الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

La République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

---

Université Dr. Yahia Farès de Médéa
Faculté des Technologies



Mémoire de fin d'étude de Master

Département du Génie Électrique
Spécialité : Automatiques et Systèmes

THEME

La commande DTC de la MAS alimentée par une pile à combustible

Proposé et dirigé par

Dr. HAMIDIA. F
Dr. ABBADI. A

présenté par :

SLIMANI SAIDI.
DAHMAN MOHAMED ABDEHAFID

PROMOTION 2020-2021

Dédicaces

A…

Ma mère et mon père qui m'ont donné naissance et l'amour ; ce qui je ne pourrais jamais exprimer leurs sacrifices, leur soutien moral et physique le long de mes années d'études.

Mes très chères sœurs.

Mes très chers frères.

Toute ma famille.

Tous mes amis.

Tous ceux que me sont chers

Je dédie ce travail…

Slimani Saidi

Dédicaces

A…

Mon père et Ma mère

Qui n'ont jamais cessé, de formuler des prières à mon égard, de me soutenir et de m'épauler pour que je puisse atteindre mes objectifs.

Mes très chers frères.

Toute ma famille.

Tous mes amis.

Tous ceux que me sont chers

Je dédie ce travail…

Dahman Mohamed Abdelhafid

Remerciement

Remerciements à Dieu –le tout puissant– qui nous a aidé à réaliser ce modeste travail.

Nous tenons à remercier nos promotrices Dr HAMIDIA Fethia et Dr ABBADI Amel d'avoir accepté de nous encadrer et de nous suivre durant toute cette période.

Nos remerciements vont aussi au président du jury et aux membres du jury examinateurs qui nous fait l'honneur de participer au jury de ce travail.

Nos remerciements s'adressent également à l'ensemble, enseignants pour leurs générosités et la patience dont ils ont su faire preuve

Et enfin nous remercions nos collègues.

Merci à tous et toutes

تقنية التحكم المباشر للعزم للآلة الغير متزامنة المغذات عن طريق خلية الوقود

ملخص

الهدف من العمل المقدم في هذه الأطروحة هو تطبيق تقنية التحكم لعزم الدوران للآلة غير متزامنة. حيث يقترح هذا العمل واحدة من اهم مصادر الطاقةوالتي تعتبر غالبًا كحل للمستقبل في مجالات إنتاج الطاقة الكهربائية. ألا وهي خلية الوقود.

لكي يعمل النظام ولأنه من الضروري الحفاظ على ثبات الجهد الذي توفره خلية الوقود، سيقترح هذا العمل منظم من نوع (PI) للتحكم في المحول DC/DC.

كلمات مفتاحية :
آلة غير متزامنة، خلية الوقود، التحكم لعزم الدوران، منظم PI.

……..……

Direct Torque controlled induction motor feeded by Fuel Cell

Abstract

The aim of the work presented in this thesis is to apply one of the most robust senser-less control named direct torque-controlled induction motor, this work, proposes the fuel cell to apply our machine, where the fuel cells are often presented as the solution of the future in the fields of electrical energy production.

To operate the system, it is necessary to keep the voltage delivered by the FC-Boost system constant. This work proposes the most used controller called Proportional Integrator regulator (PI).

Key words
Induction motor, direct torque control (DTC), Fuel Cell, PI controller.

……..……

La commande directe du couple de la MAS alimentée par une pile à combustible

Résumé

L’objectif des travaux présentés dans ce mémoire est d’appliquer la commande directe du couple à la machine asynchrone. Ce travail propose une pile à combustible pour alimenter la machine, où les piles à combustibles sont souvent présentées comme la solution du futur dans les domaines de production d'énergie électrique.

Pour que le système fonctionne, il est nécessaire de maintenir la tension délivrée par le système (pile à combustible-Boost) constante. Ce travail proposera alors un régulateur de type PI.

Mots clés
La machine asynchrone (MAS), la commande directe du couple (DTC), Pile à combustible, Régulateur PI.

Chapitre I

Les piles à combustible

Tableaux (I.1) Différents types de la pile à combustible…….....……. 5

Chapitre II

Convertisseur DC-DC

Tableau (II. 1) Les avantages et les inconvénients des différents types d'hacheurs……..… 24

Chapitre IV

La commande directe du couple de la machine asynchrone

Tableaux (IV.1) Variation du flux et du couple due à l'application d'un vecteur tension V_i... 48

Tableaux (IV.2) Table de commutation……..…… 53

Chapitre I : Les piles à combustible

Figure I.1	Expérience de Sir W.Grove en 1839.....	04
Figure I.2	Principe de fonctionnement…….....	11

Chapitre II : Convertisseur DC/DC

Figure II.1	Symbole d'un convertisseur DC-DC.....	13
Figure II.2	Circuit électrique de base du hacheur survolteur.....	14
Figure II.3	Caractéristique de la tension et du courant hacheur survolteur.....	19
Figure II.4	Circuit électrique de base du hacheur dévolteur…….	19
Figure II.5	Caractéristique de la tension et des courants dans le transistor et l'inductance d'un convertisseur Buck.....	21
Figure II.6	Variation de la tension de charge avec le courant de charge pour un convertisseur Buck.....	22
Figure II.7	Circuit électrique de base du hacheur dévolteur/survolteur.....	22
Figure II. 8	Caractéristique de la tension et du courant du Buck-Boost.....	23

Chapitre III : Modélisation de la Machine asynchrone

Figure III. 1	Moteur asynchrone (à induction)	26
Figure III. 2	Représentation de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique…….....	27
Figure III. 3	Modèle de la machine asynchrone dans le repère triphasé ……	30
Figure III. 4	Modèle de la machine asynchrone dans le repère biphasé….....	32
Figure III. 5	Schéma d'un onduleur triphasé……...	37
Figure III. 6	Résultat de simulation d'une MAS sans onduleur……..	39
Figure III. 7	Résultat de simulation d'une MAS avec onduleur……..	40

Chapitre VI : Commande directe du couple de la MAS-SOFC

Figure VI.1	Evolution du flux statorique et séquences de fonctionne……	41
Figure VI.2	Sélection du vecteur de tension selon la zone N = 1……..	47
Figure VI.3	Fonction de sortie du correcteur de flux à deux niveaux……	50
Figure VI.4	Contrôle de l'amplitude de flux statorique……..	50
Figure VI.5	Correcteur de couple à hystérésis utilisant trois niveaux……	52
Figure VI.6	Structure du système proposé…….	55
Figure VI.7	Le schéma électrique d'un convertisseur Boost avec un régulateur PI…….	56
Figure VI.8	Résultats de simulation de la DTC-MAS-SOFC en boucle ouverte...	57
Figure VI.9	Résultats de simulation de la DTC-MAS-SOFC en boucle fermé…..	58

R_S	Série de résistance (Ω).
R_P	Résistance parallèle (Ω).
I_d	Courant de diode (A).
I_o	Courant de saturation renversé de diode.
V_d	Tension de diode.
T	La température en Kelvin (°k).
I_L	Le courant dans l'inductance.
T_s	Étant la période des impulsions.
J	Moment d'inertie de la machine.
D	Le rapport cyclique des impulsions qui commandent l'interrupteur.
C_{em}	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.
f	Coefficient de frottement de la machine.
R_s	Résistance statorique par phase.
R_r	Résistance rotorique par phase.
L_s	Inductance propre cyclique du stator.
L_r	Inductance propre cyclique du rotor.
L_m	Inductance mutuelle cyclique stator-rotor.
M_s	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
M_r	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
M_{sr}	Inductance mutuelle stator par apport au rotor et M_0 est sa valeur maximale
M_{rs}	L'inductance mutuelle rotor par apport au stator.
V_{SABC}, V_{Rabc}	Les tensions triphasées statoriques et rotoriques.
i_{SABC}, i_{Rabc}	Les courants triphasés statoriques et rotoriques.
Φ_{SABC}, Φ_{Rabc}	Les flux triphasés à travers les enroulements statoriques et rotoriques.
P	Nombre de pair de pôles.
Ω	Vitesse angulaire de rotation.
ω	Vitesse angulaire électrique telle que $\omega = p\Omega$

o	Indice de l'axe homopolaire.
d	Indice de l'axe direct.
q	Indice de l'axe en quadrature.
$\left[P(\delta)\right]$	Matrice de passage directe de Park.
θ_s	Angle électrique formé par l'axe direct d et l'axe de la phase a du stator.
θ_r	Angle électrique que forment l'axe direct d et l'axe de la phase a du rotor.
θ	Ecart angulaire entre stator et rotor.
$\overline{\varphi_s}$	Le vecteur de flux statorique.
C_{emref}	La référence de couple.
ΔC_{em}	La bande d'hystérésis du correcteur.
AC	Courant Alternatif (Alternative Curent).
DC	Courant Continu (Direct Curent).
DTC	Commande directe du couple.
MAS	Machine asynchrone.
MLI	Modulation par largeur d'impulsion.
PI	Proportionnelle Intégral.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GÉNÉRALE.....01

CHAPITRE. I.
LES PILES A COMBUSTIBLE

I.1. INTRODUCTION 03
I.2. HISTORIQUE DES PILES A COMBUSTIBLE 03
I.3. DIFFERENTS TYPES DES PILES A COMBUSTIBLE 05
I.3.1. La pile Alcaline(AFC)……05
I.3.2. La pile à combustible à méthanol direct (DMFC)……..06
I.3.3. La pile à combustible à membrane électrolyte polymérique (PEMFC)……..07
I.3.4. La pile à acide phosphorique (PAFC)……08
I.3.5. La pile à carbonate fondu (MCFC)……08
I.3.6. La pile à oxyde solide (SOFC)……09
I.4. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT ……10
I.5.LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS DE LA PILE A COMBUSTIBLE ……11
I.5.1. Les avantages……...11
I.5.2. Les inconvénients ……11
I.6. INTÉRÊT INDUSTRIELS……...12
I.7. CONCLUSION……12

CHAPITRE. II.
CONVERTISSEURS DC-DC

II.1. INTRODUCTION 13
II.2. LES CONVERTISSEURS DC-DC (HACHEURS)……13
II.2.1. Hacheur Survolteur (Boost)……..14
II.2.1.1. Modèle mathématique équivalent……14
II.2.1.2. Modèle approximé du convertisseur Boost……..15
II.2.1.3. Les ondulations des courants et des tensions……...16
II.2.1.4. Etude en régime continu……18
II.2.2. Hacheur dévolteur (Buck)……19
II.2.3. Le convertisseur Buck-Boost……22
II.3. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES DIFFERENTS TYPES D'HACHEURS……24
II.4. CONCLUSION……...24

CHAPITRE. III.
LA MODELISATION DE LA MAS

III.1. INTRODUCTION……25
III.2. GÉNÉRALITE SUR LA MACHINE ASYNCHRONE……..……..25
III.2.1. Définition……..…25
III.2.2. Constitution de la machine asynchrone…….....26
III.3. EQUATIONS GÉNÉRALES DE LA MAS TRIPHASÉ…….…....26
III.4. MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE……28
III.4.1. Hypothèses simplificatrices……....……29
III.4.2. Modèle dans le repère triphasé ABC…………...30
III.4.2.1. Équations électriques……30
III.4.2.2. Équations magnétiques……..…30
III.4.2.3. Équations mécaniques……..…31
III.4.3. Modèle biphasé……....31
III.4.3.1. Équations électriques ……..…33
III.4.3.2. Équations magnétiques …….....34
III.4.3.3. Équations mécaniques…….....34
III.4.4. Équations d'état de la machine asynchrone triphasée ……34
III.5. MODÉLISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION……....36
III.6. RÉSULTATS DE SIMULATION SANS ET AVEC ONDULEUR……...…….38
III.6.1. Résultats de MAS sans onduleur……....39
III.6.2. Résultats de MAS avec onduleur……....40
III.6.3. Interprétations des résultats……...……41
III.7.CONCLUSION ..... .41

CHAPITRE.VI.

COMMANDE DTC DE LA MAS-SOFC

IV.1. INTRODUCTION……42
IV.2. PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA COMMANDE DTC……..42
IV.3. STRATEGIE DE COMMANDE DTC……43
IV.3.1. Règle de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple)……...43
IV.3.2. Contrôle du vecteur flux statorique……43

IV.3.3. Description de la structure de contrôle…….....46
IV.3.3.1. Sélection du vecteur tension……..46
IV.3.3.2. Estimation du flux statorique……48
IV.3.3.3. Estimation du couple électromagnétique……49
IV.4. ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE……..49
IV.4.1 Correcteur de flux……..49
IV.4.2. Correcteur de couple……50
IV.5. CORRECTEUR À DEUX NIVEAUX……..51
IV.6.CORRECTEUR À TROIS NIVEAUX……...51
IV.7. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA DTC……...54
IV.7.1. Avantages de la commande directe de couple ……..……54
IV.7.2. Inconvénients de la commande directe de couple ……..……54
IV.8. CONTRÔLE DE LA TENSION……56
IV.9. LES RESULTATS DE SIMULATION……56
IV.10. CONCLUSION……58
CONCLUSION GÉNÉRALE 59
ANNEXE……..……..61
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES 63

INTRODUCTION GÉNÉRALE

La problématique énergétique actuelle est un enjeu considérable pour l'humanité. La demande en énergie est croissante alors que les principales sources d'énergie non renouvelable que sont le pétrole, le charbon et le gaz naturel sont par définition des ressources en quantité limitée.

A cette problématique énergétique s'ajoute celle de l'environnement qui inclue le réchauffement climatique. Dans ce contexte, le développement d'énergies renouvelables et de systèmes à haut rendement énergétique est primordial. La pile à combustible, dont le rendement énergétique peut dépasser 80%, constitue un réel intérêt technologique. Ce système utilise comme principal combustible l'hydrogène qui provient majoritairement du reformage d'hydrocarbures mais qui peut aussi être produit à partir de biogaz. Il existe plusieurs types de piles à combustibles qui seront détaillés par la suite dans le premier chapitre, Parmi elles, on propose dans ce travail la pile de type SOFC (Solid Oxide Fuel Cell), qu'elle fait l'objet de nombreuses recherches et elle est aujourd'hui la plus aboutie et la plus prometteuse.

Le domaine de la commande des machines à courant alternatif est toujours en évolution, cela est dû aux exigences des cahiers de charge des opérations industrielles. La machine asynchrone, en raison de son faible coût et de sa robustesse, constitue actuellement la machine la plus utilisée pour réaliser des variations de vitesse. De part sa structure, la machine asynchrone possède un défaut important relativement à la machine à courant continu. En effet, l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple et ainsi les variations du couple provoquent des variations du flux ce qui rend le modèle de la commande plus complexe. De nombreuses études ont été faites pour mettre au point des commandes performantes de la machine asynchrone à cage.

L'évolution conjointe de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique a contribué à l'élaboration des algorithmes de commande plus avancés améliorant les performances statiques et dynamiques de cette machine et assurant ainsi un découplage du flux et du couple.

La commande scalaire qui est bien adaptée à certains types de variateurs, elle ne permet pas de contrôler la machine en régime transitoire et en faible vitesse, elle ne convient plus pour réaliser un positionnement de la machine asynchrone.

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique a été développée pour supprimer le couplage interne de la machine. Cependant, bien qu'elle donne des performances élevées à la machine asynchrone, le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénient :

- Faible robustesse vis-à-vis les variations des paramètres rotoriques
- Présence de transformations de coordonnées dépendent d'un angle estimé

- Utilisation d'un capteur mécanique (fragile et coûteux). Quand on n'utilise pas ce capteur (variateur sans capteur de vitesse), les performances de la machine sont dégradées

La commande directe du couple (DTC : direct torque control) vient pour pallier les inconvénients inhérents de la commande vectorielle.

L'objectif de ce mémoire est alors de donner un éclairage de la commande directe du couple d'une machine asynchrone qui est alimentée par une pile à combustible

Ce mémoire a été structuré comme suit :

- Dans ***le premier chapitre***, on va présenter des généralités sur les systèmes pile à combustible, principe de fonctionnement, les avantages et inconvénient.
- Dans ***le deuxième chapitre***, on va étudier quelques types de convertisseurs DC-DC.
- Dans le ***troisième chapitre***, on va présenter la modélisation de la machine asynchrone, en donnant la représentation mathématique du moteur asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park. En se basant sur le modèle de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux. Nous commentons par la suite les résultats de simulation après illustration et visualisation
- Au ***quatrième chapitre***, le travail sera consacré à la présentation de la commande directe du couple. Tout d'abord, on va exposer brièvement les méthodes de commande de la machine pour arriver à présenter le principe de la commande DTC, on explique le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique. Les performances de la commande DTC de la MAS alimentée par SOFC seront montrées par des résultats de simulation.

Finalement, On termine par une conclusion sur l'ensemble de cette étude, on propose des perspectives à ce travail et l'annexe contient les paramètres de la machine asynchrone à cage et la pile à combustible type SOFC.

CHAPITRE I

LES PILES A COMBUSTIBLE

I.1. INTRODUCTION

La pile à combustible est un générateur d'énergie permettant de transformer directement l'énergie d'un combustible (hydrogène, hydrocarbure) en énergie électrique sans passer par l'énergie thermique.

En effet l'énergie est produite grâce à une réaction électrochimique, cependant la pile à combustible nécessite l'apport d'un combustible pour fonctionner l'hydrogène, elle réalise donc une oxydation entre son carburant l'hydrogène et son comburant l'oxygène, ce système n'émet aucun gaz à **effet de serre** et produit de l'eau ainsi que de **l'électricité.**

Grâce à cet avantage environnemental, l'utilisation de ce système est envisagée pour diverses applications d'alimentation de véhicules électriques propres, ainsi que la cogénération de chaleur et d'électricité [1].

Ce chapitre introductif sur les piles à combustible poursuit plusieurs objectifs. On effectue tout d'abord un rappel chronologique de l'évolution des piles à combustible depuis leurs découvertes jusqu'à nos jours. On présente ensuite les différents types de pile à combustible puis on explique leur principe de fonctionnement, on présente enfin les avantages et les inconvénients des piles à combustibles.

I.2. L'HISTORIQUE DES PILES À COMBUSTIBLE :

L'effet physico-chimique à l'origine des piles à combustible a été découvert en 1838 par le professeur Christian Friedrich Schoenbein qui a observé un courant électrique dû à la combinaison d'hydrogène et d'oxygène.

La première pile à combustible fut présentée par William GROVE en 1839 sous l'expérience suivante : une cellule hydrogène-oxygène (figure I.1) constituée d'électrodes de platine et d'un électrolyte acide (acide sulfurique) [2].

Après quelques améliorations apportées à cette expérience, celle-ci tombe presque dans l'oubli au profit des machines thermiques, des accumulateurs et des piles électriques en vogue à cette période-là. Cinquante ans plus tard, en 1889, Ludwig Mond et Charles Langer apportent des perfectionnements notamment avec l'introduction de catalyseurs (platine) ou d'électrolytes pouvant être contenus dans des matrices poreuses en plâtre et en amiante. Ils baptisent cette technologie pile à combustible.

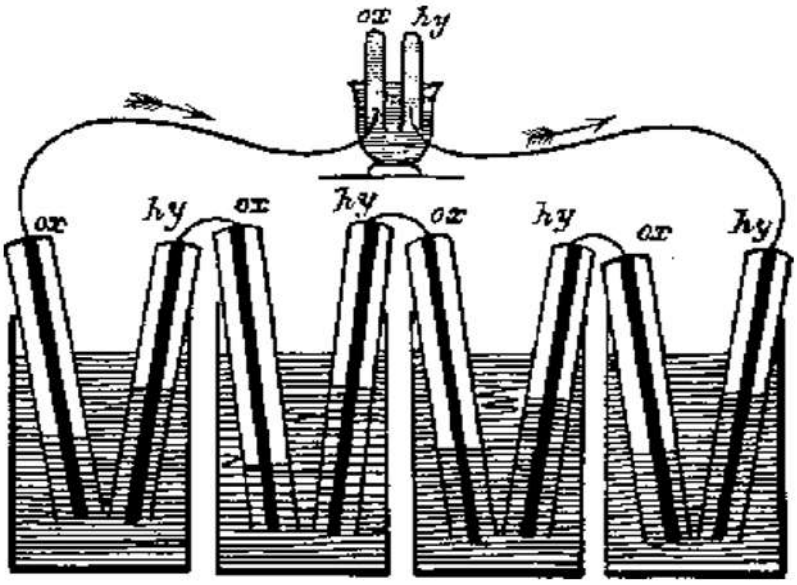


Figure I.1. Expérience de Sir Grove en 1839 [2]

Wilhelm Ostwald dit en 1884 « la pile à combustible est une invention plus importante pour l'humanité que la machine à vapeur et enverra bientôt le générateur Siemens dans les musées ». Malheureusement, à cause de la grande quantité de pétrole disponible et de l'invention du moteur à combustible, les piles à combustible furent délaissées jusqu'au milieudu 20^{éme} siècle. Les piles à combustible réapparurent alors dans le programme spatial américain Apollo [3].

Les acteurs du domaine énergétique français ne restent pas à l'écart des travaux de l'époque mais pour des raisons de faisabilité technique ou pour des raisons stratégiques (choix d'autres filières de production d'électricité), les programmes sont progressivement arrêtés.

Ce n'est que dans les années 1990 que les recherches reprennent, notamment dans le domaine automobile. En 1999 les recherches vont être encouragées (et financées) grâce à la création d'un réseau national de recherche technologique « pile à combustible » elles sont poursuivies à l'heure actuelle par l'intermédiaire de projets financés par l'Agence Nationale de la Recherche (ANR) ou d'autres organismes publics comme L'ADEM [2].

I.3. DIFFERENTS TYPES DES PILES A COMBUSTIBLE

On compte actuellement six types de piles à combustible qui se différencient selon la nature de leur électrolyte et le niveau de leur température de fonctionnement, leur architecture et les domaines d'application dans lesquels chaque type peut être utilisé, les différents types de piles sont rappelés dans le **tableau I.1**

	Electrolyte	**Température de fonctionnement**	**Domaine d'application**
AFC (Alcaline Fuel Cell) Pile à combustible alcaline	Hydroxyde de Potassium	60°C à 90°C	Transport
DMFC (Direct méthanol Fuel Cell) Pile à combustible au méthanol direct	Membrane polymère	60°C à 120°C	Portable
PEMFC (Proton Exchange Membrane Fuel) CellPile à combustible à membrane	Membrane polymère	60°C à 100°C	Portable Stationnaire Transport
PAFC (Phosphorique Acide Fuel Cell) Pile à combustible à acide phosphorique	Acide phosphorique	150°C à 220°C	Stationnaire
MCFC (Molten Carbonate Fuel Cell) Pile à combustible à carbonate fondu	Carbonate de Métaux, alcalins	650°C	Stationnaire
SOFC (Solid Oxide Fuel Cell) Pile à combustible à oxyde solide	Céramique	600°C à 1000°C	Stationnaire Transport

Tableau I.1. Différents types de la pile à combustible

I.3.1. La pile Alcaline AFc

Les piles AFC ont l'avantage d'avoir le meilleur rendement de toutes les piles à combustible, mais elles travaillent correctement seulement en utilisant des gaz très purs ce qui est considéré comme un inconvénient majeur pour de nombreuses applications.

Elle est utilisée depuis le début des années 1940, cette pile se trouve également à bord des vaisseaux spatiaux habités de la NASA depuis les trente dernières années, fonctionnant à des températures variant de 60° à 90°C, les réactions mises en jeu sont les suivantes :

A l'anode, avec un catalyseur au nickel ou au platine-palladium, on a la réaction

$$2\ H_2 + 4\ HO^- \rightarrow 4\ H_2O + 4\ e^- \quad (I.1)$$

Et à la cathode, avec un catalyseur à l'oxyde de nickel, à argent ou au platine-or, on a la réaction

$$O_2 + 4\ e^- + 2\ H_2O \rightarrow 4\ HO^- \quad (I.2)$$

Dans ce cas, l'électrolyte utilisé est une solution de KOH (généralement en concentration de 30 à 40%), qui est un électrolyte conducteur d'hydroxyde (OH^-). Comparé aux piles à électrolyte acide, cet électrolyte a l'avantage, d'accélérer la réduction de l'oxygène, ce qui en fait un système intéressant pour certaines applications spécifiques [4].

L'électrolyte peut réagir avec le dioxyde de carbone pour former un composé de carbonate, ce qui réduit énormément le rendement de la pile à combustible, en effet, le CO_2 contenu dans l'air réagit avec l'électrolyte dans la réaction suivante

$$CO_2 + 2\ (OH^-) \rightarrow (CO_3)^{2-} + H_2O \quad (I.3)$$

Les catalyseurs sont habituellement une combinaison de nickel et d'un métal inactif, comme l'aluminium, permettant ainsi de réduire le coût global du système, le magnésium métallique ou des composés de graphite sont utilisés pour les plaques bipolaires qui sont les connecteurs permettant de construire un assemblage en reliant plusieurs piles en série.

I.3.2. La pile à combustible à méthanol direct (DMFC)

La DMFC est une PEMFC utilisant du méthanol comme carburant, le méthanol est alors directement en contact avec l'anode, à laquelle les réactions suivantes se produisent à des températures de fonctionnement ne dépassant jamais 80°C :

À l'anode:

$$CH_3OH + H_2O \rightarrow 6\ H^+ + 6\ e^- + CO_2 \quad (I.4)$$

Et à la cathode on a

$$O_2 + 4H^+ + 4e^- \rightarrow 2\ H_2O \quad (I.5)$$

Dans une DMFC, ce sont les protons qui se déplacent de l'anode à la cathode et non les molécules de méthanol. Tout comme le cas chez la PEMFC, cette pile à combustible utilise un électrolyte polymérique échangeur d'ions, cependant ces membranes ne sont pas avantageuses pour bloquer le passage du méthanol, le mouvement des protons dans la membrane est associé à la teneur en eau de la membrane. Le méthanol et l'eau ayant des propriétés comparables, à la cathode, le méthanol cause un mélange de potentiels dû à l'interférence entre les réactions d'oxydation du méthanol et de réduction de l'oxygène, cela a pour effet une baisse des performances de la pile.

I.3.3. La pile à combustible à membrane électrolyte polymérique (PEMFC)

Ce type de pile a été mis au point pour les missions spatiales Gemini de la NASA dans les années 1960, mais fut ensuite vite remplacé par des AFCs, faute de rendement suffisant, cette technologie a connu des progrès énormes dans les années 1980, notamment avec l'arrivée de nouvelles membranes de type Nafion (fabriquées par la société Dupont de Nemours), permettant d'envisager le recours à la technologie des piles à combustible pour la généralisation des applications.

La PEMFC fonctionne à une température d'environ 80°C, de façon à maintenir l'eau à l'état liquide dans la membrane. Les réactions suivantes se produisent :

A l'anode, on a

$$2\,H_2 \rightarrow 4\,H^+ + 4\,e^- \qquad \text{(I.6)}$$

Et à la cathode, on a :

$$O_2 + 4\,H^+ + 4\,e^- \rightarrow 2H_2O \qquad \text{(I.7)}$$

L'électrolyte est une membrane polymérique mince qui permet le passage des protons (H^+). Un catalyseur à base de platine est utilisé aux électrodes, le monoxyde de carbone peut être absorbé sur ce catalyseur s'il n'est pas éliminé pendant le procédé de purification, d'où une diminution de l'efficacité de la pile à combustible, de nombreux centres de recherche sont à la recherche de catalyseurs plus robustes et moins chers, et d'électrolytes polymériques échangeurs d'ions plus efficaces et également moins couteux.

Les plaques bipolaires peuvent être faites à partir de feuilles de graphite, de composites de métaux à base de carbone.

I.3.4. La pile à acide phosphorique (PAFC)

La pile à combustible à acide phosphorique est le système le plus avancé dans le développement et la commercialisation, elle est principalement utilisée pour des applications stationnaires, en tant que générateur électrique, des centrales électriques de type PAFC avec une puissance fournie comprise entre 5 et 20 MW, ont été installées dans le monde pour fournir de l'électricité, du chauffage et de l'eau chaude à certains villages, usines ou hôpitaux.

Les avantages des PAFCs sont sa facilité de fabrication, sa stabilité thermique et chimique et la faible volatilité de l'électrolyte aux températures de fonctionnement (entre 150 et 220°C). Ces facteurs ont facilité le développement commercial de ce type de système.

Les réactions qui se produisent dans une PAFC sont les mêmes que dans températures variant de 150 à 220°C.

À l'anode

$$2H_2 \rightarrow 4H^+ + 4\,e^- \qquad \text{(I.8)}$$

Et à la cathode

$$O_2 + 4H^+ + 4\,e^- \rightarrow 2H_2O \qquad \text{(I.9)}$$

Comme dans le cas des $PEMFC_S$, cette pile utilise des électrodes de carbone, avec un catalyseur à base de platine, qui permettent la diffusion des gaz, les plaques bipolaires sont deux plaques poreuses séparées par une mince feuille de graphite pour former un substrat côtelé dans lequel l'électrolyte peut être stocké.

I.3.5. La pile à carbonate fondu (MCFC)

Le développement des piles à combustible à carbonate fondu a débuté dans le milieu du vingtième siècle, les systèmes à base de piles MCFC peuvent atteindre des rendements supérieurs à 50%, voire supérieurs à 70% lorsqu'ils sont combinés à d'autres générateurs, de plus les MCFC peuvent utiliser une large gamme de carburant, et ne sont pas sensibles à la contamination par CO ou CO_2 comme c'est le cas des piles à basses températures.

A l'anode, on a la réaction suivante

$$2H_2 + 2CO_3^{2-} \rightarrow 2H_2O + 2CO_2 + 4e^- \quad (I.10)$$

Au niveau de la cathode

$$O_2 + 2CO_2 + 4e^- \rightarrow 2CO_3^{2-} \quad (I.11)$$

L'électrolyte est fait d'un mélange de carbonates de métaux alcalins retenus par une matrice céramique d'oxyde d'aluminium et de lithium ($LiAlO_2$), les plaques bipolaires sont faites d'acier inoxydable recouvert de nickel du côté de l'anode, le choix des matériaux et extrêmement important en raison de la nature hautement corrosive de l'électrolyte et de la température de fonctionnement très élevée.

I.3.6. La pile à oxyde solide (SOFC)

Le principe de fonctionnement des $SOFC_S$ est basé sur le mécanisme suivant : l'oxygène est dissocié à la cathode en O^{2-}, puis l'anion migre à travers l'électrolyte conducteur ionique à haute température et va se combiner à l'anode avec l'hydrogène, ou le monoxyde de carbone, pour former de l'eau et libérer des électrons.

Les réactions mises en jeu sont les suivantes

À l'anode:

$$2H_2 + 2O^{2-} \rightarrow 2H_2O + 4e^- \quad (I.12)$$

$$O_2 + 4e^- \rightarrow 2O^{2-} \quad (I.13)$$

La caractéristique principale des $SOFC_S$ réside donc dans leur température de fonctionnement (600 à 1000°C) nécessaire à l'obtention d'une conductivité ionique suffisante de l'électrolyte céramique. Cette température présente un double avantage, elle permet d'abord l'utilisation directe d'hydrocarbures, qui pourront être facilement reformés sepassant de catalyseur à base de métaux nobles. Elle produit d'autre part une chaleur élevée facilement exploitable en cogénération, le rendement pouvant atteindre ainsi 80%, mais elle présente également un inconvénient, la mise en température est longue et complique tout utilisation à cycles courts et répétitifs (comme dans le cas de transport).

Pour ces raisons, la technologie se prête particulièrement bien à la production d'électricité décentralisée et à la cogénération (domaines couvrant des puissances allant de 1KW à quelques dizaines de MW), grâce à son fort rendement et sa capacité potentielle à fonctionner directement avec des hydrocarbures liquides, elle trouvera également un débouché dans la propulsion navale.

La mise au point de ce type de pile, de par sa haute température de fonctionnement et la résolution des problèmes thermomécaniques de tenue de matériaux est assez complexe.

Une des particularités de la SOFC et son électrolyte solide, habituellement du zirconium (Zr2) dopé d'une mole de 8 à 10% d'ytterbium (Y3+), lequel joue le rôle de conducteur pour l'anion oxygène (O^{2-}).

Les $SOFC_S$ peuvent être de conceptions planes,monolithique et tubulaires, et utiliser de l'acier inoxydable, de l'acier austénitique, des matériaux céramiques selon les températures de fonctionnement et l'électrolyte désiré.

I.4. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le principe de fonctionnement de la pile à combustible est décrit comme l'inverse de l'électrolyse de l'eau. En effet, il s'agit d'une combustion électrochimique contrôlée d'hydrogène et d'oxygène, avec production simultanée d'électricité, d'eau et de chaleur, selon une réaction chimique globale.

$$2H_2 + O_2 \rightarrow 2H_2O \qquad (I.14)$$

Dans les piles dites « acide », l'hydrogène est oxydé à l'anode, c-à-d décomposé en protons et électrons, les protons traversent ensuite l'électrolyte et se retrouvent à la cathode, le déséquilibre en électrons crée un pôle positif et un pôle négatif entre lesquels circulent les électrons produisant ainsi de l'électricité. Simultanément à la cathode, les protons réagissent avec les électrons et l'oxygène et donnent de l'eau, seul sous-produit de cette réaction chimique. [4]

Oxydation (anode)

$$2H_2 \rightarrow 4H^+ + 4e^- \qquad (I.15)$$

Réduction (cathode)

$$O_2 + 4H^+ + 4e^- \rightarrow 2H_2O \qquad (I.16)$$

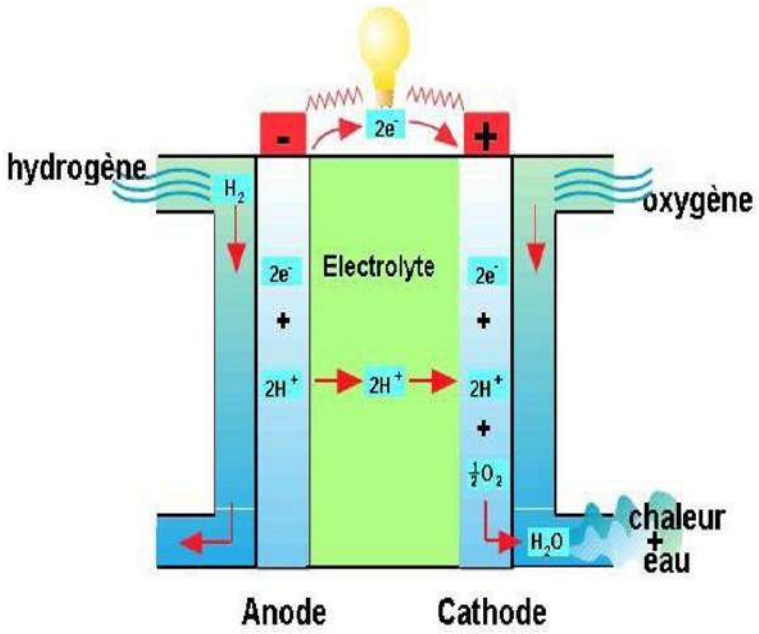


Figure I.2. Principe de fonctionnement

I.5.LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS DE LA PILE A COMBUSTIBLE

I.5.1. Les avantages

Les piles à combustibles sont souvent présentées comme la solution du futur dans les domaines de production d'énergie électrique, de l'automobile, cet attrait est justifié par leurs nombreux avantages :

- De hauts rendements énergétiques même à charge partielle.
- De faibles émissions sonores.
- Peu d'émissions (elles dépendent cependant du combustible utilisé) elles sont de construction modulaire.
- Diverses températures de fonctionnement.
- Pas de parties rotatives [2].

I.5.2. Les inconvénients

En fait, il reste de nombreux points faibles qui sont à régler :

- Le coût.
- Le poids et le volume.
- La durée de vie.
- La gestion thermique du module.

- Le carburant et la mise en place des normes de sécurité liées à son emploi [2].

I.6. INTÉRÊT INDUSTRIELS

- Traitement et valorisation des déchets.
- Production directe d'électricité.
- Exploitation locale de l'énergie produite.
- Réduction des coûts d'opération.
- Réduction de la production de gaz à effet de serre

I.7. CONCLUSION

La pile à combustible offre à un faible coût de découverte d'un système énergétique qui entre dans le domaine des énergies renouvelables.

Dans ce chapitre, nous avons commencé par une introduction sur les piles à combustible, en débutant par un bref historique qui donne un aperçu du développement qu'a connu la pile à combustible depuis 1839, les différents types de pile ont été présentés puis classés selon leur température de fonctionnement et la nature de leur électrolyte.

CHAPITRE II

CONVERTISSEUR DC/DC

II.1. INTRODUCTION

Dans un système de conversion des énergies renouvelables des convertisseurs sont utilisés pour charger des batteries de stockage et pour transformer le courant continu en courant alternatif et inversement. Trois types de convertisseurs sont souvent rencontrés : les redresseurs, les onduleurs, les hacheurs.

L'étude du convertisseur est intéressante dans la mesure où il est utilisé dans la plupart des nouveaux types de sources de production d'énergie disponible connectée au réseau (éolienne, photovoltaïque, pile à combustible…) [26].

Dans ce chapitre, nous présentons les différents types de convertisseurs statiques CC-CC (dite aussi en anglais DC-DC), comme le Boost, Buck et Buck-boost, leurs modèles équivalents, en citant quelques avantages et inconvénients.

II.2. LES CONVERTISSEURS DC-DC (HACHEURS)

Les hacheurs sont des convertisseurs de type continu-continu, permettant de contrôler la puissance électrique dans des circuits fonctionnant en courant continu avec une très grande souplesse et un rendement élevé.

Le hacheur se compose de condensateurs, d'inductance et de commutateurs, Dans le cas idéal, tous ces dispositifs ne consomment aucune puissance active, c'est la raison pour laquelle on a bons rendements dans les hacheurs. [27].

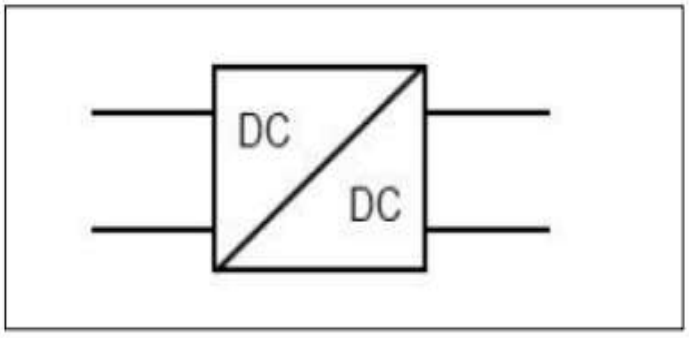


Figure II.1. Symbole d'un convertisseur DC-DC

II.2.1. Hacheur Survolteur (Boost)

Le convertisseur Boost ou hacheur parallèle est connu par le nom d'**élévateur de tension**. Le schéma de la figure (II.2), représente le circuit électrique du Boost. Au premier temps $[0, DT_s]$ le transistor est fermé, le courant dans l'inductance croit progressivement, et au fur et à mesure, elle emmagasine de l'énergie, jusqu'à la fin de la première période. Ensuite, le transistor s'ouvre et l'inductance (L) s'opposant à la diminution de courant (I_L), génère une tension qui s'ajoute à la tension de source, qui s'applique sur la charge (R) à travers la diode(**d**) [28].

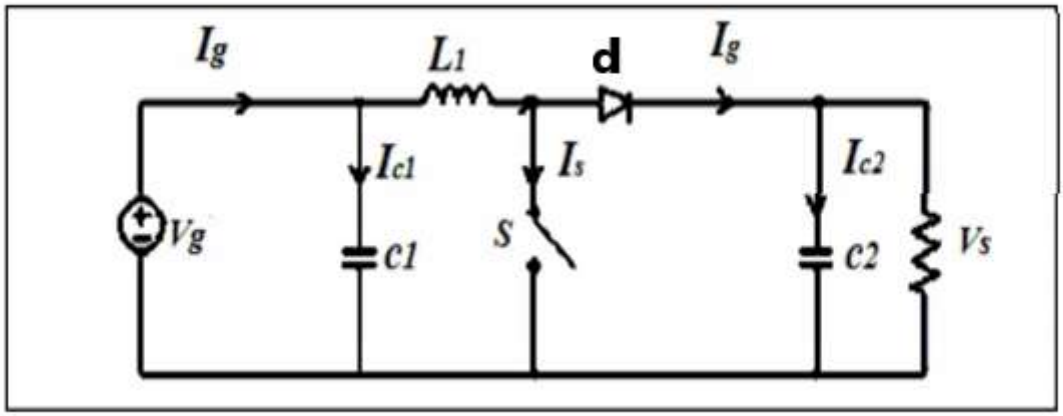


Figure II.2. Circuit électrique de base du hacheur survolteur.

II.2.1.1. Modèle mathématique équivalent

L'application des lois de Kirchhoff sur les deux circuits équivalents des deux phases de fonctionnement donne : Pour la première période DT_s,

On note :

D : Le rapport cyclique des impulsions qui commandent l'interrupteur.

Ts : étant la période des impulsions

$$I_{C_1} = C_1 . \frac{dv_g}{dt} = I_g - I_L \qquad \text{(II.1)}$$

$$I_{C_2} = C_2 . \frac{dv_o}{dt} = I_o \tag{II.2}$$

$$V_L = L . \frac{dI_L}{dt} = v_g - R_L I_L \tag{II.3}$$

Pour la deuxième période $(1-D)T_s$ [27] :

$$I_{C_1} = C_1 . \frac{dv_g}{dt} = I_g - I_L \tag{II.4}$$

$$I_{C_2} = C_2 . \frac{dv_o}{dt} = I_L - I_o \tag{II.5}$$

$$V_L = L . \frac{dI_L}{dt} = V_g - V_o - R_L L_L \tag{II.6}$$

II.2.1.2. Modèle approximé du convertisseur Boost

Les systèmes d'équations de base (II. (1, 2,3)) et (II. (4, 5,6)) représentent le convertisseur Boost pour une période DT_s et $(1-D)T_s$ respectivement. Le convertisseur oscille entre ces deux états avec une fréquence élevée, nous devons trouver une représentation dynamique approximée valable pour les deux intervalles de temps. Pour cela nous considérons que la variation des variables dynamiques est de forme linéaire, en d'autres termes nous pouvons faire une approche d'exponentielle par un segment $(e^{\varepsilon} \approx 1+\varepsilon)$ si ε <<1 et ainsi la dérivée de ces grandeurs sera constante. Cette approche nous permet de décomposer l'expression de la valeur moyenne de la dérivée de la variable dynamique x sur les deux laps de temps DT_s et $(1-D)T_s$

$$\prec \frac{dx}{dt} \succ T_S = \frac{dx}{dt(DT_S)} DT_S + \frac{dx}{dt(1-D)T_S}(1-D)T_S \tag{II.7}$$

Où $\prec \frac{dx}{dt} \succ$ est la valeur moyenne de la dérivée de x sur une période T_s .Cette relation est valide si : $\frac{dx}{dt(DT_S)}$ et $\frac{dx}{dt(1-D)T_S}$ Sont constants sur les périodes DT_s *et* $(1-D)T_s$ respectivement en d'autres

termes cette approximation est valable si les périodes DT_s *et* $(1-D)T_s$ sont très faibles devant la constante de temps du circuit $C_1R_g, C_2L / R_L$ [28].

En appliquant la relation (II.7) sur les systèmes d'équations (II.1, II.2, II.3) et (II.4, II.5, II.6). On obtient les équations qui régissent sur une période :

$$I_{C_1} = C_1.\frac{dv_g}{dt} = (I_{g_}I_L)DT_s + (1-D)T_s(I_g - I_L) \quad \text{(II.8)}$$

$$I_{C_1} = C_2.\frac{dv_o}{dt} = -DT_sI_o + (1-D)T_s(I_L - I_0) \quad \text{(II.9)}$$

$$V_L = L.\frac{dI_l}{dt} = (V_g - R_LI_L)DT_s + (1-D)T_s(V_g - V_o - R_LL_{L)} \quad \text{(II.10)}$$

En arrangeant les termes des équations précédents, (pour qu'on puisse interconnecter le Boost avec les autres blocs de simulation), on obtient la modélisation dynamique du convertisseur Boost.

$$I_L = I_g - C_1.\frac{dv_g}{dt} \quad \text{(II.11)}$$

$$I_o = (1-D)I_L - C_2.\frac{dv_o}{dt} \quad \text{(II.12)}$$

$$V_g = (1-D)V_o - L.\frac{dI_L}{dt} + R_LL_L \quad \text{(II.13)}$$

II.2.1.3. Les ondulations des courants et des tensions

Le dimensionnement des différents composants du circuit va nous permettre de diminuer les ondulations des courants et des tensions. Cette remarque est très importante pour le dimensionnement de l'inductance L_1 fin de respecter le courant admissible par le transistor MOSFET *S*, ou dans le cas pratique les ondulations du courant I_L sont plus importantes par rapport aux autres ondulations.

La pente du courant I_L pendant la première période de fonctionnement est donnée par :

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_L}{L} \approx \frac{V_g - R_L L_L}{L} \tag{II.14}$$

A partir de la relation (II.14), la valeur crête à crête du courant I_{Lcc} est :

$$I_{Lcc} = 2\Delta I_L \approx \frac{V_s - R_L L_L}{L} DTs \tag{II.15}$$

La valeur de l'inductance L_1 à certaine ondulation ΔI_L est :

$$L_1 \approx \frac{V_g - V_o - R_L L_L}{2\Delta I_L} \tag{II.16}$$

Pour le calcul des capacités C_1 etC_2, on a :

$$\frac{dV_g}{dt} = \frac{I_{C_1}}{C_1} = \frac{I_o - I_L}{C_1} \tag{II.17}$$

$$\frac{V_o}{dt} = \frac{I_{C_2}}{C_2} = \frac{-I_o}{C_2} \tag{II.18}$$

Les valeurs des ondulations crête des tensions d'entrées et de sorties sont :

$$V_{c_{1cc}} = 2\Delta V_{c_1} = \frac{I_g - I_L}{C_1} DT_s \tag{II.19}$$

$$V_{c_{2cc}} = 2\Delta V_{C2} = \frac{-I_o}{C_2} DT_s \tag{II.20}$$

Les valeurs des capacités C_1et C_2 sont respectivement données par :

$$C_1 = \frac{I_g - I_L}{2\Delta V_{c_1}} DT_s \tag{II.21}$$

$$C_2 = \frac{-I_o}{2\Delta V_{c_2}} DT_s \tag{II.22}$$

II.2.1.4. Etude en régime continu

Le régime continu est obtenu en éliminant les dérivées des variables dynamiques, et en remplaçant ces signaux par leurs valeurs moyennes.

Le système d'équation (II.11, 12,13) donne :

$$I_L = I_g \tag{II.23}$$

$$I_0 = (1-D)I_L \tag{II.24}$$

$$V_g = (1-D)V_o \tag{II.25}$$

Comme le présente la figure (II.2), lorsque l'interrupteur du transistor (S) est sur la position (on), le courant de l'inductance du hacheur augmente linéairement et à cet période la diode(**d**) est bloquée (off). Et lorsque (S) tourne sur la position (off), l'énergie emmagasinée par l'inductance est dissipée dans le circuit (RC) bien que la diode(**d**) est passante. Les caractéristiques de tension et du courant de charge du convertisseur Boost dans le cas de la conduction continue sont décrites par la figure (II.3) comme suit [29] :

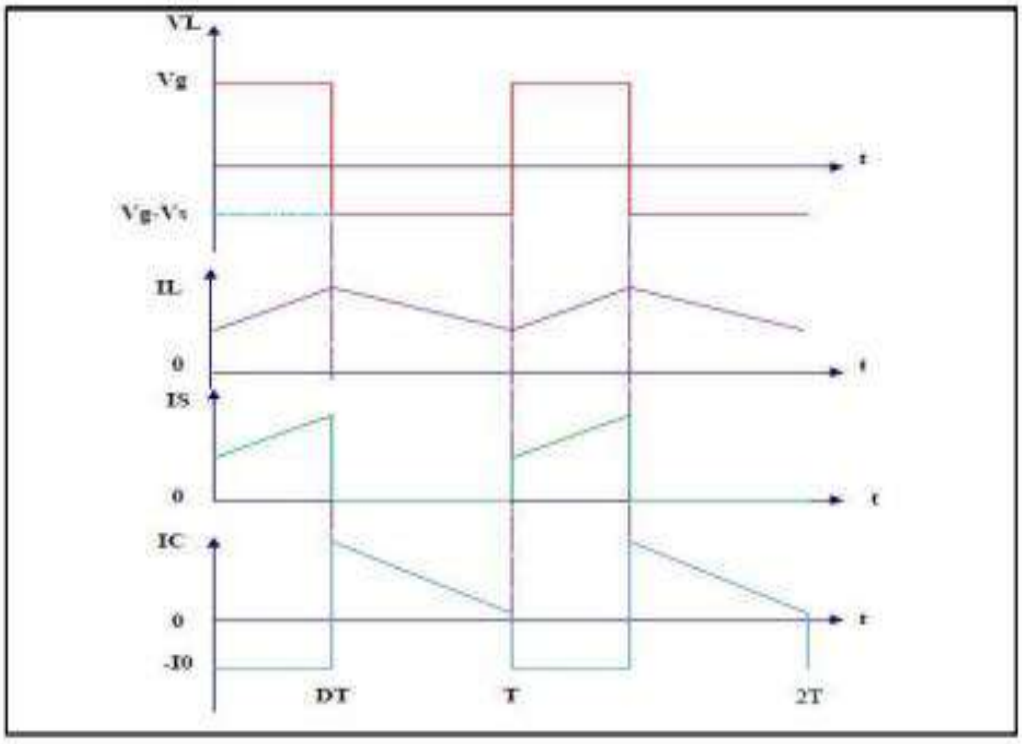


Figure II.3. Caractéristique de la tension et du courant hacheur survolteur.

II.2.2. Hacheur dévolteur (Buck)

La figure II.4, présente le convertisseur Buck ou convertisseur dévolteur (abaisseur de tension) ou hacheur série. Son rôle principal est de convertir sa tension d'entrée en une tension de sortie inférieure [30].

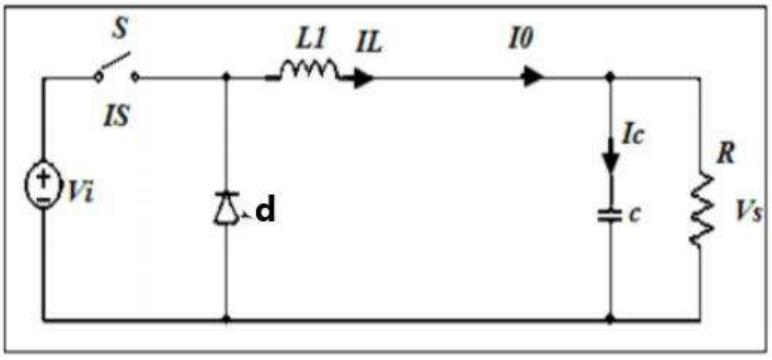


Figure II.4. Circuit électrique de base du hacheur dévolteur.

Les composantes clés sont l'inductance L_1, le commutateur (Transistor) (S) la diode(**d**) et le condensateur C . Celui-ci se charge par le commutateur (S) et qui maintient la tension à ces bornes jusqu'à l'ouverture ce qui fait décharger son énergie à travers la diode sur la charge pour un cycle de période de fonctionnement [30].

Le commutateur peut être un transistor MOSFET ou un IGBT qui peut se commuter sur deux positions, marche ou arrêt rapidement. La tension de la source doit être plus grande que la tension aux bornes de la charge. L'équation mathématique caractérisant le courant de l'inductance est donnée par l'équation suivante [28] :

$$\frac{\delta I}{\delta t} = \frac{V_i - V_s}{L_1} \tag{II.26}$$

I_L : Le courant dans l'inductance.

Le processus de commutation est décrit par la position de l'interrupteur (S) .Dans le premier laps de temps (DT_s) le transistor est dans un état de saturation, alors l'inductance L se charge d'énergie avec augmentation du courant I.

Dans le deuxième laps de temps $(1-D)T_s$, l'inductance (L) libère cette énergie à la charge avec une diminution de courant I_L . En négligeant la chute de tension à travers la diode, le taux de changement du courant est donné par :

$$\frac{\delta I}{\delta t} = \frac{-V_i}{L_1} \tag{II.27}$$

L'interrupteur est commandé à la fréquence de découpage $f_e = \frac{1}{T_e}$. La source V_i fournit de l'énergie à la charge et à l'inductance. Pendant le temps $t \in \left[DT_{s,}T_s\right]$ l'interrupteur s'ouvre et l'énergie emmagasinée dans l'inductance commande la circulation du courant dans la diode de roue libre (D). La tension à ses bornes est donc nulle [26].

Comme illustré sur la figure (II.5), et dans ce cas, si la tension de charge dépend seulement de la tension de source et du rapport cyclique $D = T_{on} / T$, la tension aux bornes de la charge :

$$V_s = DV_i \tag{II.28}$$

Dans le mode de conduction discontinu le courant de l'inductance s'annule dans un cycle de commutation entre le transistor (S) et la diode.

Dans ce cas, la tension de charge dépend d'une manière plus complexe du rapport cyclique et le courant de la charge, la figure (II.6) montre comment la tension de charge varie avec le courant de charge c.à.d. les caractéristiques des courants et de la tension représentant le fonctionnement du hacheur dévolteur.

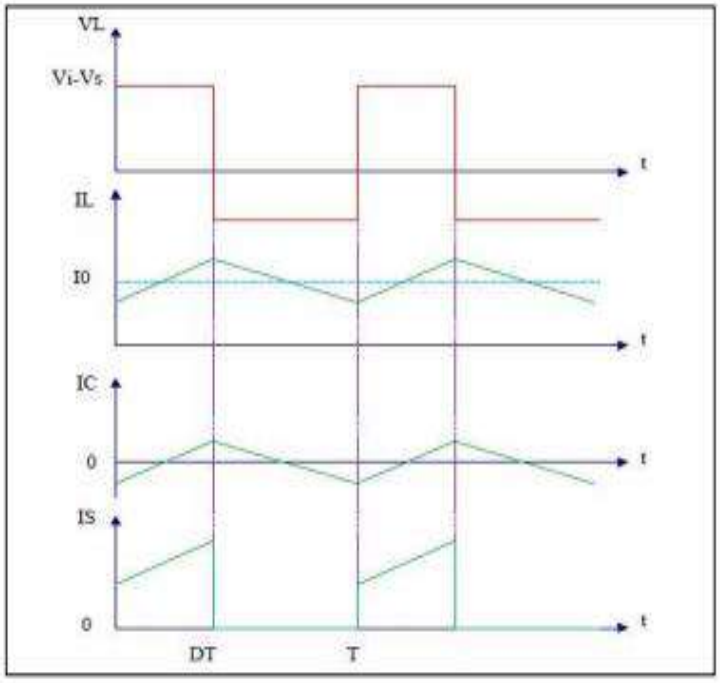


Figure II.5. Caractéristique de la tension et des courants dans le transistor et l'inductance d'un convertisseur Buck

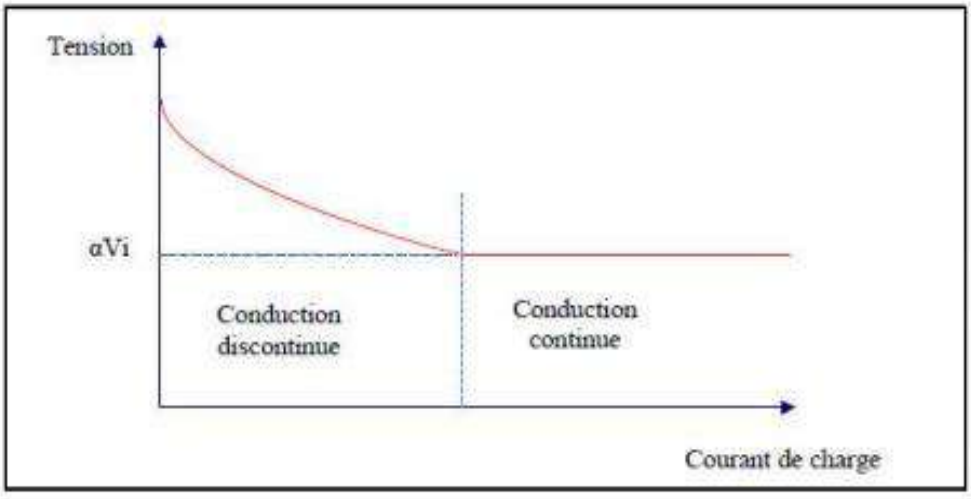


Figure II.6. Variation de la tension de charge avec le courant de charge pour un convertisseur Buck [29].

II.2.3. Le convertisseur Buck-Boost

Le convertisseur dévolteur-survolteur combine les propriétés des configurations de dévolteur et de survolteur. Il peut être employé pour transformer idéalement n'importe quelle tension continue d'entrée en n'importe quelle tension continue désirée de sortie [30].

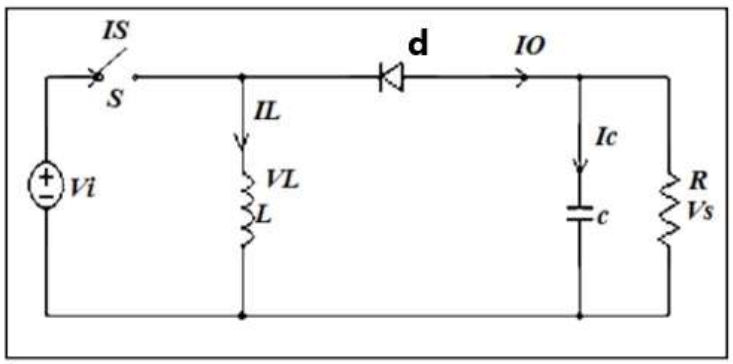


Figure II.7. Circuit électrique de base du hacheur dévolteur/survolteur.

La figure II.7 montre le schéma du circuit électrique de base du hacheur dévolteur survolteur, et les caractéristiques du courant et de la tension de charge. Dans ce dispositif, la tension peut augmenter ou diminuée selon le mode de commutation. Cependant, la tension de sortie est de signe opposé à la tension d'entrée.

Lorsque le transistor est sur la position (on) le courant dans l'inductance augmente et l'énergie est stockée ; et quand le commutateur tourne sur la position (off) la tension à travers l'inductance est renversée et l'énergie stockée se transfert vers la charge via la diode. Dans ce cas, l'équation de la tension aux bornes de la charge décrivant le fonctionnement en conduction continue est donnée comme suit :

$$V_s = \frac{D}{1-D} V_i \tag{II.29}$$

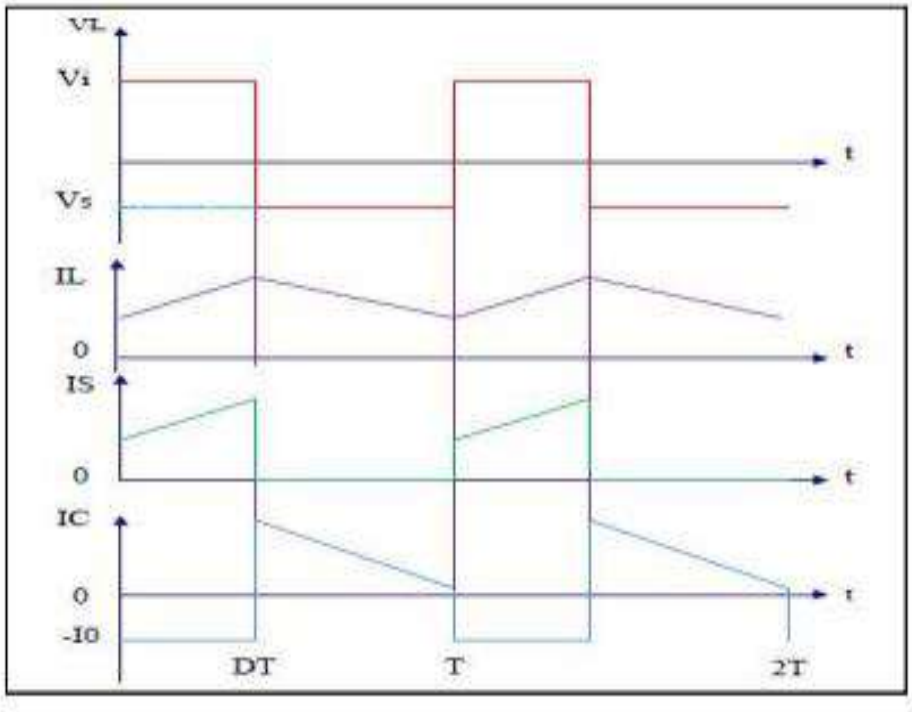


Figure II.8. Caractéristique de la tension et du courant du Buck-Boost.

II.3. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES DIFFERENTS TYPES D'HACHEURS

On a résumé les avantages et les inconvénients des différents types d'hacheurs dans le tableau suivant [28].

Type de convertisseur DC-DC	**Avantages**	**Inconvénients**
Dévolteur	- Architecture simple - Rendement très élevé	- Intervalle limité des points opérations
Survolteur	- Architecture simple - Rendement très élevé	- Intervalle limité des points opérations
Dévolteur-survolteur	- La gamme complète de l'exécution est possible	- Architecture complexe

Tableau II.1. Les avantages et les inconvénients des différents types d'hacheurs.

II.4. CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre l'état de l'art des convertisseurs continus-continus (DC-DC), à savoir les convertisseurs (buck, boost et buck/boost) et on a présenté le modèle mathématique, les avantage et l'inconvénient de chaque type de convertisseur.

CHAPITRE III

MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

III.1. INTRODUCTION

Le système d'entraînement de la machine asynchrone intègre l'alimentation, le convertisseur statique, la machine et la commande indispensable au fonctionnement de l'ensemble, de ce fait une modélisation de la machine asynchrone, destinée aussi bien à l'étude de son comportement qu'à la mise en place des fonctionnements de la commande, est nécessaire pour le bon déroulement du processus d'entraînement [5].

De ces études sur les entraînements électriques à vitesse variable, il ressort que le moteur à cage est de loin le moins coûteux en terme de construction et d'entretien, et le plus électro mécaniquement robuste des moteurs alternatifs [6], cependant, le développement de stratégies de commande pour contrôler la vitesse des moteurs asynchrones est préalablement nécessaire, parce que contrairement à leur structure mécanique qui est robuste et simple, sa structure mathématique est très complexe (système multi variable et non linéaire) [6].

La représentation du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part l'élaboration des lois de commande, et de prévoir le control nécessaire [7].

Dans le troisième chapitre, la modélisation de la machine asynchrone triphasée est discutée, le chapitre commence par une description de la machine asynchrone triphasée et la mise en place des repères de référence, la représentation mathématique de la machine asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire sa représentation à des référentiels biphasés est donnée. Puis, de façon générale stratégies de commande directe du couple pour le moteur asynchrone.

III.2. GÉNÉRALITE SUR LA MACHINE ASYNCHRONE

III.2.1. Définition

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif, la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales à cause du glissement, le rotor est toujours en retard par rapport au champ statorique, la machine asynchrone est dite (machine à induction) car l'énergie est transférée du stator au rotor ou inversement par induction électromagnétique [8].

III.2.2. Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants (voir la figure (III.1)) :

- Le stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer
- Le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.
- Les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien du différent sous-ensemble [9], [7].

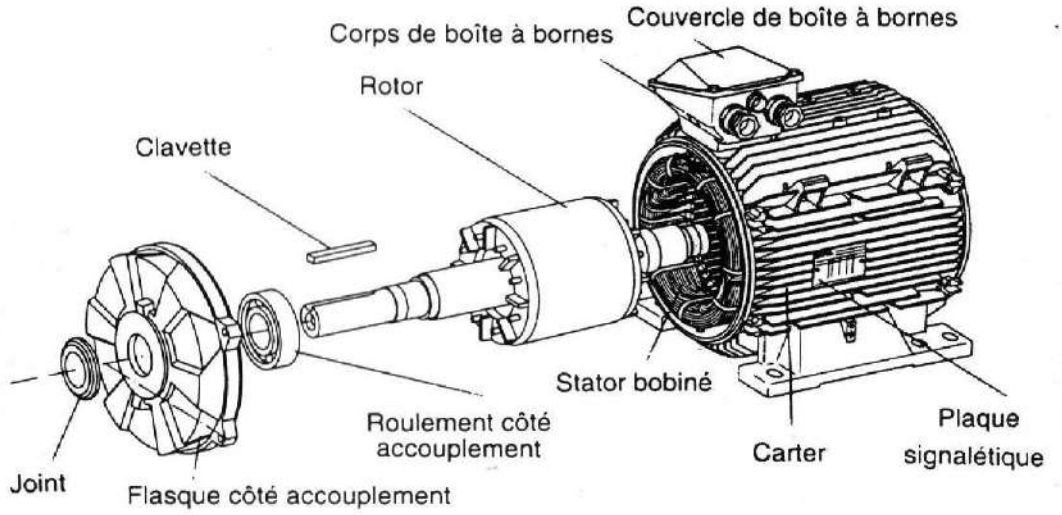


Figure III.1. Moteur asynchrone (à induction)

III.3. EQUATIONS GÉNÉRALES DE LA MAS TRIPHASÉ

Un moteur asynchrone se présente sous la forme d'un carter entourant le circuit magnétique, statorique et qui accueille dans des encoches l'enroulement statorique polyphasé (généralement triphasé) bobiné en fil de cuivre isolé, à l'intérieur de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, séparé par un entrefer [5] , tourne le circuit magnétique rotorique qui accueille dans ses encoches les barreaux de la cage rotorique, en aluminium coulé ou en cuivre, court-circuités à chaque extrémité par des anneaux réalisés dans le même matériau.

Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator(primaire) portant un bobinage triphasé logé dans les encoches reliées à une source d'alimentation, et l'autre

mobile ou rotor (secondaire) qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil, ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer [10].

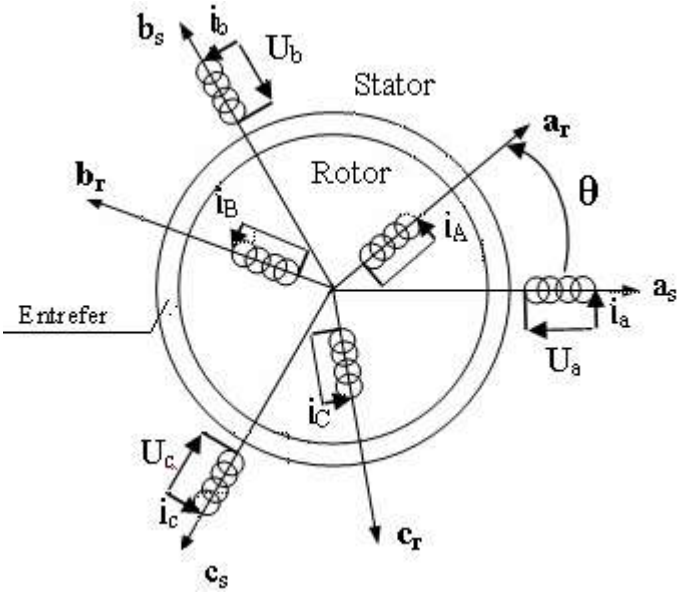


Figure III.2. Représentation de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction :

- La machine asynchrone se comporte comme un transformateur dont le secondaire(rotor) est en court-circuit.
- La vitesse de rotation N_S du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence f_s de tension triphasée d'alimentation [10].

$$N_s = 60.\frac{f_s}{p}(\frac{tr}{\min}) \qquad \text{(III.1)}$$

On désigne par " p "le nombre de pairs de pôles de la machine.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ωr différente de Ωs(asynchrone), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasés engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de LENZ ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor[10], ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse Ωs, tel que :

$$\Omega_S = \frac{\omega_s}{p} \tag{III.2}$$

Cette vitesse ne peut être atteinte ; car il n'y aurait plus de courants induits donc plus déforces,et le rotor tourne à une vitesse Ωr, avec :

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p} \tag{III.3}$$

Cette vitesse est inférieure à Ωs, il n'est pas au synchronisme du champ : la machine est dite asynchrone.

De ce fait, selon que Ωr est inférieure (hypo synchrone) ou supérieur (hyper synchrone) à Ωs,la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ωr, ou un couple résistant tendant à réduire Ωr, de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart (Ωs - Ωr), on caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone parle glissement «g» définit par :

$$g = \frac{\Omega_S - \Omega_r}{\Omega_S} \tag{III.4}$$

III.4. MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons étudier une commande particulière de ce système.

La machine asynchrone n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, les courants de Foucault, l'effet pelliculaire ...etc.

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable dans certaines conditions, ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

Le modèle de la machine asynchrone triphasée est un système de six équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps, la résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil numérique.

L'utilisation d'une transformation dite de PARK, qui est un changement convenable des variables permet de détourner cette difficulté.

III.4.1. Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, et comme nous l'avons déjà soulevé, il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices :

La machine est de constitution symétrique ;

- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont tous négligés
- Les relations entre les flux et les courants sont linéaires.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- On considère une densité de courant uniforme dans la section des conducteurs élémentaires
- L'effet de peau est négligé.
- On admet de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligé, les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotorique et statorique.

III.4.2. Modèle dans le repère triphasé ABC [11]

La machine est représentée par trois phases statoriques S_a S_b S_c et trois phases rotoriques R_a R_b R_c.

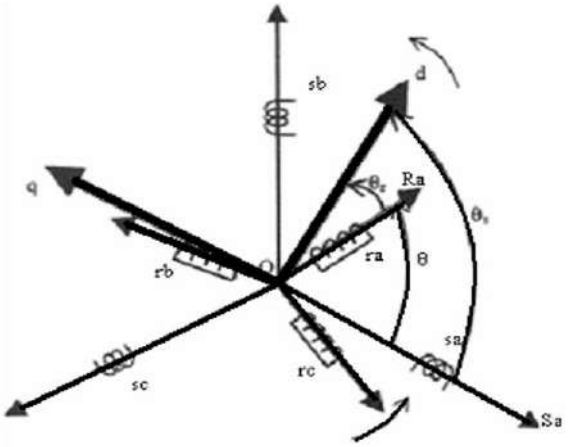


Figure III.3. Modèle de la machine asynchrone dans le repère triphasé

III.4.2.1. Équations électriques

Les équations de la tension statoriques et rotoriques sont données par :

$$\begin{aligned} v_{sa}(t) &= R_s i_{sa}(t) + \frac{d\varphi_{sa}(t)}{dt} \\ v_{sb}(t) &= R_s i_{sb}(t) + \frac{d\varphi_{sb}(t)}{dt} \\ v_{sc}(t) &= R_s i_{sc}(t) + \frac{d\varphi_{sc}(t)}{dt} \end{aligned} \tag{III.5}$$

$$\begin{aligned} v_{ra}(t) &= R_r i_{ra}(t) + \frac{d\varphi_{ra}(t)}{dt} \\ v_{rb}(t) &= R_r i_{rb}(t) + \frac{d\varphi_{rb}(t)}{dt} \\ v_{rc}(t) &= R_r i_{rc}(t) + \frac{d\varphi_{rc}(t)}{dt} \end{aligned} \tag{III.6}$$

III.4.2.2. Équations magnétiques

Les équations du flux statoriques et rotoriques (équations magnétiques) peut être exprimé sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_S][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\varphi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad \text{(III.7)}$$

$$[L_s] = \begin{pmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{pmatrix}, \qquad [L_r] = \begin{pmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{pmatrix}$$

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{pmatrix}$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T$$

III.4.2.3. Équations mécaniques

On appelle Cem le couple électromagnétique développé par la machine, C_r le couple résistant de la charge, J l'inertie totale ramenée sur l'arbre de la machine et f le coefficient total de frottement visqueux.

Par application du principe fondamental de la dynamique, on obtient l'équation mécanique du modèle en abc :

$$Cem = C_r + f * \Omega + J * \frac{d\Omega}{dt} \quad \text{(III.8)}$$

III.4.3. Modèle biphasé

La mise en équation des moteurs asynchrones triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors Laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants.

Les transformations de Concordia ou de Park permettent d'obtenir un système équivalent formé de trois enroulements orthogonaux, deux de ces enroulements sont situés dans le même plan que les enroulements a, b, et c. Le troisième enroulement est situé dans le plan orthogonal au plan formé par

les axes de phases a, b, et c et représente la composante homopolaire. En se basant sur les hypothèses simplificatrices, et en appliquant la transformation de Park ou la transformation de Concordia au stator et au rotor, on peut exprimer l'ensemble des relations de la machine dans ce repère.

Le repère de Park (d, q, o) est à priori quelconque, on peut ainsi considérer qu'il tourne à une vitesse arbitraire. Des choix plus ou moins pertinents peuvent être faits en fonction du repère auquel on lie la représentation de Park [12] [13].

Tandis que la transformation de Concordia conserve la puissance instantanée elle est donc invariante en puissance. [12] [14]

À un système triphasé quelconque (a, b, c), on associe un système biphasé (d, q, o), comme le montre la figure III.4

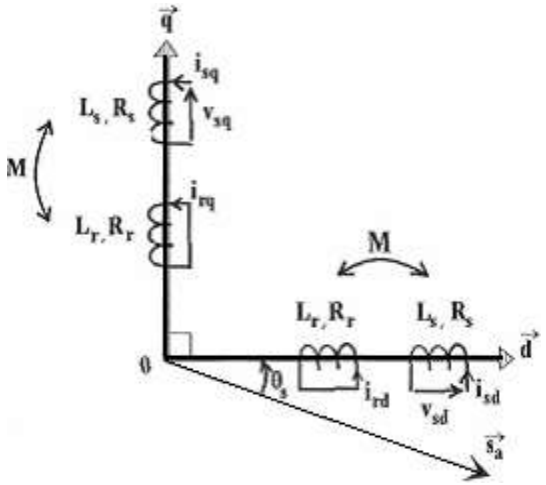


Figure III.4. Modèle de la machine asynchrone dans le repère biphasé

La théorie de la machine asynchrone est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes électroniquement perpendiculaires appelés d (pour direct), et q (pour quadratique), les composantes (x_d, x_q) sont liées aux grandeurs réelles (x_a, x_b, x_c) comme suit [15] :

$$\begin{bmatrix} X_{s\alpha} \\ X_{s\beta} \\ X_{so} \end{bmatrix} = P(\theta_s) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

$$[T] = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \qquad \text{(III.9)}$$

$$\begin{pmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{pmatrix} \qquad \text{(III.10)}$$

Dont la matrice inverse est :

$$p^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix}$$

Le rotor à cage est en court-circuit ($V_{dr} = V_{qr} = 0$), ainsi en regroupant toutes les équations obtenues, nous aboutissons au modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park permettant la description mathématique de son comportement.

III.4.3.1. Équations électriques

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \dfrac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \dfrac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \dfrac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\varphi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \dfrac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r)\varphi_{dr} \end{cases} \qquad \text{(III.11)}$$

III.4.3.2. Équations magnétiques

$$\begin{aligned} L_s &= l_s - m_s \\ L_r &= l_r - m_r \\ M &= \frac{3}{2} M_{sr} \\ J\frac{d\Omega}{dt} &= C_{em} - C_r - f.\Omega \\ \begin{cases} \varphi_{dr} = L_s i_{dr} + M.i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_s i_{qr} + M.i_{qs} \end{cases} \end{aligned} \tag{III.12}$$

III.4.3.3. Équations mécaniques

Le couple électromagnétique développé par la machine est donné par :

$$C_{em} = \frac{PL_M}{L_r}\left[\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{qr} I_{ds}\right] \tag{III.13}$$

L'équation mécanique de la machine asynchrone à p paire de pôle est donnée par :

$$J\frac{d\Omega r}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega_r \tag{III.14}$$

III.4.4. Équations d'état de la machine asynchrone triphasée [15]

Le réglage de la vitesse du moteur asynchrone à cage s'effectue soit par la variation de la tension à ses bornes, soit par la variation de la fréquence d'alimentation ou par la variation synchrone des deux grandeurs $\frac{V}{f} = Cte$.

De ce fait, les grandeurs $V_{ds}, V_{qs}, et\ \omega_s$ sont les grandeurs de commandes, il existe plusieurs possibilités pour le choix des variables d'état, ce choix dépend de la structure de commande adoptée.

Nous choisissons les variables $[I_{ds}, I_{qs}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}]$comme variables d'état, le choix des courants statoriques se justifie par le fait qu'ils sont mesurables, et nous voulons contrôlés la norme du flux rotorique spécialement dans le cadre de la commande vectorielle dont le repère (d, q) tournant avec le flux rotorique : d'où la préférence pour un modèle avec deux composantes de flux rotorique.

$$\begin{cases} I_{dr} = \dfrac{1}{L_r}\varphi_{dr} - \dfrac{L_M}{L_r} I_{ds} \\ I_{qr} = \dfrac{1}{L_r}\varphi_{qr} - \dfrac{L_M}{L_r} I_{qs} \end{cases} \quad \text{(III-15)}$$

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_s \sigma I_{ds} + \dfrac{L_M}{L_r}\varphi_{dr} \\ \varphi_{dr} = L_s \sigma I_{qs} + \dfrac{L_M}{L_r}\varphi_{qr} \end{cases} \quad \text{(III-16)}$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{{L_M}^2}{L_s L_r}$$

En combinant les systèmes des équations, nous trouvons le modèle mathématique de la machine asynchrone en fonction des variables d'états :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} I_{ds} &= \frac{1}{\sigma L_s}\left[-(R_s + \frac{L_M^2}{L_r T_r}) I_{ds} + \omega_s \sigma L_s I_{qs} + \frac{L_M}{L_r T_r}\varphi_{dr} + \frac{L_M}{L_r}\omega_r \varphi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{d}{dt} I_{qs} &= \frac{1}{\sigma L_s}\left[-\omega_s \sigma L_s I_{ds} - (R_s + \frac{L_M^2}{L_r T_r}) I_{qs} - \frac{L_M}{L_r}\omega_r \varphi_{dr} + \frac{L_M}{L_r T_r}\varphi_{qr} + V_{qs} \right] \end{aligned} \quad \text{(III.17)}$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\varphi_{dr} &= \frac{L_M}{L_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r}\varphi_{dr} + (\omega_s - \omega_r)\varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt}\varphi_{qr} &= \frac{L_M}{L_r} I_{qs} - (\omega_s - \omega_r)\varphi_{dr} - \frac{1}{T_r}\varphi_{qr} \end{aligned} \quad \text{(III.18)}$$

D'où, la forme matricielle :

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = [A]\begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + [B]\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$[A]=\begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s}\left(R_s+\frac{L_M^2}{L_r T_r}\right) & \omega_s & \frac{L_M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{L_M \omega_r}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s}\left(R_s+\frac{L_M^2}{L_r T_r}\right) & -\frac{L_M \omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s-\omega_r) \\ 0 & -\frac{L_M}{T_r} & -(\omega_s-\omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$[B]=\frac{1}{\sigma L_s}\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Et l'équation du mouvement est :

$$\frac{d}{dt}\Omega_r=\frac{1}{J}\left[p\frac{L_M}{L_r}(\varphi_{dr}I_{qs}-\varphi_{qr}I_{ds})-C_r-f\Omega_r\right] \qquad \text{(III.19)}$$

III.5. MODÉLISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et à fréquences variables à partir d'un réseau standard (220/380V, 50Hz) après redressement, la tension filtrée Uo est appliquée à l'onduleur, il est le cœur de l'organe de commande de la MAS et peut être considéré comme un amplificateur de puissance [16].

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires, pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants, ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur boolienne suivante :

- $S_{a,b,c}= 1$: Interrupteur du demi - bras haut (a, b ou c) fermé.
- $S_{a,b,c}= 0$: Interrupteur du demi - bras bas (a, b ou c) ouvert.

La figure (III.5) représente le schéma d'un onduleur triphasé alimentant la machine (MAS)

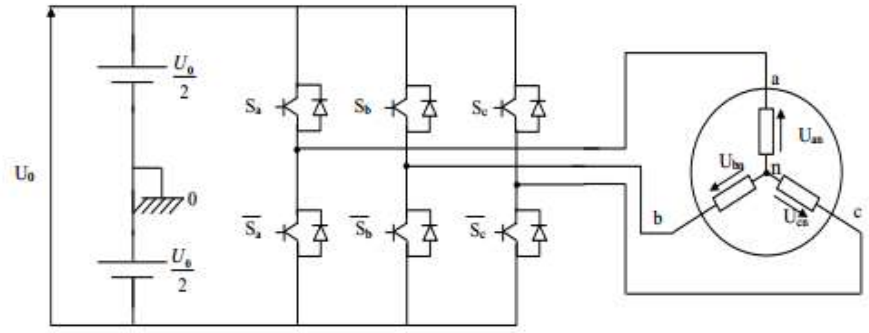


Figure III.5. Schéma d'un onduleur triphasé

Pour simplifier l'étude de l'onduleur, on supposera que

- La commutation des interrupteurs est instantanée
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Les tensions composées à la sortie du pont de l'onduleur triphasée sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{a0} - U_{b0} \\ U_{bc} = U_{b0} - U_{c0} \\ U_{ca} = U_{c0} - U_{a0} \end{cases} \quad \text{(III.20)}$$

- U_{ao}, U_{bo}, U_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continu). Soit "n" l'indice du point neutre du coté alternatif, on a :

$$\begin{cases} U_{a0} = U_{an} - U_{n0} \\ U_{b0} = U_{bn} - U_{n0} \\ U_{c0} = U_{cn} - U_{n0} \end{cases} \quad \text{(III.21)}$$

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur.

U_{an}, U_{bn}, U_{cn} ont les tensions simples de la machine et U_{no} la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est considérée équilibrée et le neutre isolé alors :

$$U_{an}+U_{bn}+U_{cn}=0 \tag{III.22}$$

La substitution de (III.22) dans (III.21) aboutit à :

$$U_{n0}=\frac{1}{3}.(U_{a0}+U_{b0}+U_{c0}) \tag{III.23}$$

En remplacent (III.21) dans (III.19) on obtient :

$$\begin{cases} U_{an}=\frac{2}{3}U_{a0}-\frac{1}{3}U_{b0}-\frac{1}{3}U_{c0} \\ U_{bn}=\frac{1}{3}U_{a0}+\frac{2}{3}U_{b0}-\frac{1}{3}U_{c0} \\ U_{cn}=\frac{2}{3}U_{a0}-\frac{1}{3}U_{b0}+\frac{2}{3}U_{c0} \end{cases} \tag{III.24}$$

On peut écrire le système d'équation (III-24), en utilisant les variables booliennes de l'état des interrupteurs on a :

$$\begin{cases} U_{an}=\frac{U_0}{3}(2.S_a-S_b-S_c) \\ U_{bn}=\frac{U_0}{3}(-S_a+2.S_b-S_c) \\ U_{cn}=\frac{U_0}{3}(-S_a-S_b+2.S_c) \end{cases} \tag{III.25}$$

III.6. RÉSULTATS DE SIMULATION SANS ET AVEC ONDULEUR

Afin de simuler le MAS à cage, nous avons opté pour le logiciel **MATLAB,** les paramètres du moteur utilisés en simulation sont donnés en **annexe**. Nous avons simulé le MAS à cage alimenté par réseau triphasé équilibré, sans et avec onduleur de tension :

- Alimentation : U =220 V (valeur efficace), fréquence 50 Hz.
- Démarrage à vide puis nous avons appliqué un couple résistant d'une valeur de 10N.m à l'instant entre 2s et 2.5s.

III.6.1. Résultats de MAS sans onduleur

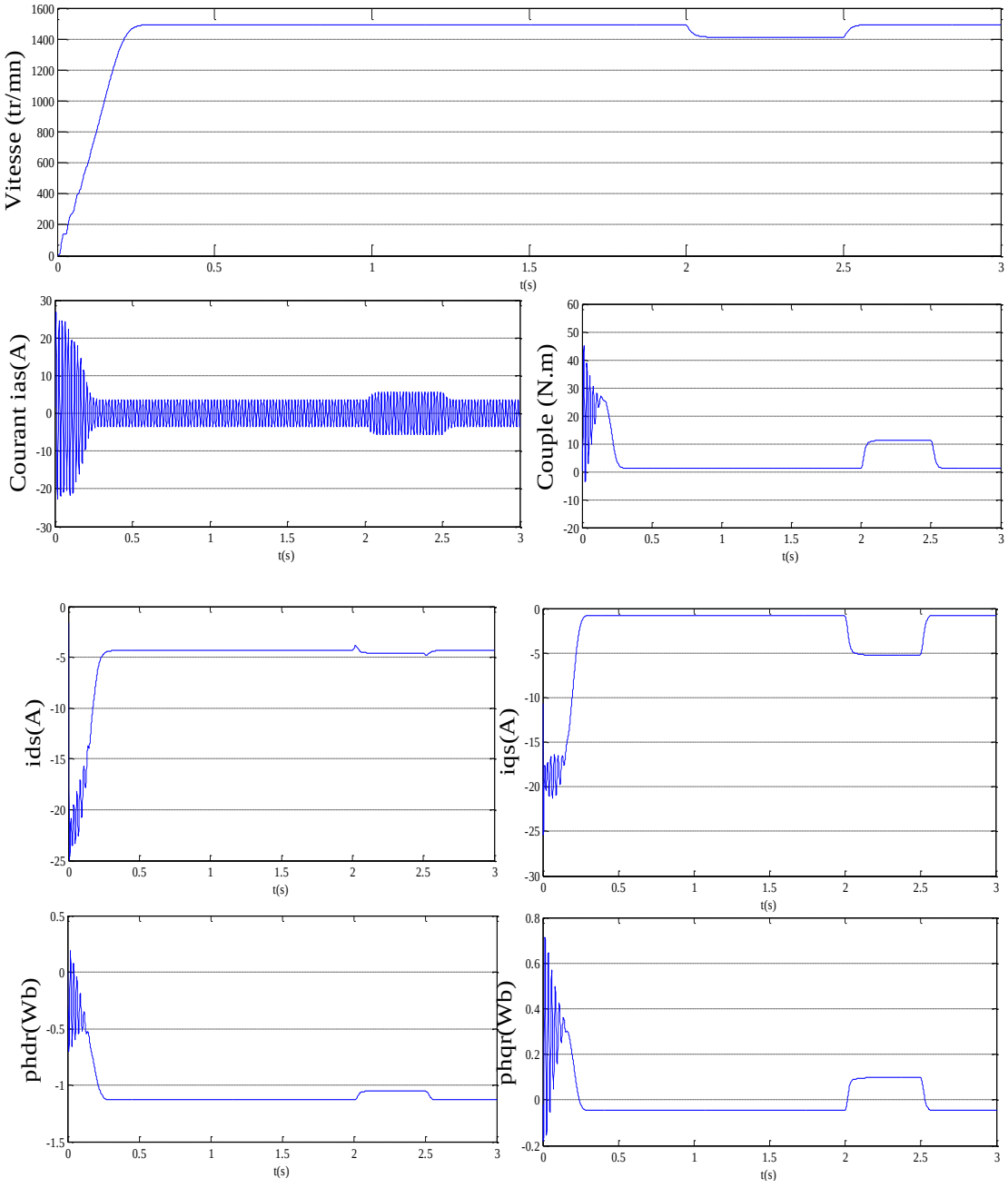


Figure III. 6. Résultat de simulation d'une MAS sans onduleur

III.6.2. Résultats du MAS avec onduleur

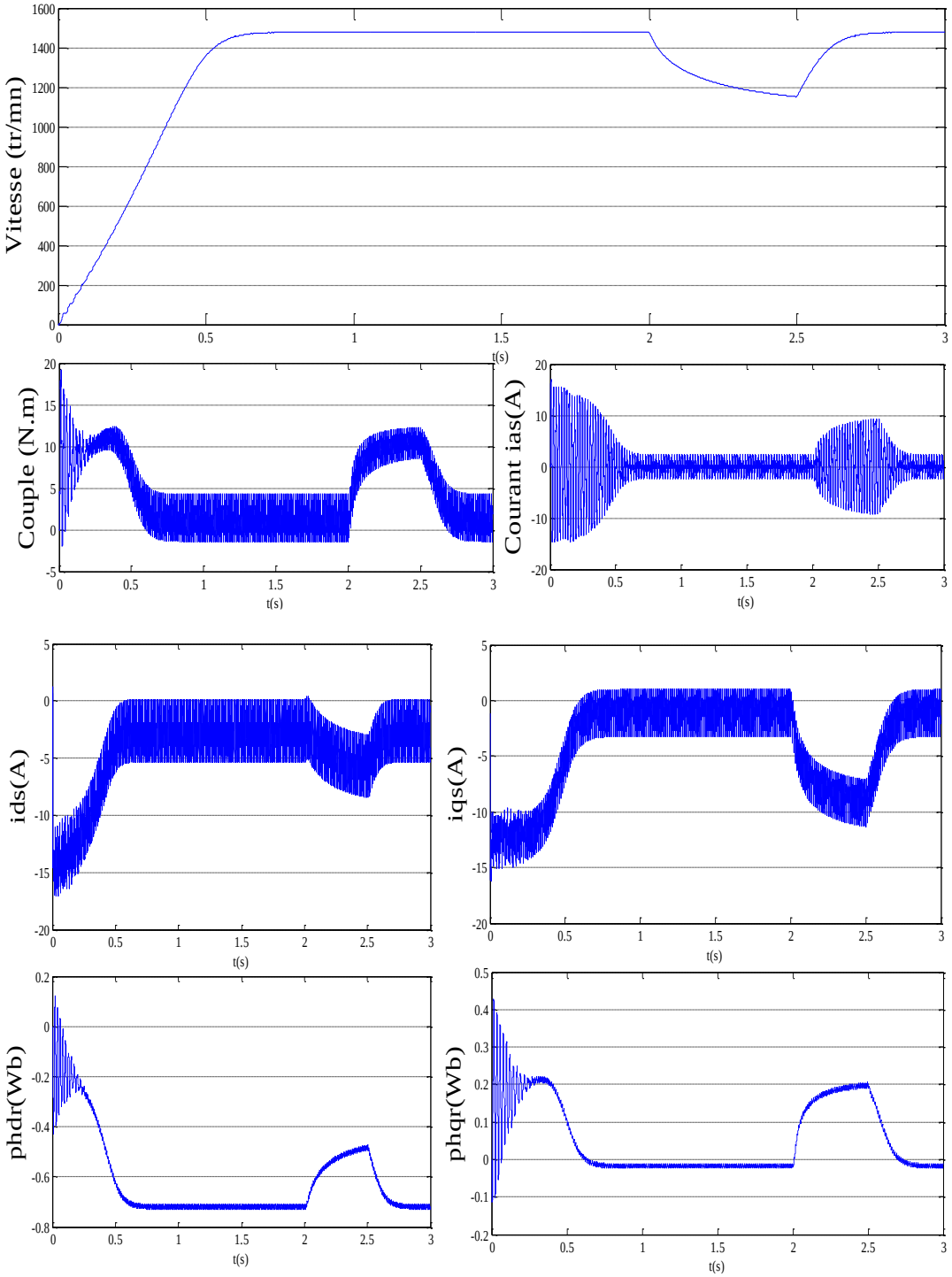


Figure III. 7. Résultat de simulation d'une MAS avec onduleur

III.6.3. Interprétations des résultats

Lors du démarrage, on constate des pics de courants importants qui s'atténuent avec l'évolution du régime transitoire. La (figure III. 6) et La (figure III. 7) représente l'évolution des courants, des flux, de la vitesse et de couple en fonction du temps. En régime transitoire du MAS sans et avec onduleur. L'évolution du couple dans l'intervalle de temps 2 et 2.5 s est une allure caractéristique type de tous les moteurs asynchrones à cage.

Celui-ci présente aux premiers instants des pulsations très importantes. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, puis se stabilise en fin du régime permanent. On remarque que le passage d'un régime à vide vers un régime en charge à l'instant t =2.5s (ou bien d'un régime en charge vers un autre) s'établit presque instantanément, sans oscillations, avec un très faible dépassement.

III.7. CONCLUSION

Dans le troisième chapitre, on a présenté la modélisation et la simulation du moteur asynchrone triphasée dans l'environnement *MATLAB/SIMULINK*. L'alimentation de la machine est faite par le réseau triphasé.

La transformation de Park est introduite pour simplifier le modèle de la machine et analyser ses comportements. Les résultats de simulation obtenus montrent bien le comportement électrique et magnétique de la machine asynchrone lors du démarrage à vide et en charge. Toutefois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable, elle doit être associée à une commande externe qui fera l'objet du quatrième chapitre. On introduit dans le prochain chapitre la commande directe du couple de la machine asynchrone à cage.

CHAPITRE. VI

COMMANDE DTC DE LA MAS-SOFC

IV.1. INTRODUCTION

Le moteur asynchrone est de beaucoup le moteur le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement,de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Son seul point noir est l'énergie réactive, toujours consommée pour magnétiser l'entrefer.

Durant les trois dernières décades, plusieurs stratégies de commande ont été développées pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine à induction. Ces méthodes appelées 'commandes vectorielles' assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu caractérisés par un découplage naturel couple-flux. Les méthodes de contrôle direct de couple (DTC : Direct Torque Control) des machines asynchrones sont apparues à la fin des années 1980, concurrençant les méthodes de commande vectorielle. [7], [9]. Dans un repère lié au stator, les valeurs instantanées du flux statorique du couple électromagnétique sont estimées à partir des grandeurs statiques. En utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur de tension imposé par l'onduleur [7].

Dans ce chapitre, on présentera les principes de la DTC. On analysera en particulier, le couple et la dynamique du contrôle entre le flux statorique et le couple électromagnétique puis, on aborde la structure du système du contrôle direct du couple, en présentant les méthodes d'estimation du couple et de flux, les correcteurs de couple et de flux et les différentes stratégies et tables de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension, à la fin, des résultats de simulation viendront finalement mettre en évidence les performances de contrôle du couple électromagnétique.

IV.2. PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA COMMANDE DTC

Le contrôle direct du couple DTC est basé sur l'orientation du flux statorique, en utilisant les valeurs instantanées du vecteur tension. Un onduleur triphasé peut fournir huit vecteurs tensions de basse instantanée, parmi lesquels deux sont nuls.

Ces vecteurs sont choisis à partir d'une table de commutation en fonction des erreurs du flux et du couple et de la position du vecteur flux statorique. Dans cette technique, on a plus besoin de la

position du rotor pour choisir le vecteur de tension, cette particularité définit la DTC comme une méthode bien adaptée pour le contrôle sans capteur mécanique des machines à courant alternatif [7].

A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants des phases statoriques, le modèle donne à chaque instant :

- Le flux statorique réel dans le moteur.
- Le couple réel qu'il développe.
- La position du secteur.

IV.3. STRATEGIE DE COMMANDE DTC

La stratégie de commande de couple et de flux qui a été proposé par "*Takahashi*" est basée sur l'algorithme suivant :

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e réduites
- Pour chaque instant, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase du MAS.
- On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique.
- On estime le couple électromagnétique du MAS, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes.
- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce que suit [17].

IV.3.1. Règle de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple)

Pour un contrôle efficace du couple de la machine asynchrone, il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. En control de type DTC, on réalise le réglage du flux statorique, d'une part parce qu'il a une dynamique plus rapide que celle du flux rotorique (la constante de temps rotorique est plus grande que celle du stator, donc la variation de flux rotorique est négligeable vis-à-vis à celle du flux statorique) [7], [9].

IV.3.2. Contrôle du vecteur flux statorique

A partir du modèle de la machine asynchrone dans un repère lié au stator et de l'expression de la tension statorique, le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante :

$$\varphi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s i_s)dt \qquad \text{(IV.1)}$$

Sur un intervalle périodique de contrôle $[0, T_e]$ correspondant à une période d'échantillonnage T_e les commandes (s_a, s_b, s_c) sont fixées, ainsi on peut écrire : [18].

$$\varphi_s(t) \approx \varphi_{so} + V_s T_e \qquad \text{(IV.2)}$$

Où φ_{so} : est le vecteur flux à l'instant t = 0, on considère le terme $R_s\, i_s$ comme négligeable par rapport à la tension V_s (ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée). La vitesse de rotation de φ_s dépend fortement du choix de V_s. Elle est maximale pour un vecteur V_s perpendiculaire à la direction de φ_s. elle est nulle si l'on applique un vecteur nul.

En choisissant une séquence correcte de vecteurs sur des intervalles de temps successifs de durée T_e, il est donc possible de faire suivre à l'extrémité de la trajectoire désirée.

Il est alors possible de fonctionner pratiquement à module φ_s constant en faisant suivre à l'extrémité de φ_s une trajectoire presque circulaire

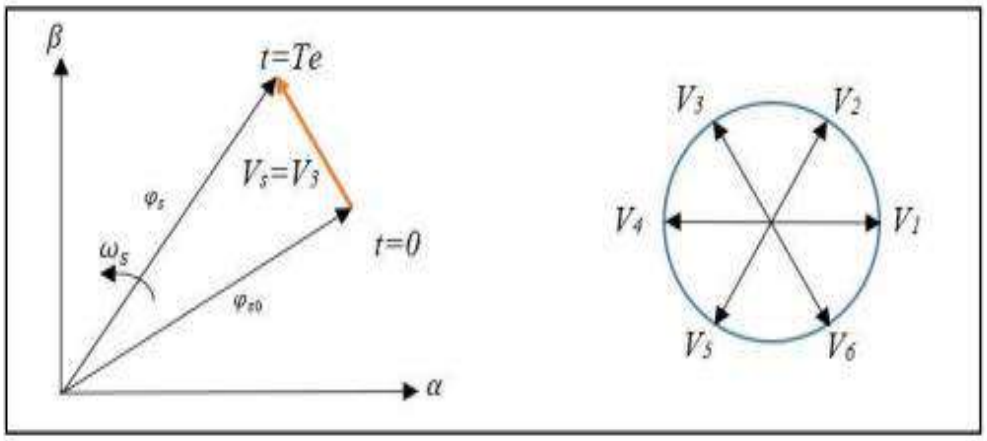


Figure (IV.1) : Evolution du flux statorique et séquences de fonctionne

Parmi les différentes formes utilisées pour représenter la machine asynchrone, celle qui utilise le flux et le courant statorique, et la vitesse de rotation, comme variable d'état ; sa présentation dans le référentiel statorique (α, β), est généralement celle qui est retenue pour implanter la DTC, ce modèle est donné par le système d'équations suivant [19] :

$$\begin{cases} \overline{V_s} = R_s \overline{I_s} + \dfrac{d\overline{\varphi_s}}{dt} \\ \overline{V_r} = \overline{0} = R_r \overline{I_r} + \dfrac{d\overline{\varphi_r}}{dt} - j\omega\overline{\varphi_r} \end{cases} \quad \text{(IV.3)}$$

$$\begin{cases} \overline{\varphi_s} = L_s \overline{I_s} + M \overline{I_r} \\ \overline{\varphi_r} = L_r \overline{I_r} + M \overline{I_s} \end{cases} \quad \text{(IV.4)}$$

A partir des expressions des flux, on peut écrire :

$$\overline{I_r} = \frac{1}{\sigma}\left(\frac{\overline{\varphi_r}}{L_r} - \frac{M}{L_r L_s}\overline{\varphi_s}\right) \quad \text{(IV.5)}$$

Avec : $\sigma = 1 - \dfrac{M^2}{L_s L_r}$ étant le coefficient de dispersion, d'où (IV.4) déviant

$$\begin{cases} \overline{V_s} = R_s \overline{I_s} + \dfrac{d\overline{\varphi_s}}{dt} \\ \dfrac{d\overline{\varphi_R}}{dt} + \left(\dfrac{1}{\sigma T_r} - j\omega\right)\overline{\varphi_R} = \dfrac{M}{L_s}\dfrac{1}{\sigma T_r}\overline{\varphi_s} \end{cases} \quad \text{(IV.6)}$$

Avec la constante de temps rotorique de la machine définie comme : $T_r = \dfrac{L_r}{R_r}$

Ces relations montrent que :

On peut contrôler le vecteur $\overline{\varphi_s}$ à partir du vecteur $\overline{V_s}$, aux chutes de tension $R_s\overline{I_s}$ près, Le flux $\overline{\varphi_r}$ suit les variations de $\overline{\varphi_s}$ avec une constante de temps σT_r entre les flux $\overline{\varphi_s}$ et $\overline{\varphi_r}$ .Ceci traduit l'action d'un filtre passe-bas qui existe entre les deux flux. Cette constante de temps détermine aussi la rapidité de variation de l'angle θ_{sr} entre les deux flux statorique et rotorique. $\overline{\varphi_r}$ S'exprime par :

$$\overline{\varphi_r} = \frac{M}{L_s}\frac{\overline{\varphi_s}}{j\omega\sigma T_r} \quad \text{(IV.7)}$$

Si on reporte dans l'expression du couple électromagnétique, en posant l'angle $\theta_{sr} = (\overline{\varphi_s}\,\overline{\varphi_r})$, le couple s'exprime par :

$$C_{em} = K(\varphi_s * \varphi_r) = K\left\|\varphi_s\right\| * \left\|\varphi_r\right\| \sin\theta_{sr} \quad \text{(IV.8)}$$

Avec :

$$K = \frac{pM}{L_r L_s} = p(\frac{1-\sigma}{\sigma M}) \quad \text{(IV.9)}$$

$\left\|\overline{\varphi_s}\right\|$ **:** Module du vecteur flux stator,

$\left\|\overline{\varphi_r}\right\|$ **:** Module du vecteur flux rotor,

θ_{sr} **:** Angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor.

Le couple dépend, de l'amplitude des deux vecteurs $\overline{\varphi_s}$ et $\overline{\varphi_r}$ et de leur position l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\overline{\varphi_s}$ (à partir de $\overline{V_s}$) en module et en position ,on peut donc contrôler parfaitement le flux $\overline{\varphi_s}$ (à partir de $\overline{V_s}$) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de $\overline{\varphi_s}$ et $\overline{\varphi_r}$, donc le couple, ceci est bien sur possible si la commande T_e de la tension $\overline{V_s}$ telle que $T_e << \sigma T_r$ [20].

IV.3.3. Description de la structure de contrôle

IV.3.3.1. Sélection du vecteur tension V_S

Une sélection appropriée du vecteur tension V_s par les interrupteurs (s_a, s_b, s_c) permet de déplacer le vecteur flux $\overline{\varphi_s}$ de manière à maintenir son amplitude constante. Le choix de V_s dépend alors de la variation souhaitée pour le module du flux statorique $\overline{\varphi_s}$, du sens de rotation de $\overline{\varphi_s}$, mais également de l'évolution souhaitée pour le couple. Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution souhaitée pour le couple. Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de $\overline{\varphi_s}$ dans le référentiel (Statorique) en le décomposant en six zones (N= i), avec (i=1...6), déterminées à partir des composantes du flux dans le plan (α, β) comme indiqué sur figure (IV.2) [21].

Lorsque le vecteur flux $\overline{\varphi_s}$ se trouve dans une zone numérotée N = i, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnent l'un des huit vecteurs tentions

- Si V_2 est sélectionné alors $\overline{\varphi_s}$ croit et C_{em} croît.
- Si V_6 est sélectionné alors $\overline{\varphi_s}$ croît et C_{em} décroît.
- Si V_3 est sélectionné alors $\overline{\varphi_s}$ décroît et C_{em} croît.
- Si V_5 est sélectionné alors $\overline{\varphi_s}$ décroît et C_{em} décroît.

Si V_0 et V_7 est sélectionné alors la rotation du flux $\overline{\varphi_s}$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du vecteur $\overline{\varphi_s}$ reste inchangé [22]

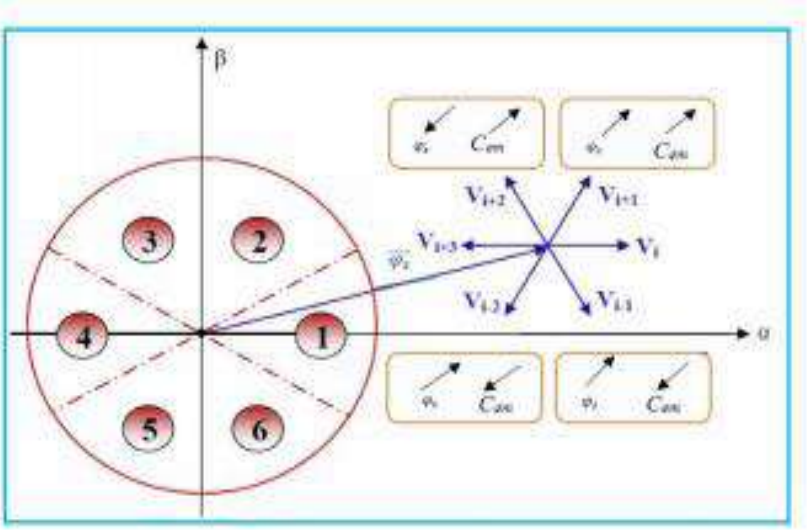


Figure IV.2. Sélection du vecteur de tension selon la zone N=1

Pour augmenter l'amplitude du vecteur flux, les vecteurs $V_i = V_{i+1}$ et V_{i-1} sélectionnés. Inversement la décroissance de φ_s peut être obtenue par les vecteurs tentions $V_{i+2} = V_{i-2}$ et V_{i+3}.

Le vecteur de tension appliqué pour contrôler le flux statorique affecte la valeur du couple. Le tableau (IV.1) ci-dessous résume l'action combinée de chaque vecteur tension sur les amplitudes du flux statorique et du couple électromagnétique telle que :

- Une flèche simple signifie une petite variation.
- Deux flèches signifient plus grande variation

	V_{i-2}	V_{i-1}	V_i	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i+3}	V_0 , V_7
φ_s	↓	↑	↑ ↑	↑	↓	↓ ↓	↓ ↑
$C_{em}\,(\Omega \succ 0)$	↓ ↓	↓ ↓	↓	↑	↑	↓	↑
$C_{em}\,(\Omega \prec 0)$	↓	↓	↑	↑ ↑	↑ ↑	↑	↑

Tableau IV.1. Variation du flux et du couple due à l'application d'un vecteur tension V_i .

IV.3.3.2. Estimation du flux statorique

L'estimation du flux statorique se fait à partir de vecteur tension et courant statorique,l'expression du flux statorique s'écrit :

$$\overline{\varphi_s} = \int_0^t (\overline{V_s} - R_s \overline{I_s})dt \qquad \text{(IV.10)}$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axe (α, β) , tel que :

$$\overline{\varphi_s} = \varphi_{s\alpha} + j\varphi_{s\beta} \qquad \text{(IV.11)}$$

Pour calculer les composantes $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ du vecteur de courant statorique, nous utilisons la transformation de Concordia, à partir des courants (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) mesurés, soit

$$i_s = i_{sa} + j.I_{s\beta} \qquad \text{(IV.12)}$$

$$\begin{cases} I_{Sa} = \sqrt{\dfrac{2}{3}} i_{Sa} \\ I_{S\beta} = \dfrac{1}{\sqrt{2}}(i_{Sb} - i_{Sc}) \end{cases} \qquad \text{(IV.13)}$$

On obtient ainsi V_{sa} , $V_{s\beta}$, à partir de la tension d'entrée de l'onduleur U_0 commande (s_a, s_b, s_c) soient [23]:

$$\begin{cases} V_{S\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \\ V_{S\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad \text{(IV.14)}$$

Le module et la phase du flux statorique s'écrivent :

$$|\varphi_s| = \sqrt{\varphi_{S\alpha}^2 + \varphi_{S\beta}^2} \quad \text{(IV.15)}$$

$$\theta_S = arctg \frac{\varphi_{S\beta}}{\varphi_{S\alpha}}$$

IV.3.3.3. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromécanique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants mesurés, en utilisant l'équation [9], [23] :

$$C_{em} = p(\varphi_{S\alpha} i_{S\beta} - \varphi_{S\beta} i_{S\alpha}) \quad \text{(IV.17)}$$

IV.4. ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE

IV.4.1 Correcteur de flux

De manière à obtenir de très bonnes performances dynamiques, le choix d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande DTC. Comme on l'a vu, lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone i, les vecteurs tensions V_{i+1} et V_{i-1} sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux, et V_{i+2} où V_{i-2} pour la diminuer. Ceci montre que le choix du vecteur tension à appliquer dépend du signe de l'erreur entre le flux de référence φ_{sref} et le flux estimé φ_s tel que :

$$\xi\varphi_s = |\varphi_{sref} - \varphi_s| \quad \text{(IV.18)}$$

Ceci explique que la sortie du correcteur de flux peut être une variable logique " cflx ":

- cflx=1 : lorsque l'erreur de flux est positive.
- cflx=0 : lorsque l'erreur de flux est négative

Le correcteur de flux peut être illustré sur La figure (IV-3)

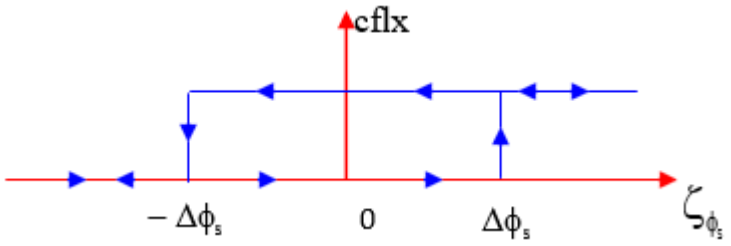


Figure IV.3. Fonction de sortie du correcteur niveaux

La figure (IV-4) représente la trajectoire du flux dans la bande centrée sur le flux de référence. Le choix de $\Delta\varphi_s$ dépend de la fréquence de commutation mais aussi de la vitesse de rotation du moteur asynchrone. [10]

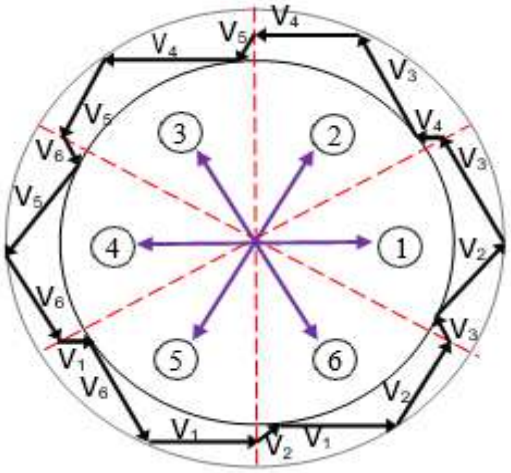


Figure IV.4. Contrôle de l'amplitude de flux statorique

IV.4.2. Correcteur de couple

On définit l'erreur sur le couple, noter ζ_{cem} , comme la différence entre le couple de référence et sa valeur estimée [19], [24].

$$\zeta_{cem} = \left| C_{emref} - C_{em} \right| \tag{IV.19}$$

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans les limites admissibles définies comme suit :

$$\left| C_{emref} - C_{em} \right| \leq \Delta C_{em} \tag{IV.20}$$

Avec :

- C_{emref} est le couple de référence.
- ΔC_{em} est la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant, la différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Deux solutions peuvent être envisagées :

- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux,
- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux

IV.5. CORRECTEUR À DEUX NIVEAUX

Le comparateur à deux niveaux diffère par la plus grande simplicité de son application. Il se réduit au contrôle du couple sur un seul sens de rotation du moteur. Ainsi, seul les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux et par conséquent la diminution du couple opérée par l'application des vecteurs nuls, par contre, pour tourner la machine dans l'autre sens, ce correcteur ne permet pas d'inverser le sens de rotation du vecteur flux. Le changement du sens de rotation se fait donc par croisement de deux phases statoriques.

IV.6.CORRECTEUR À TROIS NIVEAUX

Ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, présentée par la variable booléenne ccpl. Figure (IV.5) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue (ccpl=1), pour une consigne positive et (ccpl=-1), pour une consigne négative, ou diminuée (ccpl=0). En effet pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs $\overline{V_{i-1}}$ ou $\overline{V_{i-2}}$ ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique.

En introduisant l'écart ΔC_{em} entre le couple électromagnétique de référence C_{emref} et celui estimé C_e dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, celui-ci génère la valeur ccpl=1, pour augmenter le couple, ccpl=-1, pour le réduire et dans le cas ccpl=0, pour le maintenir constant dans une bande ε_{Ce} autour de sa référence.

Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est utilisé, afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux [18].

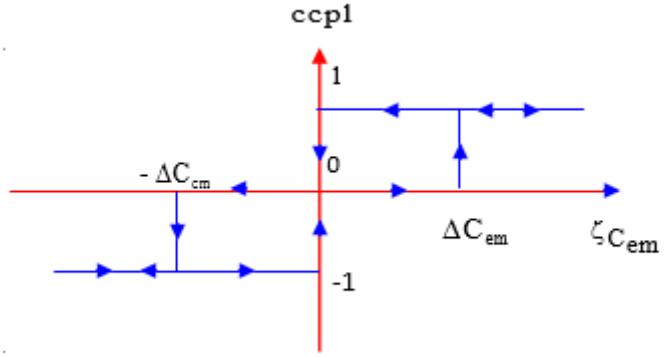


Figure IV.5 : Correcteur de couple à hystérésis utilisant trois niveaux

On peut écrire alors :

$$\begin{cases} si\ \Delta C_e > \varepsilon c_e \quad alors \quad Ccpl = 1 \\ si\ 0 \le \Delta C_e \le \varepsilon c_e \quad et \quad d\Delta C_e / dt > 0 \quad alors \quad Ccpl = 0 \\ si\ 0 \le \Delta C_e \le \varepsilon c_e \quad et \quad d\Delta C_e / dt < 0 \quad alors \quad Ccpl = 1 \\ si\ \Delta C_e < -\varepsilon c_e \quad alors \quad Ccpl = -1 \\ si -\varepsilon c_e \le \Delta C_e < 0 \quad et \quad d\Delta C_e / dt > 0 \quad alors \quad Ccpl = 0 \\ si -\varepsilon c_e \le \Delta C_e < 0 \quad et \quad d\Delta C_e / dt < 0 \quad alors \quad Ccpl = -1 \end{cases}$$

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables *cflx*, *ccpl* et la zone N qui définit la position du vecteur flux statorique $\overline{\varphi_s}$, Plusieurs tables de commutation peuvent être utilisées pour contrôler le couple et le flux statorique [22].

Ce travail propose à utiliser la quatrième stratégie qui est la plus utilisée, elle est présentée dans le tableau suivant.

N		1	2	3	4	5	6	COMPARATEUR
Cflx = 1	Ccpl = 1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 NIVEAUX
	Ccpl = 0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	Ccpl = –1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 NIVEAUX
Cflx = 0	Ccpl = 1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 NIVEAUX
	Ccpl = 0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	Ccpl = –1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 NIVEAUX

Tableaux IV.2. Table de commutation

On sélectionne l'un des vecteurs nuls V_0 ou V_7. La rotation du flux est arrêtée est cela entraîne une décroissance du couple C_{em}. On choisit alternativement V_0 et V_7 de manière à diminuer le nombre de commutations de l'onduleur.

La figure (IV.6) représente la stratégie de commande directe de couple d'une machine asynchrone. Le choix judicieux des largeurs de bande des hystérésis des comparateurs de flux et du couple reste l'essentiel pour la réalisation des performances de la DTC.

IV.7. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA DTC

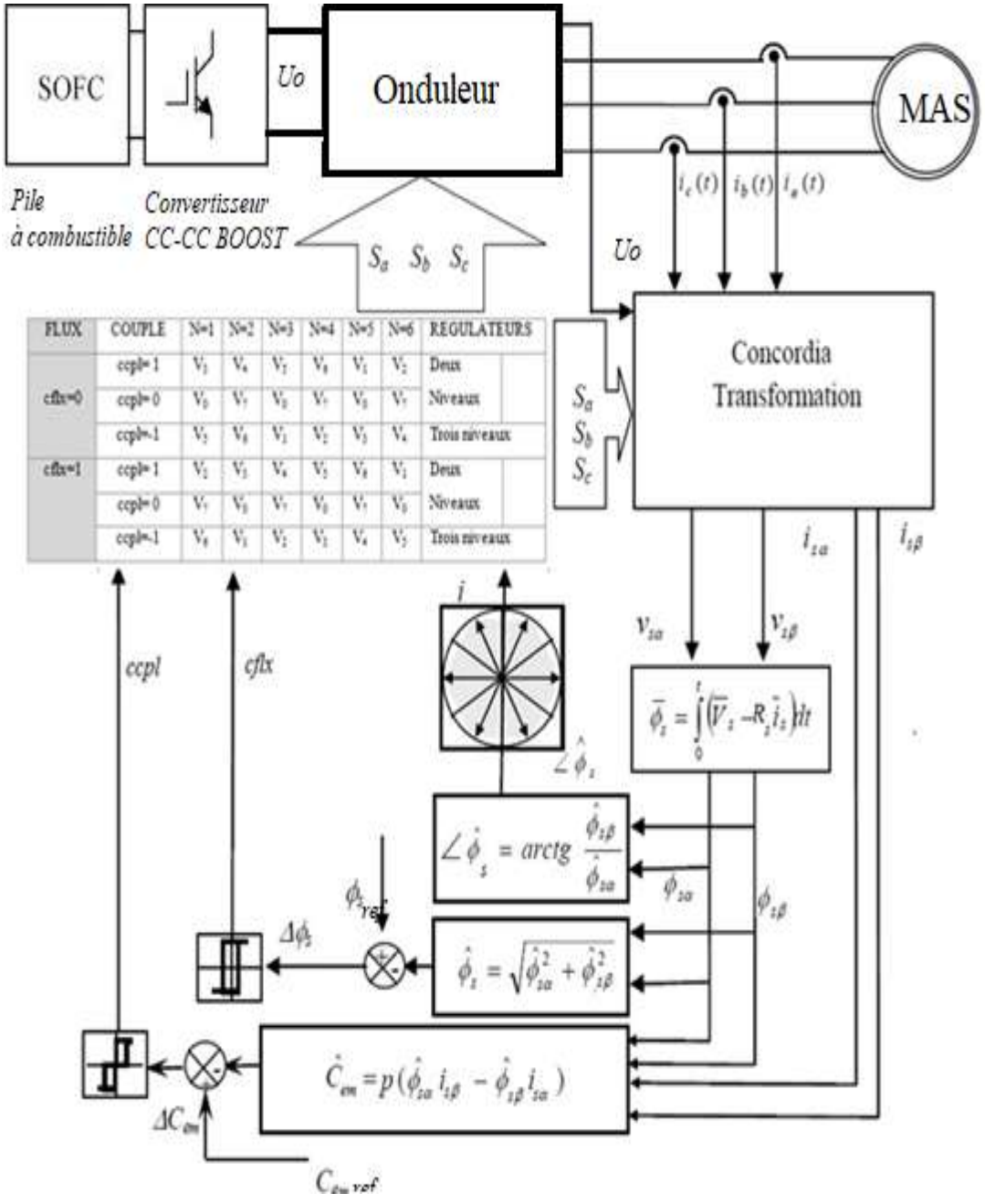
IV.7.1. Avantages de la commande directe de couple [25]

- Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande,
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- La réponse dynamique du couple est très rapide.
- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

- Possibilité d'appliquer les algorithmes du système avec des cartes d'acquisition.

IV.7.2. Inconvénients de la commande directe de couple [7]

- L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif).
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- L'existence des oscillations de couple. La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis), ce qui conduit à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques



FLUX	COUPLE	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	REGULATEURS
cflx=0	ccpl=1	V_1	V_4	V_7	V_8	V_1	V_2	Deux Niveaux
	ccpl=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	ccpl=-1	V_2	V_8	V_1	V_2	V_3	V_4	Trois niveaux
cflx=1	ccpl=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	Deux Niveaux
	ccpl=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	ccpl=-1	V_8	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	Trois niveaux

Figure IV.6. Structure du système proposé

IV.8. CONTRÔLE DE LA TENSION

Comme il est nécessaire de maintenir la tension délivrée par le système (pile à combustible-Boost) constante, La méthode de contrôle de la tension dans un convertisseur *Boost* est la plus utilisée et la méthode de contrôle de la modélisation de la largeur d'impulsion *MLI* est simple à appliquer, la figure (IV.7) représente le circuit du convertisseur *Boost* associé au contrôleur de type PI.

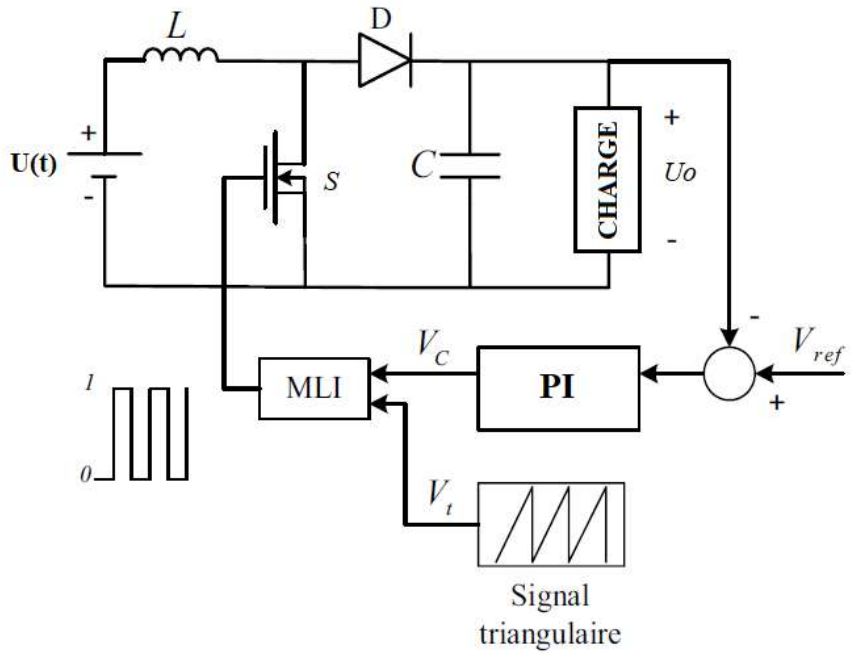


Figure IV.7. Le schéma électrique d'un convertisseur *Boost* avec un régulateur PI

IV.9. LES RESULTATS DE SIMULATION

Les résultats de simulation ont été obtenus à l'aide d'un programme de simulation d'une machine asynchrone dont ses paramètres sont récapitulés dans l'annexe et l'outil utilisé est l'environnement Matlab/Simulink.

La figure (IV.8) représente la réponse de la tension U_{dc}, de la trajectoire du flux statorique, du couple électromagnétique et de flux statorique.

On remarque que la tension obtenue (figure IV.8) se stabilise et suive bien sa référence (=514V) à partir de t=0.05s, le couple et le flux statorique suivent bien leurs références pour un couple de charge égale 10N.m et pour un flux de référence égale 1.1Wb.

La figure (IV.9) représente la réponse de la vitesse, du flux statorique et la trajectoire du flux statorique, et du couple électromagnétique pour un flux de référence de 1.1 Wb, sous une charge nominale appliqué pour les différents changements de vitesse càd entre les instants (0.5s-0.7s, 1.5s-1.7s et t=2.5s-2.7s),

On remarque que la vitesse atteint sa valeur de référence mais avec un petit dépassement (1.56%) ; il réinjecte efficacement la perturbation. Nous pouvons dire que la réponse du système, en Boucle ouverte (sans réglage de vitesse) ou en boucle fermée (avec réglage de vitesse), présente des performances très satisfaisantes.

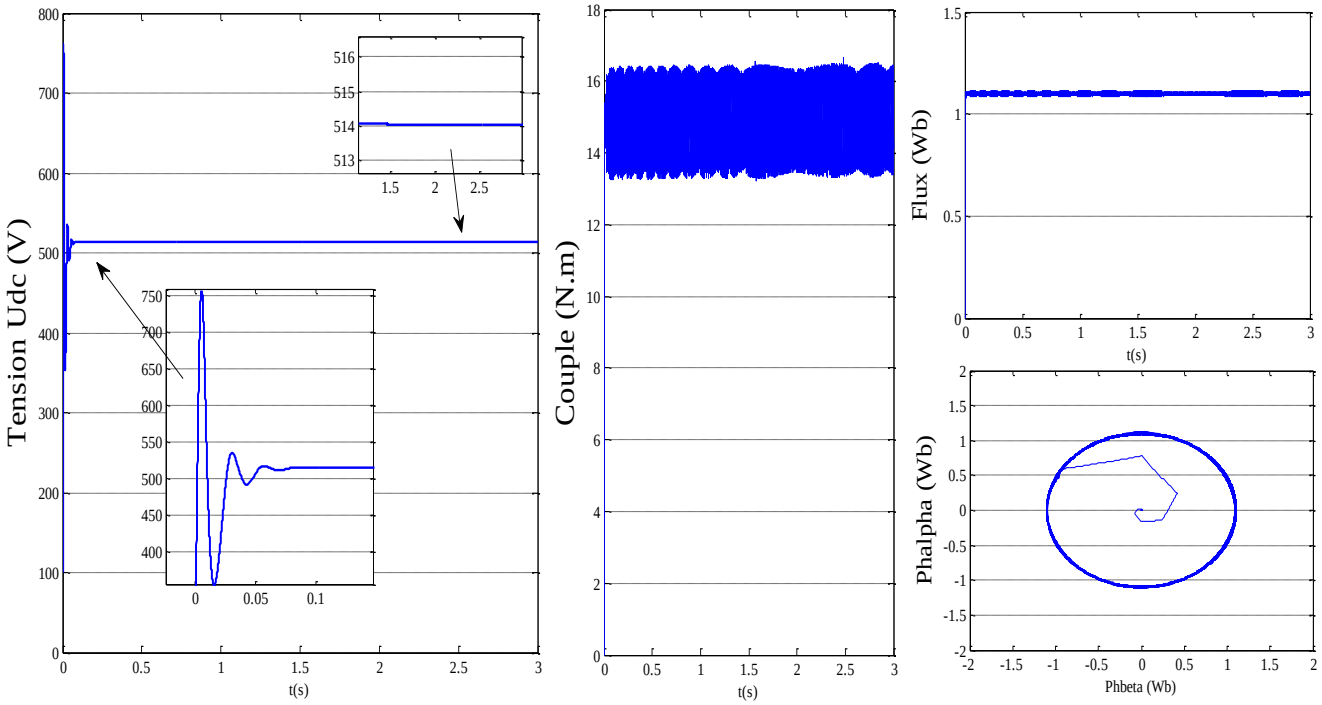


Figure IV.8. Résultats de simulation de la DTC-MAS-SOFC en boucle ouverte

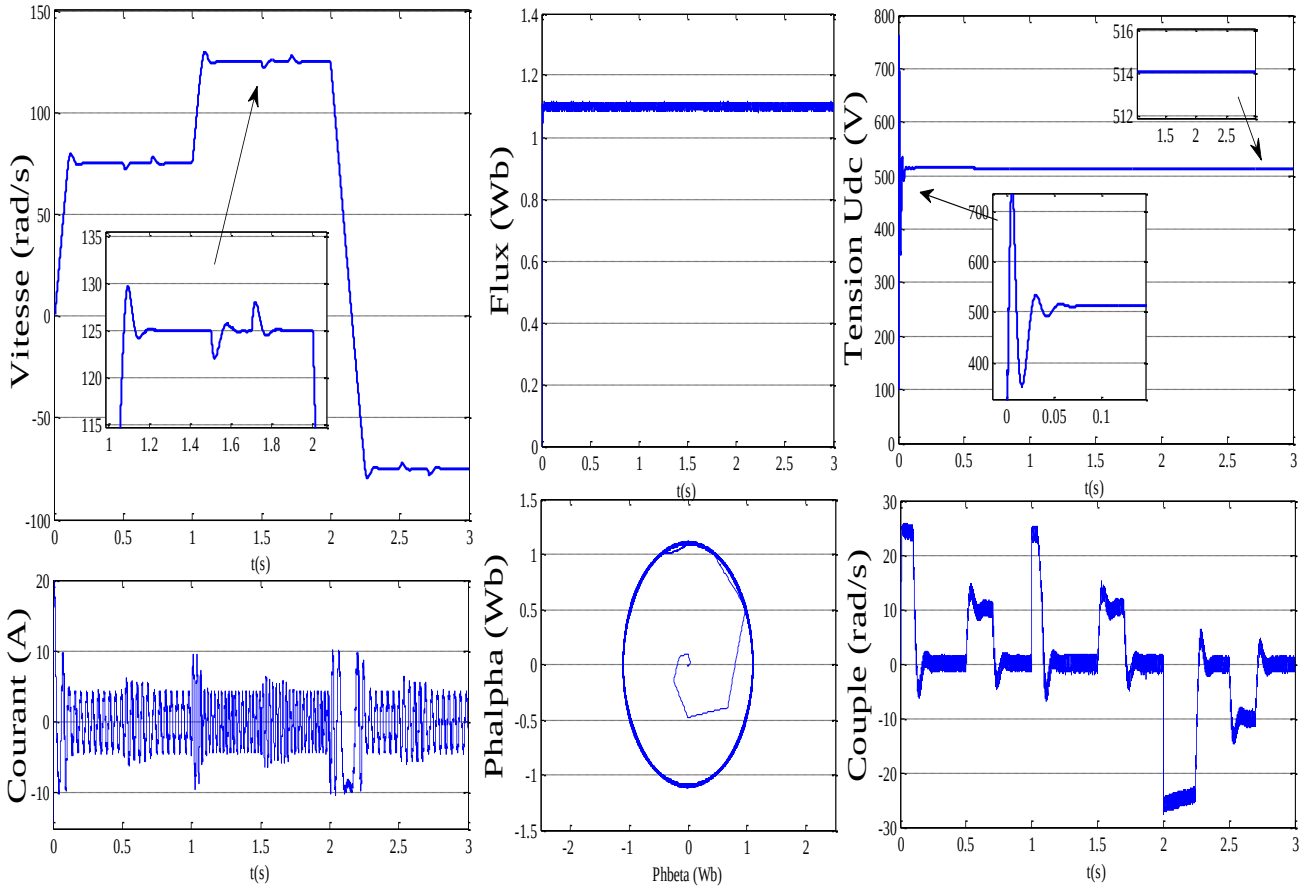


Figure IV.9. Résultats de simulation de la DTC-MAS-SOFC en boucle fermé

IV.10. CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté une étude détaillée sur le contrôle direct du couple appliqué à la machine asynchrone, où on a présenté le principe de base de réglage de couple et de flux, et ensuite on a élaboré la table de commutation ainsi les avantages et les inconvénients de la DTC. Suivi d'une présentation et interprétation des résultats de simulation de la DTC avec régulateur de vitesse et de tension classique de type PI.

Pour ses besoins et sa survie, l'homme utilise depuis longtemps les richesses de son environnement. Cependant, depuis quelques années une prise de conscience collective de la nécessité de protéger et de perdurer cet environnement est apparue. Enfin, l'épuisement à terme des richesses naturelles fossiles (pétrole, gaz...) conduit à les économiser en améliorant des solutions existantes, mais aussi en recherchant de nouvelles solutions alternatives à la production d'énergie pour la satisfaction de nos besoins. L'une de ces nouvelles solutions qui ont été proposé dans ce travail est la pile à combustible de type SOFC pour Solid Oxide Fuel Cell.

Dans le premier chapitre, nous sommes familiarisés avec l'une des sources d'énergie de la pile à combustible et ses différents types, en particulier, l'accent a été mis sur la pile à combustible de type SOFC, son principe de fonctionnement et l'étendue de son impact sur les machines électriques.

Et on a vu dans le deuxième chapitre de ce mémoire quelques topologies de base des convertisseurs continus-continus (DC-DC) utilisés dans les systèmes. On a étudié l'adaptation par le convertisseur DC-DC survolteur et on trouve les relations relient les grandeurs du convertisseur et le rapport cyclique du signal qui commande l'interrupteur du convertisseur.

Ensuite, dans le troisième chapitre, nous basons sur la modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil. Commençant par la modélisation de la machine dans le repère de Park puis l'association de la MAS-Onduleur de tension de deux niveaux et convertisseur DC/DC. Les résultats de simulation de performances de la MAS à cage à l'aide du logiciel Matlab/Simulink ont été présentés avec et sans onduleur de tension.

Et pour parvenir au quatrième chapitre, on a proposé d'appliquer la commande directe du couple à la machine asynchrone à cage d'écureuil alimentée par pile à combustible SOFC, où on a abordé la structure du système du contrôle direct du couple en présentant les méthodes d'estimation du couple et du flux, les correcteurs du couple et du flux, puis on a donné la table de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension.

La pile à combustible est l'une des solutions alternatives à l'heure actuelle car elle est disponible et renouvelable. Les résultats de la simulation obtenus et présentés dans le quatrième chapitre ont montré des bonnes performances du système proposé de la pile à combustible SOFC alimentant la machine asynchrone via un convertisseur DC-DC contrôlé par régulateur PI.

L’ensemble de ces travaux présentés dans ce mémoire, nous a permis d’identifier plusieurs pistes de recherche pour nos prochains travaux.

On citer :

- Diminution des ondulations de la commande DTC par des techniques intelligentes pour remplacer les deux comparateurs à hystérésis
- Améliorer la réponse de régulateur de tension PI par des régulateurs flous, neuronaux ou neuro-flous

.

A.1. PARAMÈTRES DE LA PILE A COMBUSTIBLE ET MAS :

Pile à combustible **(SOFC)**

Température absolue (K)	1273
Courant initial (A)	100
Constant de Farady (C/kmol)	96.487e6
Nombre des cellules en série	220
Les pertes Ohmique par cellule (Ohm)	3.2813e-4

Machine asynchrone à cage d'écureuil **(MAS)**

Puissance nominale	3.5Kw
Couple nominale	10N.m
Flux nominale	1.1 Wb
Fréquence	50Hz
Résistance statorique	4.85Ω
Résistance rotorique	3.805 Ω
Inductance statorique	0.274H
Inductance rotorique	0.274H
Inductance mutuelle (Msr)	0.258H
Moment d'inertie	0.031Kg/m^2
Coefficient de frottement	0.001131 I.S
Nombre de pair de pole	2

[1]	J. LACHAISE, « Etude des stratégies et des structures de commande pour le pilotage des systèmes énergétiques à pile à combustible (PAC) destinées à la traction », Thèse de doctorat de l'institut national Polytechnique de Toulouse, 2004.
[2]	EL H. AGLZIM, « Caractérisation par spectroscopie d'impédance de l'impédance complexe d'une pile à combustible en charge », Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincare-Nancy1, 2009.
[3]	IW. VIELSTICH, Handbook of fuel cells. Fundamentals, Technologie and Applications.
[4]	K. KORDESCH, G. SIMADER, Fuel Cells and Their Applications, ed VCH,Fuel Cell Handbook (5^{ième} edition) EG&G services, Parson, Inc. Science Applications, International Corporation. 1996.
[5]	A.MERABET, «Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone», Mémoire d'ingéniorat, université Québec Mai 2007.
[6]	R. TOUFOUTI, « Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone», Thèse de magister, université Mentouri Constantine, 2008.
[7]	A. RAHAL et M.F EDJIRI, « Contrôle direct du couple de la machine asynchrone », Mémoire d'ingénierie, université Msila 2004.
[8]	F. NACERI, « La commande vectorielle indirect et directe d'une machine asynchrone alimentée en tension », Mémoire de fin d'étude université de Batna 2000.
[9]	H. BENNADJI, C. HAMIDA ET R. HAOUMDI, « Contrôle directe de couple de la Machine induction », memoire licence LMD , centre université d'Eloued 2009
[10]	D. Nasri « La Commande Vectorielle indirecte et direct d'une machine asynchrone alimentée en tension » Mémoire de fin d'étude université de BATNA 2000.
[11]	N.KHALIL « Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue », Mémoire magister, université Mentouri de Constantine, 2006.
[12]	GUY. S. EDDIE S. « modélisation et commande des moteurs triphasés » ellipses Edition Marketing S.A., 2000.

[13]	LESENNE. J. NOTELET. F., G. SEGUIR, « Introduction A L'électrotechnique Approfondie », Technique Et Documentation.11, Rue Lavoisier, Paris, 1981
[14]	CARON. J. P. HAUTIER. J. P. « modélisation et commande de la machine asynchrone » Edition 1995.
[15]	Dr.BOUCHIDA, «modélisation des machines asynchrones et machine synchrones en vue de leur commande», MÉDÉA 2020.
[16]	H. TAMABET, « Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone », Mémoire de magister, Batna, 2006
[17]	A. BELHANI ET F. MEHAZZEM, « Commande par DTC De La Machine Asynchrone », Mémoire d'ingénieur en électrotechnique université d'Oum El-Bouaghi, juin 2007
[18]	A. Belhani et F. Mehazzem, « Commande par DTC De La Machine Asynchrone», Mémoire d'ingénieur en électrotechnique université d'Oum El-Bouaghi, juin 2007.
[19]	F. BENSMAINE ET N. AMEGHCHOUCHE, « commande par DTC d'un Moteur à induction sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif », Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2010.
[20]	T. BAKHTI ET S. BENDAAS, « commande par DTC d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif », Mémoire d'ingénier, université de Batna 2008.
[21]	B. MESSAOUDI, « Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de kalman en vue du contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone », Mémoire de magister d'électrotechnique université de Biskra 2007.
[22]	F M. ABD ELKEBIR ET N. MERZOUG, « contrôle direct de couple d'une machine à induction», Mémoire d'ingénieur université de Msila, juin 2005.
[23]	S. REBOUH ET S. BENAICHA, « commande par DTC d'une machine synchrone à aimant permanent », Mémoire d'ingénier, université de Batna 2008.
[24]	L. BESSOUF, « Etude comparative des performances dynamiques et statoriques d'un FOC et d'un DTC d'une Machine à induction », Mémoire d'ingénier, université de Batna 2005.
[25]	M. BENAISSA, « Minimisation des pulsations du couple dans une commande, directe du couple DTC d'une machine asynchrone » Mémoire de magister en électrotechnique, université de Batna.
[26]	F.HANANOU, A.ROUABAH, « Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque », Mémoire master académique en Electrotechnique industrielle Université Kasdi Merbah Ouargla, 2014.

[27]	Z.ABID, ALITIM, « Application De La Logique Flou Pour Poursuite Du Point De Puissance Maximale D'un Générateur Photovoltaïque », Mémoire de Master, Université, Dr Tahar Moulay, Sadïa, 2017.
[28]	H. CHERGUI, R. ATTA, « Etude et réalisation d'une commande MPPT numérique d'un hacheur solaire photovoltaïque », Mémoire de master en génie électrique, Université Dr Yahia Farès de Médéa 2015.
[29]	F. SLAMA, « Modélisation d'un système multi générateurs photovoltaïques interconnectés au réseau électrique », Mémoire de Magister En Electrotechnique Université Ferhat Abbas- Setif- ufas (Algérie) ,2011.
[30]	K. OUDJOUADJ, M.A. BENNINI, « Etude De La Poursuit Du Point De Puissance Maximale (MPPT) D'un Générateur Photovoltaïque Base Sur L'intelligence Artificielle », Mémoire de master en génie électrique, Université de Médéa, 2015.