

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche  
Scientifique

École Nationale Polytechnique d'Alger

Département Électrotechnique

Laboratoire de Recherche en Électrotechnique

---

Identification paramétrique et structurale d'une  
machine asynchrone pentaphasée.

---

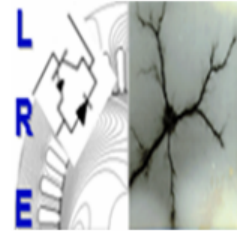
**PRÉSENTÉ PAR**

**Chihati Ouassim  
Khemili Ayoub**

Membres du Jury :

Président : Dr.T.Zebbadji  
Examineur : Pr.K.Boughrara  
Encadreur : Pr.O.Touhami





Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche  
Scientifique

École Nationale Polytechnique d'Alger

Département Électrotechnique

Laboratoire de Recherche en Électrotechnique

Mémoire de Fin d'Études

---

Identification paramétrique et structurale d'une  
machine asynchrone pentaphasée.

---

**PRÉSENTÉ PAR**

**Chihati Ouassim  
Khemili Ayoub**

Membres du Jury :

Président : Dr.T.Zebbadji  
Examineur : Pr.K.Boughrara  
Encadreur : Pr.O.Touhami

# Remerciements

*Ce mémoire a été réalisé au Laboratoire de Recherche en Électrotechnique LRE de l'École Nationale Polytechnique sous la direction de Mr Omar TOUHAMI, professeur à l'ENP.*

*Nous tenons tout d'abord à lui témoigner notre reconnaissance pour son suivi rigoureux et sa grande disponibilité. Nous lui présentons également nos remerciements pour ses judicieux conseils et orientations.*

*Nos sincères remerciements vont également à Mr Madjid TEGUAR Professeur à l'ENP. Une personne altruiste qui n'a jamais hésité à nous proposer son aide précieuse tout le long de mon projet.*

*Nous remercions particulièrement Mr Tahar ZEBBADJI Docteur à l'ENP, qui me fait l'honneur de présider ce jury, ainsi que Mr Kamel BOUGHRARA professeur à l'ENP, d'avoir accepté d'examiner ce travail.*

*Nous remercions également Mr Rachid IBTIOUEN et Mr Mohamed MAHMOUDI pour l'aide et le soutien qu'ils nous ont offert.*

*Nous présentons nos profonde gratitude et reconnaissance à nos chers parents pour leurs chaleureux encouragements, leurs sacrifices inestimables et leur grande confiance.*

*Finalement, nos vifs remerciements vont à l'ensemble de nos enseignants et à toute personne ayant contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.*

# Dédicaces

*J'ai dédié ce travail*

*À la mémoire de mes grand-pères et mon oncle, que Dieu les accueille dans son vaste paradis.*

*À ma mère et mon père mes anges gardiens qui ont toujours prié pour moi, soutenu et encouragé durant toutes ces longues années d'études, ce succès est le témoignage de ma profonde reconnaissance.*

*À mes Soeurs et mon frère qui partagent avec moi les souvenirs des longues années d'études et la réalisation de ce modeste projet.*

*À ma famille, mes proches et tous les personnes qui m'ont aidé de près ou de loin.*

*À mon cousin et frère Youcef et mes chères amis Hakim, Chafik, Yahia, Imad, Rachid, Zaki et Kadi avec qui j'ai passé les meilleurs moments de ma vie.*

*À mon binôme Ouassim avec qui j'ai pu confronter tous les difficultés et les problèmes durant mon cursus et la réalisation de ce projet.*

*Merci d'être toujours avec moi.*

**Ayoub**

# Dédicaces

*J'ai dédié ce travail*

*À mes parents qui ont toujours redoublé d'efforts pour me voir réussir,  
à qui je témoigne ma plus profonde reconnaissance.*

*À ma grand-mère et ma tante avec qui j'ai passé ces dernières années.*

*À mes Soeurs qui m'ont toujours épaulé, et qui m'ont  
chaleureusement supporté et encouragé tout au long de mon parcours.*

*À mes amis Dina, Aziz, Sabrina, Sofiane, Malika et Wassim avec qui  
j'ai passé les meilleurs moments de mon cursus.*

*À mon binôme Ayoub avec qui j'ai pu confronter toutes les difficultés  
et les problèmes durant mon cursus et la réalisation de ce projet.*

*À moi même.*

*Merci de m'avoir aidé et d'être toujours là pour moi.*

**Ouassim**

## الملخص

يتم الاستناد بالآلات متعددة الأطوار لأكثر تطور لأنها تقدم أداءً مثيراً للاهتمام من حيث عزم الدوران ، والتيار المنخفض وكفاءة أعلى من الآلات ثلاثية الطور. تتناول أطروحة نهاية الدراسات هذه التحديد المعياري والهيكلية لآلة غير المتزامنة خماسية الأطوار ذات القفص بالإضافة إلى تشخيص أعطال الجزء الثابت. بدأ العمل بعد إنشاء نموذج الآلة في الإطار المرجعي خماسي الطور ثم في الإطار المرجعي ثم في مرجع بارك

يتيح هذا النموذج إمكانية الوصول إلى دارة مكافئة لطور ، والتي يتم حساب معالمها من الاختبارات القياسية ، والتي تم إحضارها لاحقاً لاستخدامها في النموذج المحاكي للجهاز. تتم بعدها معالجة التحديد الهيكلي للآلة. الغرض منه هو القياس والتحكم. يتناول هذا الموضوع أيضاً دراسة سلوك الآلة في حالة حدوث خلل في فتح طور أو طورين للجزء الثابت .

**الكلمات المفتاحية:** آلة غير متزامنة خماسية الطور, مطابقة الخصائص, مطابقة الهيكل, التوافقيات, التحليل الطيفي.

## Abstract

Multiphase machines are called to the greatest development because they present interesting performances in terms of torque, current per phase, less important and a higher efficiency than the three-phase machines. This thesis deals with the parametric and structural identification of the five-phase asynchronous machine with cage as well as the diagnosis of faults in the stator. The work is started after having established the model of the machine in the 5-phase reference frame and then in the Park reference frame ; this model allows obtaining an equivalent circuit per phase whose parameters are calculated from the standard tests, which are used then in the simulated model of the machine. A structural identification of the machine is processed. It is intended for control purposes. The subject also deals with the study of the behavior of the machine in the case of an opening fault of one or two phases in the stator

**Key words :** 5-phase induction machine, harmonics, parameter and structural identification.

## Résumé

Les machines polyphasées sont appelées à un plus grand développement car elles présentent des performances intéressantes en termes de couple, courant moins important et un rendement supérieur à celui des machines triphasées. Ce mémoire de fin d'études traite de l'identification paramétrique et structurale d'une machine asynchrone pentaphasée à cage ainsi que le diagnostic de défauts au stator. Le travail est élaboré après avoir établi le modèle de la machine dans le référentiel pentaphasé puis dans le référentiel de Park ; ce modèle permet d'aboutir à un circuit équivalent par phase dont les paramètres sont calculés à partir des tests standards, amenés par la suite à être utilisés dans le modèle simulé de la machine. Une identification structurale de la machine est traitée. Elle est destinée à des fins de contrôle-commande. Le sujet traite également de l'étude du comportement de la machine dans le cas du défaut d'ouverture d'une ou de deux phases au stator.

**Mots clés :** Machine pentaphasée, Harmoniques, Identification paramétrique et structurale

# Table des matières

Introduction générale . . . . .	14
<b>1 Modélisation d'une machine à induction pentaphasée</b>	<b>18</b>
1.1 Introduction . . . . .	19
1.2 Classification des machines à induction polyphasées . . . . .	19
1.2.1 Machines de type 1 . . . . .	19
1.3 Machines de type 2 . . . . .	19
1.4 Caractéristiques des machines à induction polyphasées . . . . .	19
1.5 Domaines d'application des machines polyphasées . . . . .	20
1.6 Machine à induction pentaphasée . . . . .	20
1.7 Choix de la machine à induction pentaphasée . . . . .	21
1.8 Construction de la machine à induction pentaphasée étudiée . . . . .	21
1.9 Types de couplage de la machine à induction pentaphasée . . . . .	21
1.10 Injection de l'harmonique 3 dans une machine à induction pentaphasée . . . . .	22
1.11 Modélisation de la machine à induction pentaphasée . . . . .	22
1.12 Hypothèses simplificatrices . . . . .	23
1.13 Modélisation sur un référentiel pentaphasé . . . . .	23
1.14 Modélisation dans le repère d, q . . . . .	25
1.15 Transformation de Park . . . . .	25
1.16 Tensions Statoriques . . . . .	25
1.17 Tensions rotoriques . . . . .	26
1.18 Flux statoriques . . . . .	26
1.19 Flux rotoriques . . . . .	26
1.20 Couple Électromagnétique . . . . .	26
1.21 Schéma équivalent par phase de la machine . . . . .	27
1.22 Modèle de la machine en régime transitoire . . . . .	27
1.23 Modèle de la machine en régime permanent . . . . .	28
1.24 Conclusion . . . . .	28
<b>2 Identification paramétrique d'une machine à induction pentaphasée</b>	<b>29</b>
2.1 Introduction . . . . .	30
2.2 Transformation de Clarke . . . . .	30
2.3 Modèles d'identification . . . . .	31
2.3.1 La famille ARMA . . . . .	31
2.3.2 Autres modèles d'identification . . . . .	34
2.4 Passage au domaine "Z" . . . . .	35
2.4.1 Repère $\alpha - \beta$ . . . . .	35
2.4.2 Repère X-Y . . . . .	37
2.5 Méthode d'identification "rotor à l'arrêt" . . . . .	38
2.5.1 Explication de la procédure . . . . .	38
2.5.2 Avantages de la méthode . . . . .	38



2.6	Les schémas de connexion . . . . .	39
2.6.1	Premier montage . . . . .	41
2.6.2	Deuxième montage . . . . .	42
2.6.3	Troisième montage . . . . .	44
2.7	Hacheur de Jones . . . . .	45
2.8	Simulation d'un ensemble convertisseur DC/DC machine à induction pentaphasée avec rotor à l'arrêt . . . . .	46
2.9	Explication des résultats . . . . .	46
2.9.1	La forme du signal de la tension . . . . .	47
2.9.2	Forme du signal du courant . . . . .	47
2.10	Conclusion . . . . .	48

### **3 Identification paramétrique et structurale d'une machine à induction pentaphasée avec rotor à l'arrêt ( Standstill tests )** **49**

3.1	Introduction . . . . .	50
3.2	Le Protocole expérimental d'identification . . . . .	50
3.3	L'algorithme d'identification . . . . .	51
3.3.1	L'utilisation du code . . . . .	51
3.3.2	Présentation de quelques fichiers du programme : . . . . .	53
3.4	Premier montage . . . . .	56
3.5	L'identification par structure de modèle ARX . . . . .	56
3.5.1	Les coefficients . . . . .	56
3.5.2	La fonction de transfert discrète . . . . .	57
3.5.3	La fonction de transfert continue est tirée de celle discrète : . . . . .	57
3.5.4	L'erreur quadratique moyenne et le critère d'information d'Akaike . . . . .	57
3.5.5	Détermination de la résistance $R_t$ et l'inductance statorique $L_t$ . . . . .	57
3.5.6	Diagramme de Bode . . . . .	58
3.6	Deuxième montage . . . . .	58
3.7	Identification par structure de modèle ARX . . . . .	59
3.7.1	Les coefficients . . . . .	59
3.7.2	La fonction de transfert discrète obtenue est : . . . . .	59
3.7.3	La fonction de transfert continue obtenue à partir de celle discrète est : . . . . .	59
3.7.4	L'erreur quadratique moyenne et le critère d'information d'Akaike . . . . .	59
3.7.5	La résistance $R_t$ et l'inductance statorique $L_t$ . . . . .	59
3.7.6	Diagramme de Bode . . . . .	60
3.8	Troisième montage . . . . .	60
3.9	Identification par structure de modèle ARX . . . . .	61
3.9.1	Les coefficients . . . . .	61
3.9.2	La fonction de transfert discrète . . . . .	61
3.9.3	La fonction de transfert continue . . . . .	61
3.9.4	L'erreur quadratique moyenne et le critère d'information d'Akaike . . . . .	62
3.9.5	Diagramme de Bode . . . . .	63
3.10	Récapitulatif et analyse des résultats . . . . .	63
3.10.1	Récapitulatif et remarques . . . . .	63
3.11	Étude de stabilité des modèles . . . . .	66
3.11.1	Bode . . . . .	66
3.12	Interprétation des résultats . . . . .	67
3.12.1	Premier montage . . . . .	67
3.12.2	Deuxième montage . . . . .	67

3.12.3	Troisième montage . . . . .	68
3.12.4	Les meilleurs résultats . . . . .	68
3.13	Interprétation des résultats . . . . .	68
3.13.1	Relation de chaque phénomène avec les résultats obtenus . . . . .	69
3.14	Conclusion . . . . .	70
	<b>Bibliographie . . . . .</b>	<b>71</b>

# Table des figures

1.1	Représentation des enroulements de la MAS pentaphasée dans l'espace électrique [10] . . . . .	20
1.2	Différents cas de couplage au stator [7] . . . . .	22
1.3	Modèle de la machine à induction pentaphasée avec les séquences 1 et 3 . . . . .	23
1.4	Circuit équivalent en régime permanent pour la séquence k. . . . .	27
2.1	Schéma explicite du modèle <b>ARX</b> . . . . .	32
2.2	Schéma explicite du modèle <b>ARMAX</b> . . . . .	32
2.3	Schéma explicatif du modèle <b>ARARX</b> . . . . .	33
2.4	Schéma explicite de la structure de modèle <b>OE</b> . . . . .	34
2.5	Schéma explicite du modèle de <b>Box – Jenkins</b> . . . . .	34
2.6	Schéma explicite du modèle <b>IV4</b> . . . . .	35
2.7	Schéma explicatif de la manipulation [10] . . . . .	38
2.8	Les vecteurs de tension dans les plans $\alpha - \beta$ et x-y utilisant un VSI pentaphasé à deux niveaux. . . . .	39
2.9	Dispositions d'enroulements d'une machine a induction pentaphasée fournie par un VSI à deux niveaux . . . . .	40
2.10	Enroulement mis en série avec quatre enroulements mis en parallèle . . . . .	41
2.11	Les vecteurs de tension dans l'espace pour le premier montage. . . . .	42
2.12	Trois enroulements sont connectés en parallèle et connectés à deux en série . . . . .	42
2.13	Les vecteurs de tension dans l'espace pour le deuxième montage. . . . .	43
2.14	Un enroulement en série à deux enroulements connectés en parallèle et connectés à deux en série . . . . .	44
2.15	Les vecteurs de tension dans l'espace pour le troisième montage. . . . .	45
2.16	Hacheur série à un thyristor auxiliaire . . . . .	45
2.17	Schéma de simulation du hacheur de Jones . . . . .	46
2.18	Signaux de tension et de courant à la sortie du hacheur . . . . .	46
2.19	La maille du premier cas . . . . .	47
2.20	La maille du deuxième cas . . . . .	48
3.1	banc d'essais pratiques . . . . .	50
3.2	Fichiers du programme Matlab utilisé pour l'identification . . . . .	51
3.3	Le main du programme d'identification. . . . .	51
3.4	Script de calcul . . . . .	54
3.5	Script d'identification -Partie 1- . . . . .	54
3.6	Script d'identification -Partie 2- . . . . .	55
3.7	Script d'identification -Partie 3- . . . . .	55
3.8	Script d'identification -Partie 4- . . . . .	56
3.9	L'allure du courant et de la tension de sortie du hacheur . . . . .	56

3.10	Diagramme de Bode du premier schéma de connexion . . . . .	58
3.11	L'allure du courant et de la tension de sortie du hacheur . . . . .	58
3.12	Diagramme de Bode du deuxième schéma de connexion . . . . .	60
3.13	L'allure du courant et de la tension de sortie du hacheur . . . . .	61
3.14	Diagramme de Bode du troisième Modèle . . . . .	63
3.15	Avec une capacité initialement chargé . . . . .	70
3.16	Avec une capacité initialement non-chargé . . . . .	70

# Liste des tableaux

3.1	Tableau récapitulatif ARX 1 . . . . .	63
3.2	Tableau récapitulatif ARX 2. . . . .	64
3.3	Tableau récapitulatif ARMAX 1 . . . . .	64
3.4	Tableau récapitulatif ARMAX 2 . . . . .	64
3.5	Tableau récapitulatif OE 1 . . . . .	64
3.6	Tableau récapitulatif OE 2 . . . . .	65
3.7	Tableau récapitulatif Box Jenkins 1 . . . . .	65
3.8	Tableau récapitulatif Box Jenkins 2 . . . . .	65
3.9	Tableau récapitulatif IV4 1 . . . . .	65
3.10	Tableau récapitulatif IV4 2 . . . . .	66
3.11	Résultats pratiques du premier montage avec les cinq méthodes . . . . .	67
3.12	Résultats pratiques du deuxième montage avec les cinq méthodes . . . . .	67
3.13	Résultats pratiques du troisième montage avec cinq méthodes . . . . .	68
3.14	Les meilleurs résultats obtenus pour chaque montage . . . . .	68

# Liste des notations et symboles

- **a,b,c,d,e** :Indices des phases statoriques dans le repère pentaphasé.
- **d,q** : Indices des axes d et q de la transformation de Park.
- **p** : nombre de paires de pôles.
- **n** : nombre de phases de la machine.
- **v** : Déphasage entre deux phases statoriques.
- **J** : Moment d'inertie de la machine.
- **C<sub>em</sub>** : Couple électromagnétique.
- **C<sub>r</sub>** : Couple résistant (couple de charge).
- **F** : Coefficient de frottements visqueux.
- **g** : Glissement.
- **Z** : impédance équivalente.
- **P** : Puissance active.
- **Q** : Puissance réactive.
- **S** : Puissance apparente.
- **P** : L'opérateur de Laplace.
- **z** : L'opérateur de Laplace discontinu.
- **q** : Opérateur retard.
- **F<sub>bcde</sub>** : Vecteur de la base naturelle.
- **F<sub>dq1dq30</sub>** : Vecteur de la base de découplage.
- **FPE-AKAIKE's** : L'erreur de prédiction finale..
- **MSE** : L'erreur quadratique moyenne.
- **na,nb,nc,nf,no,nk** : L'ordre des polynômes A, B, C, F, O, retard.
- **R<sub>s</sub>** : Résistance statorique.
- **R<sub>r</sub>** : Résistance rotorique.
- **L<sub>m</sub>** : inductance de magnétisation.
- **L<sub>r</sub>** : Inductance propre de l'enroulement rotorique.
- **L<sub>s</sub>** : Inductance propre de l'enroulement statorique.
- **L<sub>l<sub>s</sub></sub>** : Inductance de fuite statorique.
- **L<sub>l<sub>r</sub></sub>** : Inductance de fuite rotorique.
- **[I<sub>s</sub>]** : Vecteur des courants statoriques dans le repère pentaphasé.
- **[I<sub>r</sub>]** : Vecteur des courants rotoriques dans le repère pentaphasé.
- **[V<sub>s</sub>]** : Vecteur des tensions statoriques dans le repère pentaphasé.
- **[V<sub>r</sub>]** : Vecteur des tensions rotoriques dans le repère pentaphasé.
- **[ψ<sub>s</sub>]** : Vecteur des flux statoriques dans le repère pentaphasé.
- **[ψ<sub>r</sub>]** : Vecteur des flux rotoriques dans le repère pentaphasé.
- **[R<sub>s</sub>]** : Matrice résistance statorique.
- **[R<sub>r</sub>]** : Matrice résistance rotorique.
- **[L<sub>ss</sub>]** : Matrice inductance statorique.
- **[L<sub>rr</sub>]** : Matrice inductance rotorique.
- **[M<sub>sr</sub>]** : Matrice inductance mutuelle rotor-stator.
- **[M<sub>rs</sub>]** : Matrice inductance mutuelle stator- rotor.
- **e** : Bruit blanc.
- **U** : Signal d'entrée.
- **θ** : La position angulaire du rotor par rapport au stator.
- **ω** : Vitesse de rotation mécanique.

- $X_s$  : Réactance statorique.
- $X_r$  : Réactance rotorique.
- $X_m$  : Réactance magnétisante.
- $I_m$  : Courant magnétisant.
- $\cos\phi$  : Facteur de puissance.
- $I_n$  : Courant nominal.
- $I_{cc}$  : Courant de court-circuit.
- $I_s$  : Courant statorique.
- $I_r$  : Courant rotorique.

## Introduction générale

Depuis plusieurs décennies, les travaux de recherche dans le domaine des machines électriques, n'ont cessé de croître. Ce qui a conduit à la conséquence des évolutions de l'électronique de puissance et la commande,[1]. En effet, le moteur asynchrone est devenu un élément fondamental dans les systèmes d'entraînements électriques à vitesse variable dans sa position actuelle dominante. De par, sa simplicité de conception et d'entretien, il demeure le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. Même si les moteurs à induction, monophasé et triphasé, dominent respectivement les utilisations domestiques et industrielles actuelles, les moteurs à un nombre de phases supérieures à trois, dit "Polyphasés" sont de plus en plus étudiés par les chercheurs académiques, [2]. Les premiers travaux consacrés à ce type de machines remontent à 1969, [3]. Ils sont également l'objet de plusieurs recherches de la part des industriels. Ces moteurs polyphasés ont plusieurs avantages parmi lesquelles on peut citer : [4]

- Les machines polyphasées permettent d'utiliser des commutateurs à semi-conducteurs de qualité inférieure, grâce au partage de puissance sur plus de trois phases.
- Les machines polyphasées peuvent être contrôlées en n'utilisant que deux degrés de liberté, c'est-à-dire des composants de courant produisant flux et couple. Les degrés de liberté restants peuvent être utilisés à d'autres fins, tels que le contrôle de deux ou plusieurs machines sinusoïdales connectées en série, à l'aide d'un seul onduleur électronique de puissance[5].
- Le nombre élevé de phases mène à une réduction des ondulations du couple électromagnétique, la machine polyphasée constitue donc un choix intéressant pour la modération des vibrations et la discrétion des bruits.
- La réduction de l'amplitude du courant de démarrage.
- La machine polyphasée est une solution intéressante pour des applications qui exigent de la discrétion vibratoire ou acoustique.

Cependant, les machines polyphasées présentent des inconvénients tels que, [6] :

- L'inconvénient majeur des machines polyphasées est l'apparition des courants harmoniques lors d'une alimentation par onduleur de tension.
- Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur- machine.
- La multiplication du nombre des semi-conducteurs avec la structure dynamique est fortement non-linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux complique évidemment sa commande.

Ce mémoire de fin d'études traite de l'identification paramétrique et structurale d'un moteur asynchrone pentaphasé à cage d'écureuil qui présente une alternative prometteuse par rapport aux machines triphasées dans des applications spécifiques telles que : la propulsion navale, les véhicules électriques et hybrides, etc.

Le Laboratoire de Recherche en Électrotechnique de l'École nationale Polytechnique (LRE) est muni d'un banc de tests et de contrôle dédié à l'étude de la machine asynchrone pentaphasée qui représente un système complexe, non-linéaire, multivariable, d'ordre élevé et fortement couplé. Ainsi, chercheurs et étudiants peuvent effectuer différents tests sur ce banc entièrement instrumenté. Suite à cela, nous avons procédé à l'identification paramétrique et structurale d'une machine asynchrone pentaphasée.



Notre mémoire de fin d'études est composé de trois chapitres répartis comme suit :

Le chapitre 1 est consacré aux généralités sur les machines asynchrones de façon générale, puis la machine pentaphasée de façon plus précise. Ensuite un modèle mathématique est élaboré permettant d'aboutir à un circuit équivalent par phase de la machine.

Au chapitre 2, à l'issue des différents tests standards effectués sur la machine nous avons recueilli des données entrées-sorties. Les résultats ont permis de construire un schéma de simulation sous environnement Matlab/ Simulink validé par les tests expérimentaux effectués au laboratoire.

Le chapitre 3 traite d'une méthode d'identification paramétrique et structurale à l'arrêt (en anglais : Standstill tests) qui sert à calculer les paramètres électriques de la machine par l'algorithme des moindres carrés récursifs. Aussi les structures de modèles telles que ARX , ARMAX, OE, IV4 etc., sont également testée. Ce processus nécessite une alimentation continue de la machine par hacheur sous trois différents arrangements appropriés des bobinages statoriques.

# Chapitre 1

## Modélisation d'une machine à induction pentaphasée

## 1.1 Introduction

La recherche sur les machines polyphasées a fait des progrès significatifs au cours des deux dernières décennies, en raison de leur adéquation aux zones nécessitant une puissance élevée, où une grande fiabilité doit être assurée. De même, la recherche sur les entraînements électriques polyphasés s’accélère en raison du développement des technologies de processeur de signal numérique, ainsi que des dispositifs à semi-conducteurs. Les avantages des machines polyphasées tels que le courant réduit par phase, la pulsation du couple plus faible, la tolérance aux pannes et l’amélioration de la densité de couple par injection des harmoniques de courant du stator, le rendent approprié pour les applications de traction électrique, d’avions électriques et de propulsion navale. Dans la littérature, de nombreuses recherches portent sur le contrôle de la vitesse des machines à induction polyphasées tels que : le contrôle indirect par orientation du champ (IFOC), le contrôle direct du couple (DTC). En outre, l’entraînement électrique des machines multi-phasées dans des conditions défectueuses a été envisagé pour développer des méthodes optimales de contrôle de la vitesse dans des conditions défectueuses. [7] .

Dans ce chapitre, nous allons présenter des notions générales sur les machines à induction polyphasées ainsi que leurs usages dans différents domaines d’application. Ensuite, nous nous intéresserons particulièrement à la modélisation de la machine à induction pentaphasée.

## 1.2 Classification des machines à induction polyphasées

Selon la parité du nombre de phases des machines asynchrones polyphasées, on peut distinguer deux catégories. Cette classification permet d’avoir plusieurs configurations pour un nombre donné de phases suivant le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes. Ceci permet de définir le nombre de phases équivalent donné comme suit :

$$nph_{\alpha} = \frac{2\Pi}{\alpha}$$

[8]

### 1.2.1 Machines de type 1

Dans ce type de machines, appelées aussi machines multi-étoile, le nombre de phases statoriques est un multiple de trois, de sorte que l’on puisse les grouper en plusieurs étoiles triphasées. Dans ce cas :  $n_{ph\alpha} = 1, 2, 3 \dots$

## 1.3 Machines de type 2

Dans ce type de machines, le nombre de phases statoriques est un nombre impair, d’où l’on a :  $nph_{\alpha} = 2n + 1, n = 1, 2, 3 \dots$

## 1.4 Caractéristiques des machines à induction polyphasées

Les machines à induction polyphasées, dont le nombre de phases est supérieur à trois, présentent des caractéristiques particulièrement attractives et une meilleure fiabilité pour l’ensemble convertisseur-machine..

Elles permettent l’augmentation du nombre de phases, offrant ainsi une réduction des ondulations du couple électromagnétique et un fractionnement de la puissance ; ce qui diminue les contraintes de dimensionnement sur les composants d’électronique de puissance alimentant chaque phase.

De plus, elles présentent une solution intéressante pour des applications exigeantes en termes de discrétion vibratoire ou acoustique et accroissent la possibilité de fonctionnement en marche dégradée tout en préservant une qualité de couple acceptable qui représente une caractéristique fondamentale pour les applications devant garantir une excellente continuité de service.

## 1.5 Domaines d’application des machines polyphasées

Le système polyphasé est susceptible de rester limité aux applications spécialisées exigeant une grande fiabilité, telles que les véhicules électriques / hybrides, les applications aérospatiales, la propulsion navale et les applications à forte puissance où la combinaison de plusieurs dispositifs à semi-conducteurs constitue un des piliers de l’entraînement électrique à vitesse variable. Le système polyphasé peut également profiter de la possibilité de poursuivre le fonctionnement dans des conditions de défauts.

## 1.6 Machine à induction pentaphasée

La machine asynchrone pentaphasée représente une bonne alternative aux machines asynchrones conventionnelles dont le nombre de phases est trois, et ce, spécialement dans les applications industrielles nécessitant une plus grande densité de couple [9].

De nos jours, la machine asynchrone pentaphasée devient sujette à plusieurs travaux de recherche. Sa construction est en grande partie semblable à celle triphasée. La différence réside dans le fait que le fonctionnement de la machine pentaphasée nécessite une alimentation pentaphasée, et que son stator est constitué de cinq enroulements. Cette augmentation du nombre de phases contribue à l’augmentation de sa densité d’énergie.

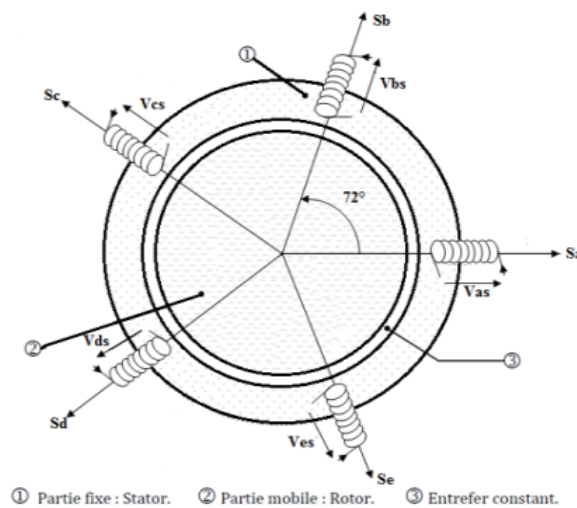


FIGURE 1.1 – Représentation des enroulements de la MAS pentaphasée dans l’espace électrique [10]

La machine à induction pentaphasée présente également d’autres avantages dont la capacité de démarrer et fonctionner même dans le cas d’ouverture ou de court-circuit d’une ou deux phases statoriques, la diminution des courants par phase sans augmentation de la tension par phase et l’amélioration de la fiabilité. Cependant, l’utilisation des machines à induction pentaphasées restent limitée à cause de la nécessité d’employer des circuits d’électronique de puissance plus complexes ou des transformateurs spéciaux pour leur alimentation, tandis qu’en contrepartie, les machines à induction triphasées sont directement alimentées par le réseau. [11]

## 1.7 Choix de la machine à induction pentaphasée

Le nombre de phases d’une machine à induction est un paramètre important dont dépend son application. Il est indispensable de faire des compromis entre les performances du système en cas de défauts et la complexité des convertisseurs de puissance employés. Le choix des machines asynchrones pentaphasées ou hexaphasées dans plusieurs applications industrielles permet de satisfaire ces deux contraintes.

Même si les machines à induction hexaphasées adhèrent à l’utilisation des convertisseurs triphasés standards, les machines à bobinage pentaphasé présentent des performances plus considérables en cas de défauts. En outre, elles permettent une amélioration d’environ 10% de la densité de couple avec injection du troisième harmonique sans la nécessité d’ajout d’un convertisseur (onduleur) comme pour le cas hexaphasé. Ces nombreux avantages font que la machine à induction pentaphasée demeure fortement appréciée [9], [12].

## 1.8 Construction de la machine à induction pentaphasée étudiée

La machine pentaphasée étudiée est une machine bipolaire constituée de 156 spires connectées en série par phase et de 28 barres rotoriques. Le diamètre interne du rotor est de 106 mm et la longueur utiles égale à 120 mm. L’entrefer est d’une épaisseur de 0.7 mm. L’alimentation est assurée par un transformateur triphasé au primaire et pentaphasée au secondaire réalisé par le Laboratoire de Recherche en Électrotechnique de l’Ecole Nationale Polytechnique. Le nombre d’encoches par phase ainsi que l’ouverture d’encoche doivent être convenablement déterminés afin d’assurer la génération d’une force électromotrice radiale équilibrée.

## 1.9 Types de couplage de la machine à induction pentaphasée

Le couplage des enroulements statoriques permet de faire fonctionner la machine asynchrone à la tension assignée. Ce couplage est fonction de la tension que peuvent supporter les enroulements. Il est réalisé par une connexion sur la plaque à bornes. Pour trouver le nombre de couplages possibles pour une machine asynchrone à  $n$ -phases, on applique la relation suivante :

$$N_{couplage} = \frac{n+1}{2}$$

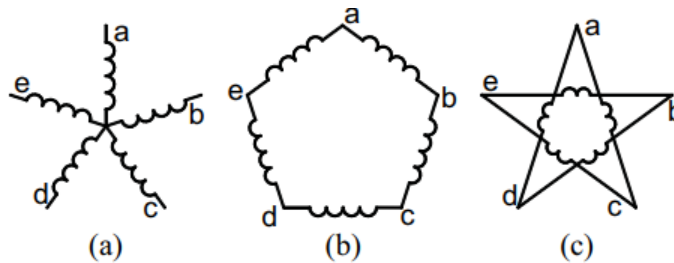


FIGURE 1.2 – Différents cas de couplage au stator [7]

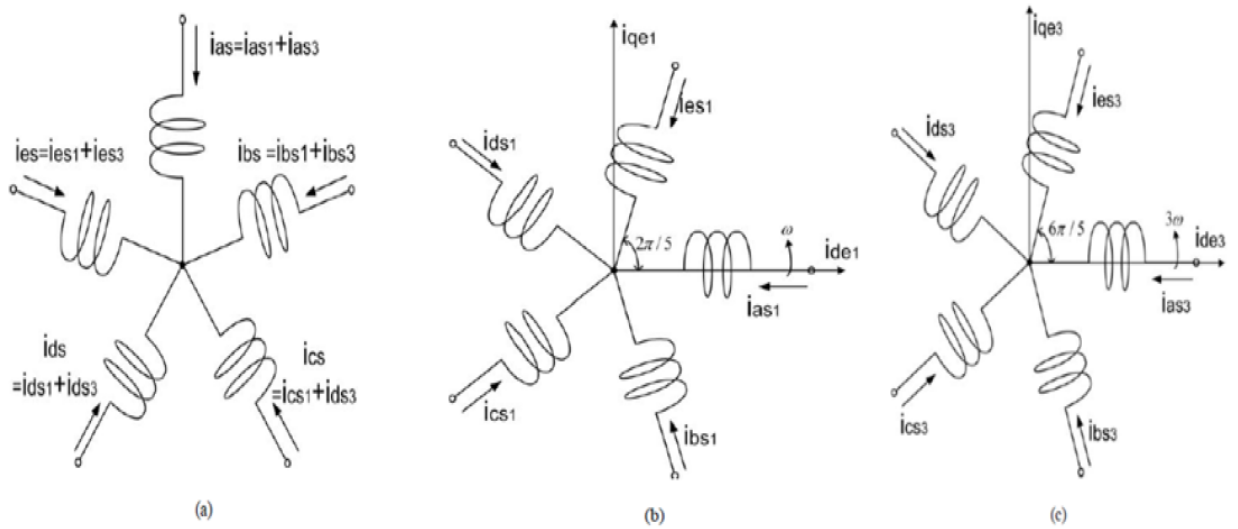
- Couplage des enroulements en étoile : Il offre de meilleures performances pour un stator sain.
- Couplage des enroulements en pentagone : Il peut s’avérer plus simple et efficace pour le cas d’ouverture de phase résultant d’une défaillance d’un bras du convertisseur.
- Couplage des enroulements en pentacle : Il permet une augmentation de 90% du gain en tension de phase par enroulement comparé à celui obtenu lors de la connexion en étoile.

## 1.10 Injection de l’harmonique 3 dans une machine à induction pentaphasée

Dans une machine à induction pentaphasée, l’injection du troisième harmonique permet d’améliorer le couple et d’augmenter ainsi la densité de puissance. En effet, l’augmentation de la densité du couple total dans une machine à induction polyphasée avec un nombre de phases  $m$  impaire, est permise grâce à l’utilisation de l’harmonique fondamental du champ en plus des harmoniques d’ordre supérieur (inférieur à  $m$ ). Par conséquent, elle est modélisée par  $\frac{m-1}{2}$  séquences [13]. Le troisième harmonique n’entre pas en interaction avec l’harmonique fondamental dans l’espace et dans le temps. Cependant, les courants statoriques sont relativement plus élevés pour le troisième harmonique. Un rapport approprié entre la composante fondamentale du courant magnétisant et celle du troisième harmonique injecté, se traduit par une densité de flux quasi-rectangulaire sans dépasser le niveau de la saturation. A cet effet, une distribution quasi uniforme du flux est obtenue dans l’entrefer, réduisant ainsi la saturation locale des dents ce qui améliore l’efficacité, [13] [7].

## 1.11 Modélisation de la machine à induction pentaphasée

La machine à induction pentaphasée, constituée de cinq enroulements statoriques déphasés de  $v = \frac{2\pi}{5}$  dans l’espace et cinq enroulements rotoriques identiques en court-circuit décalés également de  $v = \frac{2\pi}{5}$  peut être représentée par un système d’équations électriques et mécaniques. [12]



Composantes globales de la machine

Composantes de la séquence 1

Composantes de la séquence 3

FIGURE 1.3 – Modèle de la machine à induction pentaphasée avec les séquences 1 et 3

Les effets de la séquence 1 et 3 peuvent être directement imposés comme deux composantes de fréquence similaires. Par conséquent, la machine à induction pentaphasée en présence des composantes de la séquence 1 et de la séquence 3, est considérée comme deux modèles pentaphasés indépendants comme le montre la Fig 1.3 [14] :

## 1.12 Hypothèses simplificatrices

Toutes les hypothèses usuellement adoptées dans la théorie des machines électriques restent applicables. En effet, on considèrera que la force magnétomotrice est de distribution spatiale sinusoïdale. On considèrera également que l'entrefer est uniforme, et que la saturation, l'effet de peau ainsi que l'effet d'encoche sont négligés.

## 1.13 Modélisation sur un référentiel pentaphasé

Le modèle de la machine pentaphasée est déduit des Eqs. (1) et (2), tel que :

$$[V_s] = [R_s] [i_s] + \frac{\partial [\Phi_s]}{\partial t} + [L_{ss}] \frac{\partial [\Phi_s]}{\partial t} + \frac{\partial [M_{sr}(\theta)]}{\partial t} [i_r] \quad (1.1)$$

$$[V_r] = [R_r] [i_r] + \frac{\partial [\Phi_r]}{\partial t} + [L_{rr}] \frac{\partial [\Phi_r]}{\partial t} + \frac{\partial [M_{rs}(\theta)]}{\partial t} [i_s] \quad (1.2)$$

Les vecteurs tensions statoriques et rotoriques sont :

$$[V_s] = [v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc} \ v_{sd} \ v_{se}]^t \quad (1.3)$$

$$[V_r] = [v_{ra} \ v_{rb} \ v_{rc} \ v_{rd} \ v_{re}]^t \quad (1.4)$$

Les vecteurs courants statoriques et rotoriques sont :

$$[i_s] = [i_{sa} \ v_{ib} \ v_{ic} \ v_{id} \ v_{ie}]^t \quad (1.5)$$

$$[i_r] = [i_{ra} \ v_{ib} \ v_{ic} \ v_{id} \ v_{ie}]^t \quad (1.6)$$

Les résistances statoriques et rotoriques sont des matrices diagonales donnée par :

$$[R_s] = R_s [I_5] \quad (1.7)$$

$$[R_r] = R_r [I_5] \quad (1.8)$$

Le calcul des vecteurs de flux de la machine est exprimée comme suit :

$$[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc} \ \Phi_{sd} \ \Phi_{se}]^t \quad (1.9)$$

$$[\Phi_r] = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{re}]^t \quad (1.10)$$

Les inductances sont composées d'inductances propres respectivement au stator et au rotor, ainsi que des inductances mutuelles. Les valeurs des inductances varient selon la position du rotor. Les inductances propres sont données comme suit :

$$[L_{ss}] = [L_s] [I_5] + [L_m] [A(v)] \quad (1.11)$$

$$[L_{rr}] = [L_r] [I_5] + [L_m] [A(v)] \quad (1.12)$$

Avec la matrice A exprimée par :

$$[A(v)] = \begin{pmatrix} 1 & \cos(v) & \cos(2v) & \cos(3v) & \cos(4v) \\ \cos(4v) & 1 & \cos(v) & \cos(2v) & \cos(3v) \\ \cos(3v) & \cos(4v) & 1 & \cos(v) & \cos(2v) \\ \cos(2v) & \cos(3v) & \cos(4v) & 1 & \cos(v) \\ \cos(v) & \cos(2v) & \cos(3v) & \cos(4v) & 1 \end{pmatrix} \quad (1.13)$$

Les inductances mutuelles, quant à elles sont :

$$L_{sr}(\theta_r) = L_{rs}(\theta_r)^t = L_m \psi(\theta)_r \quad (1.14)$$

Finalement, la matrice  $\psi$  s'exprime par :

$$[\Psi(\theta_r)] = \begin{pmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{5}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{5}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{5}) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{5}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r) \end{pmatrix} \quad (1.15)$$

D'autre part, afin d'élaborer le modèle complet, il est nécessaire d'intégrer l'équation mécanique caractérisant la machine exprimée comme suit :

$$C_e - C_r - f_r \Omega = j \frac{\partial \Omega}{\partial t} \quad (1.16)$$



L'équation du couple électromagnétique est :

$$C_e = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix}^t \left( \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} l_s \\ l_r \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

Comme l'entrefer de la machine est uniforme, seules les matrices  $[L_{rs}]$  et  $[L_{sr}]$  dépendent de  $\theta$ , l'Eq (1.17) devient alors :

$$C_e = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix}^t \left( \frac{d}{d\theta} [L_{sr}] \right) [I_r] \quad (1.18)$$

## 1.14 Modélisation dans le repère d, q

Les équations de tension et du couple décrivent le comportement dynamique du moteur à induction variant avec le temps. De telles équations conduisent à la complexité lors de la résolution des équations différentielles. Un changement de variable dépendant du temps et invariant peut être utilisé pour minimiser la complexité des équations de tension de la machine en raison du mouvement du circuit électrique. Grâce à cette technique, un enroulement polyphasé peut être réduit à un ensemble d'enroulements biphasés (d-q) qui sont en quadrature l'un par rapport à l'autre. En d'autres termes, les variables du stator et du rotor (liaisons de tension, de courant et de flux) d'un moteur à induction sont transférées à un référentiel arbitraire.

## 1.15 Transformation de Park

La résolution analytique des équations précédentes est très difficile car le système d'équations de la machine pentaphasée possède des coefficients variables avec le temps. Afin de résoudre cela, on doit passer par un système biphasé équivalent d'axes d et q. Dans le but de simplifier le modèle par élimination des paramètres variant dans le temps en prenant en considération les paramètres du troisième harmonique et en utilisant la matrice de Park :

$$\begin{bmatrix} v_{sq1} \\ v_{sd1} \\ v_{sq3} \\ v_{sd3} \\ v_{s0} \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\theta) & \cos(\theta - 2v) & \cos(\theta - 3v) & \cos(\theta - 4v) \\ 0 & -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2v) & -\sin(\theta - 3v) & -\sin(\theta - 4v) \\ 1 & \cos(\theta) & \cos(\theta - 6v) & \cos(\theta - 9v) & \cos(\theta - 12v) \\ 0 & -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 6v) & -\sin(\theta - 9v) & -\sin(\theta - 12v) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \\ v_{sd} \\ v_{se} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

Tel que  $\theta$  : représente l'angle de rotation rotorique, tandis que  $v = \frac{2\pi}{5}$

## 1.16 Tensions Statoriques

— Séquence 1

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_s i_{ds1} + \frac{d\Psi}{dt} - \omega_e \Psi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_s i_{qs1} + \frac{d\Psi}{dt} + \omega_e \Psi_{ds1} \end{cases} \quad (1.20)$$

— Séquence 3

$$\begin{cases} v_{ds3} = R_s i_{ds3} + \frac{d\Psi}{dt} - 3\omega_e \Psi_{qs3} \\ v_{qs3} = R_s i_{qs3} + \frac{d\Psi}{dt} + 3\omega_e \Psi_{ds3} \end{cases} \quad (1.21)$$

— Séquence homopolaire

$$\left\{ v_o = R_s i_o + \frac{d\Psi_o}{dt} \right. \quad (1.22)$$

## 1.17 Tensions rotoriques

$$\begin{cases} v_{dr} = 0 = R_r i_{drk} + \frac{d\Psi_{drk}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \Psi_{qrk} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qrk} + \frac{d\Psi_{qrk}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \Psi_{drk} \end{cases} \quad (1.23)$$

## 1.18 Flux statoriques

— Séquence 1

$$\begin{cases} \Psi_{ds1} = L_s i_{ds1} + L_{m1} i_{dr} \\ \Psi_{qs1} = L_s i_{qs1} + L_{m1} i_{qr} \end{cases} \quad (1.24)$$

— Séquence 3

$$\begin{cases} \Psi_{ds3} = L_s i_{ds3} + 3L_{m3} i_{dr} \\ \Psi_{qs3} = L_s i_{qs3} + 3L_{m3} i_{qr} \end{cases} \quad (1.25)$$

## 1.19 Flux rotoriques

$$\begin{cases} \Psi_{dr} = L_s i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \Psi_{qr} = L_s i_{qr} + L_m i_{qs} \end{cases} \quad (1.26)$$

## 1.20 Couple Électromagnétique

le couple électromagnétique s'exprime comme suit :

$$C_e = p_t^s \frac{d[M_{sr}]}{d\theta} I_r = p I_{sd,q}^t [T(\theta)^{-1}]^t \frac{d[M_{sr}]}{d\theta} [T(\theta)^{-1}] I_{rd,q} \quad (1.27)$$

ce qui donne :

— Séquence 1

$$C_{e1} = p(\Psi_{ds1} i_{qs1} - \Psi_{qs1} i_{ds1}) = pM1(i_{dr1} i_{qs1} - i_{qr1} i_{ds1}) \quad (1.28)$$

— Séquence 3

$$C_{e3} = p(\Psi_{ds3} i_{qs3} - \Psi_{qs3} i_{ds3}) = pM3(i_{dr3} i_{qs3} - i_{qr3} i_{ds3}) \quad (1.29)$$

Avec :  $M_k = \frac{5l_{mk}}{2}$

## 1.21 Schéma équivalent par phase de la machine

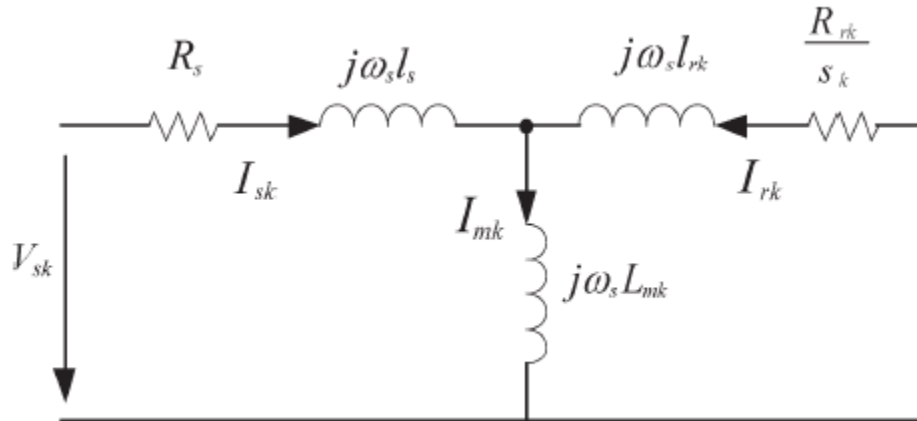


FIGURE 1.4 – Circuit équivalent en régime permanent pour la séquence k.

Même si les performances du moteur à induction polyphasé peuvent être facilement visualisées grâce au diagramme de phase ou de cercle, effectuer des calculs exacts et précis à partir de ces graphiques reste une opération difficile. Cependant, le circuit équivalent offre une méthode d’analyse bien plus pratique. De plus, l’implémentation du circuit équivalent permet l’utilisation d’outils informatiques de calculs ou de simulations (Matlab / Simulink). Toutefois, une compréhension complète du circuit est essentielle pour une utilisation optimale des outils numériques de calcul, ainsi que pour juger leur efficacité, [15].

Dans ce modèle, l’inductance de fuite du stator est généralement supposée la même pour les deux fondamentaux et troisième séquences. En outre, l’effet des courants rotoriques induits en raison du troisième plan séquentiel est pris en compte en incluant l’impédance du circuit rotor équivalente pour cette séquence dans le modèle mathématique.

## 1.22 Modèle de la machine en régime transitoire

Les équations en tension de la machine pour toute séquence k représentées dans un référentiel lié au stator sont données comme suit :

$$v_{sk} = R_s i_{sk} + \frac{d\Psi_{sk}}{dt} \quad (1.30)$$

$$0 = \frac{d\Psi_{rk}}{dt} - jK\omega_r \Psi_{rk} + R_r i_{rk} \quad (1.31)$$

Où : k = 1 et 3 pour les circuits de la séquence fondamentale et respectivement ceux de la troisième séquence. Pour le circuit homopolaire, l’équation en tension est donnée par :

$$v_{s0} = R_s i_0 + i_{s0} + \frac{di_{s0}}{dt} \quad (1.32)$$

## 1.23 Modèle de la machine en régime permanent

Le modèle de la machine à induction pentaphasée en régime permanent est donné par :

$$v_{sk} = (R_s + j\omega_s l_s I_{sk} + j\omega_s L_{mk}(i_{sk} + i_{rk})) \quad (1.33)$$

$$0 = [R_{rk} + j(\omega_s - k\omega_r)l_{rk}]I_{rk} + j(\omega_s - k\omega_r)L_{mk}(I_{sk} + I_{rk}) \quad (1.34)$$

L’équation de tension homopolaire est donnée par :

$$v_{so} = (R_s + j\omega_s l_s)I_{so} \quad (1.35)$$

Le circuit équivalent en régime permanent de la machine pour toute séquence k est présenté à la Figure – I.4. Le glissement  $g_k$  est défini par :

$$g_k = \begin{cases} 1 - \frac{k\omega_r}{\omega_s}, k = 1, 3 \\ 1 - \frac{(k-5)\omega_r}{\omega_s}, k = 2, 4 \end{cases} \quad (1.36)$$

Où, k = 1 et 4 sont, respectivement, les séquences avant et arrière de la séquence fondamentale pour une machine à cinq phases ; et k = 3 et 2 sont les séquences avant et arrière du circuit fondamental pour la troisième séquence respectivement. [16]

## 1.24 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d’abord établi une présentation générale des machines asynchrones polyphasées dont le nombre de phases est supérieur à trois. Nous nous sommes par la suite consacrés à l’étude de la machine à induction pentaphasée qui présente une alternative prometteuse des machines triphasées dans des applications spécifiques. Nous avons, pour cela, présenté le modèle mathématique général de la machine à induction pentaphasée dans le référentiel pentaphasé et celui de Park ; Ce qui nous a permis de tirer un schéma simplifié équivalent par phase qui sera ensuite utilisé pour l’identification paramétrique.

## Chapitre 2

# Identification paramétrique d'une machine à induction pentaphasée

## 2.1 Introduction

Suite à l’incrémentation de l’utilisation des machines à induction dans des endroits sensibles ces machines doivent être contrôlées à la moindre marge d’erreur possible, mais cela n’est possible qu’avec la connaissance des paramètres de la machine, ce qui a poussé l’identification des paramètres de ces machines à devenir de plus en plus un défi, alors les méthodes d’identification ont été largement étudiées cherchant à atteindre la précision désirée et une simplicité lors de l’élaboration de la procédure. Toutefois, la méthode d’identification à l’arrêt (en anglais : Standstill tests) est l’une des méthodes les plus utilisées grâce à son élaboration dans des conditions statiques ce qui présente un grand avantage de cette méthode. Dans ce chapitre, nous allons présenter une méthode d’identification dans le domaine temporel pour estimer les paramètres de la machine à induction pentaphasée en fonctionnement à l’arrêt. Cette méthode consiste à alimenter par hacheur en injectant un signal d’entrée continu aux différents enroulements statoriques, ce qui permet l’identification des paramètres du modèle de la machine à partir des données recueillies.

## 2.2 Transformation de Clarke

Cette transformation est un outil mathématique, il s’agit d’un changement de repère où les deux premiers axes dans la nouvelle base sont traditionnellement nommés  $(\alpha, \beta)$ . Les grandeurs transformées sont généralement des courants, des tensions ou des flux. La transformation de Clarke est très proche de celle de Concordia où la seule différence entre les deux c’est que celle de Clarke n’est pas unitaire d’où les puissances ne sont plus conservées, elle représente la base pour transformation de Park poussant la transformée de Clarke plus loin on décalons notre repère avec un angle supplémentaire pour éliminer le caractère oscillatoire et contrairement à celle de Clarke le repère de Park est lié au rotor n’ont plus au stator. La transformation de Clarke permet la simplification du modèle de la machine pentaphasée qui peut être représentée par deux paires de bobines stator-rotor dans deux repères orthogonaux  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$ . La forme invariante de la matrice de transformation des tensions est présentée dans l’Eq (2.1), tandis que les Eqs (2.2)-(2.11) utilisées du modèle de la machine dans les deux repères sont exprimées comme suit, [5] :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ v_{sx} \\ v_{sy} \\ v_{s0} \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos(v) & \cos(2v) & \cos(3v) & \cos(4v) \\ 0 & \sin(v) & \sin(2v) & \sin(3v) & \sin(4v) \\ 1 & \cos(2v) & \cos(4v) & \cos(v) & \cos(3v) \\ 0 & \sin(2v) & \sin(4v) & \sin(v) & \sin(3v) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \\ v_{sd} \\ v_{se} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Les équations de tensions exprimées dans les deux repères sont :

$$V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \quad (2.2)$$

$$V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \quad (2.3)$$

$$0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + w_r \phi_{r\beta} \quad (2.4)$$

$$0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} + w_r \phi_{r\alpha} \quad (2.5)$$

$$V_{sx} = R_s i_{sx} + L_{ls} \frac{di_{sx}}{dt} \quad (2.6)$$

$$V_{sy} = R_s i_{sy} + L_{ls} \frac{di_{sy}}{dt} \quad (2.7)$$

Les équations des flux sont exprimées par :

$$\phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \quad (2.8)$$

$$\phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \quad (2.9)$$

$$\phi_{r\alpha} = L_s i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \quad (2.10)$$

$$\phi_{r\beta} = L_s i_{r\beta} + M i_{s\beta} \quad (2.11)$$

## 2.3 Modèles d'identification

Pour identifier les paramètres d'un système on peut utiliser plusieurs modèles. Dans cette partie on présente quelques modèles et leurs structures. Avant d'entamer la présentation des modèles, il faut connaître les détails suivants :

- Comme les données sont échantillonnées, on détermine les fonctions de transfert discrètes puis on revient aux fonctions de transfert continues en utilisant une des deux commandes de Matlab (D2C) ; ou (contin) si cela ne fonctionne pas, il faut alors utiliser la méthode de Bingular.
- Il faut définir les paramètres du vecteur NN qui possède les trois composantes  $n_a, n_b, n_c, n_d$  et  $n_k$  avant le lancement du programme d'identification.
- Pour définir les deux paramètres  $n_a, n_b, n_c$  et  $n_d$  il faut établir la fonction transfert du système dans un domaine temporel puis passer au domaine "Z".
- Pour définir le paramètre  $n_k$  on doit observer les données recueillies lors de l'échantillonnage et modifier, le cas échéant, l'ordre du retard jusqu'à obtenir de bons résultats ;
- Pour les coefficients d'Akaike ou l'erreur de prédiction finale, ils doivent être inférieurs à 10 4 et l'erreur doit être inférieure à l'erreur estimée finale.

### 2.3.1 La famille ARMA

Il existe plusieurs structures de modèles de la famille ARMA définies par des fonctions de transfert :

#### Fonction de transfert d'un système :

La fonction de transfert du système à identifier est utilisée dans l'analyse des systèmes continus (monovariabes et/ou multivariabes). Dans notre cas on dispose d'un système simple entrée simple sortie (SISO), alors la représentation d'état discrète possède la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(k) = A(z).x(k) + B(z).U(k) \\ y(k) = C(z).x(k) + e(k) \end{cases} \quad (2.12)$$

D'où :

$$G(z) = C(z.I - A)^{-1}.B \quad (2.13)$$

Donc :

$$y(k) = G(z).U(k) + H(z).e(k) \quad (2.14)$$

La fonction de transfert  $G(z)$  est de la forme :

$$G(z) = \frac{b_1 + b_2.z + b_3.z^2 + \dots + b_{n_b}.z^{n_b-1}}{1 + a_1.z + a_2.z^2 + \dots + a_{n_a}.z^{n_a}} \quad (2.15)$$

### Structure de ARX

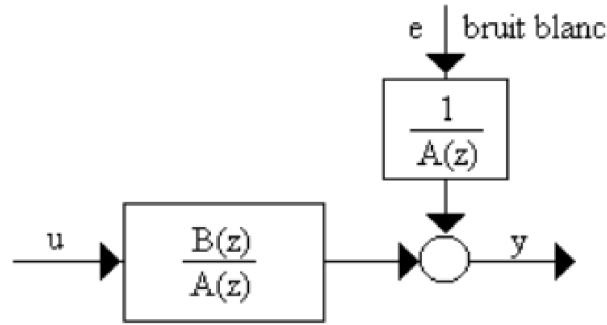


FIGURE 2.1 – Schéma explicite du modèle **ARX**

Le modèle **ARX** est un processus autorégressif (**AR**) correspond au passage d’un bruit blanc à travers un filtre stable. Pour modéliser un système comportant une entrée et soumis à une perturbation, on peut utiliser un modèle **ARX** (X à entrée exogène).. C’est un modèle dit (erreur d’équation), tel que :

$$A(z).y(k) = B(z).U(k) + e(k) \quad (2.16)$$

et :

$$\begin{cases} A(z) = 1 + a_1.z + a_2.z^2 + \dots + a_{n_a}.z^{n_a} \\ B(z) = b_1 + b_2.z + b_3.z^2 + \dots + b_{n_b}.z^{n_b-1} \end{cases} \quad (2.17)$$

L’avantage de ce modèle est qu’on obtienne une meilleure modélisation, notamment pour la perturbation. Pour les inconvénients, on dispose d’un grand nombre de paramètres à identifier.

### Structure de modèle ARMAX

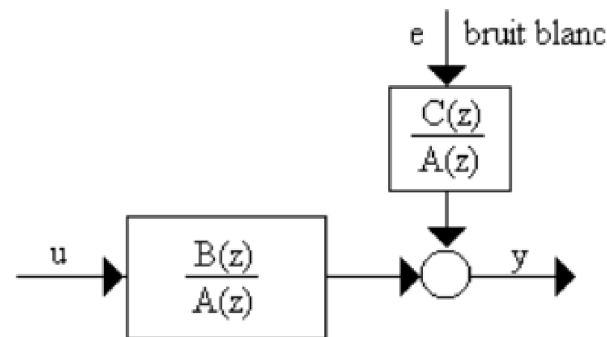


FIGURE 2.2 – Schéma explicite du modèle **ARMAX**

La structure de modèle **ARMAX** est un processus autorégressif à moyenne ajustée (**ARMA**) correspondant au passage d’un bruit blanc à travers un filtre comportant des pôles et des zéros.



Pour modéliser un système comportant une entrée et soumis à une perturbation, on doit donc utiliser un modèle ARMAX (X à entrée externe). C'est également un autre modèle dit "erreur d'équation,. Tel que :

$$A(z).y(k) = B(z).U(k) + C(z).e(k) \quad (2.18)$$

et :

$$\begin{cases} A(z) = 1 + a_1.z + a_2.z^2 + \dots + a_{n_a}.z^{n_a} \\ B(z) = b_1 + b_2.z + b_3.z^2 + \dots + b_{n_b}.z^{n_b-1} \\ C(z) = c_1 + c_2.z + c_3.z^2 + \dots + c_{n_c}.z^{n_c-1} \end{cases} \quad (2.19)$$

Comme sa voisine **ARX** elles partagent les mêmes avantages et inconvénients, une meilleure modélisation,notamment pour la perturbation et un plus grand nombre de paramètres à identifier.

### Le modèle ARARX

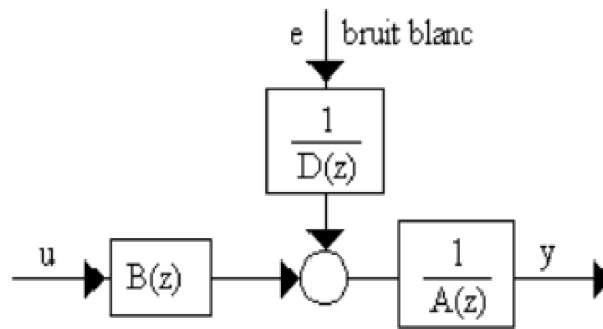


FIGURE 2.3 – Schéma explicatif du modèle **ARARX**

Le modèle **ARARX** est un variant du modèle **ARX** il est aussi dit modèle "erreur d'équation". Tel que :

$$\frac{1}{A(z)}.y(k) = B(z).U(k) + \frac{1}{D(z)}.e(k) \quad (2.20)$$

et :

$$\begin{cases} A(z) = a_1 + a_2.z + a_3.z^2 + \dots + a_{n_a}.z^{n_a-1} \\ B(z) = b_1 + b_2.z + b_3.z^2 + \dots + b_{n_b}.z^{n_b-1} \\ D(z) = 1 + d_1.z + d_2.z^2 + \dots + d_{n_d}.z^{n_d} \end{cases} \quad (2.21)$$

Les deux structures **ARX** et **ARMAX** ont les mêmes avantages et inconvénients, une meilleure modélisation, notamment pour la perturbation et un grand nombre de paramètres à identifier.

### 2.3.2 Autres modèles d'identification

#### Le modèle OE

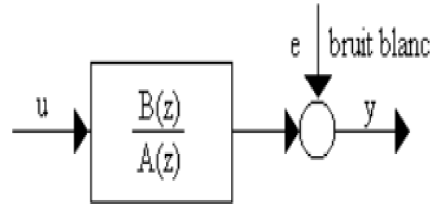


FIGURE 2.4 – Schéma explicite de la structure de modèle **OE**

Ce modèle est appelé "erreur de sortie" (output error en anglais). Tel que :

$$y(k) = \frac{B(z)}{A(z)} \cdot U(k) + e(k) \quad (2.22)$$

et :

$$\begin{cases} A(z) = 1 + a_1 \cdot z + a_2 \cdot z^2 + \dots + a_{n_a} \cdot z^{n_a} \\ B(z) = b_1 + b_2 \cdot z + b_3 \cdot z^2 + \dots + b_{n_b} \cdot z^{n_b-1} \end{cases} \quad (2.23)$$

#### Structure de modèle de Box-Jenkins

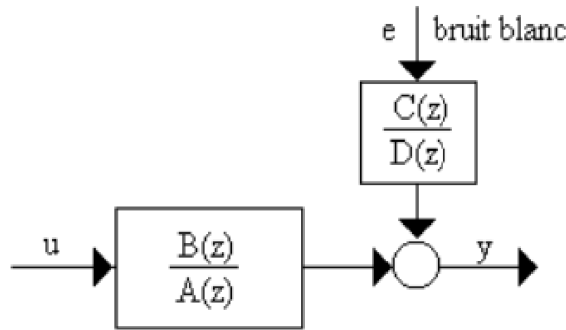


FIGURE 2.5 – Schéma explicite du modèle de **Box – Jenkins**

Ce modèle est un modèle modifié du modèle **OE**, c'est un variat plus riche du modèle **OE**, Tel que :

$$y(k) = \frac{B(z)}{A(z)} \cdot U(k) + \frac{C(z)}{D(z)} \cdot e(k) \quad (2.24)$$

et :

$$\begin{cases} A(z) = 1 + a_1 \cdot z + a_2 \cdot z^2 + \dots + a_{n_a} \cdot z^{n_a} \\ B(z) = b_1 + b_2 \cdot z + b_3 \cdot z^2 + \dots + b_{n_b} \cdot z^{n_b-1} \\ C(z) = c_1 + c_2 \cdot z + c_3 \cdot z^2 + \dots + c_{n_c} \cdot z^{n_c-1} \\ D(z) = 1 + d_1 \cdot z + d_2 \cdot z^2 + \dots + d_{n_d} \cdot z^{n_d} \end{cases} \quad (2.25)$$

## Structure de modèle IV4

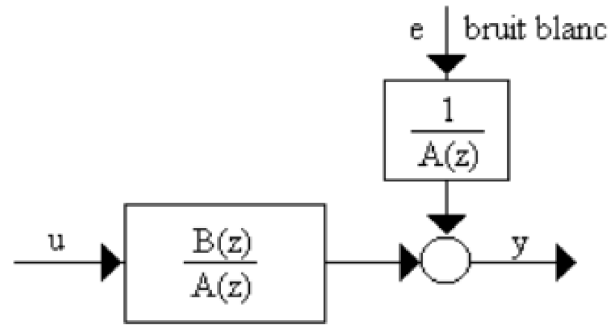


FIGURE 2.6 – Schéma explicite du modèle **IV4**

Tel que :

$$A(z).y(k) = B(z).U(k) + e(k) \quad (2.26)$$

et :

$$\begin{cases} A(z) = 1 + a_1.z + a_2.z^2 + \dots + a_{n_a}.z^{n_a} \\ B(z) = b_1 + b_2.z + b_3.z^2 + \dots + b_{n_b}.z^{n_b-1} \end{cases} \quad (2.27)$$

L'avantage de ce modèle est qu'on obtienne un modèle simple et similaire à ARX, avec la possibilité d'avoir une meilleure précision.

## 2.4 Passage au domaine "Z"

### 2.4.1 Repère $\alpha - \beta$

On traitera dans un premier temps le cas du repère  $\alpha - \beta$ .

Sur ce plan on a les deux équations suivantes :

$$V_{s\alpha} = (R_s + sL_s)i_{s\alpha} + sMi_{r\alpha} \quad (2.28)$$

$$0 = (R_r + sL_r)i_{r\alpha} + sMi_{s\alpha} \quad (2.29)$$

Nous on cherche la fonction de transfert qui le rapport du signal de sortie  $i_{s\alpha}$  sur le signal d'entrée  $V_{s\alpha}$ . Considérons les deux équations suivantes :

$$i_{r\alpha} = -\frac{sMi_{s\alpha}}{(R_r + sL_r)} \quad (2.30)$$

On remplace (2.28) dans (2.26) et on vas avoir :

$$\frac{V_{s\alpha}}{i_{s\alpha}} = (R_s + sL_s) - \frac{s^2M^2}{(R_r + sL_r)} \quad (2.31)$$

posant :  $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$  et  $\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$  et on remplace dans (2.29) :

$$\begin{aligned} \frac{V_{s\alpha}}{i_{s\alpha}} &= R_s(1 + \tau_s) - \frac{\tau_r s^2 M^2}{L_r(1 + \tau_r)} \\ &= R_s(1 + \tau_s) + \frac{s^2 M^2}{L_r(1 + s\tau_r)} - \frac{sM^2}{L_r} \end{aligned} \quad (2.32)$$

$$= R_s + s(L_s - \frac{M^2}{L_r}) + \frac{sM^2}{L_r(1 + s\tau_r)} \quad (2.33)$$

Finalement :

$$\frac{V_{s\alpha}}{i_{s\alpha}} = (R_s + sL_s\sigma) + \frac{sK_T}{1 + s\tau_r} \quad (2.34)$$

Avec :

$$K_T = \frac{M^2}{L_r}; L_s\sigma = \sigma - K_T; \sigma = \frac{1 - M^2}{L_s L_r}$$

D'après l'équation (2.34) distinguer deux parties qui forment notre réponse. La première est la partie transitoire et la deuxième représente le couplage stator-rotor. Pour un intervalle de temps réduit, la réponse est présentée sous la forme d'une fonction de transfert de premier ordre. En négligeant la contribution du rotor, alors on obtient la première partie qui apparait. Donc notre réponse sera de la forme suivante :

$$\frac{V_{s\alpha}}{i_{s\alpha}} = (R_s + sL_s\sigma) \quad (2.35)$$

Posons :

$$R = L_s + K_r^2 R_r \text{ et } \tau = \frac{L_s \sigma}{R}$$

Alors :

$$\frac{V_{s\alpha}}{i_{s\alpha}} = R(1 + s\tau) \quad (2.36)$$

$$y_s = \frac{i_{s\alpha}}{V_{s\alpha}} = \frac{1}{R(1 + s\tau)} \quad (2.37)$$

D'où on peut reprendre l'équation (2.32) si on pose  $K_r = \frac{M}{L_r}$ , dans ce cas on aura :

$$\frac{V_{s\alpha}}{i_{s\alpha}} = (R_s + sL_s\sigma) + K_r^2 R_r - \frac{sK_T}{\tau_r(1 + s\tau_r)} \quad (2.38)$$

Pour un intervalle de temps initial plus court que la constante de temps rotorique attendue, le courant stator selon l'axe peut être simplifié en utilisant uniquement le premier terme de l'équation (2.32). La réponse évolue alors comme un système du premier ordre :

$$\frac{V_{s\alpha}}{i_{s\alpha}} = R_t(1 + s\tau) \quad (2.39)$$

Où :

$$R_t = R_s + K_r^2 R_r \text{ et } \tau = \frac{L_s \sigma}{R_t}$$

Maintenant on peut passer au domaine "Z" considérons le processus d'échantillonnage et sa période  $T_n$  :

$$\frac{i_{s\alpha}(z)}{V_{s\alpha}(z)} = Z \left\{ L^{-1} \left[ \frac{1 - e^{-T_n \cdot s}}{s} \frac{1}{R_t(1 + s\tau)} \right] \Big|_{t = nT_n} \right\} \quad (2.40)$$

Ce qui nous donne :

$$\frac{i_{s\alpha}(z)}{V_{s\alpha}(z)} = \frac{(1 - e^{-T_n/\tau}) \cdot z^{-1}}{R_t(1 - e^{-T_n/\tau} \cdot z^{-1})} \quad (2.41)$$

[10] [13]

## 2.4.2 Repère X-Y

Sur ce plan on a les équations suivantes :

$$V_{sx} = (R_s + sL_s)i_{sx} \quad (2.42)$$

$$\frac{V_{sx}}{i_{sx}} = R_s(1 + s\tau_s) \quad (2.43)$$

Cherchons l'admittance et son inverse (2.40) :

$$\frac{i_{sx}}{V_{sx}} = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + s\tau_s} \quad (2.44)$$

Comme la fonction de transfert d'une seule bobine et les différents montages sont de la même structure on peut passer au domaine "Z" en considérant le processus d'échantillonnage et sa période  $T_n$  :

$$\begin{aligned} \frac{i_{sx}(z)}{V_{sx}(z)} &= Z \left\{ L^{-1} \left[ \frac{1 - e^{-T_n \cdot s}}{s} \frac{1}{R_{st}(1 + s\tau_s)} \right] \Big|_{t = nT_n} \right\} \quad (2.45) \\ &= Z \left\{ L^{-1} \left[ \frac{1 - e^{-T_n \cdot s}}{R_{st}} \left( \frac{1}{s} - \frac{\tau_s}{(1 + s\tau_s)} \right) \right] \Big|_{t = nT_n} \right\} \\ &= \frac{1}{R_{st}} \times (1 - z^{-1}) \times \left( \frac{1}{1 - z^{-1}} - \frac{1}{1 - e^{-\frac{T_n}{\tau_s}} z^{-1}} \right) \end{aligned}$$

Ce qui nous donne :

$$\frac{i_{sx}(z)}{V_{sx}(z)} = \frac{\frac{1}{R_{st}}(1 - e^{-T_n/\tau_s}) \cdot z^{-1}}{1 - e^{-T_n/\tau_s} \cdot z^{-1}} = \frac{b_1 \cdot z^{-1}}{1 - a_1 \cdot z^{-1}} \quad (2.46)$$

$$= \frac{b_1 \cdot z^{-1}}{1 - a_1 \cdot z^{-1}} \quad (2.47)$$

Ceci est la structure du modèle de la machine sur le plan  $X - Y$ , les coefficients  $a_1$  et  $b_1$  sont les coefficients à identifier tels que :

$$b_1 = \frac{1 - e^{-T_n/\tau_s}}{R_{st}} \quad (2.48)$$

$$a_1 = e^{-T_n/\tau_s} \quad (2.49)$$

Ceci nous donne :

$$R_{st} = \frac{1 - a_1}{b_1} \quad (2.50)$$

$$L_{st} = -\frac{T_n \cdot (1 + a_1)}{b_1 \cdot \ln(a_1)} \quad (2.51)$$

$$L_{l_{st}} = -\frac{T_n \cdot (1 - a_1)}{b_1 \cdot \ln(a_1)} \quad (2.52)$$

tel que :

$$L_s = L_{l_s} + L_m \quad (2.53)$$

[17]

## 2.5 Méthode d'identification "rotor à l'arrêt"

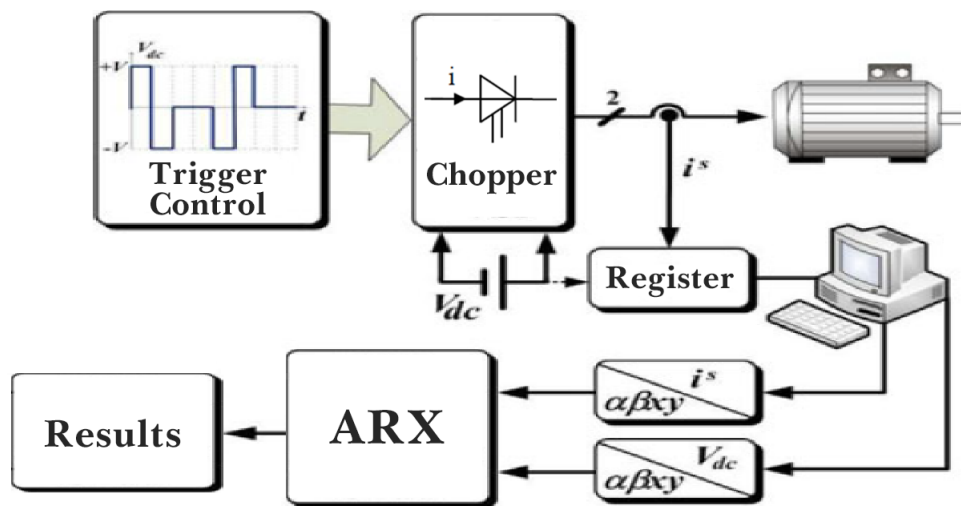


FIGURE 2.7 – Schéma explicatif de la manipulation [10]

### 2.5.1 Explication de la procédure

Appliquons cette méthode sur une machine à induction pentaphasée dont les bobinages statoriques sont alimentés par un hacheur à thyristors (Hacheur de Jones), les bobinages statoriques seront couplés sous différentes formes.

Le schéma de la Figure (2.7) explique brièvement le montage à adopter à cette méthode d'identification.

### 2.5.2 Avantages de la méthode

En Appliquant cette méthode nous n'aurons aucun couple électromagnétique produit et la machine à l'état statique (vitesse nulle) conduit à des simplifications des équations du modèle. la méthode peut être appliquée de manière précise et simple.

## 2.6 Les schémas de connexion

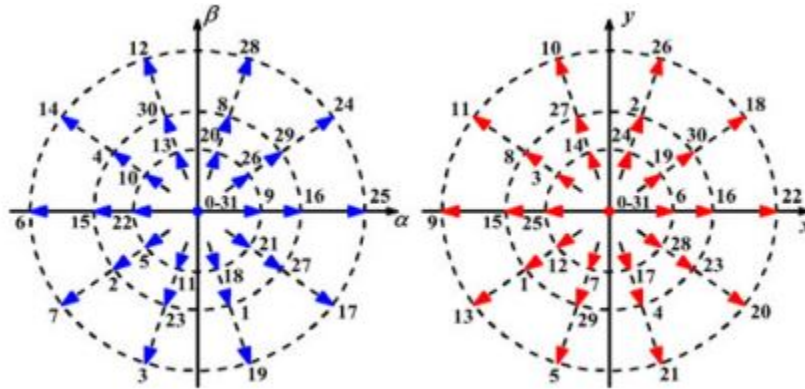


FIGURE 2.8 – Les vecteurs de tension dans les plans  $\alpha - \beta$  et  $x-y$  utilisant un VSI pentaphasé à deux niveaux.

Pour estimer les paramètres électriques d’une machine à induction on utilise une disposition appropriée dans la connexion des enroulements. Différents arrangements peuvent être choisis. Chaque dispositif de connexion produit des valeurs de tension différentes dans les plans  $\alpha-\beta$ ,  $x-y$ . Les tableaux I et II (voir bibliographie) résument six arrangements d’enroulements représentatifs (sur un total de 12) lorsque l’alimentation en tension dans les axes  $x$  et  $y$  est nulle, avec un couple électromagnétique nul. Dans le tableau I, les rangées ombrées sont celles qui maximisent le rapport entre la tension de l’axe  $y$  et la tension de l’axe  $x$  (qui devrait idéalement être nul). Dans le tableau II, les lignes grisées sont celles qui maximisent le rapport entre la tension de l’axe des  $x$  et celle de l’axe  $y$  (qui devrait maintenant être idéalement nul). De plus, on veut avoir une valeur zéro pour la composante  $v_s 0$ . Ceci est réalisé dans toutes les lignes ombrées des tableaux I et II. Ainsi, les arrangements d’enroulements préférés sont ceux qui sont ombrés dans les tableaux I et II, car ils produisent une haute tension dans le plan d’identification avec la basse tension dans l’autre plan. Ceci est souhaitable afin de réduire l’interférence dans le processus d’estimation (l’étude d’identification peut ensuite se concentrer sur l’analyse de la réponse actuelle sur un seul axe). La figure (2.8) illustre schématiquement l’entraînement en cinq phases pendant le processus d’identification. Il convient de noter que la résistance du stator et l’inductance de fuite du stator peuvent être identifiées à l’aide du modèle de séquence zéro, en connectant toutes les phases de la machine en parallèle et en utilisant une alimentation monophasée. C’est en effet l’approche habituelle pour les machines triphasées et multiphasées, [10]. Au lieu d’utiliser le modèle de séquence zéro, les degrés de liberté supplémentaires des machines polyphasées (variables dans les plans  $x-y$ ) sont utilisés pour cela.

Connection diagram	Voltage space vectors	Phase variable values	Axis component values
		$v_a^s = V_{dc}$ $v_b^s = v_e^s = V_{dc}$ $v_c^s = v_d^s = -V_{dc}$	$v_\alpha^s = 1.2944 \cdot V_{dc}$ $v_x^s = -0.4944 \cdot V_{dc}$ $v_0^s = 0.20 \cdot V_{dc}$ $v_\beta^s = v_y^s = 0$
		$v_a^s = V_{dc}$ $v_b^s = v_e^s = V_{dc} / 2$ $v_c^s = v_d^s = -V_{dc}$	$v_\alpha^s = 1.1708 \cdot V_{dc}$ $v_x^s = -0.1708 \cdot V_{dc}$ $v_0^s = v_\beta^s = v_y^s = 0$
		$v_a^s = V_{dc} / 3$ $v_b^s = v_e^s = V_{dc} / 3$ $v_c^s = v_d^s = -V_{dc} / 2$	$v_\alpha^s = 0.5393 \cdot V_{dc}$ $v_x^s = -0.2060 \cdot V_{dc}$ $v_0^s = v_\beta^s = v_y^s = 0$
		$v_a^s = 4V_{dc} / 5$ $v_b^s = v_e^s = V_{dc} / 5$ $v_c^s = v_d^s = -V_{dc} / 5$	$v_\alpha^s = 0.4988 \cdot V_{dc}$ $v_x^s = 0.1411 \cdot V_{dc}$ $v_0^s = 0.16 \cdot V_{dc}$ $v_\beta^s = v_y^s = 0$
		$v_a^s = V_{dc} / 7$ $v_b^s = v_e^s = V_{dc} / 7$ $v_c^s = v_d^s = -3V_{dc} / 7$	$v_\alpha^s = 0.3698 \cdot V_{dc}$ $v_x^s = -0.1413 \cdot V_{dc}$ $v_0^s = 0.0857 \cdot V_{dc}$ $v_\beta^s = v_y^s = 0$
		$v_a^s = 2V_{dc} / 7$ $v_b^s = v_e^s = V_{dc} / 7$ $v_c^s = v_d^s = -2V_{dc} / 7$	$v_\alpha^s = 0.3345 \cdot V_{dc}$ $v_x^s = -0.0488 \cdot V_{dc}$ $v_0^s = v_\beta^s = v_y^s = 0$

FIGURE 2.9 – Dispositions d’enroulements d’une machine a induction pentaphasée fournie par un VSI à deux niveaux



### 2.6.1 Premier montage

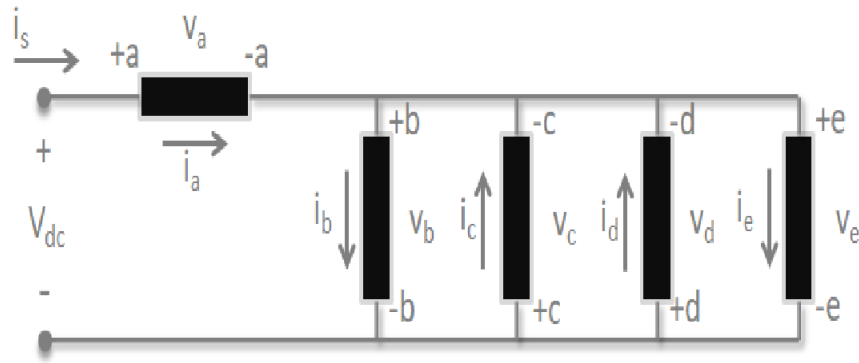


FIGURE 2.10 – Enroulement mis en série avec quatre enroulements mis en parallèle

Dans ce montage, une bobine statorique est mise en série avec quatre autres en parallèle et alimentées par hacheur à la tension assignée (quelques pourcents de la tension nominale pour ne pas dépasser le courant nominal). Toutes les phases sont considérées égales en termes d'impédance. Ce montage permet d'écrire :

Ce montage permet d'écrire :

$$\begin{cases} V_a = +\frac{4V_{dc}}{5} \\ V_b = +\frac{V_{dc}}{5} \\ V_c = -\frac{V_{dc}}{5} \\ V_d = -\frac{V_{dc}}{5} \\ V_e = +\frac{V_{dc}}{5} \end{cases} \quad (2.54)$$

L'application de la transformation de Clarke à ce système permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ v_{sx} \\ v_{sy} \\ v_{s0} \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(2\frac{2\pi}{5}) & \cos(3\frac{2\pi}{5}) & \cos(4\frac{2\pi}{5}) \\ 0 & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \sin(2\frac{2\pi}{5}) & \sin(3\frac{2\pi}{5}) & \sin(4\frac{2\pi}{5}) \\ 1 & \cos(2\frac{2\pi}{5}) & \cos(4\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(3\frac{2\pi}{5}) \\ 0 & \sin(2\frac{2\pi}{5}) & \sin(4\frac{2\pi}{5}) & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \sin(3\frac{2\pi}{5}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{4}{5} \\ \frac{1}{5} \\ -\frac{1}{5} \\ -\frac{1}{5} \\ \frac{1}{5} \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

D'où :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = 0.498V_{dc} \\ v_{s\beta} = 0.000V_{dc} \\ v_{sx} = 0.141V_{dc} \\ v_{sy} = 0.000V_{dc} \\ v_{s0} = 0.160V_{dc} \end{cases} \quad (2.56)$$

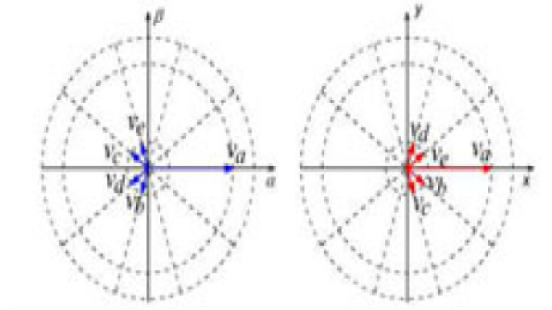


FIGURE 2.11 – Les vecteurs de tension dans l’espace pour le premier montage.

Ce montage permet de minimiser la composante de la tension sur l’axe  $x$  et la maximiser sur l’axe  $\alpha$ . Ceci permet d’avoir un courant statorique de composante dominante sur l’axe  $\alpha$ , très faible sur l’axe  $x$  et nulle sur les axes  $\beta, y$ .

### 2.6.2 Deuxième montage

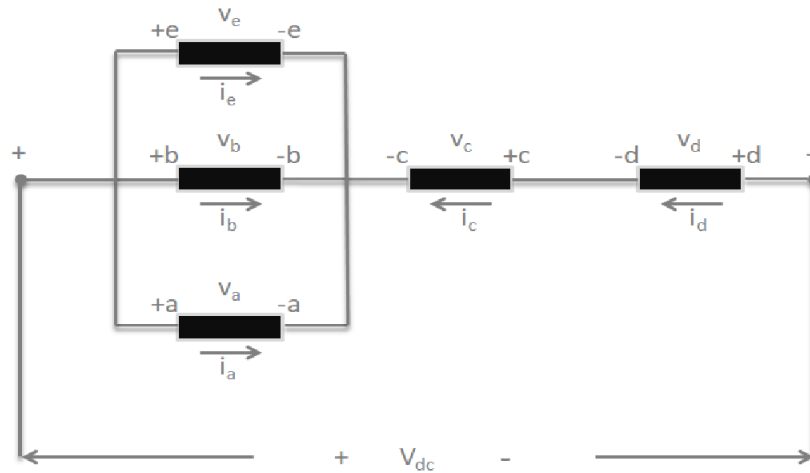


FIGURE 2.12 – Trois enroulements sont connectés en parallèle et connectés à deux en série

Ce montage comprend trois bobines statoriques mises en parallèle et en série avec les deux autres bobines, alimentés par hacheur à la tension assignée (quelques pourcents de la tension nominale pour ne pas dépasser le courant nominal). Toutes les phases sont considérées égales en termes d’impédance.

Ce montage permet d’écrire :

$$\begin{cases} V_a = +\frac{V_{dc}}{7} \\ V_b = +\frac{V_{dc}}{7} \\ V_c = -\frac{3V_{dc}}{7} \\ V_d = -\frac{3V_{dc}}{7} \\ V_e = +\frac{V_{dc}}{7} \end{cases} \quad (2.57)$$

L'application de la transformation de Clarke à ce système permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ v_{sx} \\ v_{sy} \\ v_{s0} \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(2\frac{2\pi}{5}) & \cos(3\frac{2\pi}{5}) & \cos(4\frac{2\pi}{5}) \\ 0 & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \sin(2\frac{2\pi}{5}) & \sin(3\frac{2\pi}{5}) & \sin(4\frac{2\pi}{5}) \\ 1 & \cos(2\frac{2\pi}{5}) & \cos(4\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(3\frac{2\pi}{5}) \\ 0 & \sin(2\frac{2\pi}{5}) & \sin(4\frac{2\pi}{5}) & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \sin(3\frac{2\pi}{5}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{7} \\ \frac{1}{7} \\ -\frac{3}{7} \\ -\frac{3}{7} \\ \frac{1}{7} \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

D'où :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = 0.369V_{dc} \\ v_{s\beta} = 0.000V_{dc} \\ v_{sx} = 0.141V_{dc} \\ v_{sy} = 0.000V_{dc} \\ v_{s0} = 0.085V_{dc} \end{cases} \quad (2.59)$$

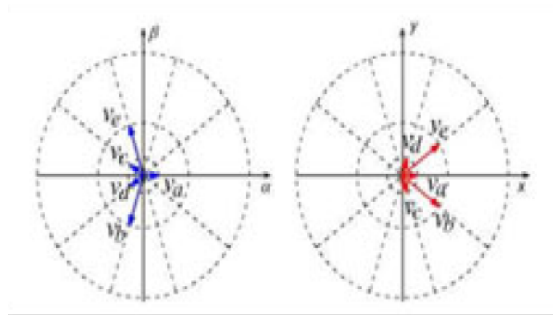


FIGURE 2.13 – Les vecteurs de tension dans l'espace pour le deuxième montage.

Ce montage permet de minimiser la composante de la tension sur l'axe x et la maximiser sur l'axe  $\alpha$ . Ceci permet d'avoir un courant statorique de composante dominante sur l'axe  $\alpha$ , très faible sur l'axe x et nulle sur les axes  $\beta$ , y.

### 2.6.3 Troisième montage

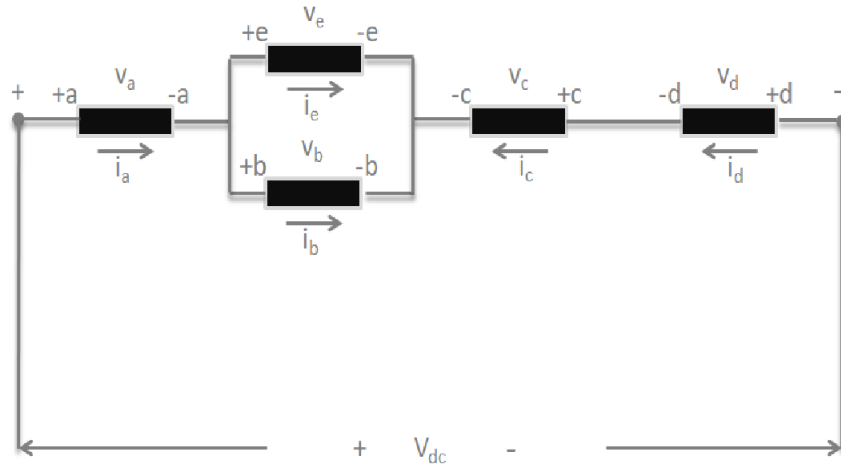


FIGURE 2.14 – Un enroulement en série à deux enroulements connectés en parallèle et connectés à deux en série

Dans ce montage, Figure (2.14), de gauche à droite on a une bobine statorique en série avec deux autres en parallèle et en série avec les deux autres bobines. Elles sont alimentées par hacheur à la tension assignée (quelques pourcents de la tension nominale pour ne pas dépasser le courant nominal). Toutes les phases sont considérées égales en termes d'impédance.

Ce montage permet d'écrire :

$$\begin{cases} V_a = +\frac{2V_{dc}}{7} \\ V_b = +\frac{V_{dc}}{7} \\ V_c = -\frac{2V_{dc}}{7} \\ V_d = -\frac{2V_{dc}}{7} \\ V_e = +\frac{V_{dc}}{7} \end{cases} \quad (2.60)$$

L'application de la transformation de Clarke à ce système permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ v_{sx} \\ v_{sy} \\ v_{s0} \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(2\frac{2\pi}{5}) & \cos(3\frac{2\pi}{5}) & \cos(4\frac{2\pi}{5}) \\ 0 & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \sin(2\frac{2\pi}{5}) & \sin(3\frac{2\pi}{5}) & \sin(4\frac{2\pi}{5}) \\ 1 & \cos(2\frac{2\pi}{5}) & \cos(4\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(3\frac{2\pi}{5}) \\ 0 & \sin(2\frac{2\pi}{5}) & \sin(4\frac{2\pi}{5}) & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \sin(3\frac{2\pi}{5}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{2}{7} \\ \frac{1}{7} \\ -\frac{2}{7} \\ -\frac{2}{7} \\ \frac{1}{7} \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

D'ou :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = 0.334V_{dc} \\ v_{s\beta} = 0.000V_{dc} \\ v_{sx} = 0.0488V_{dc} \\ v_{sy} = 0.000V_{dc} \\ v_{s0} = 0.000V_{dc} \end{cases} \quad (2.62)$$

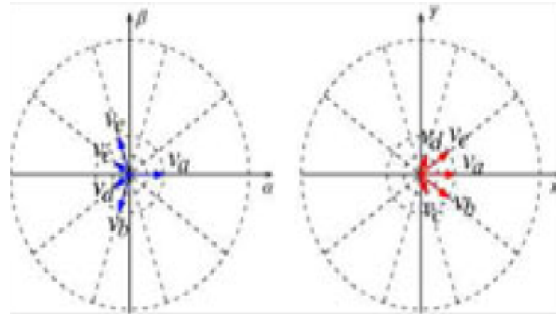


FIGURE 2.15 – Les vecteurs de tension dans l’espace pour le troisième montage.

Ce montage permet de minimiser la composante de la tension sur l’axe  $x$  et la maximiser sur l’axe  $\alpha$ . Ceci permet d’avoir un courant statorique de composante dominante sur l’axe  $\alpha$ , très faible sur l’axe  $x$  et nulle sur les axes  $\beta, y$ . Les vecteurs de tension sont représentés à la Figure (2.15).

## 2.7 Hacheur de Jones

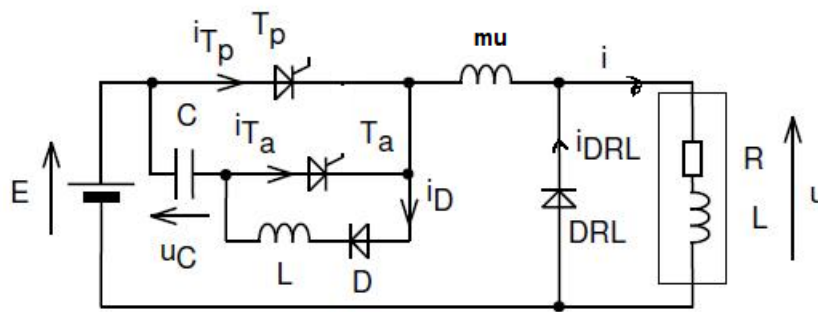


FIGURE 2.16 – Hacheur série à un thyristor auxiliaire

Le hacheur de Jones est un hacheur à un thyristor auxiliaire d’extinction. Il est représenté à la Figure (2.16).

Le hacheur de Jones est hacheur dévolteur série dans lequel un thyristor auxiliaire permet l’extinction du thyristor principal par une tension inverse délivrée par un condensateur chargé. La mise en œuvre d’une telle structure à base de thyristors autorise des applications de grande puissance comme la traction électrique [18]

L’amorçage du thyristor principal  $Th_1$  ne doit pas avoir lieu avant la charge du condensateur  $C_d$  et l’inversion de la polarité à ses bornes. L’amorçage du thyristor auxiliaire  $Th_2$  crée un bref courant qui assure la charge du condensateur  $C_d$  sous la tension d’alimentation  $U_e$ .

Le thyristor  $Th_2$  s’éteint de lui-même une fois que le courant  $I_c$  s’annule, l’amorçage du deuxième thyristor auxiliaire  $Th_3$ , assure l’inversion de la polarité du condensateur  $C_d$  à travers l’inductance  $L_d$ . Le thyristor  $Th_2$  s’éteint de lui-même une fois que le courant  $I_c$  s’annule, l’amorçage du deuxième thyristor auxiliaire  $Th_3$ , assure l’inversion de la polarité du condensateur  $C_d$  à travers l’inductance  $L_d$ .

## 2.8 Simulation d’un ensemble convertisseur DC/DC machine à induction pentaphasée avec rotor à l’arrêt

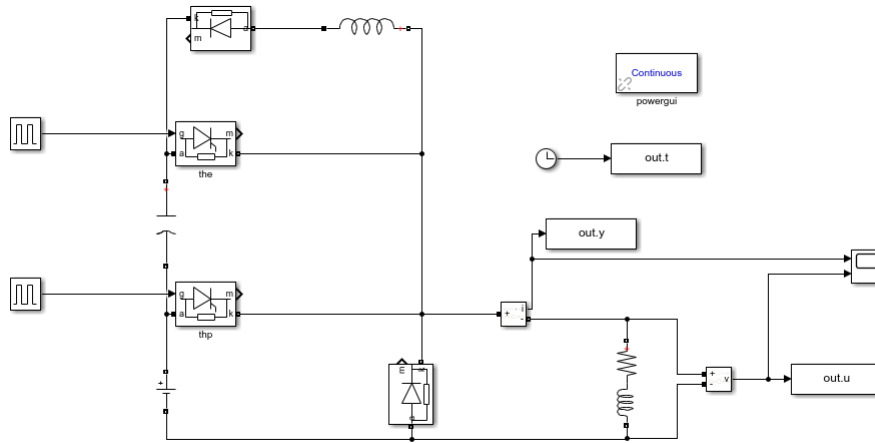


FIGURE 2.17 – Schéma de simulation du hacheur de Jones

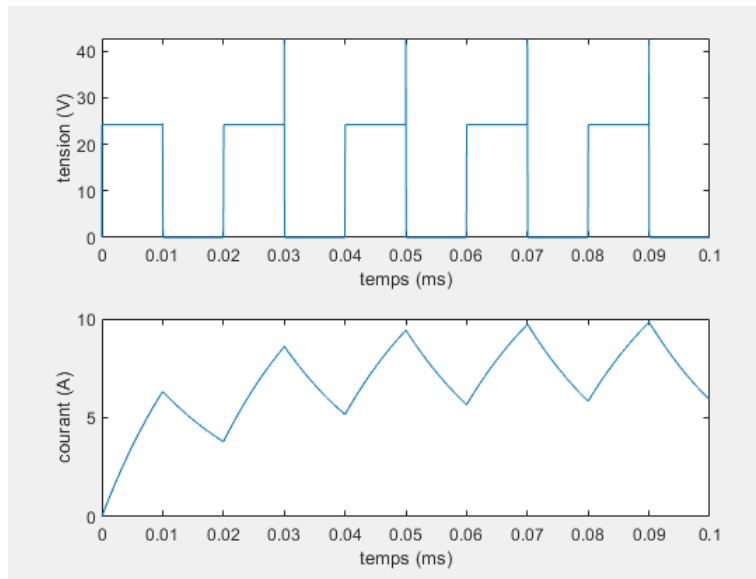


FIGURE 2.18 – Signaux de tension et de courant à la sortie du hacheur

Les Figures (2.17) et (2.18) présentent respectivement le schéma de simulation du hacheur sous l’environnement Matlab/Simulink alimentant une charge RL ainsi que les allures des signaux de tension et courant de sortie.

## 2.9 Explication des résultats

Nous présentons les formes des signaux de courant et de tension aux Figure (2.18).

### 2.9.1 La forme du signal de la tension

Le principe du fonctionnement du hacheur pour changer la valeur de la tension moyenne est simple, après la définition d'une période bien précise et un rapport cyclique  $\alpha$ , notre hacheur vas conduire pendant une partie de la période, cette phase dure  $\alpha T$  secondes, pendant le reste de la période. Le reste de la période notre hacheur cesse de conduire et ceci est montré sur la Figure (2.17). Pour les impulsions de petite durée qui n'apparaissent à l'extinction du thyristor principale, elle est due à la mise en conduction de la capacité du hacheur, et comme la capacité est déjà chargée, avec une charge  $V_0$  quand elle rentre en conduction, la valeur de la tension de sortie sera la somme des deux valeurs de la tension aux bornes de l'entrée et de la capacité.

### 2.9.2 Forme du signal du courant

Comme on le sait c'est la charge qui est responsable de la forme du courant qu'on obtient en appliquant une tension à cette dernière. Prenons l'exemple d'une charge purement résistive la forme du courant sans doute est une image de la tension de la même forme mais de différentes valeurs. Dans notre cas on a une charge (RL) , figure (2.19) et (2.20), ce qui donne les équations suivantes :

1. La phase de conduction du Thp  $t \in [0; \alpha T]$  :

$$R.i(t) + L.\frac{di(t)}{dt} = E_s \tag{2.63}$$

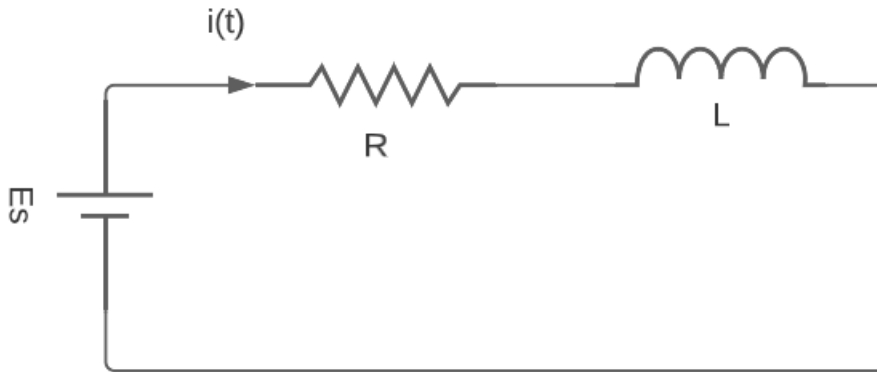


FIGURE 2.19 – La maille du premier cas

2. La phase de conduction de la DRL  $t \in [\alpha T; T]$  :

$$R.i(t) + L.\frac{di(t)}{dt} = 0 \tag{2.64}$$

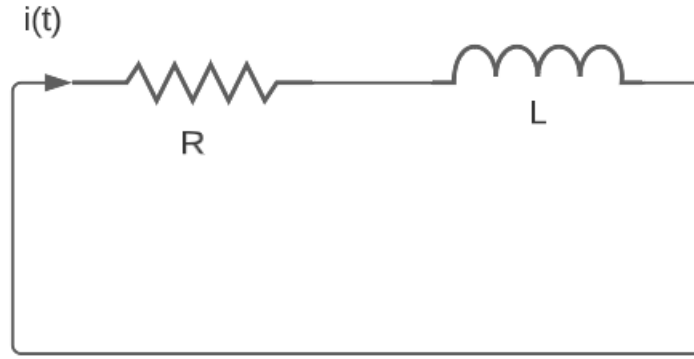


FIGURE 2.20 – La maille du deuxième cas

Cherchons la forme du courant faut résoudre les deux équations 2.61 et 2.62 en tenant compte qu’au moment  $t = \alpha T$  la condition  $i^+(\alpha T) = i^-(\alpha T)$  est satisfaite, alors :

1. Pour  $t \in [0; \alpha T]$  :

$$i(t) = \frac{E_s}{R} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (2.65)$$

2. Pour  $t \in [\alpha T; T]$  :

$$i(t) = A \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.66)$$

Tel que :

$$A = \frac{E_s \cdot (1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}})}{e^{-\frac{\alpha T}{\tau}}}$$

et ceci est totalement en accord avec nos résultats [19]

## 2.10 Conclusion

L’identification paramétrique et structurale de la machine à induction pentaphasée est possible dans des conditions statiques (rotor à l’arrêt) et avec un arrangement spécifique des bobinages statoriques (montages 1, 2 et 3) pour minimiser les composantes sur les axes  $y$  et des repères  $(x, y)$  et  $(\alpha, \beta)$  respectivement obtenus par la transformation de Clarke.



## Chapitre 3

Identification paramétrique et structurale  
d'une machine à induction pentaphasée  
avec rotor à l'arrêt ( Standstill tests )

## 3.1 Introduction

Dans ce chapitre, on présente l'analyse de données obtenues lors des essais pratiques pour chacun des trois montages. Ensuite, on entame l'identification paramétrique et structurale de la machine à induction pentaphasée, à l'aide du logiciel Matlab, en utilisant des structures de modèles ARX, ARMAX, OE et IV4.

## 3.2 Le Protocole expérimental d'identification

partie pratique de l'identification avec rotor à l'arrêt repose sur un protocole pratique permettant de collecter les courants et tensions de sorties, figure (3.1), et pour cela on procède comme suit :

1. On effectue le montage relatif au schéma de la combinaison entre les bobines statoriques.
2. On branche le convertisseur DC/DC avec la machine comme source de tension continue, tout en reliant la sortie du hacheur à la carte d'acquisition de données pour relever les tensions et les courants de sortie.
3. On alimente le hacheur avec une tension continue inférieure à 120V.
4. on visualise les signaux de sortie du convertisseur à l'aide d'un oscilloscope afin de régler la fréquence et le rapport cyclique  $\alpha$ .
5. On refait le test tout en prenant soin de prendre les données de sortie de la carte d'acquisition à l'aide d'un ordinateur et du logiciel DAQ.
6. On répète cela pour chacun des trois montages.



FIGURE 3.1 – banc d'essais pratiques

### 3.3 L'algorithme d'identification

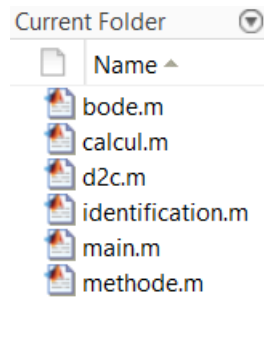


FIGURE 3.2 – Fichiers du programme Matlab utilisé pour l'identification

Pour le code Matlab on utilise un programme composé de plusieurs fichiers de codes où chaque fichier représente une partie du code. figure(3.2).

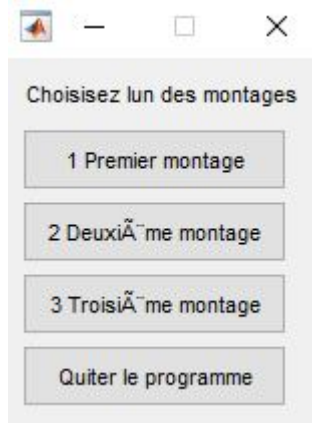
#### 3.3.1 L'utilisation du code

```
1 disp('%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%')
2 disp('          PFE:Identification paramétrique et structurale dune machine asynchrone pentaphasée. ')
3 disp('          Binome: KHEMLI Ayoub & CHIHATI Ouassim Anis ')
4 disp('          Département: Electrotechnique ')
5 disp('%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%')
6 %Choix du montage%
7 mon=menu('Choisissez lun des montages','1 Premier montage','2 Deuxième montage','3 Troisième montage','Quiter le programme');
8 fprintf('\n')
9     switch mon
10     case 1
11         frac=4/5;
12     case 2
13         frac=3/7;
14     case 3
15         frac=2/7;
16     case 4
17         disp('fin de programme')
18     end
19 %voir les résultats d'identification%
20 if mon~=4
21     identification;
22     calcul;
23     app=6;
24     while app~=4
25         app=menu('Application','1 Bode','2 d2c','3 Redémarrer le programme','Fin');
26         switch app
27         case 1
28             bode;
29         case 2
30             d2c;
```

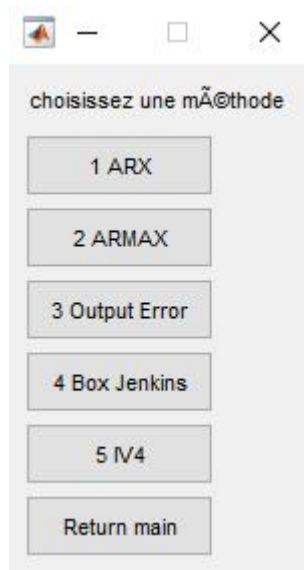
FIGURE 3.3 – Le main du programme d'identification.

**Remarque :** avant de lancer le programme les fichiers de valeurs expérimentales ou de la simulation doivent être déjà charger sur Matlab.

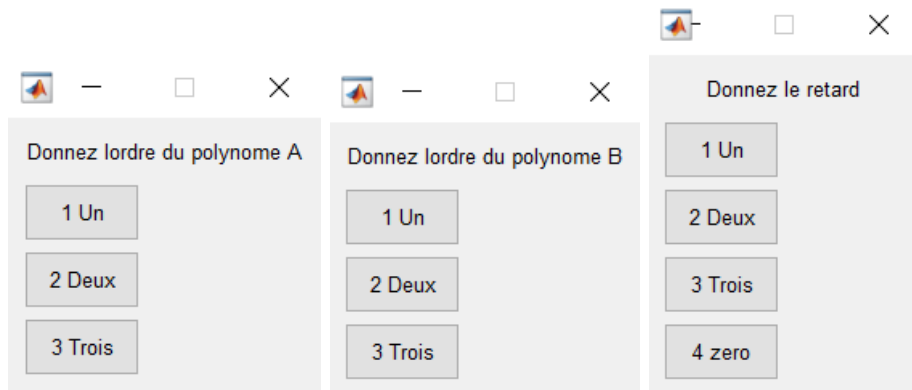
- Pour utiliser le code on lance le programme central, figure (3.3), qui nous demande dans quel montage nous sommes :



- Dans cette étape le système nous demande de choisir le modèle d’identification avec lequel nous voulons poursuivre l’identification.



- Dans cette étape le système nous demande d’introduire l’ordre des polynômes qui constituent notre fonction de transfert selon le modèle choisi, prenons l’exemple du modèle ARX, ( $Ft = \frac{B(z)}{A(z)}$ ) et le retard  $n_k$  :



- Une fois l’étape précédente est terminée le système nous demande de choisir les points qu’on veut utiliser pour identifier :

```
donner la borne inferieur des points entre 0 et 20000:  
donner la borne superieur des points entre la borne inferieur et 20000: |
```

**Remarque : le choix des points est une étape très importante pour avoir de bons résultats d'identification.**

- On termine l'étape du choix des points. Il ne reste qu'à exécuter le programme pour l'obtention des résultats finaux d'identification du système.

```
Donnez la valeur de a1:  
Donnez la valeur de b1:  
donnez le nombre de periode choisi: |
```

- On présente un exemple de résultats d'identification :

```
th =  
Discrete-time ARX model: A(z)y(t) = B(z)u(t) + e(t)  
  A(z) = 1 - 0.9821 (+/- 0.0007897) z^-1  
  
  B(z) = 0.007642 (+/- 0.0001384) z^-1  
  
Sample time: 1 seconds  
  
Parameterization:  
  Polynomial orders:  na=1  nb=1  nk=1  
  Number of free coefficients: 2  
  Use "polydata", "getpvec", "getcov" for parameters and their uncertainties.  
  
Status:  
Estimated using ARX on time domain data.  
Fit to estimation data: 98.58% (prediction focus)  
FPE: 0.0008592, MSE: 0.0008459  
More information in model's "Report" property.
```

**Remarque : C'est à l'utilisateur de juger si le résultat était bon ou pas selon les exigences qu'il a par le milieu où il vas utiliser ces résultats.**

### 3.3.2 Présentation de quelques fichiers du programme :

- Le fichier de calcul :  
Les calculs des résultats finaux et leur affichage sont présentés dans le script de Matlab.

```

%calcul%
if cal==0
    a0=1;
    if val==3
        al=input('Donnez la valeur de f1: ');
        bl=input('Donnez la valeur de bl: ');
    elseif val==4
        al=input('Donnez la valeur de f1: ');
        bl=input('Donnez la valeur de bl: ');
    else
        al=input('Donnez la valeur de al: ');
        bl=input('Donnez la valeur de bl: ');
    end
    Rst=(1-al)/bl;
    nper=input('donnez le nombre de periode choisi: ');
    Tn=nper/(150*(bornsup-borninf));
    Lst=-Tn*(1+al)/(bl*log(al));
    Llst=-Tn*(1-al)/(bl*log(al));
    Rs=Rst*frac;
    Ls=Lst*frac;
    Lls=Llst*frac;
    fprintf('Les valeurs de la résistance et l'inductance totale de ce montage sont respectivement %d [ohm] et %d [H]',Rst,Lst)
    fprintf('\n')
    fprintf('Les valeurs de la résistance et l'inductance dune phase de la machine sont respectivement %d [ohm] et %d [H]',Rs,Ls)
    fprintf('\n')
    fprintf('Les valeurs de l'inductance de fuite statorique et l'inductance magn tissante dune phase de la machine sont respectivement %d [H] et %d [H]',
end
cal=1;

```

FIGURE 3.4 – Script de calcul

— Le fichier d'identification :

Il prend en charge toutes les étapes pour préparer ou exécuter l'identification.

```

1  %identification%
2  u=uex;
3  y=iex;
4  t=tex;
5  val=menu('choisissez une méthode ','1 ARX','2 ARMAX','3 Output Error','4 Box Jenkins','5 IV4','Return main');
6  if val==1
7  na=menu('Donnez lordre du polynome A','1 Un','2 Deux','3 Trois');
8  nb=menu('Donnez lordre du polynome B','1 Un','2 Deux','3 Trois');
9  nk=menu('Donnez le retard','1 Un','2 Deux','3 Trois','4 zero');
10 if nk==4
11     nk=0;
12 end
13 elseif val==2
14 na=menu('Donnez lordre du polynome A','1 Un','2 Deux','3 Trois');
15 nb=menu('Donnez lordre du polynome B','1 Un','2 Deux','3 Trois');
16 nc=menu('Donnez lordre du polynome C','1 Un','2 Deux','3 Trois','4 zero');
17 nk=menu('Donnez le retard','1 Un','2 Deux','3 Trois','4 zero');
18 if nk==4
19     nk=0;
20 end
21 if nc==4
22     nc=0;
23 end
24 elseif val==3
25 nf=menu('Donnez lordre du polynome F','1 Un','2 Deux','3 Trois');
26 nb=menu('Donnez lordre du polynome B','1 Un','2 Deux','3 Trois');
27 nk=menu('Donnez le retard','1 Un','2 Deux','3 Trois','4 zero');
28 if nk==4
29     nk=0;
30 end

```

FIGURE 3.5 – Script d'identification -Partie 1-

```
31 -         elseif val==4
32 -             nf=menu('Donnez l'ordre du polynome F','1 Un','2 Deux','3 Trois');
33 -             nb=menu('Donnez l'ordre du polynome B','1 Un','2 Deux','3 Trois');
34 -             nc=menu('Donnez l'ordre du polynome C','1 Un','2 Deux','3 Trois','4 zero');
35 -             nd=menu('Donnez l'ordre du polynome D','1 Un','2 Deux','3 Trois','4 zero');
36 -             nk=menu('Donnez le retard','1 Un','2 Deux','3 Trois','4 zero');
37 -             if nk==4
38 -                 nk=0;
39 -             end
40 -             if nc==4
41 -                 nc=0;
42 -             end
43 -             if nd==4
44 -                 nd=0;
45 -             end
46 -         elseif val==5
47 -             na=menu('Donnez l'ordre du polynome A','1 Un','2 Deux','3 Trois');
48 -             nb=menu('Donnez l'ordre du polynome B','1 Un','2 Deux','3 Trois');
49 -             nk=menu('Donnez le retard','1 Un','2 Deux','3 Trois','4 zero');
50 -             if nk==4
51 -                 nk=0;
52 -             end
53 -         elseif val==6
54 -             return
55 -             main
56 -         end
57 -         vall=2;
58 -         while vall==2
59 -             cal=0;
```

FIGURE 3.6 – Script d'identification -Partie 2-

```
59 -         cal=0;
60 -         borninf=input('donner la borne inferieur des points entre 0 et 20000: ');
61 -         bornsup=input('donner la borne superieur des points entre la borne inferieur et 20000: ');
62 -         z=[y(borninf:bornsup) u(borninf:bornsup)];%selectionner les points
63 -         ychoix=y(borninf:bornsup);
64 -         uchoix=u(borninf:bornsup);
65 -         tchoix=t(borninf:bornsup);
66 -         %tracer les graphes%
67 -         subplot(2,1,1);
68 -         plot(tchoix,uchoix)
69 -         xlabel('temps (ms)')
70 -         ylabel('tension (V)')
71 -         subplot(2,1,2);
72 -         plot(tchoix,ychoix)
73 -         xlabel('temps (ms)')
74 -         ylabel('courant (A)')
75 -         disp('Une pause pour voir les graphes')
76 -         pause,
77 -         vall=menu('Le choix des points est:','1 Bon','2 à refaire','3 Identifier puis voir');
78 -         if vall==1
79 -             methode;
80 -         end
81 -         if vall==3
82 -             methode;
83 -         vall=menu('Le choix des points est:','1 Bon','2 à refaire','3 Calculer et voir');
84 -         end
85 -         if vall==3
86 -             calcul;
87 -             vall=menu('Le choix des points est:','1 Bon','2 à refaire','Return main');
```

FIGURE 3.7 – Script d'identification -Partie 3-

```
82 -     methode;  
83 -     vall=menu('Le choix des points est:','1 Bon','2 à refaire','3 Calculer et voir');  
84 -     end  
85 -     if vall==3  
86 -         calcul;  
87 -         vall=menu('Le choix des points est:','1 Bon','2 à refaire','Return main');  
88 -         if vall==3  
89 -             break  
90 -             main  
91 -         end  
92 -     end  
93 - end
```

FIGURE 3.8 – Script d'identification -Partie 4-

### 3.4 Premier montage

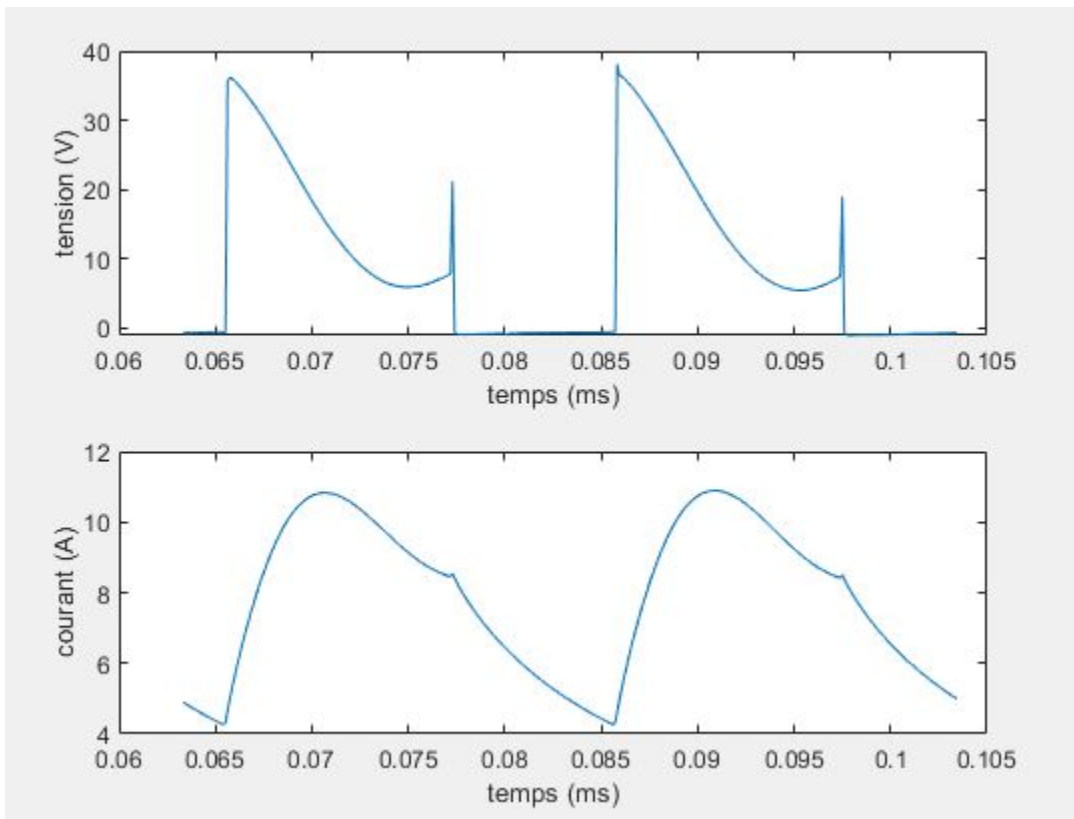


FIGURE 3.9 – L'allure du courant et de la tension de sortie du hacheur

Les données entrées-sorties du système sont présentés à la figure (3.8). Elles représentent respectivement l'allure du courant et de la tension de sortie du convertisseur DC/DC relatives au premier montage.

### 3.5 L'identification par structure de modèle ARX

#### 3.5.1 Les coefficients

L'identification par structure de modèle ARX [992;1786],on obtient :

$$A(z) = 1 - 0.9827(+/- 0.0003787)z^{-1} \tag{3.1}$$



$$B(z) = 0.008172(+/- - 7.181 \times 10^{-05})z^{-1} \quad (3.2)$$

### 3.5.2 La fonction de transfert discrète

$$Y(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{0.008172(+/- - 7.181 \times 10^{-05})z^{-1}}{1 - 0.9827(+/- - 0.0003787)z^{-1}} \quad (3.3)$$

### 3.5.3 La fonction de transfert continue est tirée de celle discrète :

$$Y(t) = \frac{0.008243}{s + 0.01747}u(t) + \frac{s + 1.009}{s + 0.01747}e(t) \quad (3.4)$$

na = 1 nb =1 nk= 1

### 3.5.4 L’erreur quadratique moyenne et le critère d’information d’Akaike

L’erreur quadratique moyenne

$$MSE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^1 (Y_i - \hat{Y}_i)^2 = 0.0004887 \quad (3.5)$$

le critère d’information d’Akaike

le critère d’information d’Akaike doit impérativement être inférieur très petit et dans notre cas FPE Akaike’s est égal à  $0.0004924 < 10^{-3}$  ce qui nous donne une information positive sur la convergence de notre modèle

### 3.5.5 Détermination de la résistance $R_t$ et l’inductance statorique $L_t$

D’après l’équation (2.48),(2.49),(2.50) et (2.51) on obtient :

La résistance statorique totale du montage :

$$R_{st} = \frac{5}{4}R_s = 2.116985\Omega$$

qui donne la résistance statorique d’une seul bobine :

$$R_s = 1.693588\Omega$$

L’inductance statorique totale du montage est :

$$L_{st} = \frac{5}{4}L_s = 0.4669246H$$

qui donne l’inductance statorique d’une seul bobine :

$$L_s = 3.735397H$$

aussi l’inductance statorique de fuite :

$$L_{l_s} = 0.003259311H$$

et l’inductance statorique magnétisante :

$$L_m = 0.3702804H$$

### 3.5.6 Diagramme de Bode

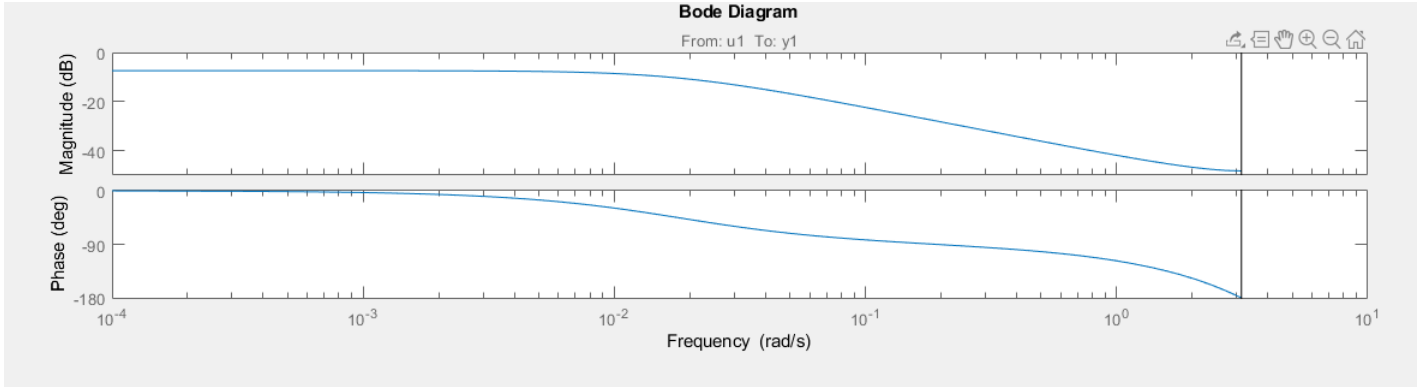


FIGURE 3.10 – Diagramme de Bode du premier schéma de connexion

Le diagramme de Bode est présenté à la figure (3.9).

### 3.6 Deuxième montage

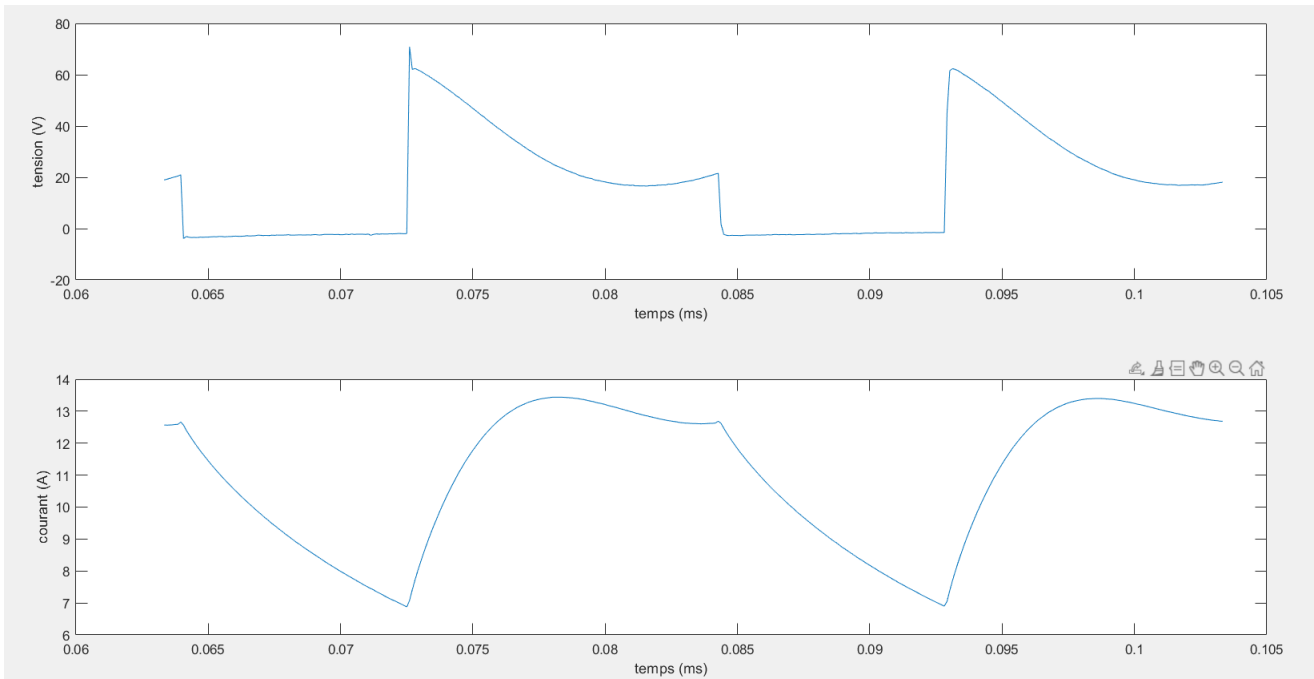


FIGURE 3.11 – L’allure du courant et de la tension de sortie du hacheur

La figure 3.11 représente respectivement l’allure du courant et de la tension de sortie du convertisseur DC/DC relatives au deuxième montage.

## 3.7 Identification par structure de modèle ARX

### 3.7.1 Les coefficients

érons les fichiers de données relatifs aux points [608 ;1760],la structure de modèle ARX donne les résultats suivants :

$$A(z) = 1 - 0.985(+/- 0.0005188)z^{-1} \quad (3.6)$$

$$B(z) = 0.004775(+/- 5.584 \times 10^{-05})z^{-1} \quad (3.7)$$

### 3.7.2 La fonction de transfert discrète obtenue est :

$$Y(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{0.004775(+/- 5.584 \times 10^{-05})z^{-1}}{1 - 0.985(+/- 0.0005188)z^{-1}} \quad (3.8)$$

### 3.7.3 La fonction de transfert continue obtenue à partir de celle discrète est :

$$Y(s) = \frac{0.004811}{s + 0.0151}u(t) + \frac{s + 0.0151}{s + 0.0151}e(t) \quad (3.9)$$

na = 1 nb =1 nk= 1

### 3.7.4 L’erreur quadratique moyenne et le critère d’information d’Akaike

L’erreur quadratique moyenne

$$MSE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^1 (Y_i - \hat{Y}_i)^2 = 0.0004333 \quad (3.10)$$

le critère d’information d’Akaike

le critère d’information d’Akaike doit impérativement être inférieur très petit et dans notre cas FPE d’Akaike est égale à  $0.0004401 < 10^{-3}$  ce qui nous donne une information positive sur la convergence de notre modèle

### 3.7.5 La résistance $R_t$ et l’inductance statorique $L_t$

D’après l’équation (2.48),(2.49),(2.50) et (2.51) on obtient :  
La résistance statorique totale du montage :

$$R_{st} = \frac{7}{3}R_s = 3.233305\Omega$$

qui nous donne la résistance statorique d’une seul bobine :

$$R_s = 1.385702\Omega$$

L'inductance statorique totale du montage :

$$L_{st} = \frac{7}{3}L_s = 0.9396506H$$

qui nous donne l'inductance statorique d'une seule bobine :

$$L_s = 0.4027074H$$

aussi l'inductance statorique de fuite :

$$L_{l_s} = 0.003104461H$$

et l'inductance statorique magnétisante :

$$L_m = 0.3996029H$$

### 3.7.6 Diagramme de Bode

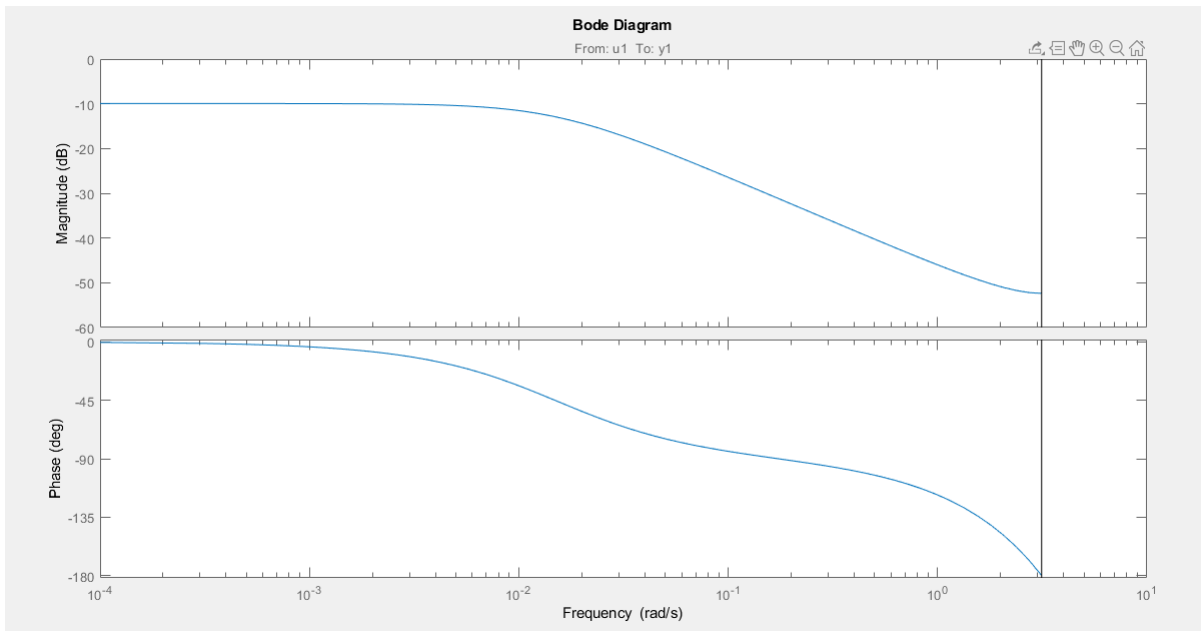


FIGURE 3.12 – Diagramme de Bode du deuxième schéma de connexion

Le Diagramme de Bode du deuxième schéma de connexion est présenté à la figure (3.11).

## 3.8 Troisième montage

Les données recueillies pour le troisième montage a donné les allures du courant et de la tension représentées à la figure (3.12).

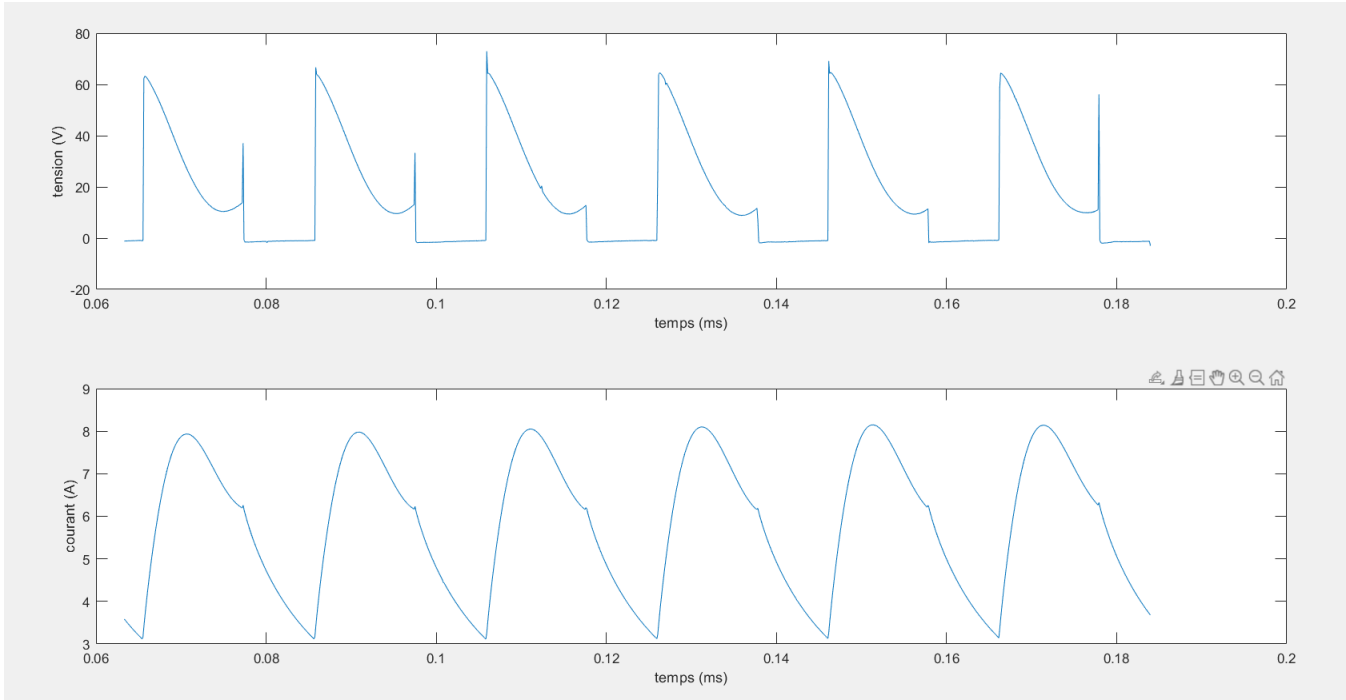


FIGURE 3.13 – L’allure du courant et de la tension de sortie du hacheur

La figure 3.14 représente respectivement l’allure du courant et de la tension de sortie du convertisseur DC/DC relatives au troisième montage.

## 3.9 Identification par structure de modèle ARX

### 3.9.1 Les coefficients

Prenons les points [992 ;1786] :

$$A(z) = 1 - 0.9827(+/- 0.0003787)z^{-1} \quad (3.11)$$

$$B(z) = 0.003421(+/- 3.006 \times 10^{-5})z^{-1} \quad (3.12)$$

### 3.9.2 La fonction de transfert discrète

$$Y(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{0.003421(+/- 3.006 \times 10^{-5})z^{-1}}{1 - 0.9827(+/- 0.0003787)z^{-1}} \quad (3.13)$$

### 3.9.3 La fonction de transfert continue

$$Y(s) = \frac{0.003451}{s + 0.01747}u(t) + \frac{s + 1.009}{s + 0.01747}e(t) \quad (3.14)$$

na = 1 nb =1 nk= 1

### 3.9.4 L'erreur quadratique moyenne et le critère d'information d'Akaike

L'erreur quadratique moyenne :

$$MSE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^1 \left( Y_i - \hat{Y}_i \right)^2 = 0.0002623 \quad (3.15)$$

le critère d'information d'Akaike

Le critère d'information d'Akaike's doit impérativement être très petit et dans notre cas  $FPE_{Akaike's} = 0.0002643 < 10^{-3}$  ce qui nous donne une information positive sur la convergence de notre modèle D'après les équations (2.48),(2.49),(2.50) et (2.51) on obtient :

La résistance statorique totale du montage montage égale à :

$$R_{st} = \frac{7}{2} R_s = 5.057001\Omega$$

qui donne la résistance statorique d'une seul bobine :

$$R_s = 1.444857\Omega$$

L'inductance statorique totale du montage :

$$L_{st} = \frac{7}{2} L_s = 1.115378H$$

qui nous donne l'inductance statorique d'une seul bobine :

$$L_s = 0.3186794H$$

Aussi, l'inductance statorique de fuite est :

$$L_{l_s} = 0.002780629H$$

et l'inductance statorique magnétisante :

$$L_m = 0.3158988H$$

### 3.9.5 Diagramme de Bode

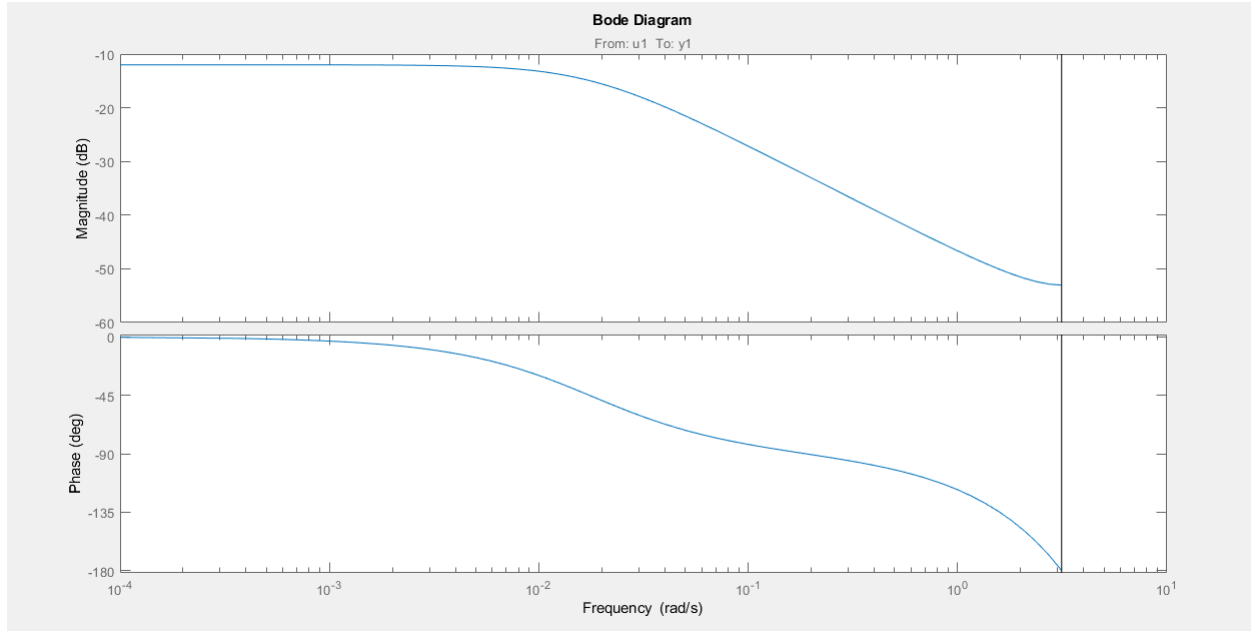


FIGURE 3.14 – Diagramme de Bode du troisième Modèle

Le diagramme de Bode, pour le troisième schéma de connexion, est présenté à la figure (3.13).

## 3.10 Récapitulatif et analyse des résultats

### 3.10.1 Récapitulatif et remarques

#### Résultats d’identification avec ARX

	$R_t$	$L_t$	$Y(z)$	$Y(t)$
Montage 1	2.116985Ω	0.4669246 H	$\frac{0.008172(+/-7.181 \times 10^{-05})z^{-1}}{1-0.9827(+/-0.0003787)z^{-1}}$	$\frac{0.008243}{s+0.01747}u(t) + \frac{s+1.009}{s+0.01747}e(t)$
Montage 2	2.167488Ω	0.4773973 H	$\frac{0.0081(+/-5.584 \times 10^{-05})z^{-1}}{1-0.985(+/-0.0005188)z^{-1}}$	$\frac{0.004811}{s+0.0151}u(t) + \frac{s+0.0151}{s+0.0151}e(t)$
Montage 3	5.057001Ω	1.115378 H	$\frac{0.003421(+/-3.006 \times 10^{-5})z^{-1}}{1-0.9827(+/-0.0003787)z^{-1}}$	$\frac{0.003451}{s+0.01747}u(t) + \frac{s+1.009}{s+0.01747}e(t)$

TABLE 3.1 – Tableau récapitulatif ARX 1 .

	$R_s$	$L_s$	$L_{ls}$	$L_m$	MSE	FPE
Montage 1	1.693588Ω	0.3735397 H	0.003259311 H	0.3785271 H	0.0004887	0.0004924
Montage 2	1.385702Ω	0.4027074 H	0.003104461 H	0.3702804 H	0.0004333	0.0004401
Montage 3	1.444857Ω	0.3186794 H	0.002780629 H	0.3158988 H	0.0002623	0.0002643

TABLE 3.2 – Tableau récapitulatif ARX 2.

### Résultats d’identification avec ARMAX

	$R_t$	$L_t$	Y(z)	Y(t)
Montage 1	2.128440Ω	0.4640238 H	$\frac{0.008175(+/-7.947 \times 10^{-05})z^{-1}}{1-0.9826(+/-0.0004108)z^{-1}}$	$\frac{0.008247}{s+0.01752}u(t) + \frac{s+1.095}{s+0.01752}e(t)$
Montage 2	3.142019Ω	0.9552490 H	$\frac{0.004774(+/-6.982 \times 10^{-05})z^{-1}}{1-0.985(+/-0.0006431)z^{-1}}$	$\frac{0.00481}{s+0.01508}u(t) + \frac{s+1.304}{s+0.01508}e(t)$
Montage 3	5.084746Ω	1.108531 H	$\frac{0.003422(+/-3.327 \times 10^{-05})z^{-1}}{1-0.9826(+/-0.0004108)z^{-1}}$	$\frac{0.003452}{s+0.01752}u(t) + \frac{s+1.095}{s+0.01752}e(t)$

TABLE 3.3 – Tableau récapitulatif ARMAX 1

	$R_s$	$L_s$	$L_{ls}$	$L_m$	MSE	FPE
Montage 1	1.702752Ω	0.3712191 H	0.003257950 H	0.3679611 H	0.0004852	0.0004901
Montage 2	1.346580Ω	0.4093924 H	0.003093646 H	0.4062988 H	0.0003958	0.0004041
Montage 3	1.452785Ω	0.3167233 H	0.002779676 H	0.3139436 H	0.0002604	0.000263

TABLE 3.4 – Tableau récapitulatif ARMAX 2

### Résultats d’identification avec Output Error

	$R_t$	$L_t$	Y(z)	Y(t)
Montage 1	1.955751Ω	0.5160185 H	$\frac{0.008181(+/-6.791 \times 10^{-05})z^{-1}}{1-0.984(+/-0.0003341)z^{-1}}$	$\frac{0.008247}{s+0.01608}u(t) + e(t)$
Montage 2	2.987921Ω	0.1039833 H	$\frac{0.004719(+/-4.779 \times 10^{-05})z^{-1}}{1-0.9859(+/-0.0003709)z^{-1}}$	$\frac{0.004752}{s+0.01421}u(t) + e(t)$
Montage 3	4.998564Ω	1.117902 H	$\frac{0.003481(+/-1.547 \times 10^{-05})z^{-1}}{1-0.9826(+/-0.0001755)z^{-1}}$	$\frac{0.003512}{s+0.01753}u(t) + e(t)$

TABLE 3.5 – Tableau récapitulatif OE 1



	$R_s$	$L_s$	$L_{ls}$	$L_m$	MSE	FPE
Montage 1	1.564601Ω	0.4128148 H	0.003329152 H	0.4094856 H	0.002163	0.002179
Montage 2	1.280538Ω	0.4456426 H	0.003164087 H	0.4424785 H	0.008182	0.008312
Montage 3	1.428161Ω	0.3194004 H	0.002803171 H	0.3165973 H	0.002096	0.002112

TABLE 3.6 – Tableau récapitulatif OE 2

### Résultats d’identification avec Box Jenkins

	$R_t$	$L_t$	Y(z)	Y(t)
Montage 1	2.098750Ω	0.4623205 H	$\frac{0.008243(+/-6.154 \times 10^{-05})z^{-1}}{1-0.9827(+/-0.0002784)z^{-1}}$	$\frac{0.008315}{s+0.01746}u(t) + \frac{s+1.123}{s+0.05032}e(t)$
Montage 2	3.077903Ω	1.012456 H	$\frac{0.004711(+/-6.176 \times 10^{-05})z^{-1}}{1-0.9855(+/-0.0005072)z^{-1}}$	$\frac{0.004746}{s+0.0146}u(t) + \frac{s+1.31}{s+0.03467}e(t)$
Montage 3	5.011587Ω	1.105362 H	$\frac{0.003452(+/-2.508 \times 10^{-05})z^{-1}}{1-0.9827(+/-0.0002718)z^{-1}}$	$\frac{0.003482}{s+0.01747}u(t) + \frac{s+1.125}{s+0.0524}e(t)$

TABLE 3.7 – Tableau récapitulatif Box Jenkins 1

	$R_s$	$L_s$	$L_{ls}$	$L_m$	MSE	FPE
Montage 1	1.679000Ω	0.3698564 H	0.003227173 H	0.3666293 H	0.000481	0.0004883
Montage 2	1.319101Ω	0.4339097 H	0.003168819 H	0.4307408 H	0.000396	0.0004087
Montage 3	1.431882Ω	0.3158176 H	0.002755658 H	0.3130619 H	0.0002582	0.0002621

TABLE 3.8 – Tableau récapitulatif Box Jenkins 2

### Résultats d’identification avec IV4

	$R_t$	$L_t$	Y(z)	Y(t)
Montage 1	2.126344Ω	0.4745062 H	$\frac{0.008089(+/-8.484 \times 10^{-05})z^{-1}}{1-0.9828(+/-0.0004552)z^{-1}}$	$\frac{0.008159}{s+0.01732}u(t) + \frac{s+1.009}{s+0.01732}e(t)$
Montage 2	3.137086Ω	1.007132 H	$\frac{0.004654(+/-0.0001291)z^{-1}}{1-0.9854(+/-0.001164)z^{-1}}$	$\frac{0.004689}{s+0.0147} + \frac{s+1.007}{s+0.0147}e(t)$
Montage 3	5.079740Ω	1.133574 H	$\frac{0.003386(+/-3.552 \times 10^{-05})z^{-1}}{1-0.9828(+/-0.0004552)z^{-1}}$	$\frac{0.003416}{s+0.01732}u(t) + \frac{s+1.009}{s+0.01732}e(t)$

TABLE 3.9 – Tableau récapitulatif IV4 1

	$R_s$	$L_s$	$L_{ls}$	$L_m$	MSE	FPE
Montage 1	1.701076Ω	0.3796049 H	0.003292922 H	0.3763120 H	0.0004896	0.0004883
Montage 2	1.344466Ω	0.4316281 H	0.003174056 H	0.4284540 H	0.0004386	0.0004455
Montage 3	1.451354Ω	0.3238782 H	0.002809514 H	0.3210687 H	0.0002627	0.0002647

TABLE 3.10 – Tableau récapitulatif IV4 2

Dans les tableaux (3.2), (3.4), (3.6), (3.8) et (3.10) on trouve la résistance et l’inductance d’une seule bobine pour chacun des trois montages et MSE et FPE continue en utilisant IV4.

Dans ces tableaux, on peut observer que les résultats de l’identification des paramètres d’une seule bobine statorique présentent :

- Les valeurs de la résistance de la bobine est très faible.
- Les résultats ne sont pas exactement identiques, néanmoins ils sont assez proches.
- La valeur de l’inductance est un peu élevée.
- les valeurs des inductances obtenus par les structures de modèles sont très proches.
- le critère d’information d’Akaike et l’erreur quadratique moyenne sont assez faibles, ce qui montre que l’erreur quadratique est également faible pour les paramètres des fonctions de transfert discrètes.
- Les allure des courbes (courant et tension) pratiques sont exactement les mêmes que celles simulées.
- Les résultats des 5 méthodes sont similaires.
- L’inductance de fuite est très faible devant celle qui est magnétisante, elle peut même être négligeable, ça veut dire qu’on peut directement supposer que l’inductance de la bobine égale à l’inductance magnétisante de cette dernière.

## 3.11 Étude de stabilité des modèles

D’après les diagrammes de Bode tracés, on ont peut déterminer lequel des trois montages est le plus stable :

### 3.11.1 Bode

Le respect de l’une des deux conditions permet d’énoncer le critère de Revers dans le plan de Bode.

Un système est stable si, à la pulsation  $\omega_1$  pour laquelle  $|GH(j\omega_1)| = 1$  donc  $20\log(|GH(j\omega_1)|)=0$ , l’argument est supérieur à  $-180^\circ$ .

Un système est stable si, à la pulsation  $\omega_c$  pour laquelle  $Arg(GH(j\omega_c)) = -180$ .

Dans notre cas, pour parler de stabilité du modèle il est primordial d’ajouter un gain proportionnel K.

### 3.12 Interprétation des résultats

Les tableaux obtenus pour différentes méthodes conduisent aux valeurs des paramètres obtenus. Dans ce qui suit nous présentons ces résultats pour les trois montages.

#### 3.12.1 Premier montage

	$R_s$	$L_s$	$L_{ls}$	$L_m$	MSE	FPE
ARX	1.693588Ω	0.3735397 H	0.003259311 H	0.3785271 H	0.0004887	0.0004924
ARMAX	1.702752Ω	0.3712191 H	0.003257950 H	0.3679611 H	0.0004852	0.0004901
Output Error	1.564601Ω	0.4128148 H	0.003329152 H	0.4094856 H	0.002163	0.002179
Box Jenkins	1.679000Ω	0.3698564 H	0.003227173 H	0.3666293 H	0.000481	0.0004883
IV4	1.701076Ω	0.3796049 H	0.003292922 H	0.3763120 H	0.0004896	0.0004883

TABLE 3.11 – Résultats pratiques du premier montage avec les cinq méthodes

On peut remarquer depuis les MSE et les FPE que les méthodes mis à part Output Error, sont assez proche l’une de l’autre en terme d’adaptation à la résolution du problème posé, la plus adapté et qui donne le meilleur résultat c’est Box Jenkins et qui fait l’objet de notre choix.

#### 3.12.2 Deuxième montage

	$R_s$	$L_s$	$L_{ls}$	$L_m$	MSE	FPE
ARX	1.385702Ω	0.4027074 H	0.003104461 H	0.3702804 H	0.0004333	0.0004401
ARMAX	1.346580Ω	0.4093924 H	0.003093646 H	0.4062988 H	0.0003958	0.0004041
Output Error	1.280538Ω	0.4456426 H	0.003164087 H	0.4424785 H	0.008182	0.008312
Box Jenkins	1.319101Ω	0.4339097 H	0.003168819 H	0.4307408 H	0.000396	0.0004087
IV4	1.344466Ω	0.4316281 H	0.003174056 H	0.4284540 H	0.0004386	0.0004455

TABLE 3.12 – Résultats pratiques du deuxième montage avec les cinq méthodes

On peut remarquer depuis les MSE et les FPE que les méthodes mise à part Output Error, sont proches l’une de l’autre en termes d’adaptation à la résolution du problème posé, la plus adaptée et qui donne le meilleur résultat, c’est la structure ARMAX et qui fait l’objet de notre choix.

### 3.12.3 Troisième montage

	$R_s$	$L_s$	$L_{ls}$	$L_m$	MSE	FPE
ARX	1.444857 $\Omega$	0.3186794 H	0.002780629 H	0.3158988 H	0.0002623	0.0002643
ARMAX	1.452785 $\Omega$	0.3167233 H	0.002779676 H	0.3139436 H	0.0002604	0.000263
Output Error	1.428161 $\Omega$	0.3194004 H	0.002803171 H	0.3165973 H	0.002096	0.002112
Box Jenkins	1.431882 $\Omega$	0.3158176 H	0.002755658 H	0.3130619 H	0.0002582	0.0002621
IV4	1.451354 $\Omega$	0.3238782 H	0.002809514 H	0.3210687 H	0.0002627	0.0002647

TABLE 3.13 – Résultats pratiques du troisième montage avec cinq méthodes

On peut remarquer depuis les MSE et les FPE que les méthodes mise à part Output Error, sont proches l’une de l’autre en termes d’adaptation à la résolution du problème posé, la plus adaptée et qui donne le meilleur résultat, c’est la structure Box Jenkins et qui fait l’objet de notre choix.

### 3.12.4 Les meilleurs résultats

	Le modèle	$R_s$	$L_s$	$L_{ls}$	$L_m$
Montage 1	Box Jenkins	1.679000 $\Omega$	0.3698564 H	0.003227173 H	0.3666293 H
Montage 2	ARMAX	1.346580 $\Omega$	0.4093924 H	0.003093646 H	0.4062988 H
Montage 3	Box Jenkins	1.431882 $\Omega$	0.3158176 H	0.002755658 H	0.3130619 H

TABLE 3.14 – Les meilleurs résultats obtenus pour chaque montage

Les modèles d’identification sont totalement différent l’un de l’autre, le choix ne peut pas être fait avant le calcul des paramètres, et à travers les erreurs présentées par chaque modèle. Dans ce tableau nous avons résumé les meilleurs résultats obtenus :

## 3.13 Interprétation des résultats

On peut interpréter les résultats obtenus par :

- La valeur de la résistance des bobines est faible car le matériau utilisé est le cuivre, qui est un bon conducteur d’une résistivité égale à 1.74 ( $\Omega \times m$ ).
- La valeur de l’inductance est un peu élevée, et cela est dû au fait qu’il s’agisse d’une machine à induction pentaphasée à fort couplage magnétique.

On peut supposer que la petite marge d’erreur dans le calcul de la résistance et de l’inductance et la valeur du critère d’information (d’Akaike’s coefficients) sont dû :

- aux erreurs de mesures.
- à la précision maximale que notre carte d’acquisition peut atteindre.
- aux erreurs commises par le manipulateur.
- au nombre des essais effectué.
- aux échauffements à cause des forts courant qui passent.
- au déséquilibre entre phases causé par la dégradation du vernis isolant.
- à la fréquence de l’échantillonnage n’est pas suffisante.
- aux erreurs de calcul.
- aux points choisis pour l’identification.
- aux problèmes de la source et l’instabilité du signal d’entrée.

### 3.13.1 Relation de chaque phénomène avec les résultats obtenus

#### Les erreurs de mesures

Les erreurs de mesures dans les tests expérimentaux sont toujours présentes et inévitablement les (erreurs de lecture et d’instrumentation), ceci dit elles peuvent être minimisées en suivant certains protocoles. Plus la température augmente dans les enroulements plus leur résistance augmente, contrairement à l’inductance qui diminue en augmentant la température, on peut remarquer cela en comparant notre deuxième et troisième essai, et cela malgré le temps d’application de la tension était très réduit. Les résultats obtenus à travers des algorithmes et des méthodes numériques sont tous basées sur des suppositions mathématiques avec une marge d’erreur.

#### Le choix du point de fonctionnement

Le choix du point de fonctionnement est très important. Il faut effectuer beaucoup de tests pour l’obtenir. La première fois c’était le générateur d’impulsions, nous étions obligés de tester le bon fonctionnement de chaque composant pour trouver le problème et le régler, la deuxième fois la tension d’entrée était la même que celle de la sortie. Après investigations, cela était dû au fait que la capacité était déchargée, car l’une des conditions du bon fonctionnement du hacheur est que la capacité soit chargée quand on amorce le thyristor d’extinction, sinon le thyristor principal ne cesse jamais de conduire ( $\alpha = 1$ ), Figs.3.14 et 3.15.

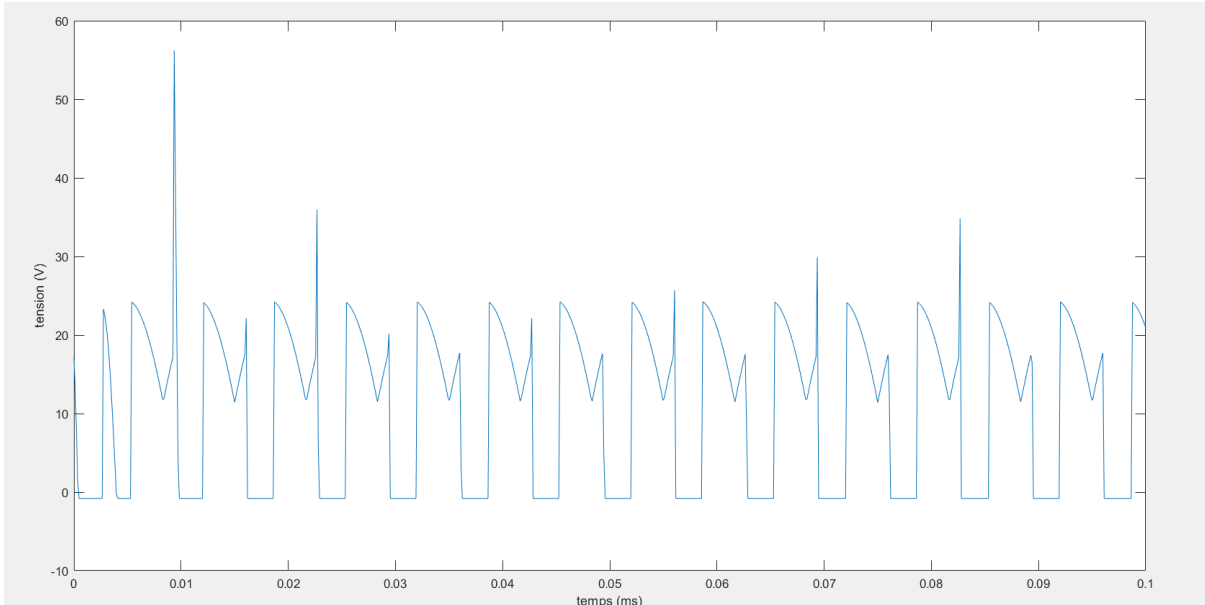


FIGURE 3.15 – Avec une capacité initialement chargé

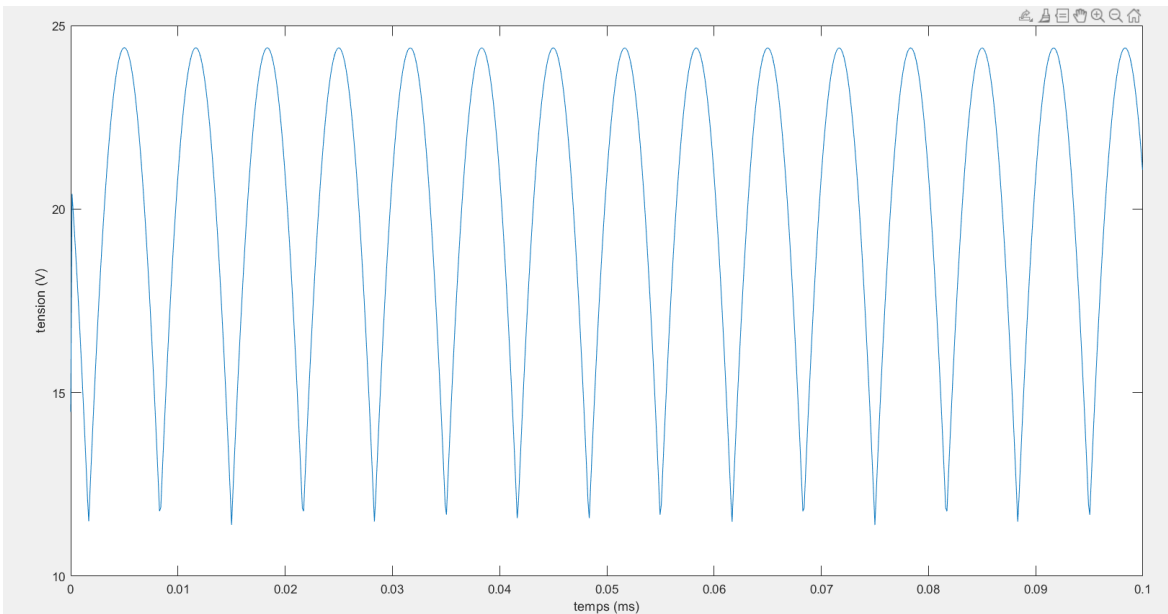


FIGURE 3.16 – Avec une capacité initialement non-chargé

Après réglage du hacheur conçu pour fonctionner à une tension d’entrée de 120V et à grande fréquence de hachage contrairement à nos besoins, nous avons utilisé des tensions réduites (entre 30V et 60V) et une fréquence de hachage égale à 150Hz. Le fonctionnement était adéquat pour exécuter les campagnes de mesures en dépit de l’échauffement du hacheur.

### 3.14 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les résultats des tests expérimentaux d’identification paramétrique et structurale sur une machine à induction pentaphasée réelle de 7.5 kW, en utilisant cinq modèles d’identification différents. Ces expérimentations nous ont permis de connaître les

paramètres internes tels que l'inductance magnétisante, l'inductance statorique et la résistance statorique qui est responsable de tous les phénomènes physique liés à la machine. La fonction de transfert discrète et continue, permettent de déterminer par des calculs algébriques les valeurs des paramètres de la machine. Les paramètres obtenus doivent être comparés à ceux des calculs de construction et de conception.

## Conclusion générale

Après étude théorique et expérimentale du moteur asynchrone pentaphasé, nous avons conclu que les machines polyphasées présentent une alternative intéressante par rapport aux machines triphasées usuelles. L'augmentation du nombre de phases permet un fractionnement de la puissance et donc une réduction des tensions commutées à courant donné. De plus, elles offrent la possibilité de réduire les ondulations du couple et une meilleure fiabilité dans le cas du défaut.

Le travail que nous avons présenté dans ce mémoire de fin d'études consiste en l'identification paramétrique et structurale de la machine asynchrone pentaphasée.

Pour cela, nous avons réalisé le modèle mathématique de la machine étudiée dans le référentiel pentaphasé, puis de Park, qui nous a permis de construire un schéma simplifié équivalent par phase, offrant ainsi la possibilité d'effectuer une analyse multiple, et surtout pratique des performances de la machine. Les résultats obtenus nous ont permis de construire un modèle de simulation sur l'environnement Matlab/Simulink.

Finalement, nous avons effectué l'identification paramétrique et structurale, de la machine asynchrone pentaphasée avec rotor à l'arrêt, avec un arrangement spécifique des bobinages statoriques. La réponse en courant de la machine alimentée en continu par un hacheur à thyristors nous a permis de déterminer une fonction de transfert destinée à des fins de contrôle-commande, ainsi que les paramètres internes de la machines telle que la résistance statorique et cela en utilisant la structure de modèle adéquate.

Ce travail nous a permis d'apprendre d'avantage sur les méthodes d'identification paramétrique des systèmes électrotechniques, et sur les machines électriques en général. Ce projet peut être suivi par une commande de la machine alimentée par onduleur pentaphasé en utilisant divers méthodes.



# Bibliographie

- [1] Davide AGUGLIA. *Identification des paramètres du moteur à induction triphasé en vie de sa commande vectorielle*. Université Laval, 2004.
- [2] Kasrul ABDULKARIM et al. “Analysis of five-phase induction motor with dynamic load”. In : 10 (jan. 2015), p. 9830-9834.
- [3] A. IQBAL et al. “Dynamics of a series-connected two-motor five-phase drive system with a single-inverter supply”. In : *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005*. T. 2. 2005, 1081-1088 Vol. 2.
- [4] Emil LEVI, S.N. VUKOSAVIC et Hamid TOLIYAT. “A Five-Phase Two-Machine Vector Controlled Induction Moto Drive Supplied from a Single Inverter”. In : *EPE Journal (European Power Electronics and Drives Journal)* 14 (juin 2004), p. 38-48.
- [5] L. PARSA. “On advantages of multi-phase machines”. In : *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005*. 2005, 6 p.179-188.
- [6] M. HICHAM et M. ABDELLATIF. *Commande d’une machine asynchrone pentaphasée alimentée par un convertisseur matriciel indirect*. Université A/Mira de Bejaia, 2016/2017, p. 38-48.
- [7] A. KHELAFI et al. “Behavior Investigation of Five-Phase Induction Machine Fed by Sine Voltage Using Three-to-Five Phase Transformer”. In : *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. T. 1. 2020, p. 72-77.
- [8] Emil LEVI et al. “Steady State Modeling of Series-Connected Five-Phase and Six-Phase Two-Motor Drives”. In : *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting*. T. 1. 2006, p. 415-422.
- [9] Ayman Samy ABDEL-KHALIK, Shehab AHMED et Ahmed M. MASSOUD. “Steady-State Equivalent Circuit of Five-Phase Induction Machines With Different Stator Connections Under Open-Line Conditions”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63.8 (2016), p. 4651-4662.
- [10] Jose A RIVEROS et al. “Parameter identification of multiphase induction machines with distributed windings—Part 2: Time-domain techniques”. In : *IEEE Transactions on Energy Conversion* 27.4 (2012), p. 1067-1077.
- [11] Kasrul ABDULKARIM et al. “Analysis of five-phase induction motor with dynamic load”. In : 10 (jan. 2015), p. 9830-9834.
- [12] Mohamed I. DAOUD et al. “A Flywheel Energy Storage System for Fault Ride Through Support of Grid-Connected VSC HVDC-Based Offshore Wind Farms”. In : *IEEE Transactions on Power Systems* 31.3 (2016), p. 1671-1680.
- [13] Mohamed I. DAOUD et al. “Zero-/Low-Speed Operation of Multiphase Drive Systems With Modular Multilevel Converters”. In : *IEEE Access* 7 (2019), p. 14353-14365.

- [14] Nam-Hun Kim MIN-HUEI KIM et WON-SIKBAIKYEUNGNAM. “A Five-Phase IM Vector Control system Including 3rd Current Harmonics Component”. In : *International Conference on Power Electronics - ECCE Asia, The Shilla Jeju, Korea 8* (May 30-June 2011), p. 2519-2524.
- [15] Philip L. “Induction Machines, Their Behavior and uses, Second Edition”. In : *New York, London, Paris, Gordon and Breach Science Publishers* (1970), p. 107-135.
- [16] Ayman S ABDEL-KHALIK et al. “Parameter identification of five-phase induction machines with single layer windings”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 61.10 (2014), p. 5139-5154.
- [17] Jung. LENNART. “Introduction to System Identification [online]”. In : Linköping University, 2012.
- [18] C. RADOI et V. GRIGORE. “An averaged modeling of the Jones DC-DC switching converter”. In : *Proceedings of MELECON '94. Mediterranean Electrotechnical Conference*. 1994, 865-868 vol.2.
- [19] Robert W ERICKSON et Dragan MAKSIMOVIC. *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media, 2007.