < I_{2abs0}$	$I_{3abs0} < I_{1abs0}$, $I_{3abs0} < I_{2abs0}$	-	-	-	-	-	-	0	0
T4 ou D4 ouvert	$I_{1abs0} < I_{2abs0}$, $I_{1abs0} < I_{3abs0}$	$I_{1abs0} < I_{2abs0}$, $I_{1abs0} < I_{3abs0}$	$I_{1abs0} < I_{2abs0}$, $I_{1abs0} < I_{3abs0}$	-	-	-	-	-	-	0	0
T5 ou D5 ouvert	$I_{2abs0} < I_{1abs0}$, $I_{2abs0} < I_{3abs0}$	$I_{2abs0} < I_{1abs0}$, $I_{2abs0} < I_{3abs0}$	$I_{2abs0} < I_{1abs0}$, $I_{2abs0} < I_{3abs0}$	-	-	-	-	-	-	0	0
T6 ou D6 ouvert	$I_{3abs0} < I_{1abs0}$, $I_{3abs0} < I_{2abs0}$	$I_{3abs0} < I_{1abs0}$, $I_{3abs0} < I_{2abs0}$	$I_{3abs0} < I_{1abs0}$, $I_{3abs0} < I_{2abs0}$	-	-	-	-	-	-	0	0
T1 fermé	$I_{dc} > I_{dcmax}$ $V_{dc} = 0$	$I_{dc} > I_{dcmax}$ $V_{dc} = 0$	$I_{dc} > I_{dcmax}$ $V_{dc} = 0$	-	-	-	-	-	-	0	0
Ti fermé (i=1 à 6)	$I_{dc} > I_{dcmax}$ $V_{dc} = 0$	$I_{dc} > I_{dcmax}$ $V_{dc} = 0$	$I_{dc} > I_{dcmax}$ $V_{dc} = 0$	-	-	-	-	-	-	0	0
Phase 1 coupée	$I_{1abs0} = 0$ $I_{2abs0} = I_{3abs0}$	$I_{1abs0} = 0$ $I_{2abs0} = I_{3abs0}$	$I_{1abs0} = 0$ $I_{2abs0} = I_{3abs0}$	0	I_{effp}	I_{effp}	-	180°	-	0	0
Phase 2 coupée	$I_{2abs0} = 0$ $I_{1abs0} = I_{3abs0}$	$I_{2abs0} = 0$ $I_{1abs0} = I_{3abs0}$	$I_{2abs0} = 0$ $I_{1abs0} = I_{3abs0}$	I_{effp}	0	I_{effp}	-	-	180°	0	0
Phase 3 coupée	$I_{3abs0} = 0$ $I_{1abs0} = I_{2abs0}$	$I_{3abs0} = 0$ $I_{1abs0} = I_{2abs0}$	$I_{3abs0} = 0$ $I_{1abs0} = I_{2abs0}$	I_{effp}	I_{effp}	0	180°	-	-	0	0
Capteur de courant 1 (multiplicatif)	$I_{10} = 0$	$I_{20} = 0$	$I_{30} = 0$	-	-	-	-	-	-	> 0	0
Capteur de courant 2 (multiplicatif)	$I_{10} = 0$	$I_{20} = 0$	$I_{30} = 0$	-	-	-	-	-	-	> 0	0

Chapitre IV - Caractérisation des défauts de la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension

Capteur de courant 3 (multiplicatif)	$I_{10} = 0$	$I_{20} = 0$	$I_{30} = 0$	-	-	-	-	-	-	> 0	0
Capteur de courant 1 (additif)	$I_{10} > 0$ ou < 0	-	-	-	-	-	-	-	-	> 0	0
Capteur de tension (multiplicatif ou additif)	$I_{10} = I_{20} = I_{30}$	$I_{10} = I_{20} = I_{30}$	$I_{10} = I_{20} = I_{30}$	I_{effc}	I_{effc}	I_{effc}	120° (ou 240°)	120° (ou 240°)	120° (ou 240°)	0	> 0

Sur la figure IV.9 est présenté un algorithme proposé pour la classification des différents défauts de l'onduleur alimentant un MAS avec commande vectorielle.

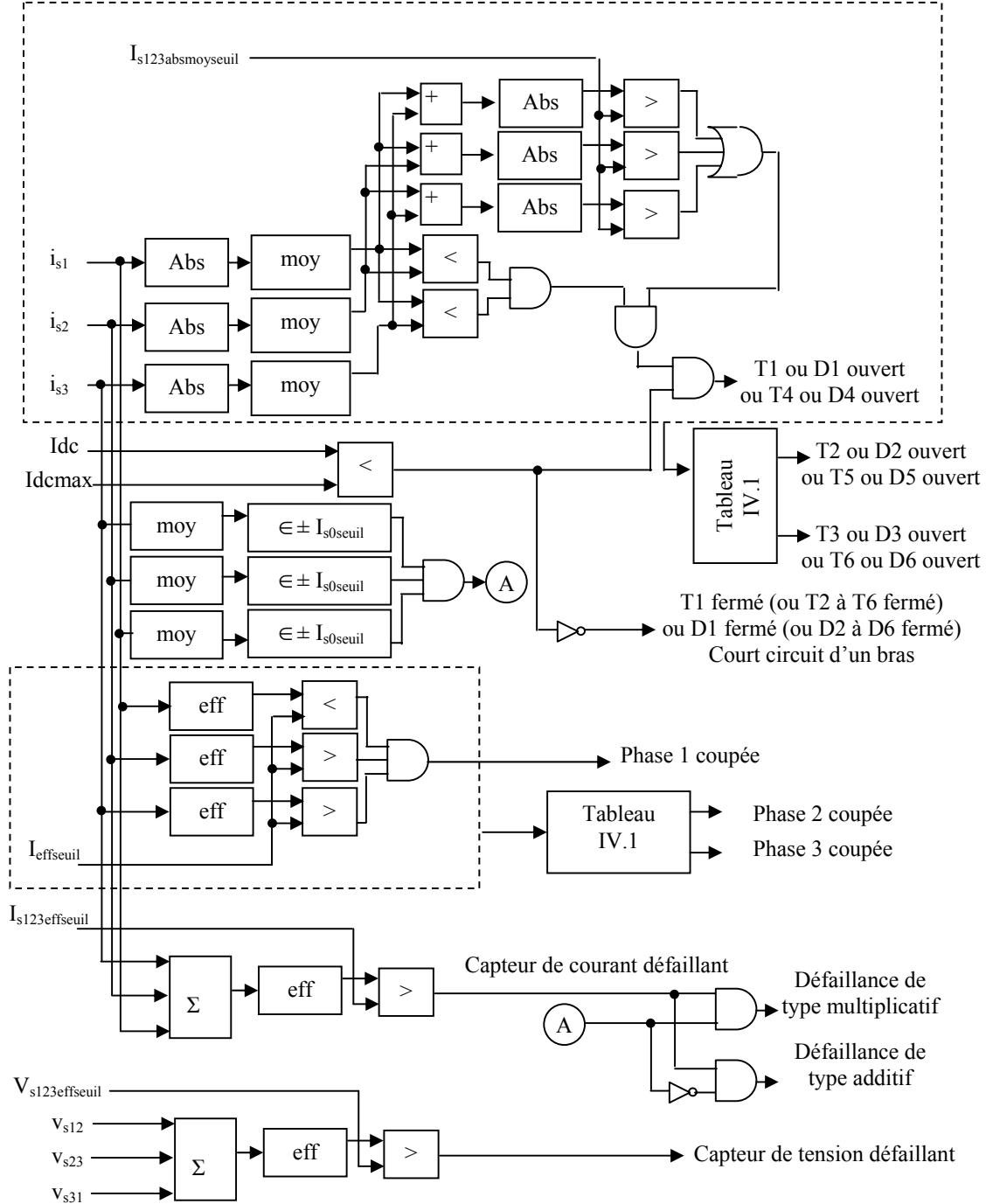


Fig. IV.9 Algorithme proposé pour la classification des différents défauts de l'onduleur alimentant un MAS avec commande vectorielle

Chapitre IV - Caractérisation des défauts de la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension

Avec :

$+ I_{s0\text{seuil}}$, $- I_{s0\text{seuil}}$: Seuils des composantes continues dans les courants statoriques.

$I_{dc\text{max}}$: Seuil du courant de la source continue ; I_{dc} : Courant de la source continue ;

$I_{s123\text{effseuil}}$: Seuil de la valeur efficace de la somme des courants statoriques.

$V_{s123\text{effseuil}}$: Seuil de la valeur efficace de la somme des tensions statoriques composées.

moy : Valeur moyenne du signal d'entrée ; eff : Valeur efficace du signal d'entrée ;

Abs : Valeur absolue du signal d'entrée ; THD : Taux de distorsion harmonique ;

$>$: Condition supérieur à. Lorsque le premier signal (entrée en haut du bloc) est supérieur au deuxième (entrée en bas du bloc), la sortie du bloc sera un 1 booléen. Si non la sortie du bloc sera un 0 booléen.

$<$: Condition inférieur à. Lorsque le premier signal (entrée en haut du bloc) est inférieur au deuxième (entrée en bas du bloc), la sortie du bloc sera un 1 booléen. Si non la sortie du bloc sera un 0 booléen.

$I_{s123\text{absmoyseuil}}$: Seuil des différences des valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques.

IV.7. Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié les phénomènes accompagnant l'apparition des défauts de la MAS alimentée par onduleur de tension à deux niveaux à MLI en boucle fermée (régulation de vitesse par moyen de la commande vectorielle indirecte appliquée à l'onduleur de tension à deux niveaux à MLI). Dans le but de caractériser, en utilisant des grandeurs indicatrices, chaque type de défaut par rapport aux autres.

Les types de défauts considérés sont les suivants :

- a- mauvais fonctionnement de l'onduleur de tension, ce type de défaut regroupe :
 - a-1- transistor maintenu ouvert (et diode maintenue ouverte) ;
 - a-2- transistor maintenu fermé ;
 - a-3- coupure monophasée interne (à l'intérieur de la machine) ou externe (côté réseau)).
- b- mauvaise acquisition de données (mesure erronée suite au défaut de capteur (essentiellement de courant et de tension de phase) ou mauvais fonctionnement de la chaîne de traitement de données acquises).

Après simulations des différents défauts, on a pu choisir les grandeurs indicatrices distinguant chaque type de défaut par rapport aux autres défauts, à savoir:

- valeurs efficaces des tensions et des courants statoriques mesurés;
- angles de phase des courants statoriques mesurés (ou de leurs fondamentaux);
- valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des courants statoriques mesurés;
- valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des tensions statoriques mesurées;
- valeurs moyennes des courants statoriques mesurés;
- valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques mesurés;
- courant et/ou tension de la source continue;
- Taux de distorsion harmonique des tensions statoriques composées mesurées (signaux de sorties des capteurs de tension).

Chapitre IV - Caractérisation des défauts de la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension

Les études effectuées ont permis de définir, d'une part, dans le cas d'une machine asynchrone alimentée à partir d'un onduleur de tension à MLI en boucle fermée contrôlée par une commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique, les variables (grandeurs) indicatrices et leurs intervalles, chose qui permet de distinguer chaque type de défaut par rapport aux autres et, d'autre part, la nature du défaut et son endroit d'apparition (localisation). Une telle caractérisation, basée sur la définition des intervalles du mode normal et des différentes modes de défaillance, présente plusieurs avantages par rapport aux techniques basées sur les réseaux de neurones artificielles largement utilisée dans le domaine de diagnostic des systèmes non-linéaires, qui peuvent être résumés comme suit : Un système non-linéaire de type multi-entrées / multi-sorties comme le notre, nécessite pour sa surveillance et son diagnostic un réseau de neurones artificiels multi-entrées / multi-sorties. La conception de ce réseau de neurones exige un calcul gigantesque pour pouvoir tenir compte des défauts considérés ci dessus avec une fiabilité acceptable. La méthode qu'on a proposée repose sur la définition des différentes variables et leurs intervalles caractérisant chaque type de défaut par rapport à l'autre. A chaque défaut, on associe des intervalles correspondants pour les grandeurs indicatrices. Ainsi, lorsque les valeurs des grandeurs indicatrices appartiennent aux intervalles prédéfinis, le défaut pourra être défini et localisé.

L'apport de la technique proposée consiste dans le fait qu'elle permet d'assurer « la couverture » d'une large gamme de défauts avec, d'une part, une bonne fiabilité de diagnostic et d'autre part l'optimisation du temps de conception par comparaison avec les méthodes à base des réseaux de neurones artificielles.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale et perspectives

Les actionneurs munis d'une machine à induction triphasée à neutre isolé, alimentée par un variateur de vitesse (en boucle ouverte ou en boucle fermée) à base d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux, ne permettent pas d'assurer la continuité de service en cas de panne survenant sur la machine d'entraînement ou sur son alimentation.

Dans cette thèse, ont été étudiés les impacts des défauts du variateur de vitesse de la MAS contrôlée en boucle ouverte ou en boucle fermée (commande vectorielle) sur les comportements électriques et mécanique d'une machine asynchrone, dans le but de caractériser les différents types de défauts afin de pouvoir, par l'intermédiaire d'indicateurs choisis, distinguer chaque type de défaut par rapport aux autres.

Les différents types de défauts qui ont été considérés sont:

Pour une MAS alimentée à partir d'un onduleur de tension à deux niveaux à MLI en boucle ouverte):

a- mauvais fonctionnement de l'onduleur de tension, ce type de défaut regroupe les cas suivants :

- transistor maintenu ouvert (et diode maintenue ouverte);
- transistor maintenu fermé (et diode maintenue fermée);
- coupure monophasée.

b- mauvaise acquisition de données (mesure erronée suite à un défaut de capteur (essentiellement de courant ou de tension de phase) ou mauvais fonctionnement de la chaîne de traitement de données acquises).

Pour une MAS avec régulation de la valeur de la vitesse au moyen d'une commande vectorielle appliquée à l'onduleur de tension à deux niveaux à MLI, les types de défauts considérés sont :

a- mauvais fonctionnement de l'onduleur de tension, ce type de défaut regroupe les cas suivants :

- transistor maintenu ouvert (et diode maintenue ouverte);
- transistor maintenu fermé (et diode maintenue fermée);
- coupure monophasée.

b- mauvaise acquisition de données (mesure erronée suite à un défaut de capteur (essentiellement de courant et de tension de phase) ou mauvais fonctionnement de la chaîne de traitement de données acquises).

Après modélisation des différents régimes normaux et anormaux de fonctionnement des cas de figures suscités, l'étude par simulation a permis de cerner les phénomènes créés par la présence d'un défaut statorique sur les différentes grandeurs temporelles de la machine et

Conclusion générale et perspectives

notamment de définir l'effet de chaque type de défaut sur les valeurs indicatrices choisies ; à savoir :

- valeurs efficaces des tensions et des courants statoriques mesurés;
- angles de phase des courants statoriques mesurés (ou de leurs fondamentaux);
- valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des courants statoriques mesurés;
- valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des tensions statoriques mesurées;
- valeurs moyennes des courants statoriques mesurés;
- valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques mesurés;
- courant (tension) de la source continue;
- Taux de distorsion harmonique des tensions statoriques composées mesurées (signaux de sorties des capteurs de tension).

En ce qui concerne la détection des défaillances des systèmes de mesure (capteurs de courant de phase), puisque la machine est à neutre isolé, on a proposé d'utiliser la valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des courants statoriques en tant que grandeur indicatrice. En effet, dans le cas de fonctionnement normal, cette valeur est nulle alors que dans le cas de défaillance d'un capteur de courant de phase, cette valeur sera différente de zéro.

Par ailleurs, dans le cas d'une machine alimentée à partir d'un onduleur de tension à deux niveaux en boucle ouverte (commande en V/f constante), la détection des défaillances de type "circuit-ouvert" et "court-circuit" d'un IGBT (ou d'une diode) peut se faire en utilisant les valeurs moyennes des courants de phases ainsi que la valeur du courant de bus continu en tant que variables indicatrices. Chaque type de défaut est caractérisé par une combinaison spécifique de ces quatre variables. Les défaillances des capteurs de courants sont détectées par l'intermédiaire de la valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des courants statoriques (dans le cas de fonctionnement normal, cette valeur est nulle alors que dans le cas de défaillance d'un capteur de courant de phase cette valeur sera différente de zéro). Les défaillances des capteurs de tensions sont détectées en utilisant la valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des tensions statoriques (dans le cas de fonctionnement normal, cette valeur est nulle alors que dans le cas de défaillance d'un capteur de tension entre phases, cette valeur sera différente de zéro).

D'autre part, lorsque la machine est alimentée à partir d'un onduleur de tension à deux niveaux en boucle fermée (commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique), la détection des défaillances de type "circuit-ouvert" et "court-circuit" d'un IGBT ou d'une diode devient plus compliquée. Cela est dû au fait que ces défauts influent sur tout le système de commande et provoquent la perte du contrôle du système (contrôle de la vitesse et des courants). Par ailleurs, nous avons constaté qu'on peut utiliser, en plus de certaines variables indicatrices utilisé en boucle ouverte, d'autres variables indicatrices, telles que: les valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques pour la caractérisation des défauts par bras et par phase du convertisseur. Le bras en défaut est traversé par un courant dont la valeur moyenne de sa valeur absolue est la plus inférieure par rapport aux autres bras.

Pour distinguer les défauts : "circuit-ouvert" et "court-circuit" d'un IGBT. Le courant du bus continu (ou le tension du bus continue) est utilisé en qualité d'indicateur. Dans le cas de "court-circuit" d'un IGBT, le bras correspondant court-circuité la source de tension continue provoquant l'apparition de valeurs très élevées du courant du bus continu par rapport aux cas des défauts. Un seuil peut être défini pour distinguer ce type de défauts.

Conclusion générale et perspectives

D'un autre côté, les défaillances des capteurs de courants sont détectées par l'intermédiaire de la valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des courants statoriques (dans le cas de fonctionnement normal, cette valeur est nulle alors que dans le cas de défaillance d'un capteur de courant de phase, cette valeur sera différente de zéro). Les défaillances des capteurs de tensions sont détectées par l'intermédiaire de la valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des tensions statoriques (dans le cas de fonctionnement normal, cette valeur est nulle alors que dans le cas de défaillance d'un capteur de tension entre phases, cette valeur sera différente de zéro).

L'étude des défauts sus cités a été effectuée par simulation numérique sur PC en utilisant le PSIM. Les programmes de simulation ont permis d'extraire les caractéristiques, essentiellement électriques (notamment les courants et les tensions statoriques). La caractérisation prend aussi en considération la position des capteurs de courants et de tensions par rapport au point d'apparition du défaut. Cette dernière est complètement négligée par les différents travaux de recherche car on a toujours négligé le fait que le capteur de courant ou de tension capte différents signaux selon sa position par rapport au point d'apparition du défaut (essentiellement dans les cas des courts circuits et les coupures de phases). Chose qui peut rendre erroné et caduque tout le processus de caractérisation des zones de défauts ou d'apprentissage des systèmes de diagnostic.

Il est à signaler que la caractérisation des défauts, basée sur la définition des intervalles des modes de fonctionnement : normaux et anormaux, présente plusieurs avantages par rapport aux techniques basées sur les réseaux de neurones artificielles largement utilisée dans le domaine de diagnostic des systèmes non-linéaires. Ces avantages peuvent être résumés comme suit: un système non-linéaire de type multi-entrées / multi-sorties tel qu'un variateur de vitesse, nécessite pour sa surveillance et son diagnostic un réseau de neurones artificiels multi-entrées / multi-sorties. La conception de ce réseau de neurones exige un calcul gigantesque pour couvrir tous types de défauts considérés précédemment avec une fiabilité acceptable. La caractérisation qu'on a proposée repose sur la définition des différentes variables et de leurs intervalles caractérisant chaque type de défaut par rapport aux autres. A chaque défaut, on a associé des intervalles correspondants pour les variables indicatrices. Ainsi, lorsque les variables indicatrices appartiennent à certains intervalles, le défaut sera défini et localisé.

Il est clair que la technique proposée assure la couverture d'une large gamme de défauts, qu'elle a une bonne fiabilité et que le temps nécessaire pour sa conception est réduit (comparativement aux méthodes à base des réseaux de neurones artificielles).

La présente Thèse de Doctorat représente une continuité des travaux de recherche menés depuis plusieurs années au niveau du Laboratoire de Recherche sur l'Electrification des Entreprises Industriels (F.H.C, Université de Bumerdès). Ces études ont pour objectif d'améliorer les performances des systèmes mécatroniques. Pour atteindre l'objectif en question, il a été indispensable de s'orienter, entre autres, vers le domaine du diagnostic. A cet effet, dans les perspectives de développement on peut citer :

- a. La réalisation expérimentale et le développement du système intégral de diagnostic automatique (par l'association des modules d'acquisition et de traitement et d'interprétation de l'information) d'un entraînement électrique à vitesse variable. Pour ce faire il faut tout d'abord étudier tous les types de défauts (défauts statoriques, défauts rotoriques, défauts externes, etc.) ainsi que les possibilités d'exploitation d'autres

Conclusion générale et perspectives

grandeurs indicatrices; telles que: le flux électromagnétique, la puissance instantanée et le couple électromagnétique.

- b. L'extension de cette étude vers les systèmes tolérants aux défauts (défauts d'onduleur et coupure de phase) et développement des algorithmes de commande adaptative pour des systèmes d'alimentation à structure modifiable apporte des degrés de liberté supplémentaires pouvant être utilisés pour obtenir la possibilité de fonctionnement en modes dégradés tout en maintenant des performances acceptables.
- c. Pour développer le système automatique de diagnostic, nous nous intéressons également à l'utilisation d'autres logiciels ; tels que : LABVIEW. En effet, il possède des avantages certains tels que: les fonctions de calcul et le système des blocs et d'interfaçage, qui nous permettent de mieux exploiter les avantages des différentes méthodes de diagnostic ainsi que le traitement du signal des variables indicatrices.
- d. L'application de la méthodologie proposée pour le cas d'autres équipements et appareillages stratégiques, tels que : les compteurs numériques d'énergie électrique, etc.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] Gilles Zwingelslein, “Sûreté de fonctionnement des systèmes industriels complexes”, Technique de l’ingénieur, informatique industrielle, S 8 250, pp. 1-32, 1999.
- [2] G.G. Champiot, “Compatibilité électromagnétique, présentation générale”, Technique de l’Ingénieur D 1300, 2. 2000, Génie électrique.
- [3] PHILIP RAMON GILREATH, “Centroid fault detection method for three-phase iverter-fed induction motors”, PhD Thesis, 2004, TULANE UNIVERSITY, New Orleans, LA ,USA.
- [4] Dan FLORICĂU, Bruno DAGUES, Roland CASIMIR, Jean-Claude HAPIOT, “Détection de défauts sur un actionneur asynchrone: cas d’un pilotage M.L.I. défaillant», ATEE - 2000, p.p. 36 – 41.
- [5] R.L.A. Ribeiro, C.B. Jacobina, E.R.C. Silva, and A.M.N. Lima, “Fault Detection of Open-Switch Damage in Voltage-Fed PWM Motor Drive Systems”, IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 18, no. 2, pp. 587-593, March 2003.
- [6] D. Kastha, and B.K. Bose,”Investigation of Fault Modes of Voltage-Fed Inverter System for Induction Motor Drive”, IEEE Trans. On Industry Applications, Vol. 30, no. 4, pp. 1028-1038, July 1994.
- [7] G. Zwingelstein : Diagnostic des défaillances, Traite des Nouvelles Technologies, Série Diagnostic et Maintenance, Ed. Hermès, 1995.
- [8] F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, and P. Vas, "Recent developments of induction motor drives fault diagnosis using AI techniques", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 47, no. 5, pp. 994-1004, Oct. 2000.
- [9] M. A. Awadallah and M. M. Morcos, "Application of AI tools in fault diagnosis of electrical machines and drives—an overview", IEEE Trans. Energy Convers., vol. 18, no. 2, pp. 245-251, Jun. 2003.
- [10] J. S. R. Jang, "ANFIS: adaptive-network-based fuzzy inference system," IEEE Trans. Syst., Man, Cybern., vol. 23, no. 3, pp. 665-685, May/Jun. 1993.
- [11] A.M.S. Mendes, and A.J.M. Cardoso,”Fault Diagnosis in a Rectifier-Inverter System Used in Variable Speed AC Drives, by the Average Current Park’s Vector Approach”, European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-9, 1999.
- [12] B. Strobl, ”A Diagnostic System for Asymmetries in Bridge Converters”, Power Electronics and Motion Conference, vol. 2, pp. 160-164, 2000.
- [13] R.L.A. Ribeiro, C.B. Jacobina, E.R.C. Silva, and A.M.N. Lima,”Fault-Tolerant Voltage-Fed

Références bibliographiques

PWM Inveret AC Motor Drive Systems”, IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol. 51, no. 2, pp. 439- 446, April 2004.

[14] S. R. Kolla, S. D. Altman, “Artificial neural network based fault identification scheme implementation for a three-phase induction motor”, ISA transactions 2007, vol. 46, no2, pp. 261-266.

[15] X. Roboam : De la modélisation à la Commande des Moteurs asynchrones, Cours effectué dans le cadre du programme COMETT au Département « Enginyeria Electronica » Barcelone, 1995.

[16] P. Raphael, S. Courtine, and J. Rognon, ”Fault Detection and Isolation on a PWM Inverter by Knowledge-Based Model”, IEEE Trans. On Industry Applications, Vol. 34, no. 6, pp. 1318-1326, Nov. 1998.

[17] T. Bahi, M. Fezari, G. Barakat, and N. Debbache, "Localization of faulty transistor in a three-phase inverter," Asian J. of Information Technology, vol. 4, no. 11, pp. 1068-1073, 2005.

[18] K. Rothenhagen, F. W. Fuchs, "Performance of Diagnosis Methods for IGBT Open Circuit Faults in Three Phase Voltage Source Inverters for AC Variable Speed Drives", European Conference on Power Electronics and Applications EPE 2005, 10 pages, pp. –P.7

[19] M. A. Shamsi Nejad, “Architectures d’Alimentation et de Commande d’Actionneurs Tolérants aux Défauts - Régulateur de Courant Non Linéaire à Large Bande Passante”, Thèse de doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Lorraine (I.N.P.L.), 2007.

[20] Benslimane TARAK, Chetate BOUKHMIS, “A new diagnostic method of faulty transistor in a three-phase inverter“, Journal of Istanbul University–Journal of Electrical & Electronics Engineering, 2006 Vol. 6, N° 2, pp. 117-128

[21] F. Tahami, A. Shojaei and D. Ahmadi Khatir “A Diversity Based Reconfigurable Method for Fault Tolerant Control of Induction Motors”, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2006), S35, pp. 12-17.

[22] Y. Fan, J. P. Hautier, "Commande optimisée d'un ensemble convertisseur-machine synchrone autopilotée fonctionnant en mode dégradé biphasé", Journal Phys. III France 4, Page 143-157, January 1994.

[23] E. S. Hamdi, "Design of small electrical machines (Hardcover)", Book, 272 pages, John Wiley & Sons, 1 edition (November 1, 1994).

[24] Philippe BASTIANI, “Stratégies de commande minimisant les pertes d’un ensemble convertisseur - machine alternative Application à la traction électrique”, Thèse de Doctorat 2001, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon

[25] B.K. Bose, “Power Electronics and AC Drives”, New Jersey: Prentice-Hall Edition, Englewood Cliffs, 1986, 402 p.

Références bibliographiques

- [26] Wemer Leonhard, "Control of Electrical Drives", Springer Edition, Braunschweig., 1996, 420 p.
- [27] D. W. Novotny and T. A. Lipo, "Vector Control and Dynamics of AC Drives" Clarendon Press, Oxford., 1996, 440 p.
- [28] Guy Grellet and Guy Clerc, "Actionneurs Électriques: Principes/Modèles/Commande", Éditions Eyrolles, Paris., 1997, 492 p.
- [29] P.C. Sen, "Principles of Electric Machines and Power Electronics" John Wiley & Sons, New York., 1996, 615 p.
- [30] Philippe Foussier, "Contribution à L'intégration des Systèmes de Commande des Machines Electriques à Courant Alternative", Thèse Doct. Ing., Institut National des Sciences Appliquées de Lyon., 1998, 194 p.
- [31] Peter Vas, "Vector Control of AC Machines", Clarendon Press, OXFORD., 1990, 332 p.
- [32] Mohamed-Saïd Nait-Saïd, "Contribution à la Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone à Cage D'écureuil: - Robustesse Contre les Dérives Paramétrique, -Amélioration des Performances Energétiques", Thèse d'Etat Soutenu à l'Univ. de Batna., 1998/1999, 100 p.
- [33] W. Shepherd, L. N. Hulley and D. T. W. Liang, "Power Electronics and Motor Control", Cambridge Univ. Press., 1995, 593 p.
- [34] J. M. D. Murphy and F. G. Turnbull, "Power Electronics Control of AC Motors", Pergamon press., 1985, 524 p.
- [35] Hansruedi Bühler, "Convertisseurs Statiques", Édition Lavoisier, Presses Polytech. et Univ., Romandes, 1991, 320 p.
- [36] Jean Bonal and Guy Séguier, "Entraînements Electriques à Vitesse Variable",-Volume 2. Édition Lavoisier, technique & documentation, 1998, 447 p.
- [37] Francis Labrique, Guy Segulier, et Robert Bausiere, "Les Convertisseurs de l'Électronique de Puissance -La Conversion Continu-Alternatif", Edition Lavoisier, Technique & documentation, 1995, 550 p.
- [38] Amar Golea, "Contribution au Développement d'une Méthodologie de Conception des Associations Convertisseurs-Machines", Thèse Doct., institut nat. Polytech., Grenoble, 6 Jan. 1994, 225 p.
- [39] S. B. Dewan, G. R. Slemon and A. Straughen, "Power Semiconductor Drives", John Wiley & Sons Edition, 1984, 354 p.
- [40] M. Lavabre, "Electronique de Puissance-Conversion de L'énergie: Cours et Exercices Résolus", Editions Casteilla, Paris, 1998, 357 p.

Références bibliographiques

- [41] H. Bühler, "Electronique de Puissance", Éditions Georgi, Dunod, 1981, 320 p.
- [42] Guy Séguier, "L'électronique de Puissance: Les Fonctions de Base et Leurs Principales Applications", Edition Dunod, Bordas, Paris, 1979, 320 p.
- [43] Bernard de Fomel, "Alimentation des Machines Asynchrones", Techniques de l'Ingénieur, Traité Génie Electrique, D3620, pp. 1-20.
- [44] C. Lott, O. Lapierre, H. Pouliquen et S. Saadate, "Filtrage Actif des Harmoniques en Courant et en Tension des Réseaux Electriques : Modélisation, Simulation Numérique et Expérimentation", Journal Phys. III France 7, Dec. 1997, pp. 2433-2457.
- [45] Jia Wu, "Implementation of a 100kW Soft-Switched DC Bus Regulator Based on Power Electronics Building Block Concept", Thesis of Master of Science in Elect. Engineering, Blacksburg, Virginia, May 3 2000, 121 p.
- [46] Schneider Electric, "Départs moteurs", chapitre 5, pp. 97-133.
- [47] www.energie.arch.ucl.ac.be/cdrom//ascenseurs/equipements/frames/cbascequvariateurvitesse.htm
- [48] Philippe LE BRUN, "Variation de vitesse des machines asynchrones, Etude des solutions de variation de vitesse pour machine asynchrone de puissance inférieure à 1 MW", Cours Electrotechnique et électronique industrielle, pp. 1-36.
- [49] Patrick ABATI, "Réglage de la vitesse de rotation des moteurs asynchrones triphasés", Cours d'Electrotechnique, <http://www.stielec.ac-aix-marseille.fr/cours/abati/reglvit.htm>.
- [50] Ziani djamila, "Contribution à la Modélisation et à la Simulation Précise des Ensembles Convertisseurs-Machines Electriques-Commandes: -Minimisation des Ondulations du Couple Electromagnétique, -Influence des Temps Morts et Méthodes de Compensation", Thèse Doct., Univ. Ferhat Abbas-Sétif, 2001, 122 p.
- [51] Gabriel BUCHE, "Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/Simulink", Mémoire d'ingénieur, Conservatoire National des Arts et Métiers Centre Régional Associé de Grenoble (C.U.E.F.A.), 2001.
- [52] Leila Moussaoui and Ammar Moussi, "A Proposed SVPWM-CSI Fed Vector Controlled-IM Drive with Good Performances and Reduced Pulsating Torque", 4th Internat. Conf on Electr. Engineering (CEE'06), Batna Univ., Algeria, 07-08 Nov. 2006, pp. 1-6.
- [53] Carlos Canudas De Wit, "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Volume 1: Commande des Moteurs Asynchrones", Hermes Science Europe Ltd., 2000, 261. p.
- [54] Leila Moussaoui and Ammar Moussi, "Performances Improvement and Torque Ripple Mitigation for CST-FED Vector Controlled Induction Motor Based on Space Vector PWM Control", Journal of Electrical Engineering (JEE), Vol. 5, No.1, ISSN: 1582-4594, 2005, pp. 5-12.

Références bibliographiques

- [55] Leila Moussaoui and Ammar Moussi, "An Open Loop Space Vector PWM Control for CSI-Fed Field-Oriented Induction Motor Drive with Improved Performances and Reduced Pulsating Torque", WSEAS Trans.-Circuits and Systems, Issue 2, Vol. 4, ISSN: 1109-2734, Feb. 2005, pp. 71-77. (Included in the Proc. of the WSEAS Internat. Conf.: 6th WSEAS Int. Conf. on Automation & Information, ICAI'05, Buenos Aires, Argentina., March 1-3, 2005.)
- [56] Leila Moussaoui and Ammar Moussi, "Performances Improvement and Torque Ripple Attenuation in CSI-Fed Field-Oriented Induction Motor Drive Based on Space Current Vector Modulation", Premier Congrès Internat. sur le Génie Electrique (CIGE'04), Sétif, Algérie, 10-12 oct. 2004, pp. 221-225.
- [57] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, and L. Zarri, "Assessment of Direct Torque Control for Induction Motor Drives", Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Technical Sciences, Vol. 54, No.3, 2006, pp. 237-254.
- [58] Jean-Paul LOUIS and Claude BERGMANN, "Commande Numérique: Régimes Intermédiaires et Transitoires", D3643, pp. 1-24.
- [59] S.-C.Chang and S.-N.Yeh, "Current Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motors", IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 143, No.6, Nov. 1996, pp. 492-500.
- [60] J. Chatelain, "Machines électrique", Tome 1, Dunod, Presses polytechniques romandes, 1983, 344. p.
- [61] Philippe Lautier, "Modélisation des Convertisseurs à Découpage pour la Conception et la Commande: Application à l'Onduleur", Thèse Doct. Ing., Institut Nat. des Sciences Appliquées de Lyon, 9 Jan. 1998, 176.p.
- [62] Tameur ABDELKRIM, "Etude et Implémentation de Différents Algorithmes Numériques de Modulation de Largeur d'Impulsions d'un Onduleur Triphasé à Trois Niveaux", Mémoire de magister, EMP, 2004.
- [63] Frede Blaabjerg, Sigurdur, Hans-Henrik Hansen, and S. Hansen, "A New Optimized Space-Vector Modulation Strategy for a Component-Minimized Voltage Source Inverter", IEEE Trans.-Power Electr., Vol. 12, No.4, July 1997, pp. 704-714.
- [64] V. Vasi , S. Vukosavi , M.A. Sokola "Local Instabilities due to Inverter and Rectifier Dead Times in Open-loop Induction Motor Drives", Control 2004, University of Bath, UK, September 2004, ID-240.
- [65] P. Venet, "Surveillance d'alimentation a découpage. Application à la maintenance prédictive" Thèse de doctorat de l'Université Claude Bernard Lyon1, Décembre 1993.
- [66] O. Ondel " Diagnostic par Reconnaissance des Formes : Application à un Ensemble Convertisseur – Machine Asynchrone ", Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, Ecole Doctorale Electronique, Electrotechnique, Automatique de Lyon, 2006.

Références bibliographiques

- [67], Sic Safco, "Condensateurs électrolytiques aluminium. Données constructeurs" pp. 12-29, 1993.
- [68] R. Besson, "Technologie des composants électroniques" Radio, 6ème édition. Tome 1, pp. 107-114 et 184-212, 1990.
- [69] L. Pauling, "Chimie générale" Dunod. Paris :1951, pp. 587.
- [70] Rifa, "Capacitors. Data sheets" pp 80-85, 1988.
- [71] P. Baudesson, F. Richardeau, T. Meynard, "Caractérisation du convertisseur multicellulaire série en présence de défauts de commutation" Congrès Electronique de Puissance du Futur, pp. 129-134, 16-18 décembre 1998.
- [72] W. T. Thomson, "A review of on-line condition monitoring techniques for three-phase squirrel-cage induction motors: Past, present and future" Proc. IEEE SDEMPED 1999 – Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, pp. 3-18, Septembre 1999 Gijon, Espagne.
- [73] H. Henao, G.-A. Capolino, M. Garcia-Melero et M. F. Cabanas, "A new model of the induction motor rotor cage for diagnostics" IEEE SDEMPED 1999 – Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, pp. 383-388, Septembre 1999 Gijon, Espagne.
- [74] Shawn D. Altman, "Real-Time Implementation of a Fault Identification Scheme for a Three-Phase Induction Motor Using Artificial Neural Networks", M.I.T. Thesis, College of Technology, Bowling Green State University, Bowling Green, OH, 2004.
- [75] Leila Moussaoui and A Moussi, "Performances Assessment of Field Oriented Control and Torque Ripple Reduction for CSI-Fed Induction Motor with PWM Strategy's", 3ème Conf. sur le Génie Elect. (CGE'03), EMP, Bordj El Bahri, Algérie., 15/16 Fev. 2004, Abstract p. 12.
- [76] R. Ltoh, "Simplified Configuration of GTO Current Source Inverter for Induction Motor Drives", IEE Proc., Vol.135, Pt.B, No.5, Sept. 1988, pp. 218-223.
- [77] Mika Salo and Heikki Tuusa, "A Vector-Controlled PWM Current-Source-Inverter-Fed Induction Motor Drive With a New Stator Current Control Method", IEEE Trans.-Indus. Electr., Vol. 52, No.2, April 2005, pp. 523-531.
- [78] Yuexin Yin and Alex Y. Wu, "A Low-Harmonic Electric Drive System Based on Current-Source Inverter", IEEE Trans.-Indus. Appl., Vol. 34, No.1, Jan./Feb. 1998, pp. 227-235.
- [79] J. Holtz, "Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion", Proc.-IEEE, Vol. 82, No.8, Aug. 1994, pp. 1194-1214.
- [80] Denis Lubineau, "Commande non linéaire de moteur asynchrone avec observateur" Thèse de doctorat INPG, Laboratoire d'Automatique de Grenoble. 1999.

Références bibliographiques

- [81] Csaba SZABÓ, Maria IMECS, Ioan Iov INCZE, "Simple Voltage-Hertz Control with Current-Feedback of a Constant Field-Excited Synchronous Motor", Sborník vědeckých prací Vysoké školy báňské - Technické univerzity Ostrava, číslo 2, rok 2006, ročník LII, řada strojní, článek č. 1553, pp. 173-178.
- [82] "Motor Drive System Using SPM Inverter", Fairchild Semiconductors, Application Note 9019, Rev. A, October 2001, pp. 1-24
- [83] P.J. Tavner, J.P. Hasson, "Predicting the design life of high integrity rotating electrical machines", International Conference on Electrical Machines and Drives, pp 286-290, Canterbury, Sept. 1999.
- [84] O.V. Thorsen, M. Dalva, "A survey of the reliability with an analysis of faults on variable frequency drives in industry", EPE, pp. 1033-1038, 1995.
- [85] R.A. Hanna and S. Prabhu, "Medium-Voltage Adjustable-Speed Drives, Users and Manufacturers Experiences", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, pp. 1407-1415, Nov/Dec 1997.
- [86] F. Richardeau, "Sûreté de fonctionnement en électronique de puissance", Habilitation à Diriger des Recherches, Toulouse, 2004.
- [87] J. Vallon, "Introduction à l'étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes", Thèse de doctorat, INP Toulouse, 2003.
- [88] J. Mavie, "Convertisseurs génériques à tolérance de panne Applications pour le domaine aéronautique", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.
- [89] K. HASSE, "On the Dynamics of Speed Control of a Static AC Drive with a Squirrel-Cage Induction Machine," PhD Dissertation, Tech. Hochsch, Darmstadt, 1969.
- [90] F. Blaschke, "The principle of field orientation as application to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines", Siemens review, Vol.34, pp. 217-220, May 1972.
- [91] M. Trzynadlowsky, "The field orientation principle in control of induction motors", Lumer Academic Publication, 1994.
- [92] B. Robyns, "Commande multivariable évoluée d'actionneurs asynchrones", Premier rapport de synthèse concernant le travail de doctorat, Université Catholique de Louvain, 1990.
- [93] S. Wade, M.W. Dunnigan and B.W. Williams, "Improving the Accuracy of the Rotor Resistance Estimate for Vector-Controlled Induction Machines", IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 144, No.5, Sept. 1997, pp. 285-294.
- [94] Derdyok, M. K. Guven, H. Rahman & N. Inane, "Design and implementation of new sliding-mode observer for speed-sensor less control of induction machine". IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol 1. n°3, 2002.

Références bibliographiques

- [95] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de Doctorat de l'université Henri Poincaré, janvier 1999.
- [96] FARHAD HAGHGOEIAN, "Real-Time Model of Artificial Neural Networks Based Speed Estimator for an Induction Machine Drive", Thesis of Master of Engineering, University Of Quebec At Chicoutimi, 2005.
- [97] Vas P., "Artificial-intelligence-Based Electrical Machines and Drives: application of fuzzy, neural, fuzzy-neural and genetic-algorithm-based techniques", Oxford University Press, 1999.
- [98] Novotny D. W., Lipo T. A., "Vector Control and dynamics of AC drives", Oxford University Press Inc., 2000, New York.
- [99] Kheldoun A., Chetate B., "Optimisation des Pertes d'Energie d'un Moteur Asynchrone à Cage commandé Par la Technique à Champ Rotorique Orienté", Revue des Energies Renouvelables, Proceedings de la 1ère Conférence Internationale sur l'Efficacité Energétique, ISSN :1112-2242, Tome 2, 25-26 Mai 2003, pp. 422-427.
- [100] Kheldoun A., "Commande vectorielle d'un moteur asynchrone à cage avec adaptation de la résistance rotorique par logique floue et minimisation des pertes totales", Mémoire de Magistère, FHC, Université de Boumerdès, 2001, Dirigé par: Pr. B. Chetate.
- [101] Marcin Żelechowski, "Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled (DTC – SVM) Inverter–Fed Induction Motor Drive", Ph.D. Thesis, Warsaw University of Technology, Warsaw–Poland, 2005.
- [102] Marcos Vinicius Lazarini and Ernesto Ruppert Filho, "Sensorless three-phase induction motor direct torque control using sliding mode control strategy laboratory set-up for motor speed control teaching", International Conference on Engineering Education – ICEE 2007, Coimbra, Portugal September 3–7, 2007.
- [103] I. Takahashi, T. Noguchi, "A New Quick-response and High-efficiency Control Strategy of an Induction Motor", IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, 1986.
- [104] Xavier del Toro Garcia, Antoni Arias, Marcel G. Jayne, Phil A. Witting, Vicenç M. Sala, Jose Luis Romeral, "New DTC Control Scheme for Induction Motors fed with a Three-level Inverter", AUTOMATIKA 46(2005) 1–2, pp. 73–81, ISSN 0005–1144.
- [105] Marius Marcu, Ilie Utu, Leon Pana, Maria Orban, "Computer Simulation of Real Time Identification for Induction Motor Drives", Proceedings of the International Conference on Theory and Applications of Mathematics and Informatics - ICTAMI 2004, Thessaloniki, Greece, pp. 295-305.

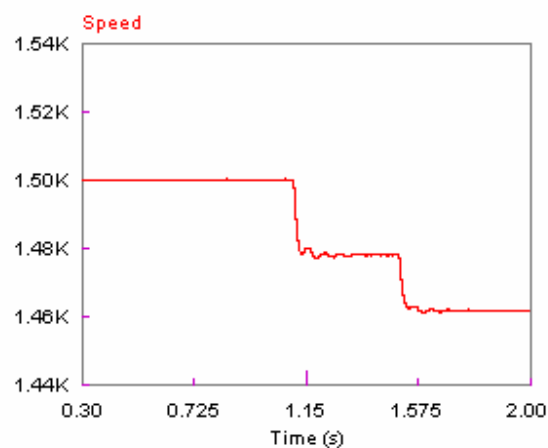
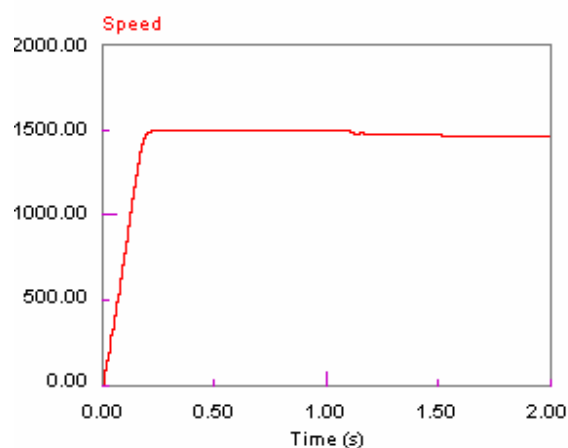
Références bibliographiques

- [106] Nuno M. Silva, António P. Martins, Adriano S. Carvalho, “Torque and Speed Modes Simulation of a DTC-Controlled Induction Motor”, Proceedings of the 10th Mediterranean Conference on Control and Automation - MED2002 Lisbon, Portugal, July 9-12, 2002.

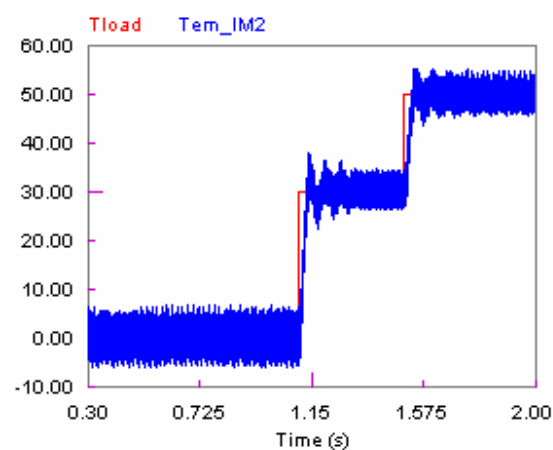
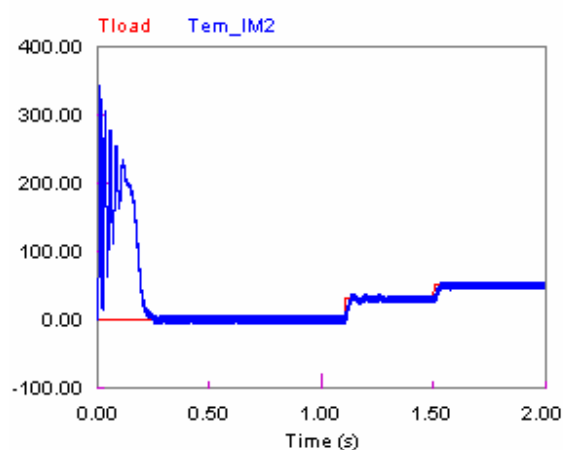
Annexe

Annexe

Vitesse rotorique (tr/min)



Couple électromagnétique (N.m)



Tension de la source continue (V)

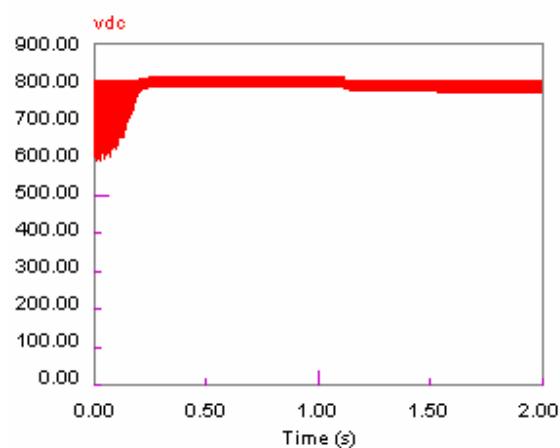
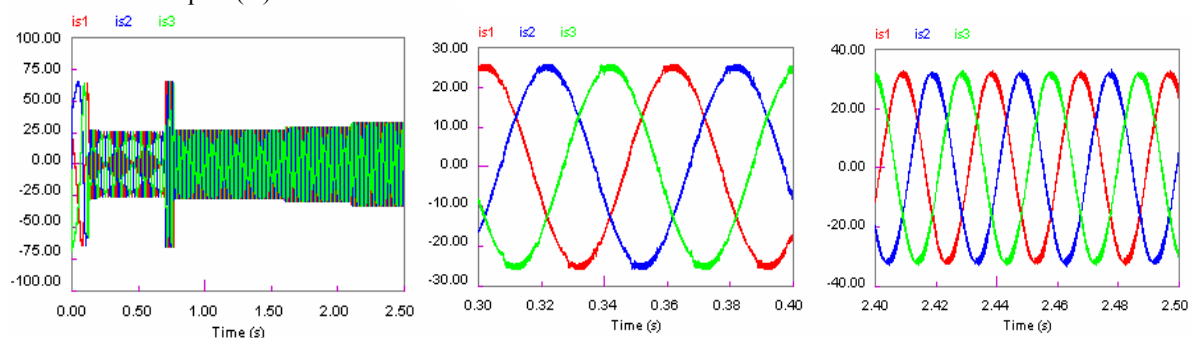


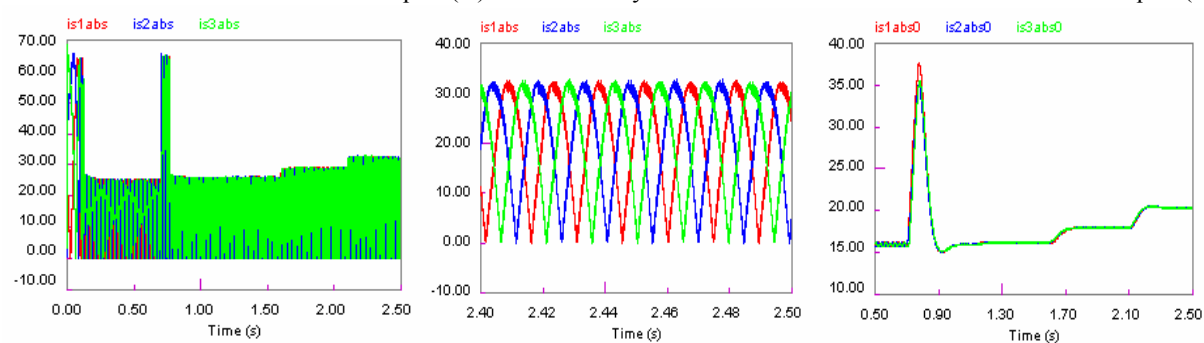
Fig. A.1 Vitesse rotorique, couple électromagnétique et tension de la source continue pour une MAS alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à MLI (boucle ouverte) ($f=50$ Hz avec différentes valeurs de couple de charge)

Annexe

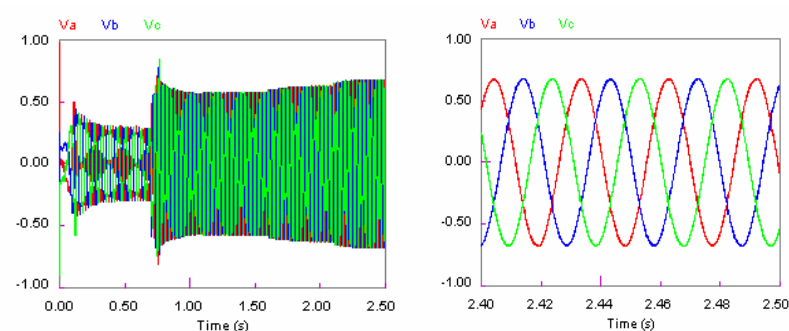
Courants statoriques (A)



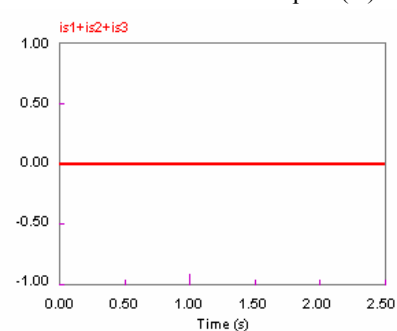
Valeurs absolues des courants statoriques (A) et valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques (A)



Tensions statoriques de référence dans le repère triphasé (V)



Somme des courants statoriques (A)



Somme des tensions statoriques composées (V)

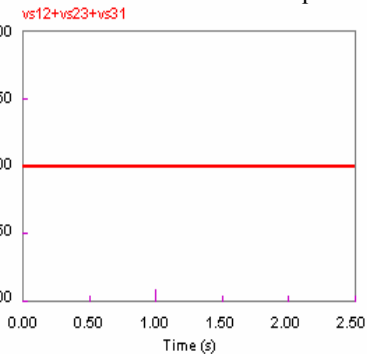
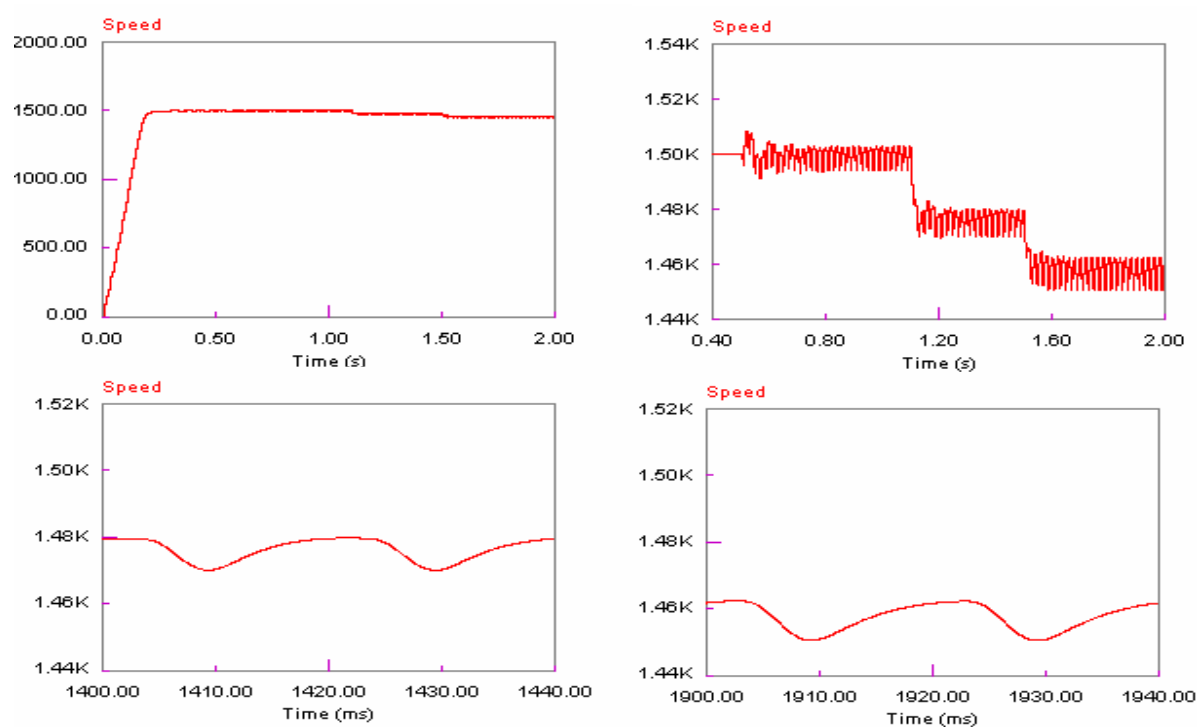


Fig. A.2 Simulation de la MAS contrôlée par la commande vectorielle indirecte avec un onduleur de tension à MLI à deux niveaux, cas sans défaut (variation de vitesse de 500 tr/min à 1000 tr/min pour différentes valeurs de couple de charge)

Annexe

Vitesse rotorique (tr/min)



Couple électromagnétique (N.m)

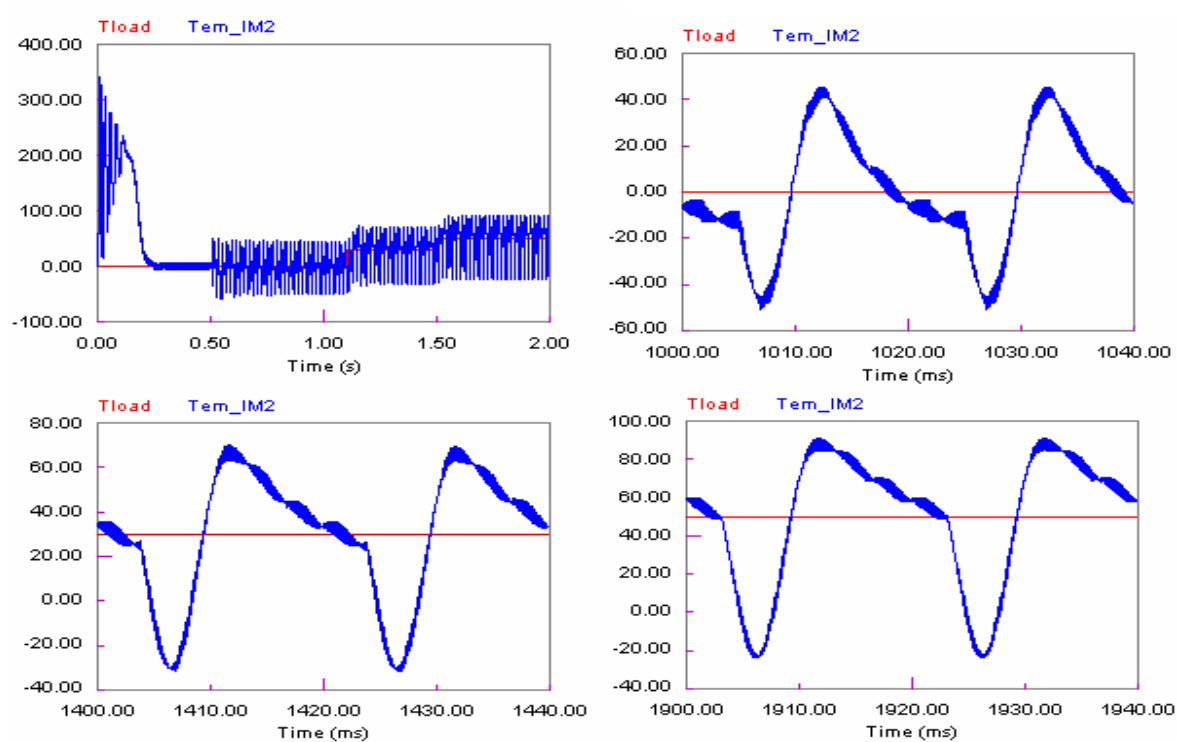
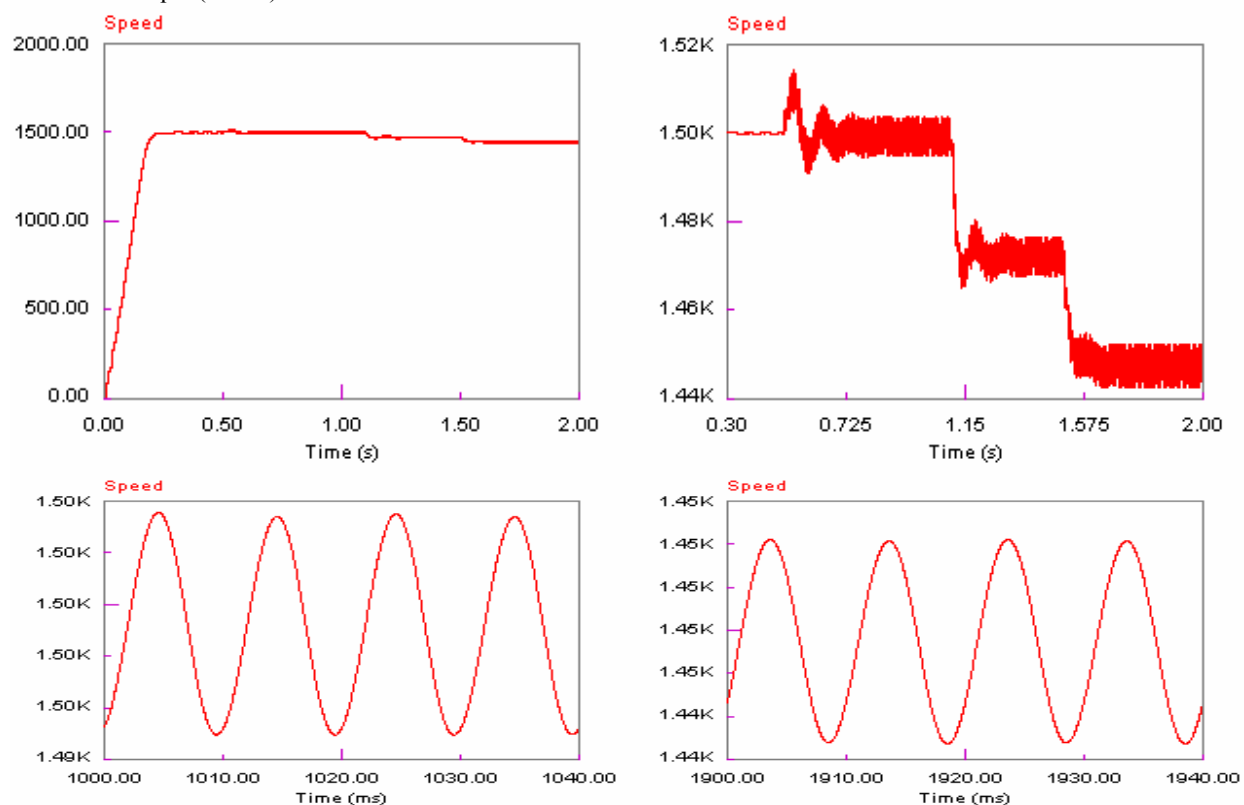


Fig. A.3 Vitesse rotorique et couple électromagnétique de la MAS alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à MLI (boucle ouverte), cas de défaillance de type haute impédance du transistor T1 (transistor maintenu ouvert (bloqué))

Annexe

Vitesse rotorique (tr/min)



Couple électromagnétique (N.m)

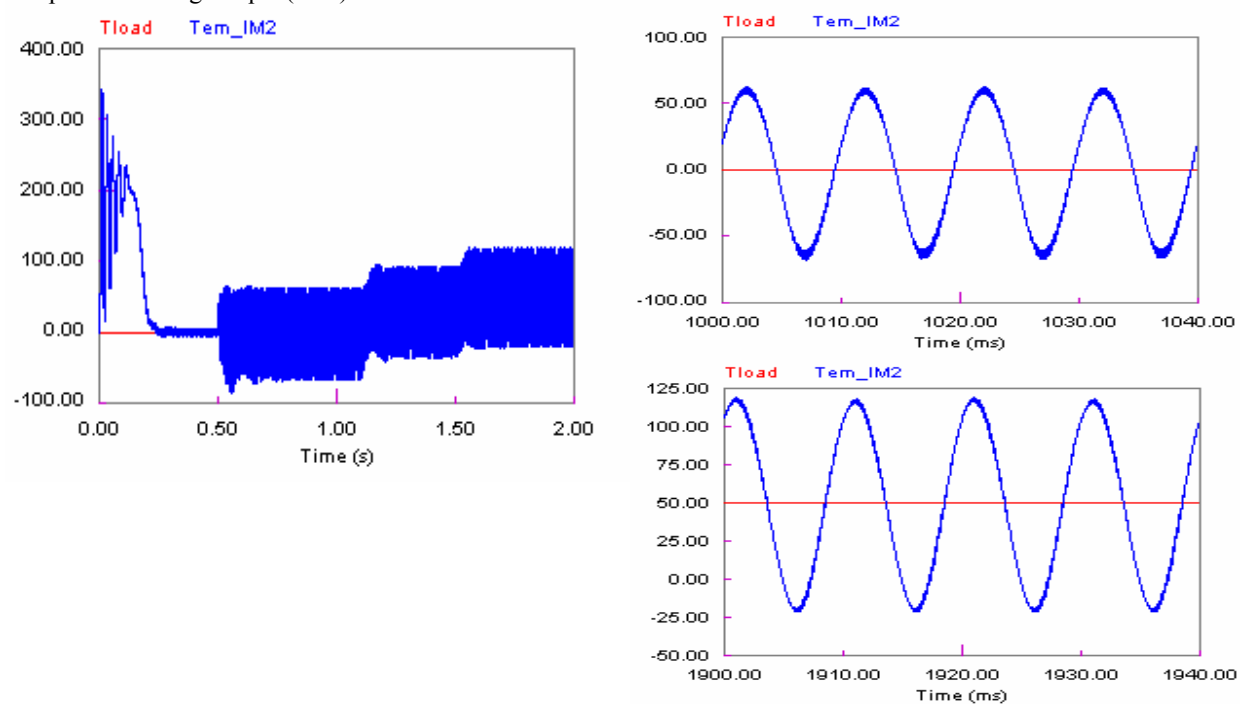
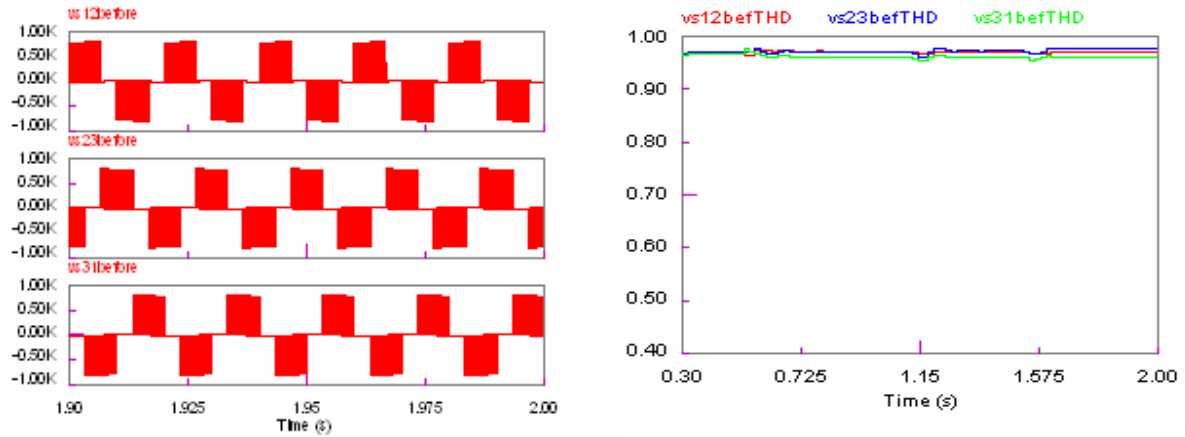


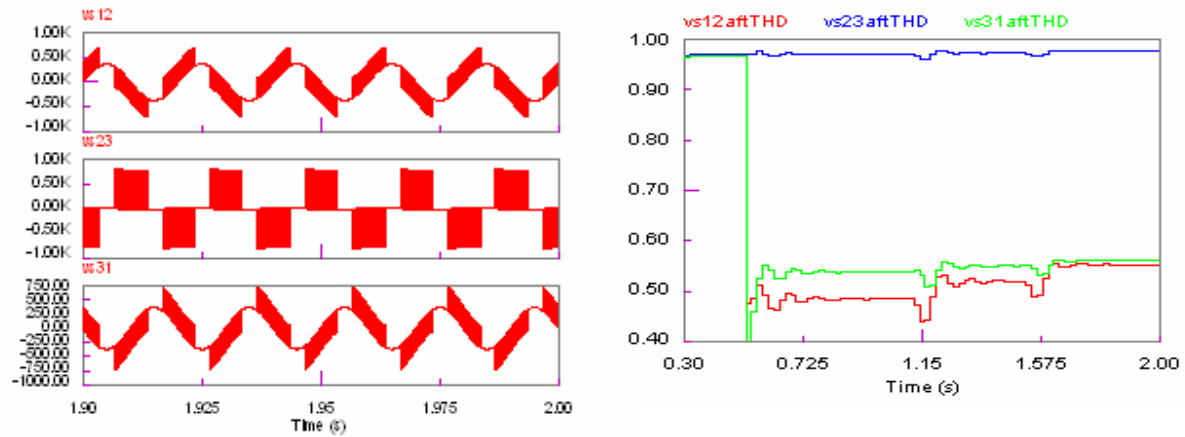
Fig. A.4 Vitesse rotorique et couple électromagnétique de la MAS alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à MLI (boucle ouverte), cas de coupure de phase 1

Annexe

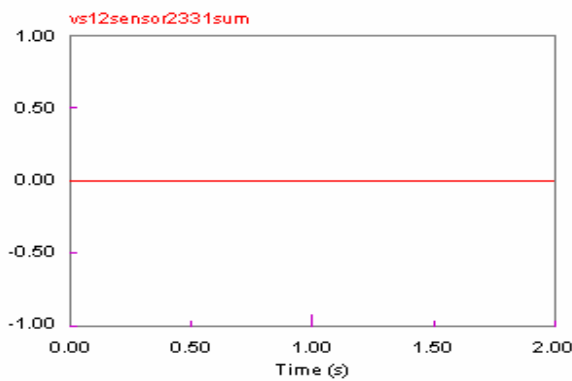
Tensions statoriques composées (V) et leurs THD (tension 1 mesurée du côté onduleur par rapport au point de coupure)



Tensions statoriques composées (V) et leurs THD (tension 1 mesurée du côté MAS par rapport au point de coupure)



Somme des Tensions statoriques composées (V) (tension 1 mesurée du côté MAS par rapport au point de coupure)



Somme des Tensions statoriques composées (V) (tension 1 mesurée du côté onduleur par rapport au point de coupure)

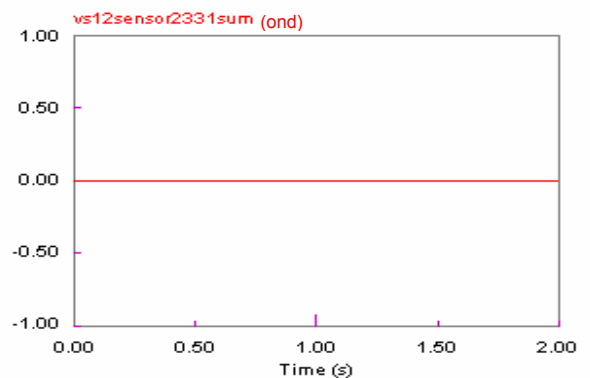


Fig. A.5 Tensions statoriques composées (V), leurs THD et leur somme, cas de la MAS alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à MLI (boucle ouverte), cas de coupure de phase 1

Annexe

A.1. Modélisation de la machine asynchrone dans le repère triphasé

Pour la mise en équation de la machine, on adopte les hypothèses simplificatrices suivantes :

- ✦ Entrefer constant,
- ✦ Assimilation de la cage à un court-circuit ayant le même nombre de phases que le bobinage statorique,
- ✦ Effet des encoches négligé,
- ✦ Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale,
- ✦ Absence de saturation dans le circuit magnétique,
- ✦ Les influences de l'effet de peau et des échauffements des conducteurs sont négligées

A.1.1. Définitions et notations

Φ_{satot}	: flux total de la phase statorique a
Φ_{sbtot}	: flux total de la phase statorique b
Φ_{scotot}	: flux total de la phase statorique c
Φ_{ratot}	: flux total de la phase rotorique a
Φ_{rbtot}	: flux total de la phase rotorique b
Φ_{rctot}	: flux total de la phase rotorique c
Φ_{saf}	: flux de fuite de la phase statorique a
L_{saf}	: inductance de fuite de la phase statorique a
Φ_{sam}	: flux magnétisant de la phase statorique a
L_{sam}	: inductance magnétisante de la phase statorique a
Φ_{sbm}	: flux magnétisant de la phase statorique b
Φ_{scm}	: flux magnétisant de la phase statorique c
Φ_{sbma}	: projection du flux magnétisant de la phase statorique b sur l'axe de la phase a
Φ_{scma}	: projection du flux magnétisant de la phase statorique c sur l'axe de la phase a
Φ_{sbma}	: projection du flux magnétisant de la phase statorique b sur l'axe de la phase a
L_{sbm}	: inductance magnétisante de la phase statorique b
L_{scm}	: inductance magnétisante de la phase statorique c
$\Phi_{\text{rabcm}}sa$	: flux mutuels entre les phases rotoriques a,b,c et la phase statorique a
L_{sf}	: inductance de fuite des phases statoriques
L_{sm}	: inductance magnétisante des phases statoriques
L_{rf}	: inductance de fuite des phases rotoriques
L_{rm}	: inductance magnétisante des phases rotoriques
s, r	: indices stator et rotor
p	: nombre de paires de pôles
r_s, l_s (R_s, l_s)	: résistance et inductance propre d'une phase statorique
r_r, l_r (R_r, l_r)	: résistance et inductance propre d'une phase rotorique
m_s	: coefficient de l'inductance mutuelle entre deux phases du stator
m_r	: coefficient de l'inductance mutuelle entre deux phases du rotor
m	: maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor
L_m	: inductance magnétisante
θ	: angle électrique entre $\vec{R}_a$ et $\vec{S}_a$
v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	: tensions d'alimentation des phases statoriques
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	: courants des phases statoriques

Annexe

v_{ra}, v_{rb}, v_{rc} : tensions d'alimentation des phases rotoriques
 i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} : courants des phases rotoriques
 ω : vitesse angulaire électrique
 Ω : vitesse angulaire de rotation
 C_e : couple électromagnétique.

Le stator de la machine est représenté sur la figure (A.6.) par ses trois enroulements dans l'espace électrique.

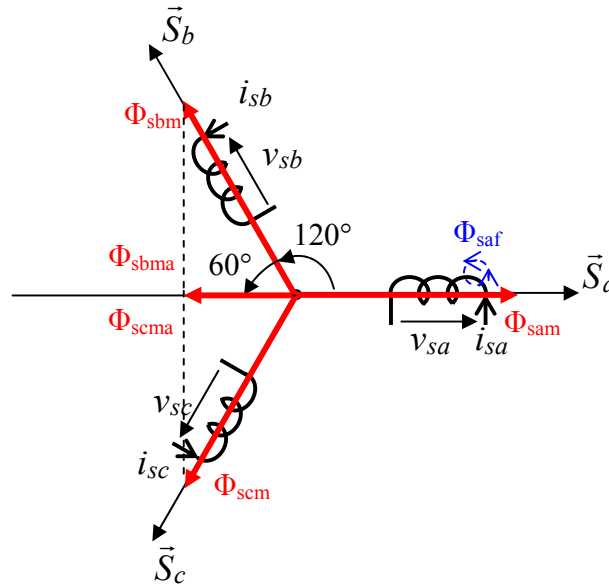


Fig. A.6. Représentation des enroulements statoriques de la machine dans l'espace électrique

La machine est représentée sur la figure (A.7.) par ses six enroulements dans l'espace électrique, l'angle θ repère l'axe de la phase rotorique de référence $\vec{R}_a$ par rapport à l'axe fixe de la phase statorique de référence $\vec{S}_a$.

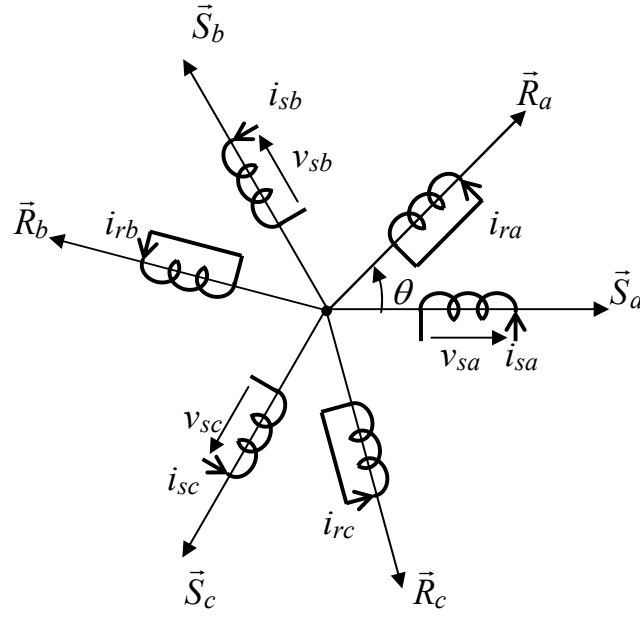


Fig. A.7. Représentation des enroulements de la machine dans l'espace électrique

A.1.2. Calcul de la matrice des inductances

Le flux selon l'axe statorique peut être exprimé comme suit :

$$\Phi_{sa \text{ tot}} = \Phi_{saf} + \Phi_{sam} - \Phi_{sbma} - \Phi_{scma} + \Phi_{rabcmsa}. \quad (\text{A.1})$$

Avec :

$$\Phi_{saf} = L_{saf} i_{sa}.$$

$$\Phi_{sam} = L_{sam} i_{sa}.$$

$$\Phi_{sbma} = L_{sbma} i_{sb} = \Phi_{sbm} \cos(60^\circ) = \Phi_{sbm} / 2 = (L_{sbm} / 2) i_{sb}.$$

$$\Phi_{scma} = L_{scma} i_{sc} = \Phi_{scm} \cos(60^\circ) = \Phi_{scm} / 2 = (L_{scm} / 2) i_{sc}.$$

Donc:

$$\Phi_{sa \text{ tot}} = L_{saf} i_{sa} + L_{sam} i_{sa} - (L_{sbm} / 2) i_{sb} - (L_{scm} / 2) i_{sc} + \Phi_{rabcmsa}. \quad (\text{A.2})$$

En supposant que $L_{sam} = L_{sbm} = L_{scm} = L_{sm}$; $L_{saf} = L_{sbf} = L_{scf} = L_{sf}$.

$$\Phi_{sa \text{ tot}} = (L_{sf} + L_{sm}) i_{sa} - (L_{sm} / 2) i_{sb} - (L_{sm} / 2) i_{sc} + \Phi_{rabcmsa}. \quad (\text{A.3})$$

De même pour le rotor :

$$\Phi_{ra \text{ tot}} = (L_{rf} + L_{rm}) i_{ra} - (L_{rm} / 2) i_{rb} - (L_{rm} / 2) i_{rc} + \Phi_{sabcmra}.$$

La matrice inductance liant les courants aux flux peut être représentée comme suit :

Annexe

$$\begin{bmatrix} \Phi_{satot} \\ \Phi_{sbtot} \\ \Phi_{sctot} \\ \Phi_{ratot} \\ \Phi_{rbtot} \\ \Phi_{rctot} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sf} + L_{sm} & -L_{sm}/2 & -L_{sm}/2 & & & \\ -L_{sm}/2 & L_{sf} + L_{sm} & -L_{sm}/2 & & & \\ -L_{sm}/2 & -L_{sm}/2 & L_{sf} + L_{sm} & & & \\ & & & L_{rf} + L_{rm} & -L_{rm}/2 & -L_{rm}/2 \\ & [L_{rs}(t)] & & -L_{rm}/2 & L_{rf} + L_{rm} & -L_{rm}/2 \\ & & & -L_{rm}/2 & -L_{rm}/2 & L_{rf} + L_{rm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (A.4)$$

En supposant que $L_{sm} = L_{rm} = L_m$, (A.4) devient :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{satot} \\ \Phi_{sbtot} \\ \Phi_{sctot} \\ \Phi_{ratot} \\ \Phi_{rbtot} \\ \Phi_{rctot} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sf} + L_m & -L_m/2 & -L_m/2 & & & \\ -L_m/2 & L_{sf} + L_m & -L_m/2 & & & \\ -L_m/2 & -L_m/2 & L_{sf} + L_m & & & \\ & & & L_{rf} + L_m & -L_m/2 & -L_m/2 \\ & [L_{rs}(t)] & & -L_m/2 & L_{rf} + L_m & -L_m/2 \\ & & & -L_m/2 & -L_m/2 & L_{rf} + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (A.5)$$

où

$$[L_{sr}(t)] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta(t)) & \cos(\theta(t) + 2\pi/3) & \cos(\theta(t) - 2\pi/3) \\ \cos(\theta(t) - 2\pi/3) & \cos(\theta(t)) & \cos(\theta(t) + 2\pi/3) \\ \cos(\theta(t) + 2\pi/3) & \cos(\theta(t) - 2\pi/3) & \cos(\theta(t)) \end{bmatrix}$$

$$[L_{rs}(t)] = [L_{sr}^T(t)]$$

L'inductance magnétisante L_m est liée au maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor L_{sr} par: $L_m = (3/2) L_{sr}$.

Les matrices des inductances statoriques, rotoriques et mutuelles deviennent :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}, [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix},$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Annexe

Avec :

$$l_s = L_{sf} + L_m, l_r = L_{rf} + L_m, m_s = m_r = -L_m / 2, m = L_{sr}, [L_{sr}(t)] = [M_{sr}], [L_{rs}(t)] = [M_{rs}]$$

A.1.3. Equations aux tensions

Une application de la loi de Faraday sur l'un des six enroulements statoriques et rotoriques de la machine ayant une résistance, R , traversée par le flux totalisé Ψ défini selon la normale orientée $\vec{n}$, est le siège d'une f.c.é.m. induite e . A cet effet, la loi des mailles appliquée sur la figure A.8. donne :

$$v = Ri + \frac{d\Psi}{dt} \quad (A.6)$$

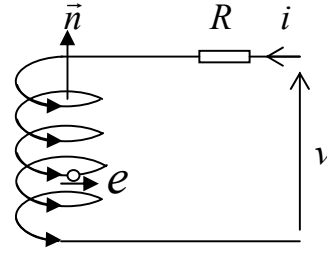


Fig. A.8. Modèle d'une phase avec f.c.e.m

On déduit pour l'ensemble des phases statoriques :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{sc} \end{bmatrix} \quad (A.7)$$

Où :

$$[v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\Psi_{sabc}] \quad (A.8)$$

et rotoriques :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \\ \Psi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (A.9)$$

Où :

$$[v_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\Psi_{rabc}] = [0] \quad (A.10)$$

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques s'expriment sous la forme :

$$[\Psi_{sabc}] = [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (A.11)$$

$$[\Psi_{rabc}] = [M_{rs}][i_{sabc}] + [L_r][i_{rabc}] \quad (A.12)$$

Annexe

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad (A.13)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \quad (A.14)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (A.15)$$

En introduisant (A.11) et (A.12) dans (A.8) et (A.10), on obtient :

$$[v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \} \quad (A.16)$$

$$[v_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][i_{sabc}] + [L_r][i_{rabc}] \} \quad (A.17)$$

Le système formé par les équations (A.16) et (A.17) est non linéaire et fortement couplé sa résolution est très difficile.

L'application de la transformation de PARK permet d'obtenir un système linéaire dont la résolution numérique est facile.

A.2. Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park

A.2.1. Transformation de PARK

Dans la transformation de PARK on définit les matrices de passage directe et inverse pour les courants, les tensions et les flux, à savoir, de telle sorte que :

$$[x_{dqo}] = [A][x_{abc}] \text{ Où } x = (i, v \text{ ou } \Psi).$$

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\alpha) & -\sin(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (A.18)$$

$$[A]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

α : désigne l'angle entre l'axe de référence des grandeurs transformées et l'axe de référence des grandeurs non transformées.

On définit deux transformations de *PARK* à partir de la matrice (A.18) dans laquelle l'angle α est remplacé par :

θ_s : pour les grandeurs statoriques ;

θ_r : pour les grandeurs rotoriques.

Remarque :

Lorsque l'angle θ_s est nul, le repère d'axes d, q, o sera fixe (non rotatif) où l'axe d sera confondu avec l'axe a (le repère d, q, o lié au stator). Dans ce cas, la transformation des variables du stator du repère a, b, c vers le repère d, q, o est dite transformation de **Clark**.

En analysant la figure A.9. on remarque que :

$$\theta_s = \theta_r + \theta \quad (A.19)$$

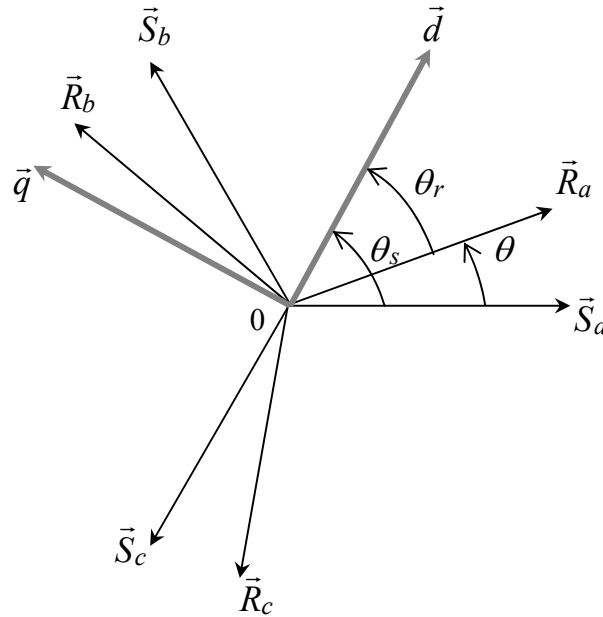


Fig. A.9. Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique

Annexe

Donc en appliquant ces transformations aux équations (A.11) et (A.12), les relations entre les flux d'axes d, q, o et les flux d'axes a, b, c sont définies comme suit:

✦ au stator :

$$[\Psi_{sdqo}] = [A(\theta_s)] [L_s] [A(\theta_s)]^{-1} [i_{sdqo}] + [A(\theta_s)] [M_{sr}] [A(\theta_r)]^{-1} [i_{rdqo}] \quad (\text{A.20})$$

✦ au rotor :

$$[\Psi_{rdqo}] = [A(\theta_r)] [M_{rs}] [A(\theta_s)]^{-1} [i_{sdqo}] + [A(\theta_r)] [L_r] [A(\theta_r)]^{-1} [i_{rdqo}] \quad (\text{A.21})$$

Tout calcul fait, on trouve une relation matricielle entre les vecteurs flux et les vecteurs courants d'axes d, q, o :

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sd} \\ \Psi_{sq} \\ \Psi_{so} \\ \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \\ \Psi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - m_s & 0 & 0 & \frac{3m}{2} & 0 & 0 \\ 0 & l_s - m_s & 0 & 0 & \frac{3m}{2} & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2m_s & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3m}{2} & 0 & 0 & l_r - m_r & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3m}{2} & 0 & 0 & l_r - m_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r - m_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{A.22})$$

On désigne par :

$\ell_s = l_s - m_s$: l'inductance cyclique statorique ;

$\ell_r = l_r - m_r$: l'inductance cyclique rotorique ;

$M = \frac{3}{2}m$: l'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor ;

$\ell_{so} = l_s + 2m_s$: l'inductance homopolaire statorique ;

$\ell_{ro} = l_r + 2m_r$: l'inductance homopolaire rotorique.

Alors l'équation (A.21) devient :

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sd} \\ \Psi_{sq} \\ \Psi_{so} \\ \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \\ \Psi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \ell_s & 0 & 0 & M & 0 & 0 \\ 0 & \ell_s & 0 & 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & \ell_{so} & 0 & 0 & 0 \\ M & 0 & 0 & \ell_r & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & 0 & \ell_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \ell_{ro} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{A.23})$$

A.2.2. Equations aux tensions

L'application de la transformation de l'équation (A.18) et des équations (A.8) pour les grandeurs statoriques et (A.10) pour les grandeurs rotoriques nous donne :

Annexe

$$[A(\theta_s)]^{-1}[v_{sdqo}] = [R_s][A(\theta_s)]^{-1}[i_{sdqo}] + \frac{d}{dt} \left\{ [A(\theta_s)]^{-1}[\Psi_{sdqo}] \right\} \quad (\text{A.24})$$

Soit en multipliant les termes de l'équation par $[A(\theta_s)]$:

$$[v_{sdqo}] = [R_s][i_{sdqo}] + \frac{d}{dt}[\Psi_{sdqo}] + [A(\theta_s)] \frac{d}{dt} \left\{ [A(\theta_s)]^{-1}[\Psi_{sdqo}] \right\} \quad (\text{A.25})$$

Par un simple calcul on trouve que :

$$[A(\theta_s)] \frac{d}{dt} [A(\theta_s)]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.26})$$

De la même manière on trouve les grandeurs rotoriques en changeant l'indice s par r .
Donc les équations de PARK statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$v_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \Psi_{sq} \quad (\text{A.27})$$

$$v_{sq} = r_s i_{sq} + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \Psi_{sd} \quad (\text{A.28})$$

$$v_{so} = r_s i_{so} + \frac{d\Psi_{so}}{dt} \quad (\text{A.29})$$

$$v_{rd} = r_r i_{rd} + \frac{d\Psi_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \Psi_{rq} = 0 \quad (\text{A.30})$$

$$v_{rq} = r_r i_{rq} + \frac{d\Psi_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \Psi_{rd} = 0 \quad (\text{A.31})$$

$$v_{ro} = r_r i_{ro} + \frac{d\Psi_{ro}}{dt} = 0 \quad (\text{A.32})$$

En développant les flux en fonction des courants, on obtient les équations électriques de la machine asynchrone dans le repère d'axes d, q, o :

Annexe

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{so} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [B] \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + [C] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{A.33})$$

Où :

$$[B] = \begin{bmatrix} r_s & -\ell_s \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 & -M \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \ell_s \frac{d\theta_s}{dt} & r_s & 0 & M \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -M \frac{d\theta_r}{dt} & 0 & r_r & -\ell_r \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \\ M \frac{d\theta_r}{dt} & 0 & 0 & \ell_r \frac{d\theta_r}{dt} & r_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}$$

et :

$$[C] = \begin{bmatrix} \ell_s & 0 & 0 & M & 0 & 0 \\ 0 & \ell_s & 0 & 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & \ell_{so} & 0 & 0 & 0 \\ M & 0 & 0 & \ell_r & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & 0 & \ell_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \ell_{ro} \end{bmatrix}$$

On désigne :

- Par $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ la vitesse angulaire des axes d, q dans le repère statorique ;
- Par $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ la vitesse angulaire des axes d, q dans le repère rotorique.

Le mode habituel d'alimentation du stator et la structure des enroulements rotoriques conférant la nullité aux sommes des courants statoriques et des courants rotoriques, les composantes d'indice (o) sont nulles.

Le rotor de la machine asynchrone à cage n'est pas accessible directement à l'expérimentation, et il est impossible de mesurer séparément les vrais paramètres r_r, ℓ_r et M qui figurent dans les équations (A.33).

Pour cela on effectue le changement de variables suivant :

$$(i_{rd} = \frac{M}{\ell_r} \dot{i}_{rd}, i_{rq} = \frac{M}{\ell_r} \dot{i}_{rq}) \quad (\text{A.34})$$

En posant :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{\ell_r \ell_s} : \text{coefficient de dispersion, } T_r = \frac{\ell_r}{r_r} : \text{constante de temps rotorique.}$$

Annexe

L'équation des tensions devient :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [B'] \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i'_{rd} \\ i'_{rq} \end{bmatrix} + [C'] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i'_{rd} \\ i'_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{A.35})$$

Où :

$$[B'] = \begin{bmatrix} r_s & -\omega_s \ell_s & 0 & -(1-\sigma)\ell_s \omega_s \\ \omega_s \ell_s & r_s & (1-\sigma)\ell_s \omega_s & 0 \\ 0 & -\omega_r & \frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ \omega_r & 0 & \omega_r & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

et :

$$[C'] = \begin{bmatrix} \ell_s & 0 & (1-\sigma)\ell_s & 0 \\ 0 & \ell_s & 0 & (1-\sigma)\ell_s \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

A.2.3. Expression de la puissance et du couple

La puissance électrique instantanée p_e fournie aux enroulements statoriques et rotoriques s'exprime dans le référentiel d'axes d, q par :

$$p_e = v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq} + v_{rd} i_{rd} + v_{rq} i_{rq} \quad (\text{A.36})$$

En remplaçant les tensions par leurs expressions (les équations : A.27 - A.28 - A.30 - A.31) on trouve une puissance qui se décompose en trois termes :

- ✦ le premier représente la puissance dissipée en pertes Joule :

$$r_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + r_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \quad (\text{A.37})$$

- ✦ le second représente les échanges d'énergie électromagnétique avec les sources :

$$i_{sd} \frac{d\Psi_{sd}}{dt} + i_{sq} \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + i_{rd} \frac{d\Psi_{rd}}{dt} + i_{rq} \frac{d\Psi_{rq}}{dt} \quad (\text{A.38})$$

- ✦ le troisième représente la puissance mécanique :

$$p_m = (\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd}) \frac{d\theta_s}{dt} + (\Psi_{rd} i_{rq} - \Psi_{rq} i_{rd}) \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{A.39})$$

En remplaçant dans l'expression de la puissance mécanique les flux par leurs expressions selon le système (A.23), on obtient :

Annexe

$$p_m = M(i_{rd}i_{sq} - i_{rq}i_{sd}) \frac{d(\theta_s - \theta_r)}{dt} \quad (A.40)$$

Or la puissance mécanique est aussi égale à $C_e \frac{\omega}{p}$ (P est le nombre de paire de pôles magnétiques statoriques ou rotoriques) et avec le changement de variables dans (A.34) on en tire l'expression du couple électromagnétique :

$$C_e = p(1 - \sigma)\ell_s [i_{sq}i'_{rd} - i_{sd}i'_{rq}] \quad (A.41)$$

A.2.4. Equation mécanique

L'équation de mouvement (équation de base de la commande électrique) dépend des caractéristiques de la charge qui diffère largement d'une application à l'autre. Dans cette étude, nous ne prenons en considération que le couple d'inertie et le couple externe qui constitue le couple de charge de la machine.

Par conséquent l'équation mécanique s'écrit sous la forme générale :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - f\Omega - C_s - C_r \quad (A.42)$$

Avec :

J : moment d'inertie du rotor ;

f : coefficient de frottement visqueux ;

C_s : coefficient de frottement sec ;

Le coefficient de frottement sec est négligé.

Le modèle mathématique final de la machine dans le repère de PARK est le suivant :

$$v_{sd} = (r_s + \ell_s \frac{d}{dt}) i_{sd} + M \frac{di_{rd}}{dt} - K \cdot \omega_s (\ell_s i_{sq} + M i_{rq}) \quad (A.43)$$

$$v_{sq} = (r_s + \ell_s \frac{d}{dt}) i_{sq} + M \frac{di_{rq}}{dt} + K \cdot \omega_s (\ell_s i_{sd} + M i_{rd}) \quad (A.44)$$

$$v_{rd} = (r_r + \ell_r \frac{d}{dt}) i_{rd} + M \frac{di_{sd}}{dt} - (K \cdot \omega_s - \omega) M i_{sq} - (K \cdot \omega_s - \omega) \ell_r i_{rq} = 0 \quad (A.45)$$

$$v_{rq} = (r_r + \ell_r \frac{d}{dt}) i_{rq} + M \frac{di_{sq}}{dt} + (K \cdot \omega_s - \omega) M i_{sd} + (K \cdot \omega_s - \omega) \ell_r i_{rd} = 0 \quad (A.46)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \left(\frac{1}{J}\right) \cdot (p(p \cdot M(i_{rd}i_{sq} - i_{rq}i_{sd}) - C_r) - f \cdot \omega) \quad (A.47)$$

où :

K est un coefficient lié à la transformation utilisé pour les variables du stator :

$K = 0$: pour la transformation de **Clark** (le repère d, q, o est lié au stator) ;

$K = 1$: pour la transformation de **Park** (le repère d, q, o est lié au champ tournant).

A.3. Découplage des axes d et q

A.3.1. Introduction

La commande vectorielle utilisée dans cette partie de la thèse est une commande indirecte par orientation du flux rotorique.

Par rapport aux figures (Fig. II.10 et Fig. II.11), il est intéressant d'ajouter des termes de découplage afin de rendre les axes d et q complètement indépendants. Ce découplage permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer les coefficients des régulateurs [95].

A.3.2. Découplage

Les équations du moteur asynchrone commandé par orientation du flux rotorique, en supposant que son module ne varie que très lentement par rapport à i_{ds} et i_{qs} , s'écrivent [95]:

$$\begin{aligned} V_{ds} &= (r_s + s \sigma l_s) I_{ds} - \omega_s \sigma l_s I_{qs} \\ V_{qs} &= (r_s + s \sigma l_s) I_{qs} + \omega_s (M/l_r) \varphi_r + \omega_s \sigma l_s I_{ds} \\ \varphi_r &= (M/1 + s l_r) I_{ds} \\ \omega_r &= (M/\tau_r \varphi_r) I_{qs} = (M/\tau_r \varphi_r) I_{qs} \end{aligned} \quad (A.48)$$

Nous pouvons alors représenter la machine par le schéma bloc suivant:

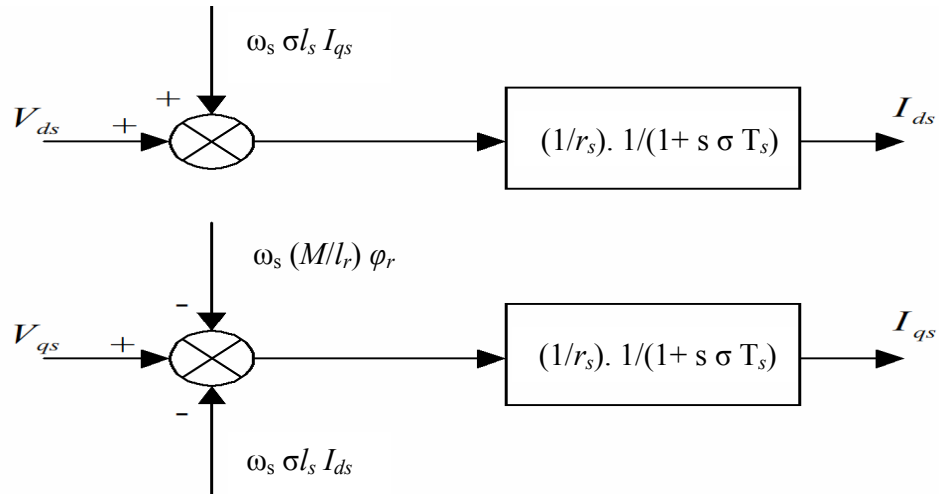


Fig. A.10. Modèle de la machine

Les termes $\omega_s \sigma l_s I_{qs}$, $\omega_s (M/l_r) \varphi_r$ et $\omega_s \sigma l_s I_{ds}$ correspondent aux termes de couplage entre les axes d-q.

Une solution consiste à ajouter des tensions identiques mais de signes opposés à la sortie des régulateurs de courant de manière à séparer les boucles de régulation d'axe d et q comme le montre la figure A.11.

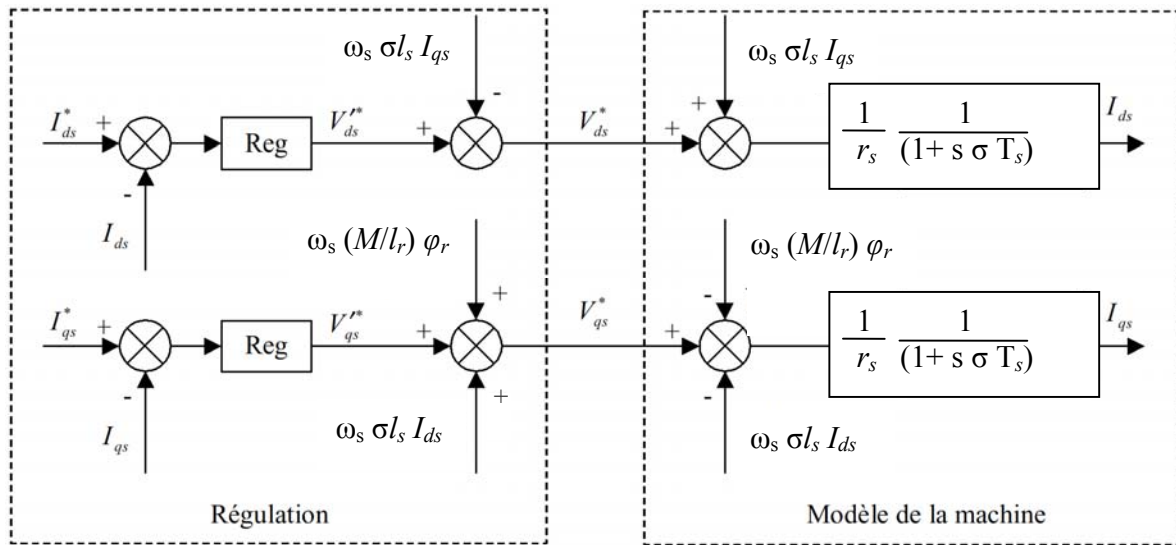


Fig. A.11. Découplage par addition des termes de compensation

On aboutit alors au schéma bloc simple et identique pour les deux axes [95] :

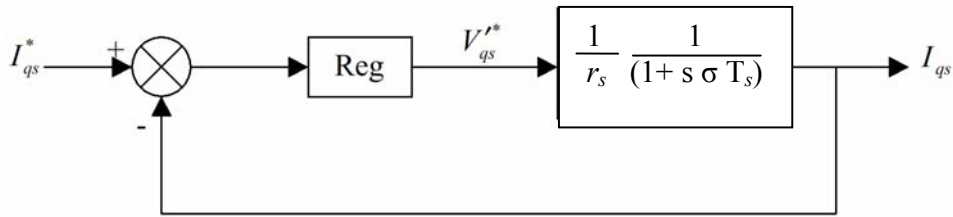


Fig. A.12. Boucle iqs après découplage

La figure A.13 présente le schéma synoptique de la commande vectorielle à flux orienté du moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension à MLI après découplage des axes d et q .

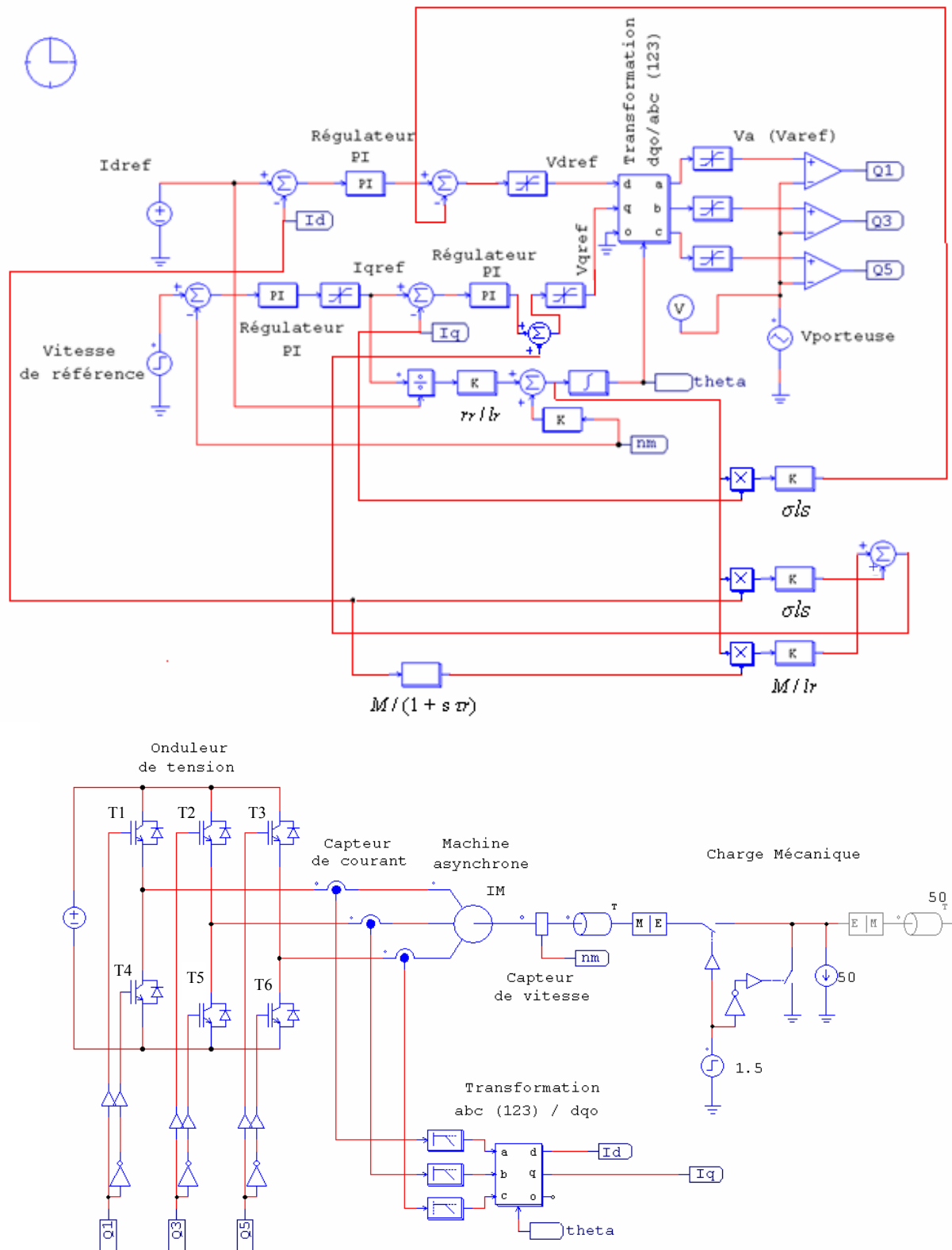


Fig. A.13 Schéma synoptique de la commande vectorielle à flux orienté du moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension à MLI après découplage – (état sain)