

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE



MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET
DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN TIARET



FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUEES
DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

THÈSE

Présentée par :

Mr. ZEBBAR Mohamed

En vue de l'obtention du diplôme de :

DOCTORAT (L.M.D)

Spécialité : Génie électrique

THÈME

**Diagnostic et Commande Tolérante dans les
Systèmes de Dessalement D'eau**

Soutenue le : 29/12/2020

Devant le Jury :

Pr. ALLAOUI Tayeb :	Président,	Professeur - Tiaret
Pr. MESSLEM Youcef :	Encadreur,	Professeur - Tiaret
Pr. TADJINE Mohamed :	Co - Encadreur,	Professeur - ENP - Alger
Pr. DAAOU Bachir :	Examineur,	Professeur - USTO - Oran
Dr. NEGADI Karim :	Examineur,	MCA - Tiaret

Tiaret - 2019-2020

Remerciements

Louanges tout d'abord à Allah qui m'a donné les facultés nécessaires pour réaliser ma thèse de doctorat et que le salut et la paix soient sur notre prophète Mohamed.

Ma reconnaissance et mes remerciements vont ensuite aux personnes ci-après :

- Mes parents qui n'ont épargné aucun effort et lésiné sur aucun moyen pour me permettre d'accomplir mes études ; de même que mon frère et mes sœurs qui eux aussi ont contribué à leur manière dans cette réussite.

- Je souhaite remercier Monsieur le Professeur ALLAOUI Tayeb pour l'honneur qu'il m'a fait de bien vouloir présider ce jury de thèse.

- Monsieur, le Professeur DAAOU Bachir de l'université de USTO-Oran et le Docteur NEGADI Karim ont accepté d'examiner ce travail, je leur adresse mes plus sincères remerciements.

- Mon encadreur, Monsieur, le Professeur MESSLEM Youcef, qui m'a prodigué les conseils nécessaires et orienté judicieusement pour l'élaboration de ce document. Je tiens à signaler particulièrement sa disponibilité et sa motivation.

- Mon Co-encadreur, Monsieur, le Professeur TADJINE Mohamed pour les encouragements qu'il n'a cessé de m'adresser et pour l'aide et l'assistance qu'il m'a apportée pour accomplir ce travail.

- Enfin, et dans le même contexte je ne peux omettre de remercier Tous les membres du laboratoire LGEP, pour m'avoir soutenu, aidés et encouragés afin que je puisse terminer ce travail.

Dédicaces

A mes chers parents.

A mon frère.

A mes sœurs.

A toute ma famille.

Table des matières

Table des matières

Introduction Générale	1
Chapitre I : Etat de l'art sur les procédés de dessalement d'eau	
I.1. Introduction	5
I.2. Dessalement.....	5
I.2.1. Procédés de dessalement	8
I.2.1.1. Procédé thermique (distillation).....	9
I.2.1.2. Procédés membranaires	13
I.3. Membranes d'osmose inverse	17
I.3.1. Configuration de la membrane RO.....	17
I.3.1.1. Module de plaque plane	18
I.3.1.2. Module tubulaire.....	19
I.3.1.3. Module à fibres creuses	19
I.3.1.4. Module enroulé en spirale.....	20
I.3.2. Encrassement de la membrane RO.....	22
I.4. Éléments constitutants d'une usine de dessalement par osmose inverse.....	23
I.4.1. Système de prétraitement.....	24
I.4.2. Système de pompage	25
I.4.3. Systèmes à membrane RO	25
I.4.4. Système de récupération d'énergie	26
I.4.5. Post-traitement.....	27
I.5. Énergies renouvelables et applications au procédé de dessalement RO	27
I.5.1. Dessalement par osmose inverse alimenté par l'énergie photovoltaïque.....	28
I.6. Conclusion	29

Chapitre II : Configuration et modélisation d'une chaîne de dessalement d'eau par osmose inverse

II.1. Introduction 30

II.2. Configuration de système 30

 II.2.1. Modèle de générateur photovoltaïque 31

 II.2.1.1. Influence de rayonnement solaire 35

 II.2.1.2. Influence de la température 35

 II.2.2. Sous système moteur-pompe 36

 II.2.2.1. Pompe 36

 II.2.2.2. Moteur à induction 41

 II.2.2.3. Effet de la pompe centrifuge sur le moteur à induction 47

 II.2.3. Modélisation de la membrane d'osmose inverse (RO) 47

II.3. Conclusion 51

Chapitre III : Mise en œuvre de la commande des éléments de la chaîne de dessalement d'eau par osmose inverse

III.1. Introduction 52

III.2. Générateur photovoltaïque 52

 III.2.1. Commande MPPT 52

 III.2.1.1. Algorithme de perturbation et d'observation (P&O) 53

 III.2.1.2. Résultat de simulation 54

III.3. Groupe moteur-pompe 55

 III.3.1. Commande vectorielle du moteur à induction 55

 III.3.1.1. Les équations du moteur à induction en régime quelconque 56

 III.3.1.2. Principe de la commande vectorielle 56

 III.3.1.3. Commande vectorielle directe d'un moteur à induction alimenté en tension ... 58

 III.3.1.4. Calcul des régulateurs classiques 59

Table des matières

III.3.1.5 Résultat de simulation	64
III.3.2. L'accouplement entre le moteur à induction et la pompe centrifuge.....	65
III.3.2.1 Résultat de simulation	65
III.4. Membrane d'osmose inverse (RO)	67
III.4.1. Stratégie de contrôle	67
III.4.2. L'objectif de contrôle.....	67
III.4.2.1. Boucles de régulation du système RO.....	67
III.5. Conclusion	85
 Chapitre IV : Commande de la chaîne globale de dessalement d'eau par osmose inverse	
IV.1. Introduction.....	87
IV.2. Simulations de la chaîne globale	87
IV.2.1. Commande mode glissant d'ordre un	88
IV.2.1.1. Résultats de simulations.....	88
IV.2.2. Commande mode glissant d'ordre deux	95
IV.2.2.1. Résultats de simulations.....	95
IV.3. Comparaison entre les deux commandes.....	102
IV.3. Conclusion	102
 Chapitre V : Diagnostic et commande tolérante aux défauts d'actionneur MI de la pompe centrifuge	
V.1. Introduction.....	104
V.2. Commande tolérante aux défauts	104
V.2.1. Approches passives de la FTC	105
V.2.2. Approches actives de la FTC	105
V.3. Les défauts du moteur à induction	106
V.3.1. Modèle de moteur à induction avec défaut	107

Table des matières

V.3.1.1. Défaut statorique de type court-circuit	107
V.4. Observateurs dédiés au diagnostic des défauts	113
V.4.1. Observateur par mode glissant	113
V.4.1.1. Résultats de simulation	115
V.5. Commande du moteur à induction	117
V.5.1. Commande robuste par Backstepping	117
V.5.2. Application du Backstepping au moteur à induction	117
V.5.2.1. Contrôle du flux et de la vitesse	117
V.5.2.2. Contrôle de courant	118
V.5.3. Résultats de simulation	119
V.5.4. Commande robuste par mode glissant	120
V.5.4.1. Application de la commande par mode glissant au moteur à induction	121
V.5.4.2. Résultats de simulation	124
V.6. Commande sans capteur de vitesse du moteur à induction	124
V.6.1. Observateur Luenberger adaptatif	125
V.6.1.1. Schéma adaptatif pour l'estimation de la vitesse	126
V.6.1.2. Calcul du gain d'observation	127
V.6.1.3. Résultats de simulation	128
V.6.2. Observateur par mode glissant adaptatif du flux rotorique	129
V.6.2.1. Estimation adaptative de la vitesse	130
V.6.2.2. Résultats de simulation	131
V.7. Commande tolérante aux défauts passive du moteur à induction	132
V.7.1. Résultats de simulation	133
V.8. Commande tolérante active au défaut capteur	135
V.8.1. Algorithme de vote (MLV)	135
V.8.2. Résultats de simulation	136

Table des matières

V.9. Conclusion	137
Conclusion générale et perspectives	139
Bibliographie.....	142
Annexe A	151
Annexe B	153
Nomenclatures	158

Liste des Figures

Liste des figures

Figure I. 1 : Classification des procédés de dessalement existants.....	9
Figure I. 2 : Diagramme du procédé de dessalement MSF.....	9
Figure I. 3 : Diagramme du procédé de dessalement MED.....	11
Figure I. 4 : Diagramme du procédé de dessalement VC.	12
Figure I. 5 : Schéma du procédé de dessalement ED.	13
Figure I. 6 : Capacité mondiale de dessalement installée basée sur les différentes technologies. ...	15
Figure I. 7 : Schéma de principe de : (a) osmose (b) équilibre osmotique (c) osmose inverse (RO).	17
Figure I. 8 : Schéma de principe du module de plaque plane.....	18
Figure I. 9 : Schéma de principe du module tubulaire.....	19
Figure I. 10 : Schéma de principe du module à fibres creuses.	20
Figure I. 11 : Schéma de principe du module à membrane RO enroulé en spirale.	21
Figure I. 12 : Conception générale simplifiée d'une usine de dessalement par RO.....	23
Figure I. 13 : Les technologies de prétraitement les plus couramment étudiées au cours de la dernière décennie.	25
Figure II. 1 : Schéma synoptique de l'architecture globale du processus de dessalement par osmose inverse proposé.	30
Figure II. 2 : Schéma électrique équivalent d'une cellule photovoltaïque.....	32
Figure II. 3 : Caractéristiques I(V) et P(V) en fonction du rayonnement solaire.....	35
Figure II. 4 : Caractéristiques I(V) et P(V) en fonction de la température.....	36
Figure II. 5 : Schéma de principe d'une pompe centrifuge.....	37
Figure II. 6 : Courbe de performance d'une pompe centrifuge.....	40

Figure II. 7 : Structure typique d'un moteur à induction triphasé.	41
Figure II. 8 : Schéma général du système RO.	48
Figure III. 1 : Organigramme de l'algorithme de perturbation et d'observation (P&O).	54
Figure III. 2 : (a) Profil de rayonnement solaire. (b) Puissance photovoltaïque.	55
Figure III. 3: Principe de la commande vectorielle avec orientation de flux rotorique.	57
Figure III. 4 : Commande vectorielle directe d'un moteur à induction alimenté en tension.	58
Figure III. 5 : Découplage par addition des termes de compensation.	60
Figure III. 6 : Schéma fonctionnel du contrôle du courant i_{sd}	60
Figure III. 7 : Bloc de réglage de la vitesse de rotation.	62
Figure III. 8 : Schéma blocs de réglage du flux.	63
Figure III. 9 : (a) Profil de la vitesse de rotation du MI. (b) Réponse du courant statorique direct. (c) Réponse du courant statorique quadratique. (d) Réponse du flux rotorique.	64
Figure III. 10 : Schéma illustratif montre l'accouplement entre le moteur à induction et la pompe centrifuge.	65
Figure III. 11 : (a) Profil de la vitesse de rotation du MI (b) Couple résistant et réponse du couple électromagnétique (c) Évolution du débit de la pompe.	66
Figure III. 12 : Schéma fonctionnel montre la relation directe entre la boucle de régulation de vitesse du MI et boucle de régulation de pression du système (P_{sys}).	68
Figure III. 13 : Comportement de loop shaping.	68
Figure III. 14 : Diagramme bloc de loop shaping.	69
Figure III. 15 : Schéma de la commande par retour d'état.	73
Figure III. 16 : Schéma de la commande par retour d'état avec action intégrale.	75

Figure III. 17 : (a) Profil de la vitesse du flux d'alimentation (v_f). (b) Vitesse du flux de dérivation (v_b). (c) Vitesse du flux de rétentat (v_r).....	76
Figure III. 18 : (a) Profil de la vitesse du flux de perméat (v_p). (b) Pression du système (P_{sys}).....	77
Figure III. 19 : (a) Profil de la vitesse du flux d'alimentation (v_f). (b) Vitesse du flux de dérivation (v_b). (c) Vitesse du flux de rétentat (v_r).....	84
Figure III. 20 : (a) Profil de la vitesse du flux de perméat (v_p). (b) Pression du système (P_{sys}).....	85
Figure IV. 1 : La chaine globale du processus de dessalement par osmose inverse proposé.....	87
Figure IV. 2 : (a) Profil de rayonnement solaire. (b) Puissance photovoltaïque.	88
Figure IV. 3 : (a) Profil de la vitesse d'entraînement à fréquence variable (S_{VFD}). (b) Couple résistant et réponse du couple électromagnétique. (c) Réponse du courant statorique direct. (d) Réponse du flux rotorique.....	89
Figure IV. 4 : (a) Profil de la vitesse du flux d'alimentation (v_f). (b) Vitesse du flux de dérivation (v_b). (c) Vitesse du flux de rétentat (v_r). (d) Vitesse du flux de perméat (v_p). (e) Pression du système (P_{sys}).	90
Figure IV. 5 : Résultats de la réponse du système RO sous la variation de la concentration en sel du flux d'alimentation. (a) Vitesse du flux de dérivation. (b) Vitesse du flux de rétentat. (c) Vitesse du flux de perméat. (d) Pression du système.	92
Figure IV. 6 : Résultats de la réponse du système RO dans des conditions bruyantes. (a) Profil de bruit injecté. (b) Vitesse d'entraînement à fréquence variable (S_{VFD}). (c) Vitesse du flux d'alimentation.....	93
Figure IV. 7 : Résultats de la réponse du système RO dans des conditions bruyantes. (a) Vitesse du flux de dérivation. (b) Vitesse du flux rétentat. (c) Vitesse du flux de perméat. (d) Pression du système.....	94
Figure IV. 8 : (a) Profil de rayonnement solaire. (b) Puissance photovoltaïque.	95

Figure IV. 9 : (a) Profil de la vitesse d'entraînement à fréquence variable (S_{VFD}). (b) Couple résistant et réponse du couple électromagnétique. (c) Réponse du courant statorique direct. (d) Réponse du flux rotorique.....	96
Figure IV. 10 : (a) Profil de la vitesse du flux d'alimentation (v_f). (b) Vitesse du flux de dérivation (v_b). (c) Vitesse du flux de rétentat (v_r). (d) Vitesse du flux de perméat (v_p). (e) Pression du système (P_{sys}).	97
Figure IV. 11 : Résultats de la réponse du système RO sous la variation de la concentration en sel du flux d'alimentation. (a) Vitesse du flux de dérivation. (b) Vitesse du flux de rétentat. (c) Vitesse du flux de perméat. (d) Pression du système.	99
Figure IV. 12 : Résultats de la réponse du système RO dans des conditions bruyantes. (a) Profil de bruit injecté. (b) Vitesse d'entraînement à fréquence variable (S_{VFD}). (c) Vitesse du flux d'alimentation.	100
Figure IV. 13 : Résultats de la réponse du système RO dans des conditions bruyantes. (a) Vitesse du flux de dérivation. (b) Vitesse du flux rétentat. (c) Vitesse du flux de perméat. (d) Pression du système.....	101
Figure V. 1 : Défaut court-circuit de spires dans la phase b du stator.	107
Figure V. 2 : Circuit équivalent d'un moteur à induction avec un défaut de court-circuit statorique dans le repère $\alpha\beta$	110
Figure V. 3 : Profils de la vitesse de rotation (ω_r) et les courants statorique (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}) lors d'un défaut de court-circuit.	112
Figure V. 4 : Analyse spectrale de type FFT du courant de ligne lors d'un défaut de court-circuit.	112
Figure V. 5 : Profil de la vitesse de rotation (ω_r).	115
Figure V. 6 : Les courants statorique (i_{sa} , $i_{s\beta}$) et ses résidus en boucle fermée.....	115
Figure V. 7 : Les flux rotorique (ϕ_{ra} , $\phi_{r\beta}$).....	116

Liste des figures

Figure V. 8 : Evolution des résidus de courants ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$) en présence d'un défaut de court-circuit.	116
Figure V. 9 : Résultats de simulation de la commande Backstepping.....	120
Figure V. 10 : Résultat de simulation de la commande mode glissant.....	124
Figure V. 11 : Principe d'un système adaptatif.....	127
Figure V. 12 : Résultats de simulation de la commande vectorielle directe avec association d'observateur de Luenberger adaptatif.	128
Figure V. 13 : Résultats de simulation de la commande vectorielle directe avec association d'observateur mode glissant adaptatif.....	131
Figure V. 14 : Schéma bloc de FTC passive.....	133
Figure V. 15 : Résultat de simulation de FTC passive avec défaut statorique de type court-circuit.	134
Figure V. 16 : Analyse spectrale du courant de ligne. (a) : avant FTC. (b) : après FTC.....	134
Figure V. 17 : Schéma de principe de l'algorithme de vote.	135
Figure V. 18 : Résultat de simulation de l'algorithme de vote.	137
Figure B. 1 : Schéma de l'onduleur triphasé deux niveaux.	153
Figure B. 2 : Schéma de principe de la commande MLI sinus-triangle.	157

Liste des Tableaux

Liste des Tableaux

Tableau I. 1 : Les dix principaux pays utilisant le dessalement.6

Tableau I. 2 : Production d'eau dessalée par régions.7

Tableau I. 3 : Comparaison des modules à membrane RO. 18

Tableau IV. 1 : Comparaison entre les lois de commande appliquées au système RO..... 102

Introduction générale

Introduction Générale

L'eau est la source de la vie, la base de la survie humaine et représente un élément essentiel pour garantir le développement substantiel de l'économie d'un pays. Avec l'augmentation de la population mondiale, l'écart entre l'offre et la demande d'eau se creuse et atteint des niveaux si alarmants que, dans certaines régions du monde, il constitue une menace pour l'existence humaine.

La pénurie d'eau douce est un problème croissant dans le monde entier car seulement 1 % de l'eau de la planète est disponible pour la consommation humaine [1]. En outre, les dernières prévisions statistiques ont révélé qu'environ la moitié de la population de la terre peut être soumise à des conditions de stress hydrique l'année 2030 [2]. Le problème de la rareté de l'eau est encore aggravé par des facteurs tels que la croissance exponentielle de la population, l'industrialisation, l'expansion des activités agricoles, la pollution de l'eau, la mauvaise gestion de l'eau et le changement climatique. Afin de relever le défi mondial de la pénurie de l'eau, des efforts considérables sont déployés pour développer et faire progresser des technologies alternatives de production d'eau. En outre, les scientifiques et les dirigeants font des efforts importants pour sensibiliser à l'importance de la gestion et de la conservation de l'eau. Le dessalement d'eau est considéré comme la principale solution de production d'eau propre à partir de diverses sources.

Le dessalement est un processus qui consiste à éliminer les sels et les minéraux (contaminants) de l'eau de mer ou de l'eau saumâtre afin d'obtenir de l'eau propre, convenant à la consommation humaine et à l'utilisation industrielle et domestique. Des réglementations strictes, imposées par les différents gouvernements, sur la qualité de l'eau potable ont nécessité l'amélioration des usines de dessalement de l'eau et le renforcement de leur efficacité.

Les deux principales catégories de dessalement sont des procédés thermiques et membranaires. Avec les progrès de la technologie des membranes, le dessalement par osmose inverse (RO) est la technique la plus prometteuse et la plus réalisable en raison de sa haute efficacité énergétique. En outre, ce procédé présente des avantages tels que la simplicité de conception et de fonctionnement. De plus, il est capable de produire de l'eau douce à moindre coût et de meilleure qualité. RO nécessite de l'électricité pour entraîner la pompe qui augmente la pression de la solution saline à celle requise. La pression nécessaire dépend de la concentration en sel de la ressource de solution saline. L'énergie requise pour faire fonctionner les usines de dessalement par osmose inverse reste un inconvénient majeur, vu qu'elle est fournie par des sources d'énergie conventionnelles. Toutefois, les émissions de gaz à effet de serre (GES) dues aux combustibles fossiles et le coût élevé de leur utilisation ont suscité un intérêt croissant pour les sources d'énergie renouvelables.

Au cours du dernier quart de siècle, les technologies des énergies renouvelables ont certainement évolué techniquement au point qu'elles doivent maintenant être considérées comme des alternatives énergétiques propres aux combustibles fossiles. Parmi les différentes combinaisons possibles de technologie de dessalement par osmose inverse et d'énergie renouvelable, certaines sont plus prometteuses en termes d'économie et la faisabilité technologique que d'autres. Leur applicabilité dépend fortement de la situation locale, la disponibilité des ressources énergétiques renouvelables et la qualité de l'eau à dessaler. En outre, certaines combinaisons sont mieux adaptées aux grandes dimensions alors que d'autres sont mieux adaptées aux applications à petite échelle. La sélection de la technologie renouvelable appropriée dépend d'un certain nombre de facteurs. Il s'agit notamment de la taille de l'usine, la salinité de l'eau d'alimentation, l'éloignement, la disponibilité de l'électricité du réseau, l'infrastructure technique, ainsi que le type et le potentiel de la ressource énergétique renouvelable locale. En effet, l'énergie solaire est la plus utilisée, représentant près de 57% du marché du dessalement basé sur les énergies renouvelables où la combinaison de technologies la plus populaire est l'utilisation de l'énergie photovoltaïque en conjonction avec le dessalement par osmose inverse [3].

Afin de tenir compte de la variabilité de la qualité de l'eau d'alimentation, une stratégie de contrôle robuste du processus (pour les principaux paramètres de fonctionnement du système tels que le débit d'alimentation, la pression du système... etc.) qui tient compte des conditions de fonctionnement souhaitées du système, de la qualité de l'eau d'alimentation, des limites opérationnelles du système est nécessaire. En outre, malgré les qualités évoquées, il n'est pas exclu que la chaîne globale de dessalement par osmose inverse peut présenter quelques défaillances au niveau de ses différentes composantes. Ces défauts peuvent être de différentes natures. C'est pourquoi la conception des systèmes de diagnostic et la commande tolérante aux défauts est devenue un besoin crucial pour assurer la sécurité des personnes, la qualité de service et la rentabilité des installations.

Dans ce contexte, les travaux présentés dans notre thèse ont pour but de proposer un système de dessalement par osmose inverse autonome alimenté par une source d'énergie renouvelable. On envisagera l'étude d'une chaîne complète en tenant compte de tous les composants supplémentaires nécessaires au système RO tels que la source d'énergie photovoltaïque, le groupe moteur-pompe...etc., le contrôle de chaque élément de cette chaîne sera assuré.

Ainsi, la thèse s'articule autour de cinq chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présentons un état de l'art sur les procédés de dessalement d'eau. En outre nous exposons la situation hydrique mondiale et les différentes techniques de dessalement,

en expliquant en détaille le principe de procédé d'osmose inverse (RO), ainsi que la configuration de la membrane RO. Nous terminerons ce chapitre par l'intégration des énergies renouvelables comme source d'énergie pour ce procédé. Une attention particulière à l'énergie photovoltaïque est donnée et qui sera un élément clés de notre étude.

Dans le deuxième chapitre, la configuration du système de dessalement par osmose inverse autonome est présentée ainsi que la modélisation de ses différentes parties. Ces modèles vont servir comme un moyen nécessaire pour développer différentes approches de commandes.

Dans le troisième chapitre, les stratégies de commande adoptées pour commander séparément chaque élément constituant la chaîne de dessalement par osmose inverse (RO). Nous abordons d'abord la commande du générateur photovoltaïque basée sur la poursuite du point de puissance maximale (MPPT) et du moteur à induction qui entraîne la pompe centrifuge qui a pour rôle l'alimentation de l'unité de dessalement RO en eau salée basée sur une commande vectorielle directe (FOC). Ensuite, nous présentons les différentes stratégies de commande de la membrane RO pour assurer un fonctionnement optimal. Trois types de réglages seront étudiés :

- ✓ Commande linéaire par retour d'état.
- ✓ Commande robuste par mode glissant d'ordre un.
- ✓ Algorithme du super-twisting.

Le chapitre quatre est dédié à la présentation des résultats de simulation par l'outil Matlab/Simulink sous différents scénarios de la chaîne globale de dessalement par osmose inverse. Une attention accrue sera mise sur les performances et la robustesse de la commande par mode glissant d'ordre un et l'algorithme super-twisting développés pour le contrôle de la membrane RO, et leurs effets sur l'architecture globale. Les résultats de simulation sont discutés et analysés.

Les travaux du cinquième chapitre concernent le développement des stratégies de commande tolérante aux défauts du moteur à induction entraînant la pompe centrifuge permettant de s'accommoder automatiquement de l'effet de certains types de défauts qui peuvent apparaître sur des capteurs, ou sur le système tout en étant capable de maintenir la stabilité de ce dernier et d'éviter les situations catastrophiques. Nous présentant d'abord une modélisation basée sur la représentation du moteur à induction triphasé à cage en présence d'un défaut statorique. Les modèles du moteur dans les deux cas, sain et avec défaut, vont servir comme un moyen nécessaire pour tester la méthode de diagnostic à base d'observateur mode glissant développées. Ensuite deux types de commande robuste par orientation du flux seront étudiés : commande Backstepping basé sur Laypunov et commande par mode glissant. Nous avons développé deux observateurs adaptatifs en vue de la commande du moteur

sans capteur de vitesse. Les deux observateurs (Luenberger et mode glissant) sont synthétisés en utilisant la technique MRAS (Model Reference Adaptive System). À la fin des algorithmes de commande tolérante aux défauts (passive et active) sont synthétisés en se basant sur les outils développés précédemment.

Nous concluons notre travail avec une conclusion générale et des perspectives.

Chapitre I

Etat de l'art sur les procédés de dessalement
d'eau

I.1. Introduction

Dans un monde confronté à une urbanisation croissante, à la croissance démographique, au changement climatique et à la dégradation des ressources en eau, l'importance d'une source technologique fiable pour fournir de l'eau douce devient vitale. La solution la plus répondu est le dessalement d'eau.

Dans ce chapitre nous allons présenter en générale le processus de dessalement, où nous abordant brièvement la situation mondiale et les technologies les plus importantes pour le dessalement employés actuellement pour la production de l'eau douce à partir de l'eau salée. Nous préciserons de manière explicite les différentes caractéristiques et le principe de fonctionnement de chaque procédé. Une attention particulière est portée sur l'osmose inverse (RO) en raison de son introduction dans la majorité des solutions technologiques de dessalement. Elle sera retenue pour la suite de nos travaux. Nous allons alors décrire les différents éléments constituant d'une usine de dessalement par osmose inverse. Nous mettrons en avant le phénomène de l'encrassement de la membrane RO qui est l'un des problèmes majeurs. Enfin, ce chapitre se termine en examinant l'association de procédé de dessalement par RO avec les sources d'énergie renouvelable en particulier avec l'énergie photovoltaïque (PV) afin d'arriver à une configuration d'un système de dessalement renouvelable fiable.

I.2. Dessalement

L'eau joue un rôle important dans toutes nos activités quotidiennes et sa consommation augmente de jour en jour en raison de l'amélioration du niveau de vie de l'humanité. Certaines régions du globe subissent un stress grave à cause de la pénurie d'eau et de la pollution. La pénurie d'eau douce est une menace majeure pour la prospérité de l'humanité. Aujourd'hui, dans de nombreuses régions du monde, les ressources en eau douce pour la production d'eau potable sont inexistantes ou insuffisantes en raison des effets de réchauffement de la planète et de la croissance de la population mondiale. Selon l'Organisation des Nations Unies, d'ici à 2025, 1.8 milliard de personnes vivront dans des pays ou des régions où la pénurie d'eau est permanente, et les deux tiers de la population mondiale pourraient vivre dans des conditions de stress hydrique [4], [5].

Le manque d'eau potable semble ironique vu que nous vivons dans un monde d'eau (L'eau recouvre 71 % de la surface de la planète). La vérité, c'est que 96,5 % de l'eau de la terre est salée et non potable et que 1,7 % de l'eau de la terre se trouve dans les calottes glaciaires. Seulement 0,8 % est considéré comme de l'eau douce et sont disponibles pour la consommation humaine. Le

pourcentage restant est constitué d'eau saumâtre, d'eau légèrement salée que l'on trouve comme eau de surface dans les estuaires et comme eau souterraine dans les aquifères salés. Pour combattre ce manque d'eau potable, le dessalement est devenu au cours des dernières décennies, une solution efficace. L'idée est de transformer l'eau salée en eau douce [6].

Le dessalement est un procédé qui permet de produire de l'eau potable, en éliminant la majeure partie du sel dans l'eau (mer ou saumâtre). En outre, il peut traiter des eaux d'origines différentes : l'eau de mer (dont la concentration varie entre 35 et 49 g/l), les eaux saumâtres et les eaux souterraines (où la concentration en sel varie de 1 à 10 g/l) [3].

Le dessalement de l'eau de mer et de l'eau saumâtre se développe rapidement dans le monde et il jouera un rôle significatif dans l'approvisionnement en eau douce dans les années à venir où le nombre et la taille des projets de dessalement dans le monde ont augmenté de 5 à 6 % par an depuis 2010 [7]. En 2013, il y avait plus de 17.000 usines de dessalement en activité, fournissant environ 80 millions de mètres cubes par jour d'eau potable à 300 millions de personnes dans 150 pays différents [8]. En 2015, la capacité de production est portée à près de 97,5 millions de mètres cubes par jour, et l'approvisionnement en eau dessalée devrait passer à 192 millions de mètres cubes par jour d'ici 2050 [9]. Cela signifie qu'un énorme effort de développement, de recherche, de construction de nouvelles installations et d'amélioration de la technologie sera réalisé au cours des années à venir. Le tableau I. 1 montre les dix premiers pays qui emploient le dessalement [10].

N°	Pays	Capacité totale (millions m ³ /j)	Part de marché (%)
1	Arabie Saoudite	9.9	16.5
2	Etats-Unis	8.4	14
3	Emirats Arabes Unis	7.5	12.5
4	Espagne	5.3	8.9
5	Koweït	2.5	4.2
6	Chine	2.4	4
7	Japon	1.6	2.6
8	Qatar	1.4	2.4
9	Algérie	1.4	2.3
10	Australie	1.2	2

Tableau I. 1 : Les dix principaux pays utilisant le dessalement.

Chapitre I : Etat de l'art sur les procédés de dessalement d'eau

L'Arabie Saoudite est actuellement le plus grand producteur mondial d'eau dessalée et répond à 60 % de sa demande totale en eau par le dessalement [11]. Dans certains pays comme le Koweït et le Qatar, 100% de l'eau utilisée est obtenue par dessalement [12]. L'Algérie est l'un des pays de la région MENA qui a inclus le dessalement de l'eau de mer, où elle a établi 43 usines de dessalement d'eau jusqu'en l'année 2019 dont la plus grande station de dessalement de Mactaâ à Oran d'une capacité de production de 500.000 m³/j. La stratégie de l'Algérie jusqu'en 2030 est d'avoir 3 millions de mètre cube d'eau produite par jour par dessalement d'eau de mer [13].

Le tableau I. 2 montre la répartition de la capacité de dessalement par région. Notons que près de 50 % de la capacité mondiale de dessalement appartient au Moyen-Orient. C'est logique, car le Moyen-Orient est une région à forte pénurie hydraulique mais avec de grandes réserves énergétiques (plus de 60 % des réserves mondiales de pétrole se trouvent au Moyen-Orient) [14].

N°	Région	Ratio (%)
1	Moyen-Orient	53.4
2	Amérique du Nord	17
3	Asie	10.6
4	Europe	10.1
5	Afrique	6.2
6	Amérique Centrale	1.8
7	Amérique du Sud	0.6
8	Australie	0.4

Tableau I. 2 : Production d'eau dessalée par régions.

La capacité mondiale augmente de jour en jour en raison de la réduction significative des coûts de dessalement résultant des progrès technologiques importants. Dans certains secteurs précis, le dessalement est maintenant en mesure de concurrencer avec succès les ressources en eau conventionnelles et les transferts d'eau pour l'approvisionnement en eau potable (construction de barrages et de réservoirs ou transferts de canaux). Avec l'augmentation de la capacité, diverses technologies de dessalement ont été mises au point au cours des années [15].

I.2.1. Procédés de dessalement

Il existe plusieurs technologies de dessalement et plusieurs façons de les classer ; certaines sont plus adaptées à un environnement donné que d'autres. Actuellement, cinq techniques sont utilisées, regroupées en deux grandes catégories :

- ✓ Les procédés thermiques (distillation).
- ✓ Les procédés membranaires.

Les deux fonctionnent selon le même principe qui sépare l'eau salée en deux flux :

- ✓ Le flux d'eau douce avec une faible concentration en sels dissous.
- ✓ Le flux concentré (saumure).

Quelle que soit la technologie utilisée, toutes les usines de dessalement ont besoin d'énergie pour fonctionner et ont besoin d'une unité de prétraitement chimique d'eau saumâtre brute (ou l'eau de mer) et de post-traitement chimique de l'eau traitée [3].

Le dessalement thermique (distillation) fonctionne sur la base de la fourniture d'énergie thermique à l'eau d'alimentation saline pour chauffée, évaporée, puis condensée pour obtenir de l'eau potable. Les technologies thermiques ont tendance à être utilisées dans les régions où les niveaux de salinité de l'eau sont élevés et où les coûts énergétiques sont faibles, comme dans les Caraïbes et au Moyen-Orient, tandis que les technologies bien connues sont : le dessalement à étapes multiples (MSF) et la distillation à effets multiples (MED) [10], [14].

Dans le dessalement membranaire, les molécules d'eau ou les ions passent par des membranes, à l'aide de pompes électriques ou à haute pression, pour produire de l'eau douce. L'osmose inverse (RO) et l'électrodialyse sont très répandues. Les procédés membranaires, tels que l'osmose inverse (RO), se sont rapidement développés depuis les années 1960 et plus en plus populaires dans des régions comme le Moyen-Orient en raison de leur faible consommation d'énergie spécifique, de leur empreinte environnementale moindre et de leur capacité plus flexible que leurs homologues thermiques [10], [16]. Le schéma de la figure I. 1 présente les différents procédés de dessalements existants.

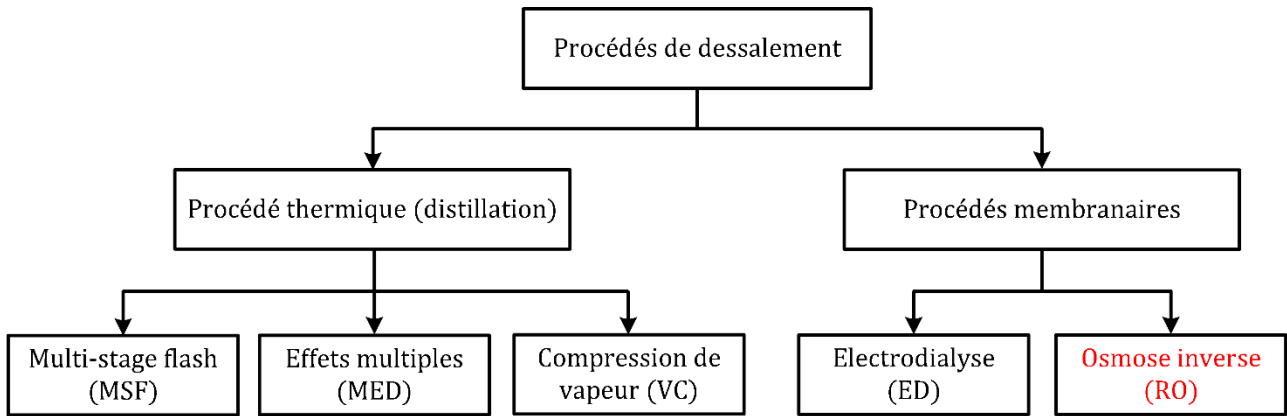


Figure I. 1 : Classification des procédés de dessalement existants.

I.2.1.1. Procédé thermique (distillation)

I.2.1.1.1. Multi-stage Flash (MSF)

La distillation de l'eau dans un récipient fonctionnant à pression réduite, ce qui permet d'abaisser le point d'ébullition de l'eau, est utilisée depuis plus d'un siècle. Dans les années 1950, "Weirs of Cathcart" en Écosse a utilisé ce concept pour inventer le procédé MSF, qui a connu un développement important et une large application dans les années 1960 en raison de son échelle économique et de sa capacité à fonctionner avec une vapeur de qualité inférieure [17]. MSF produit actuellement environ 21 % de la production mondiale totale d'eau dessalée. La plupart des usines de MSF sont situées au Moyen-Orient (en particulier en Arabie saoudite, Émirats arabes unis et au Koweït) en raison de la forte dépendance aux combustibles fossiles. Bien que le procédé MSF soit une source fiable pour la production d'eau douce à partir de l'eau de mer, il est considéré comme un procédé énergivore qui nécessite une énergie électrique et thermique [14].

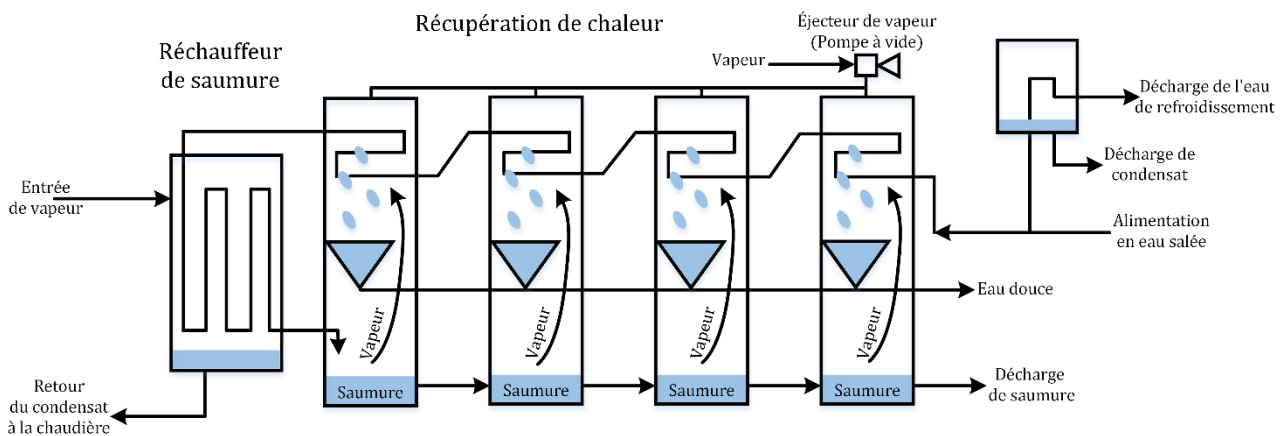


Figure I. 2 : Diagramme du procédé de dessalement MSF.

Dans le procédé MSF, illustré à la figure I. 2, l'eau d'alimentation (eau salée) est chauffée dans un récipient appelé réchauffeur de saumure jusqu'à ce qu'elle atteigne une température inférieure à la température d'ébullition de saturation. L'eau de mer chauffée s'écoule dans une série de récipients, en séquence, où la pression ambiante inférieure fait bouillir rapidement l'eau et s'évapore. Cette introduction soudaine d'eau chauffée dans la chambre à pression réduite est appelée "effet de flashage", car l'eau se transforme presque en vapeur.

Un petit pourcentage de cette eau est converti en vapeur d'eau ; le pourcentage dépend principalement de la pression à l'intérieur de l'étage, car l'ébullition continue jusqu'à ce que l'eau refroidisse et la vaporisation cesse. La vapeur produite par le flashage est transformée en eau douce par condensation sur les tubes des échangeurs de chaleur (condenseur) qui traversent chaque étage. L'eau d'alimentation qui entre dans le réchauffeur de saumure refroidit les tubes. Ceci, à son tour, réchauffe l'eau d'alimentation et augmente l'efficacité thermique en réduisant la quantité d'énergie thermique requise dans le réchauffeur de saumure pour augmenter la température de l'eau de mer [14], [18].

Une unité MSF qui utilisait une série d'étages réglés à des pressions atmosphériques de plus en plus basses a été développée afin que l'eau d'alimentation qui passait d'un étage à l'autre soit bouillie à plusieurs reprises sans ajouter de chaleur. En général, une usine de MSF comporte entre 10 et 30 étages [17].

I.2.1.1.2. Distillation à effets multiples (MED)

La distillation à effets multiples (MED) aussi appelée l'évaporation à effets multiples (MEE), est l'une des plus anciennes technologies de dessalement qui a été utilisée depuis la fin des années 1950 et le début des années 1960. Cependant, en raison de problèmes d'entartrage sur les tubes de transfert de chaleur, elle a perdu sa faveur et a été remplacé par MSF [15]. La MED n'est pas encore largement utilisée, mais elle a attiré l'attention en raison de ses meilleures performances thermiques par rapport à la MSF. Actuellement, 7% de l'eau dessalée dans le monde est produite par des usines MED [14].

Le processus MED, comme MSF, se déroule dans une série de récipients ou d'évaporateurs appelés effets, et utilise également le principe de l'évaporation et de la condensation en réduisant la pression ambiante dans les différents effets. Ce procédé permet à l'eau d'alimentation (l'eau de mer) de bouillir plusieurs fois sans fournir de chaleur supplémentaire après le premier effet. L'eau bout à des températures plus basses lorsque la pression diminue, de sorte que la vapeur d'eau du premier récipient ou effet sert de moyen de chauffage pour le second, et ainsi de suite [18].

L'eau de mer entre dans le premier effet et sera élevée au point d'ébullition après avoir été préchauffée dans les tubes. L'eau de mer est pulvérisée sur la surface des tubes de l'évaporateur pour favoriser une évaporation rapide. Les tubes de l'évaporateur sont chauffés par la vapeur provenant de l'extérieur, normalement d'une centrale électrique à double usage. La vapeur est condensée sur le côté opposé des tubes, et le condensat de vapeur est recyclé à la centrale pour l'eau d'alimentation de sa chaudière [14], comme le montre la figure I. 3 [19].

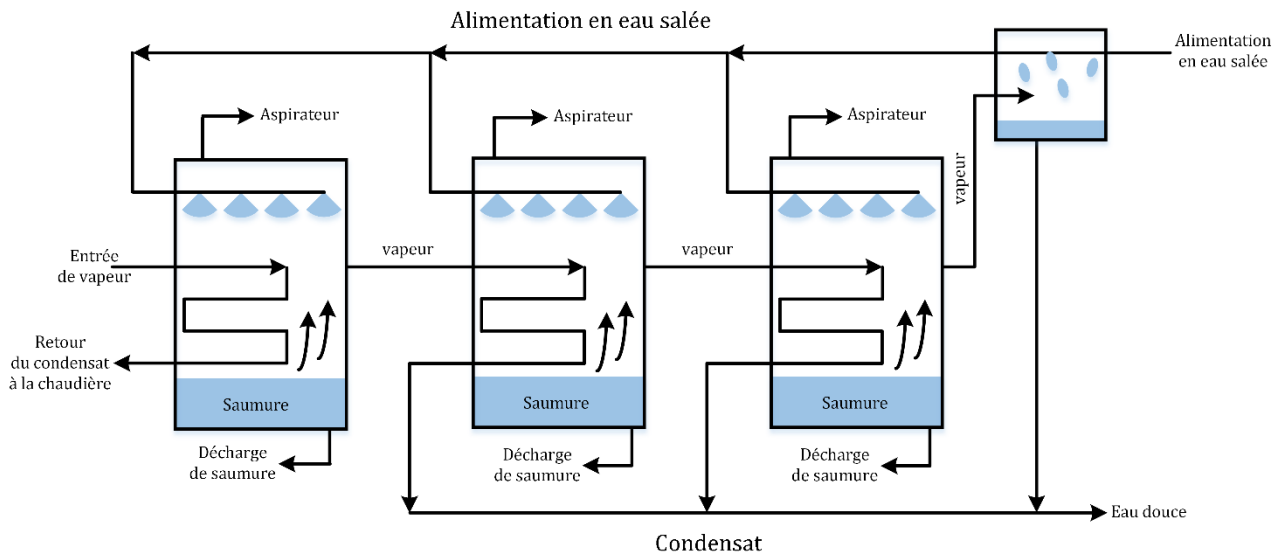


Figure I. 3 : Diagramme du procédé de dessalement MED.

Plus il y a de récipients ou d'effets, plus le ratio de performance est élevé. En général, 4 à 21 effets et un ratio de performance entre 10 et 18 se trouve dans les grandes usines. Selon la disposition des tubes de l'échangeur de chaleur, les unités MED peuvent être classées en faisceaux de tubes horizontaux, verticaux ou empilés verticalement [19], [20].

I.2.1.1.3. Distillation par compression de vapeur (VC)

Le procédé de distillation par compression de vapeur (VC) est généralement utilisé pour les unités de dessalement d'eau de mer de petite et moyenne taille. La chaleur nécessaire à l'évaporation de l'eau provient de la compression de la vapeur, plutôt que de l'échange direct de chaleur de la vapeur produite dans une chaudière. Les installations qui utilisent ce procédé sont généralement conçues pour profiter du principe de la réduction de la température du point d'ébullition en réduisant la pression. Deux dispositifs principaux sont utilisés pour condenser la vapeur afin de produire suffisamment de chaleur pour évaporer l'eau de mer entrante : un compresseur mécanique (compression mécanique de la vapeur) ou un jet de vapeur (compression thermique de la vapeur). Le compresseur mécanique (MVC) est généralement entraîné électriquement ou par un moteur diesel,

ce qui permet l'utilisation exclusive de l'énergie électrique pour produire de l'eau par distillation (figure I. 4) [15], [21].

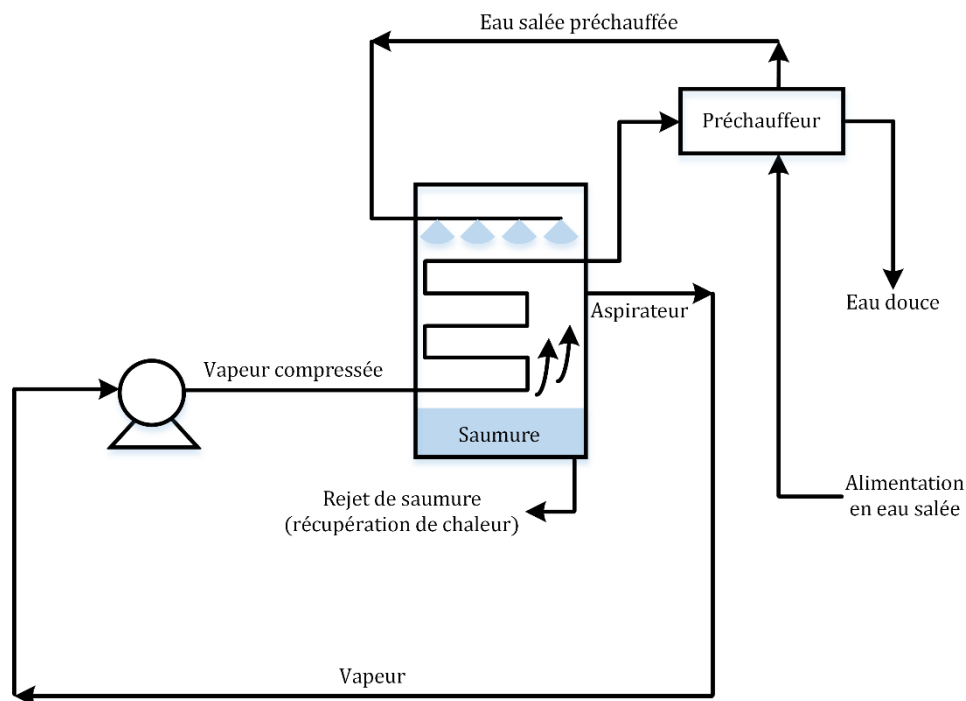


Figure I. 4 : Diagramme du procédé de dessalement VC.

Les unités VC ont été construites dans une variété de configurations pour favoriser l'échange de chaleur pour évaporer l'eau de mer. Le compresseur crée un vide dans l'évaporateur, puis comprime la vapeur extraite de l'évaporateur et la condense à l'intérieur d'un faisceau de tubes. L'eau de mer est pulvérisée à l'extérieur du faisceau tubulaire chauffé où elle bout et s'évapore partiellement, produisant plus de vapeur. Dans le cas d'une unité de distillation à jet de vapeur de type VC, appelée thermo-compresseur, un orifice venturi au niveau du jet de vapeur crée et extrait la vapeur d'eau de l'évaporateur, créant ainsi une pression ambiante inférieure. La vapeur d'eau extraite est comprimée par le jet de vapeur. Ce mélange est condensé sur les parois du tube pour fournir l'énergie thermique (chaleur de condensation) pour évaporer l'eau de mer appliquée de l'autre côté des parois du tube dans l'évaporateur [21].

Les unités MVC ont généralement une taille allant jusqu'à environ $3.000 \text{ m}^3/\text{jour}$, tandis que les unités TVC peuvent avoir une taille allant jusqu'à $20.000 \text{ m}^3/\text{jour}$. Les systèmes MVC ne comportent généralement qu'un seul étage, tandis que les systèmes TVC comportent plusieurs étages. Cette différence provient du fait que les systèmes MVC ont la même consommation d'énergie spécifique (puissance/unité d'eau produite) quel que soit le nombre d'étages, tandis que l'efficacité thermique des

systèmes TVC est augmentée en ajoutant des étages supplémentaires. Ainsi, le principal avantage d'ajouter des effets à un système MVC est simplement l'augmentation de la capacité [15], [18].

I.2.1.2. Procédés membranaires

I.2.1.2.1. Électrodialyse (ED)

L'électrodialyse (ED) est un procédé introduit commercialement dans les années 1960, environ 10 ans avant l'osmose inverse (RO), bien qu'il ait été conçu à l'origine comme un procédé de dessalement de l'eau de mer, il a été généralement utilisé pour le dessalement de l'eau saumâtre [20]. Dans le système d'électrodialyse (ED), un courant continu passe à travers l'eau, qui conduit les ions (pas l'eau) à travers des membranes vers des électrodes à charge opposée. Contrairement à RO ou à la distillation, ED est seulement capable d'éliminer les composants ioniques de la solution puisque la force motrice de la séparation est un champ électrique. ED utilise la force électromotrice appliquée aux électrodes adjacentes aux deux côtés d'une membrane pour séparer les minéraux dissous dans l'eau [18]. La séparation des minéraux se produit dans des unités membranaires individuelles appelées paires de cellules. Une paire de cellules se compose d'une membrane de transfert d'anions, d'une membrane de transfert de cations et de deux entretoises. L'assemblage complet des paires de cellules et des électrodes s'appelle la pile de membranes (figure I. 5).

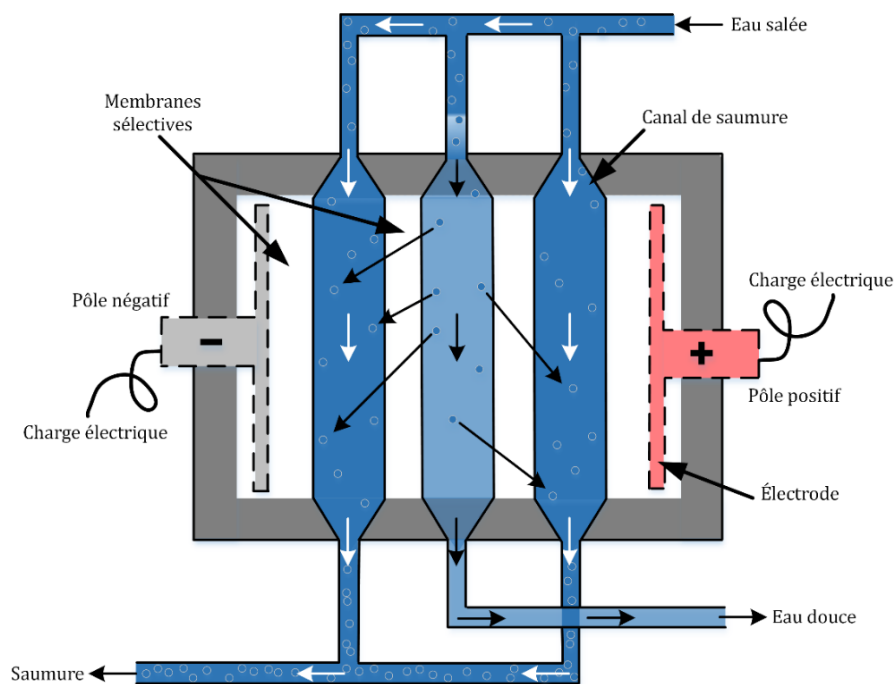


Figure I. 5 : Schéma du procédé de dessalement ED.

Le nombre de cellules dans une pile varie selon le système. Puisque la résistance dans la pile change de haut en bas, la séparation est généralement effectuée en une série de petits pas. Cela rend le processus plus économique et plus facile à contrôler. L'énergie nécessaire pour séparer les ions de la solution augmente avec la concentration, de sorte que le ED est généralement limité aux eaux saumâtres contenant seulement quelques milliers de *ppm* de solides dissous [15], [18].

Le système ED se sépare sans changement de phase, ce qui se traduit par une consommation d'énergie relativement faible. Lorsque l'eau saumâtre est dessalée par le système ED, l'eau du produit ne nécessite qu'un prétraitement limité, généralement une chloration pour la désinfection. Ce système est particulièrement adapté pour séparer les composants non ionisés des composants ionisés car le système ED n'élimine que les espèces ionisées. Un autre avantage est que la pression osmotique n'est pas un facteur dans le système ED, donc la pression peut être utilisée pour concentrer des solutions salines à 20% ou plus. Bien que le système ED soit adapté à la séparation des substances ioniques, il ne peut pas éliminer les matières organiques, les colloïdes et les solides en suspension. Le choix des matériaux pour les membranes et les piles est une autre question importante pour assurer la compatibilité avec le flux d'alimentation [15].

Au début des années 1970, le processus d'inversion de l'électrodialyse (EDR) a été introduit. Une unité EDR fonctionne selon le même principe général qu'une unité ED, sauf que les canaux du produit et du concentrât sont identiques dans leur construction. La polarité des électrodes est inversée à des intervalles de plusieurs fois par heure, ce qui provoque l'attraction d'ions dans la direction opposée à travers les membranes. Immédiatement après l'inversion, l'eau du produit est évacuée jusqu'à ce que les conduites soient rincées et la qualité de l'eau souhaitée rétablie. Le rinçage ne prend que quelques minutes avant de reprendre la production d'eau. Le processus d'inversion est utile pour briser et éliminer les dépôts de tartre, de boue et autres dépôts dans les cellules avant qu'ils ne s'accumulent. Le rinçage aide à réduire le problème d'encrassement des membranes [20].

I.2.1.2.2. Osmose inverse (RO)

L'osmose inverse est un procédé sous pression par lequel une membrane semi-perméable (membrane RO) rejette les constituants dissous dans l'eau d'alimentation, mais permet à l'eau de passer. Bien que le concept d'osmose inverse soit connu depuis de nombreuses années, l'utilisation de l'osmose inverse comme procédé de dessalement est une technologie relativement récente par rapport aux procédés thermiques [22]. L'utilisation de l'osmose inverse pour le dessalement a considérablement augmenté depuis les années 1950 [23]. Il est actuellement considéré comme la méthode la plus prometteuse et la plus fiable pour le dessalement de l'eau de mer et de l'eau saumâtre.

Au cours des dernières décennies, des progrès importants ont été réalisés dans la recherche sur le dessalement de l'eau à l'aide de membranes d'osmose inverse ce qui la rend la technologie de pointe pour les nouvelles installations de dessalement. Cela a conduit à une augmentation significative de la part de marché de l'osmose inverse, où la capacité de dessalement par RO a atteint 53 % de la capacité des usines de dessalement en 2008, et représente 65 % de la production mondiale de l'eau dessalée en 2019, tandis que MSF ne représente qu'environ 21 % (figure I. 6) [14].

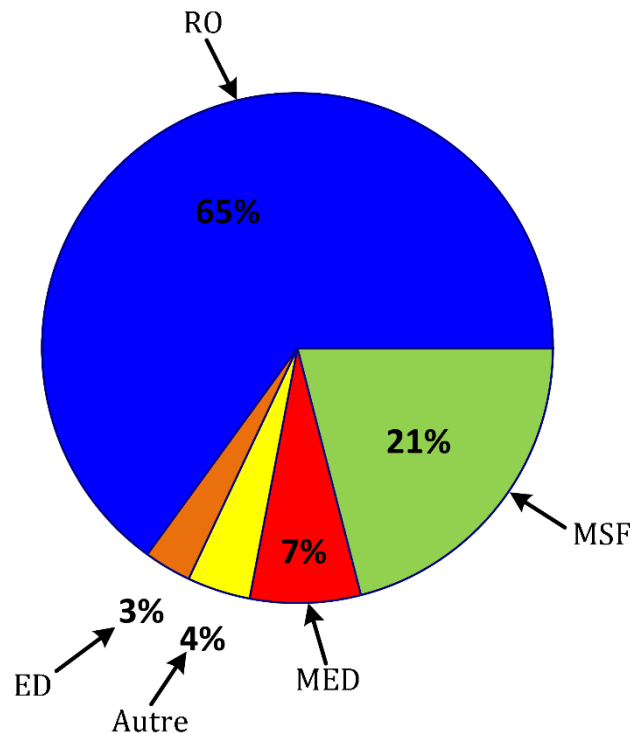


Figure I. 6 : Capacité mondiale de dessalement installée basée sur les différentes technologies.

L'utilisation de la technologie osmose inverse comme une source alternative leader pour la production de l'eau douce est due à ses avantages intéressants qu'il offre par rapport aux autres technologies en termes de simplicité de conception et de fonctionnement et de faible consommation énergétique. De plus, elle est capable de produire de l'eau douce à moindre coût et de meilleure qualité grâce au développement de membranes qui peuvent fonctionner efficacement à des pressions plus basses et à l'utilisation de dispositifs de récupération d'énergie [3].

I.2.1.2.2.1. Développement historique du procédé RO

L'histoire de l'osmose inverse commence avec le scientifique français Abbe Nollet en 1748. Cette année-là, il a observé le passage d'un solvant à travers une membrane semi-perméable d'une solution de concentration faible à une solution de concentration élevée. C'est ainsi que le principe de

l'osmose est devenu connu du monde scientifique. Puis, en 1855, Adolf Fick a formulé les lois phénoménologiques de la diffusion, qui sont rapidement devenues la règle importante décrivant le transport par diffusion dans les membranes. Les membranes semi-perméables ont été fabriquées pour la première fois par Traube en 1867 et utilisées pour mesurer la pression osmotique des solutions par Pfeffer en 1877, ce qui a conduit à la théorie classique des solutions "l'équation de pression osmotique de van't Hoff (1887)", qui indique que la pression osmotique est égale au produit de la concentration du soluté, de la température et de la constante universelle des gaz, $\pi = cRT$.

L'identification de cette relation, valable pour les solutions diluées, a permis à van't Hoff de gagner le prix Nobel de chimie 1901. Dans les années 1920, le prototype de RO a été observé et étudié par Michaelis (1926), Manegod (1929) et McBain (1931) avec des membranes de cellophane ou de nitrate de cellulose [24]. Ce n'est que dans les années 1950 que la communauté scientifique a commencé à étudier sérieusement l'osmose inverse comme méthode de traitement de l'eau. En 1953, « Office of Saline Water » du gouvernement américain a commencé à financer la recherche sur l'osmose inverse. Reid and Breton de l'université de la Floride a commencé à étudier l'acétate de cellulose comme matériau de membrane potentiel. Puis en 1962, Loeb et Sourirajan font un grand pas dans la membrane d'acétate de cellulose, créant un film avec une perméabilité environ 500 fois plus grande que l'original [25]. Chez « General Atomic », Westmoreland et Bray ont développé, en 1966, la configuration de membrane enroulée en spirale qui domine le marché des membranes RO. Comme la technologie a continué à s'établir et à devenir de plus en plus économique, des applications sont apparues dans les domaines militaire, municipal et commercial à la fin des années 1960 et au début des années 1970. Les années 1980 et 1990 ont vu l'émergence du polyamide comme matériau préféré pour la construction de membranes d'osmose inverse. En outre, l'osmose inverse a dépassé les méthodes thermiques (la distillation) comme méthode dominante de dessalement de l'eau dans le monde [24], [25].

I.2.1.2.2. Principe de l'osmose inverse

Afin de bien comprendre le concept de l'osmose inverse, il est utile de comprendre d'abord les phénomènes naturels de l'osmose. L'osmose est un écoulement naturel d'eau à travers une membrane semi-perméable d'une solution à faible concentration en sel vers une solution plus concentrée (figure I. 7. (a)) jusqu'à ce que l'équilibre osmotique entre les deux solutions soit atteint. La pression qui force l'eau à s'écouler à travers la membrane est appelée pression osmotique [23]. Cette pression osmotique résulte de la différence dans les concentrations de solutés des deux solutions. La membrane semi-perméable est simplement un matériau dont les pores sont suffisamment petits pour empêcher le

passage des molécules de sel, mais assez grands pour permettre l'écoulement des molécules d'eau [26].

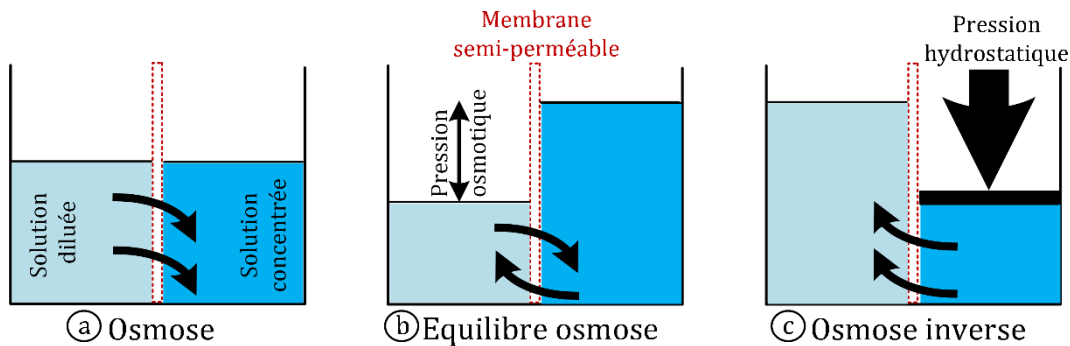


Figure I. 7 : Schéma de principe de : (a) osmose (b) équilibre osmotique (c) osmose inverse (RO).

Dans l'osmose inverse (RO) (figure I. 7 (c)), une pression est appliquée dans la direction opposée à la pression osmotique. Si cette pression appliquée est égale à la pression osmotique, aucun solvant ne traversera la membrane. Si cette pression devient supérieure à la pression osmotique, on observe l'effet inverse : le solvant s'écoule de la région de concentration élevée en sel vers la région de faible concentration en sel [6]. Ce processus rendra le sel du côté de la concentration élevée encore plus concentré, tandis que la concentration du sel de l'autre côté diminuera. Le procédé RO produit deux flux de sortie distincts : un flux de sortie de déchets à salinité élevée, généralement appelé le concentrât, et un flux de sortie à faible salinité, généralement appelé le perméat [26].

I.3. Membranes d'osmose inverse

I.3.1. Configuration de la membrane RO

Les membranes RO sont généralement logées dans un module lorsqu'elles sont utilisées pour des applications industrielles. La conception du module de membrane dépend de la forme de la membrane [27]. Différentes formes de membranes et de modules ont été adoptées dans différents procédés membranaires. Le choix, la conception et le fonctionnement des modules membranaires reposent sur des facteurs technico-économiques tels que le coût des matériaux de support et de l'enveloppe (récipients sous pression), la consommation d'énergie lors du pompage et la facilité de remplacement. Les membranes RO sont fabriquées sous forme de plaques planes, de fibres creuses, de modules tubulaires et spiralés. Les membranes les plus performantes sur le plan commercial sont les membranes enroulées en spirale et les fibres creuses, toutes deux utilisées pour le dessalement de l'eau de mer et de l'eau saumâtre [23]. Les caractéristiques principales des différents modules sont présentés dans le tableau I. 3 [27].

Type de Module	Densité d'emballage (ft ² /ft ³)	Potentiel d'encrassement	Facilité de nettoyage	Coût de fabrication
plaque plane	45-150	Moyen	Bon	Elevé
Tubulaire	6-120	Faible	Excellent	Très élevé
enroulée en spirale	150-380	Élevé	Faible	Moyen
Fibre creuse	150-1500	Très élevé	Faible	Faible

Tableau I. 3 : Comparaison des modules à membrane RO.

I.3.1.1. Module de plaque plane

Les modules de plaques planes sont parmi les premiers modules à membrane RO. Ces modules (figure I. 8) utilisent des membranes fixées des deux côtés d'une plaque rigide en plastique, en fibre de verre poreuse ou en papier poreux renforcé [28]. Les surfaces planes des plaques contiennent des canaux rainurés à travers lesquels le perméat s'écoule après avoir traversé la membrane. Dans une unité typique de plaques planes, des entretoises circulaires, des membranes et des plaques de support sont assemblées autour d'un boulon central creux à travers lequel la solution d'alimentation est injectée par des orifices radiaux à des pressions de 1,5 à 7 MPA. Lorsque la solution d'alimentation traverse l'unité, les entretoises s'écoulent radialement sur la face d'une membrane adjacente. Suite à ce contact, l'eau passe à travers la membrane et est recueillie dans le milieu poreux. Le perméat est recueilli sur le bord extérieur des plaques de support [23].

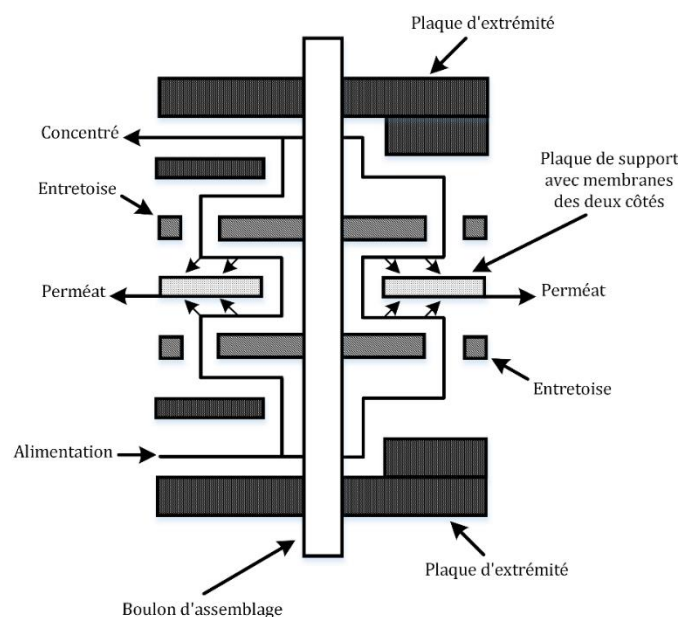


Figure I. 8 : Schéma de principe du module de plaque plane.

Les modules de plaques planes présentent une faible densité d'emballage et sont coûteux en raison de leur conception et de leurs constructions fastidieuses. De plus, ces modules sont sujets à l'encrassement en raison de la présence de zones mortes à l'intérieur des modules. Les modules sont cependant faciles à nettoyer, ce qui les rend appropriés pour les flux d'alimentation contenant une teneur élevée en solides en suspension [27], [29].

I.3.1.2. Module tubulaire

Les modules tubulaires sont les modules d'osmose inverse les plus simples, comme l'illustre la figure I. 9. En effet, la membrane tubulaire n'est pas une membrane autoportante. Elle est située à l'intérieur d'un tube poreux qui est la couche de support de la membrane. Le tube est fait de céramique, de carbone, de papier, de plastique ou de fibre de verre, d'un diamètre intérieur de 1,3 à 2,6 cm [27], [28]. Lorsque l'eau d'alimentation sous pression est introduite dans le module, l'eau du produit pénètre à travers la membrane et le tube poreux et est recueillie à l'extérieur. Le flux de rejet sort à l'extrémité opposée du tube. Plusieurs tubes peuvent être disposés en série ou en parallèle pour augmenter la capacité du système [23].

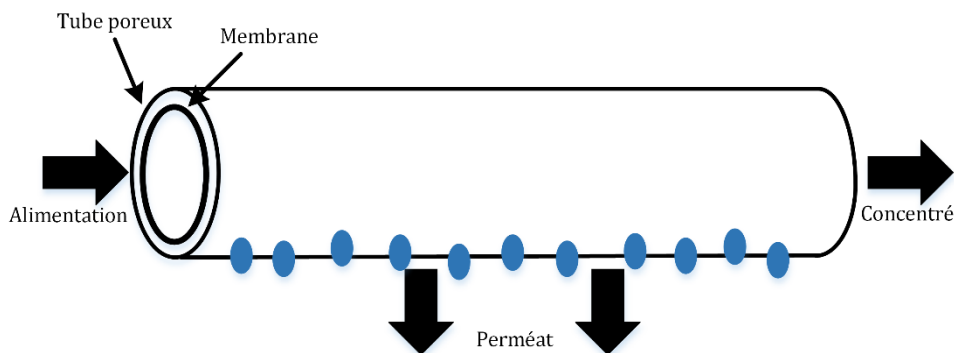


Figure I. 9 : Schéma de principe du module tubulaire.

En raison de la taille du diamètre de la membrane, le colmatage des tubes n'est pas susceptible de se produire. Ce type de module est facile à nettoyer. Par contre, la densité d'emballage de membranes tubulaires est faible, ce qui se traduit par des prix élevés par module [30].

I.3.1.3. Module à fibres creuses

Un module de fibres creuses est composé de nombreuses fibres de petit diamètre (en forme de cheveux) faites de polyamide aromatique. Jusqu'à 4,5 millions de ces fibres sont mises en faisceau. Les faisceaux de fibres sont ensuite enroulés autour d'un cadre de support, et une extrémité du faisceau est enrobée d'époxy (les extrémités des fibres restent ouvertes) pour former une plaque tubulaire.

L'autre extrémité du faisceau de fibres est scellée à l'époxy pour former une couche d'époxy qui empêche le contournement de l'alimentation vers la sortie de la saumure. Le faisceau de membrane est ensuite placé dans un récipient sous pression d'une longueur maximale de $1,2\text{ m}$ et de $10,2$ à $25,4\text{ cm}$ de diamètre [27]. La figure I. 10 montre la structure d'un module à fibres creuses. Lorsque l'eau d'alimentation sous pression pénètre dans le module par un distributeur central poreux qui s'étend sur l'ensemble du module. Le flux d'alimentation traverse la paroi du distributeur et s'écoule radialement à travers le faisceau de fibres vers la paroi du perméateur. Au cours de ce processus, le produit pénètre radialement vers l'intérieur à travers les fibres de la membrane. L'eau purifiée s'écoule à travers l'alésage de chaque fibre vers la plaque tubulaire pour être déchargée du module à l'extrémité du module opposée à l'entrée d'alimentation tandis que le concentrât quitte le module à la même extrémité que l'entrée d'alimentation [23], [28].

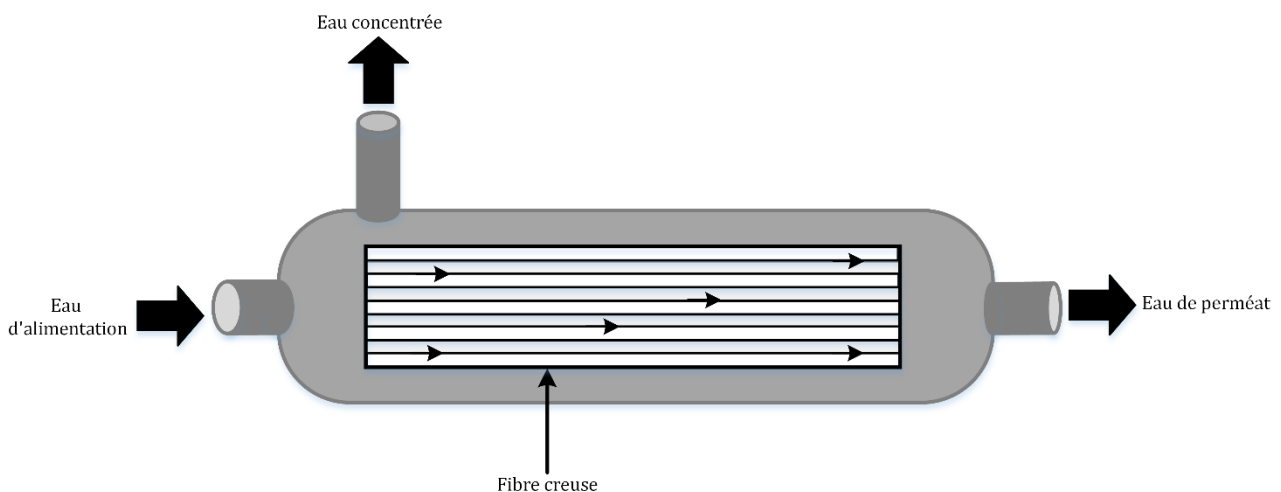


Figure I. 10 : Schéma de principe du module à fibres creuses.

Les modules à fibres creuses sont économiques, présentent une densité d'emballage très élevée et une récupération élevée, typiquement 50 à 60% du flux d'alimentation [31]. De plus, ils peuvent résister à des pressions différentielles relativement élevées ($4,1$ à $6,9\text{ MPA}$). Cependant, ils sont difficiles à nettoyer et très sensibles à l'encrassement en raison du faible espacement entre les fibres dans le faisceau [27].

I.3.1.4. Module enroulé en spirale

Les modules enroulés en spirale sont actuellement le type de module le plus couramment utilisé pour le dessalement par osmose inverse. Ils sont plus compliqués que les modules à fibres creuses [32]. Dans un module enroulé en spirale, illustré à la figure I. 11, deux feuilles de membrane semi-perméable sont placées ensemble avec une entretoise de perméat (en nylon ou en dacron) pour former

une plaque. Les feuilles de membrane sont collées sur trois côtés, le quatrième côté restant ouvert et relié à un tube collecteur central perforé à perméat. Les plaques sont ensuite placées avec une entretoise d'alimentation/concentrât pour induire de la turbulence et minimiser les effets du CP. La combinaison des plaques et des entretoises d'alimentation/concentrât est enroulée autour du tube collecteur du perméat pour créer une configuration en spirale et placée à l'intérieur d'un récipient sous pression en acier inoxydable ou en époxy renforcé de fibres de verre (également connu sous le nom de boîtier) [27]. Un module enroulé en spirale typique, mesure habituellement 10.2 cm ou 20.3 cm de diamètre et de 102 cm de long [33]

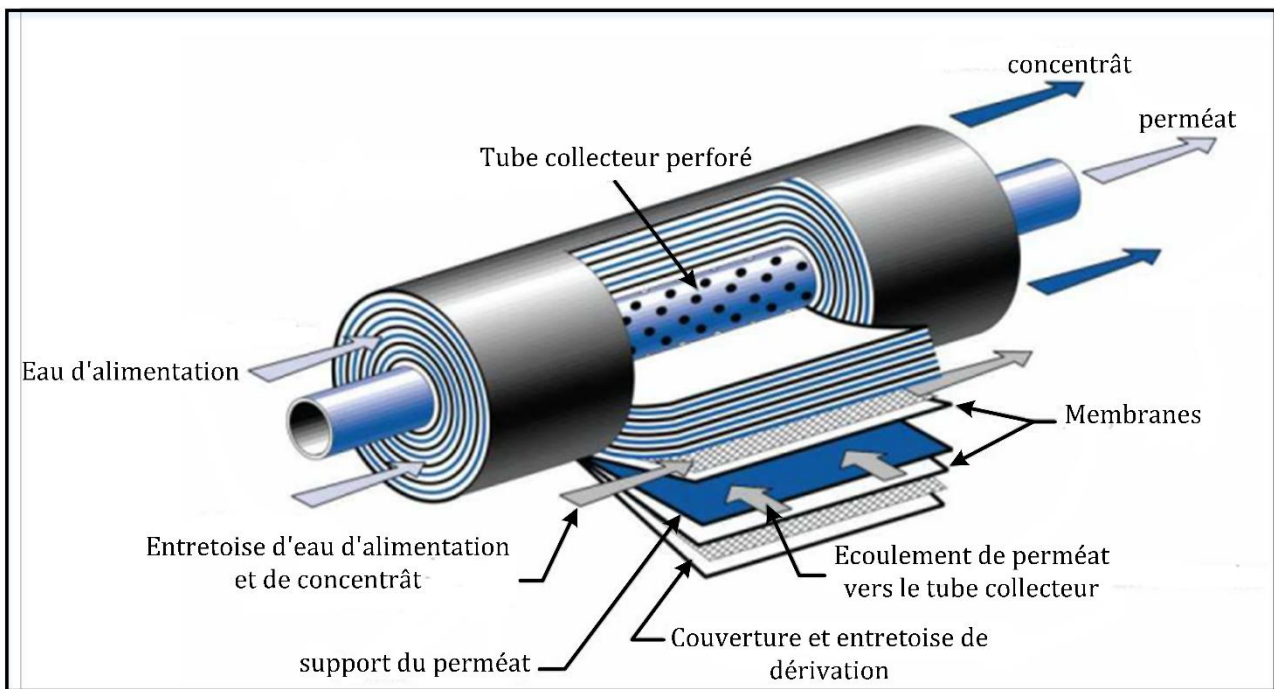


Figure I. 11 : Schéma de principe du module à membrane RO enroulé en spirale.

L'eau d'alimentation est introduite à partir d'une extrémité du module et se déplace axialement sur toute la longueur du module. Les molécules d'eau sont forcées à travers la membrane et sont collectées sous forme de perméat à travers le tube collecteur perforé du perméat. Le concentrât quitte le module à l'extrémité opposée à l'alimentation [23].

Les modules enroulés en spirale sont populaires parce qu'ils sont rentables et résistent à l'écaillage et à l'encrassement. D'autres avantages comprennent une densité de d'emballage élevée (environ $300\text{ ft}^2/\text{ft}^3$ ou $984\text{ m}^2/\text{m}^3$) et permettraient des taux de transfert de masse élevés en raison de la présence d'entretoises d'alimentation. Cependant, ils sont difficiles à nettoyer et sont susceptibles d'être encrassés si le prétraitement est inadéquat. De plus, les modules en spirale entraîneraient une chute de pression élevée du côté de l'alimentation [27].

I.3.2. Encrassement de la membrane RO

L'encrassement des membranes est un phénomène inévitable et représente un défi opérationnel et économique extrême dans le dessalement par osmose inverse. Elle implique des interactions physiques et chimiques complexes entre les impuretés indésirables (foulants) présentes dans le flux d'alimentation et la surface de la membrane. Généralement, l'encrassement est l'accumulation de dépôts indésirables à la surface de la membrane ou à l'intérieur des pores de la membrane, entraînant une diminution du rendement de la membrane (diminution du flux et/ou augmentation du rejet des solutés) lorsque tous les paramètres de fonctionnement sont maintenus constants. En raison de la nature compacte et non poreuse des membranes RO, l'encrassement externe est plus fréquent pendant le processus de dessalement par osmose inverse [23], [33]. Cela ne signifie pas que l'encrassement de surface est plus dangereux que l'encrassement interne de la membrane RO. En effet, comparativement à l'encrassement interne, l'encrassement de surface peut être contrôlé plus facilement en améliorant les conditions hydrodynamiques de l'eau d'alimentation ou le nettoyage chimique [34]. Par conséquent, il est généralement plus réversible que l'encrassement interne. Néanmoins, il convient de préciser que, selon la composition de l'eau d'alimentation et ses interactions avec la membrane, l'encrassement de surface et l'encrassement interne peuvent être irréversibles (perte de performance permanente après le nettoyage est appelé encrassement irréversible. L'encrassement réversible est un encrassement qui peut être éliminé par rétrolavage ou nettoyage) [33]. De plus, l'encrassement peut conduire aux effets de la CP (polarisation de concentration) sont exacerbés par une couche non agitée sur la surface de la membrane [35]. Dans l'ensemble, l'encrassement des membranes est un véritable problème en raison de sa contribution importante à la diminution de flux, de la productivité, de la qualité du perméat et de la durée de vie des membranes, de l'augmentation de la pression d'alimentation et des besoins énergétiques, de l'augmentation des coûts de prétraitement et de maintenance, de nettoyage et de remplacement des membranes [23]. En termes de types d'encrassement, ce dernier peut également être classé en quatre types [22] :

- ✓ Encrassement biologique (organismes biologiques) : comme les bactéries, les champignons et les algues.
- ✓ Encrassement organique (organique non biologique) : comme l'huile.
- ✓ Encrassement inorganique (solides dissous) : comme le calcium et le baryum.
- ✓ Encrassement colloïdal (matières en suspension) : comme l'oxyde métallique et la silice.

L'encrassement peut se développer de façon inégale à travers un module ou un élément de membrane et peut se produire entre les feuilles de membrane d'un module, où des entretoises sont

placées pour créer de l'espace pour le flux du concentrât [6]. Ainsi, les efforts de recherche et développement sont orientés vers la prévention et/ou l'atténuation de l'encrassement des membranes RO ainsi que le développement de nouveaux outils de prévision. Cela se fait actuellement par l'analyse des résultats expérimentaux et théoriques de différentes études qui permettraient de mieux comprendre l'encrassement des membranes, comme l'étude de la surface de la membrane, les interactions entre les substances polluantes ainsi que le développement de membranes aux propriétés anti-encrassement spécifiques. Des études ont montré qu'il n'existe pas d'approche établie pour comprendre l'encrassement de la membrane, de nombreuses approches sont actuellement suivies et utilisées à cet égard, ce qui comprend l'étude de la résistance à l'encrassement, la mesure de la morphologie et de la croissance de la couche d'encrassement, et la mesure des propriétés rhéologiques des couches d'encrassement [23]. En général, les axes de recherches actuelles se concentrent principalement sur la réduction de l'entartrage et de l'encrassement des membranes, l'obtention d'un perméat plus élevé et la réduction de la consommation d'énergie qui y est associée [36].

I.4. Éléments constitutifs d'une usine de dessalement par osmose inverse

Une usine de dessalement par osmose inverse comporte les étapes ou sections suivantes :

- ✓ Système de prétraitement.
- ✓ Système de pompage.
- ✓ Systèmes à membrane RO.
- ✓ Système de récupération d'énergie.
- ✓ Post-traitement.

Un organigramme d'une usine de dessalement par osmose inverse est illustré à la figure I. 12.

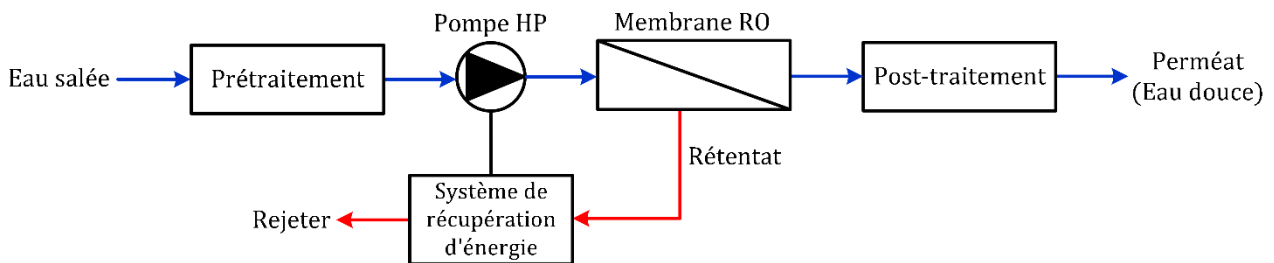


Figure I. 12 : Conception générale simplifiée d'une usine de dessalement par RO.

I.4.1. Système de prétraitement

Le prétraitement est considéré comme l'une des étapes les plus critiques dans tous les systèmes de dessalement par osmose inverse, car il a un effet direct sur l'encrassement de la membrane et pourrait améliorer considérablement la qualité de l'eau d'alimentation, afin d'assurer un fonctionnement fiable et régulier. Cela permet d'augmenter la durée de vie de la membrane, car moins de foulants/contaminants seront déposés à la surface de la membrane [23]. Les méthodes de prétraitement pourraient être choisies en fonction de l'analyse de la composition de l'eau d'alimentation et du type de contaminants rencontrés. Par exemple, pour l'eau d'alimentation qui a un niveau de dureté élevé, un prétraitement pour réduire la dureté est nécessaire afin de réduire le risque d'entartrage de la membrane. Dans le but d'améliorer le fonctionnement global des systèmes de dessalement par osmose inverse, beaucoup de travail a été fait par les chercheurs pour étudier la performance des différentes technologies de prétraitement afin de minimiser l'encrassement et l'entartrage des membranes et d'améliorer l'élimination des solides en suspension et des matières organiques dissoutes. Jusqu'à présent, de nombreuses méthodes conventionnelles et non conventionnelles de prétraitement ont été utilisées. Les techniques de prétraitement conventionnelles courantes comprennent la coagulation/floculation, l'acidification, la désinfection, la flottation à l'air dissous (DAF), l'inhibition du tartre, l'élimination de la dureté par la chaux, le rayonnement UV, l'élimination des particules par une crépine grossière et la filtration du milieu. Cependant, ces dernières années, des méthodes non conventionnelles basées sur la technologie membranaire ont été étudiées en raison de leur séparation supérieure. Par conséquent, une tendance très significative inclut l'utilisation de technologies de prétraitement à base de membranes comme : microfiltration (MF), ultrafiltration (UF) et nanofiltration (NF) [33], [37]. La figure I. 13 montre que les procédés membranaires, tels que la MF et UF, ont suscité un intérêt de recherche considérable au cours de la dernière décennie [2].

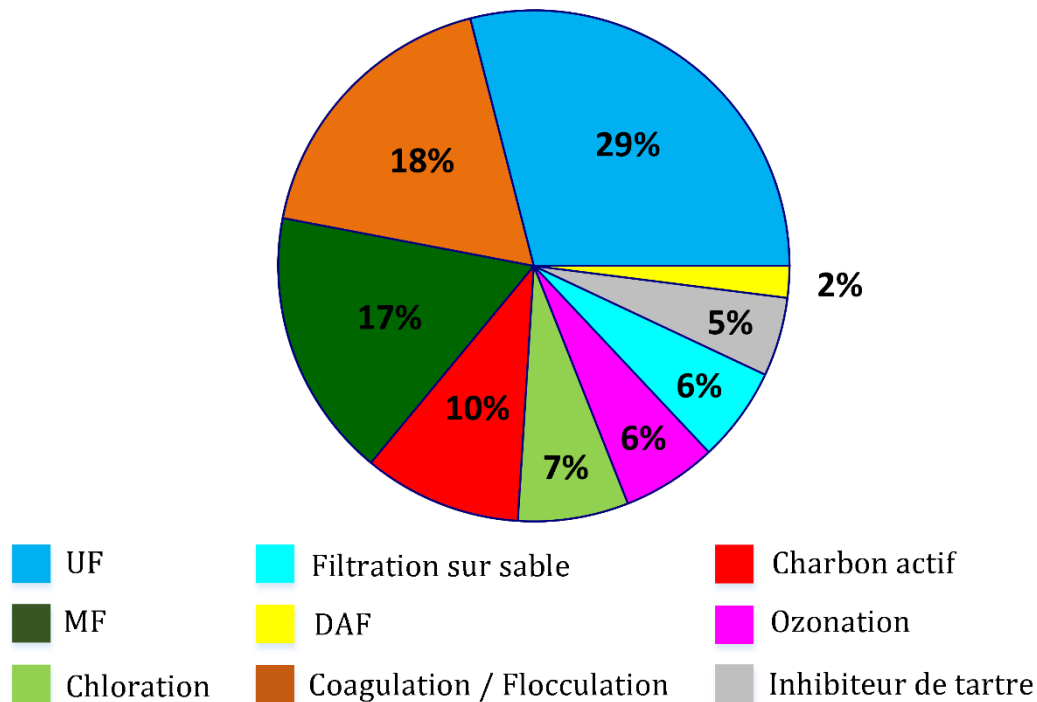


Figure I. 13 : Les technologies de prétraitement les plus couramment étudiées au cours de la dernière décennie.

I.4.2. Système de pompage

La consommation principale d'énergie dans un système d'osmose inverse est la puissance nécessaire pour pomper l'eau d'alimentation et elle est directement liée à la pression et au débit d'alimentation. Environ 75% de la consommation d'énergie de la plupart des usines de dessalement RO est due au système de pompage. Les pompes haute pression dans les systèmes RO sont dimensionnées en fonction du débit et de la pression de service requis où la pression hydrostatique nécessaire doit être supérieure à la pression osmotique du côté d'alimentation (concentré) de la membrane pour permettre à l'eau de passer à travers la membrane semi-perméable et de faire rejeter les sels dissous [6]. Cette pression varie de 15 à 25 bar pour l'eau saumâtre et de 54 à 80 bar pour l'eau de mer [19]. La pompe d'alimentation en eau salée la plus répandue dans les usines RO est la pompe centrifuge, bien que certaines anciennes unités utilisent encore des pompes volumétriques, mais sont soumises à des exigences d'entretien plus élevées que les pompes centrifuges [27].

I.4.3. Systèmes à membrane RO

La fonction principale d'un système d'osmose inverse réside dans le processus physique de l'étape de séparation. Cette étape influence grandement la quantité d'énergie utilisée par le processus RO. Plusieurs facteurs déterminent la pression nécessaire pour réaliser le processus de séparation, la salinité et la viscosité étant les deux principales variables [26]. Le système à membrane RO est

composé d'un récipient sous pression avec une membrane semi-perméable à l'intérieur, qui est typiquement faite d'un composite à couche mince en polyamide et qui a des ouvertures suffisamment petites pour permettre le passage des molécules d'eau et empêcher le passage des molécules de sel et autres contaminants. Après avoir traversé le système RO, deux flux sont produits : l'eau dessalée et la saumure [10]. Les membranes d'osmose inverse sont fabriquées dans une variété de configurations, comme nous l'avons expliqué dans la section précédente.

I.4.4. Système de récupération d'énergie

Dans le procédé RO, la pression du flux de perméat est autour de la pression atmosphérique. Par contre, la pression du flux de rejet (concentrât) est très élevée, proche de la pression fournie par la pompe haute pression. Cette pression résiduelle de saumure disponible peut être avantageusement utilisée pour augmenter la pression d'alimentation de l'eau brute par un dispositif approprié. C'est ce qu'on appelle un système de récupération d'énergie [1]. L'énergie récupérée peut atteindre 25 à 35 % de l'énergie d'entrée du RO. L'intégration d'un équipement de récupération d'énergie dans la conception d'une usine de dessalement RO est une méthode logique et économique pour récupérer l'énergie afin de minimiser le coût énergétique global du dessalement de l'eau. Les turbines et les échangeurs de pression sont les deux types de dispositifs permettant de récupérer l'énergie résiduelle disponible dans le flux de concentrât haute pression. Ils sont utilisés depuis de nombreuses années dans les usines RO [20].

Les turbines ont été la première tentative pour récupérer l'énergie de pression du rejet. Le flux de rejet est acheminé à la turbine et pousse les aubes de la turbine. Le rotor de la turbine est relié au rotor de la pompe haute pression du système RO. Les types de turbines les plus populaires sont Francis (actuellement obsolètes) et Pelton, avec un rendement de récupération de 40% et 70% respectivement [38], [39].

L'échangeur de pression centrifuge était constitué d'un rotor à mouvement rotatif continu. La rotation continue du rotor provoque un remplacement périodique entre les fluides haute pression et basse pression. Cependant, le type centrifuge a certaines limites, par exemple, les débits de saumure haute pression et de saumure basse pression doivent être égaux lors de l'échange de pression. Aujourd'hui, le type piston-cylindre est plus populaire que le type centrifuge dans les grandes installations. Le rendement du système d'échangeur de pression est supérieur à 90% [38].

I.4.5. Post-traitement

Les processus de traitement de l'eau qui se déroulent en aval des unités RO sont appelés processus de post-traitement. Le perméat provenant du système d'osmose inverse ne peut pas être distribué directement dans les systèmes de distribution. Elle ne peut pas répondre aux besoins de l'approvisionnement public en eau. En outre, la qualité de l'eau du produit est très importante, elle doit répondre aux normes de qualité de l'eau potable dans ce domaine.

- ✓ L'eau ne doit contenir aucun organisme pathogène.
- ✓ Il est bon au goût, sans odeur et incolore.
- ✓ Il est exempt des gaz et de taches indésirables.

Le post-traitement des usines de dessalement RO est si important, non seulement pour rendre l'eau potable, mais aussi pour éviter d'endommager les conduites qui alimentent les consommateurs en eau. Le post-traitement comprend généralement l'ajustement du pH, l'ajout d'inhibiteurs de corrosion appropriés, l'élimination des gaz dissous comme le H₂S (le cas échéant) et le CO₂, et la désinfection [32]. Étant donné que de nombreux constituants minéraux alcalins de l'eau sont plus gros que les pores d'une membrane RO typique et incapables de passer à travers la membrane, l'eau perméat peut devenir très acide. Non seulement une eau trop acide peut être très dangereuse pour la consommation humaine, mais de tels niveaux d'acidité peuvent détruire les composants d'un système d'osmose inverse en aval de la membrane. Pour éviter de tels problèmes, il faut ajouter des minéraux alcalins naturels comme la chaux et la soude caustique à la solution de perméat afin de rétablir le pH à un niveau acceptable. L'eau est également désinfectée par rayonnement ultraviolet ou par des moyens chimiques (chlore) afin de s'assurer que toutes les bactéries ou virus qui ont pu traverser la membrane sont éliminés [6], [10]. Avec une taille de pores de *0.0001 micron*, les systèmes RO typiques sont capables d'éliminer 99% des sels dissous. Les protozoaires, les bactéries, les virus et de nombreux contaminants chimiques (fluorure, cuivre, plomb) peuvent être éliminés par le procédé RO, bien qu'un traitement secondaire soit recommandé pour s'assurer que l'eau potable est complètement exempte de tout contaminant qui pourrait être présent dans l'eau de distribution [24].

I.5. Énergies renouvelables et applications au procédé de dessalement RO

Le dessalement est une technologie prometteuse et fiable pour fournir de l'eau potable. Mais le principal obstacle à l'utilisation plus large des technologies de dessalement est le coût économique élevé, notamment en raison de la consommation d'énergie intensive [40]. En outre, l'utilisation actuelle de combustibles fossiles conventionnels comme principale source d'énergie soulève de plus

en plus de préoccupations au sujet du changement climatique et favorise la sensibilisation mondiale à la réduction des émissions de dioxyde de carbone et à l'approvisionnement en énergie plus propre [41]. L'utilisation d'un système intégré combinant un système de dessalement et une source d'énergie renouvelable, à savoir l'énergie éolienne et photovoltaïque (PV), peut aider à atténuer tous ces problèmes. En plus de la réduction des émissions de CO₂, les sources d'énergie renouvelables couplées au dessalement offrent une perspective prometteuse pour couvrir les besoins fondamentaux en électricité et en eau dans les régions éloignées, où le raccordement au réseau électrique public n'est pas rentable ou possible, et où la pénurie d'eau est grave. Les systèmes autonomes d'approvisionnement en électricité dans les endroits isolés sont maintenant des technologies sûres. D'autre part, le choix de sources d'énergie alternatives appropriées pour le couplage avec une usine de dessalement dépend d'un certain nombre de facteurs. Il s'agit notamment de la taille de l'usine, la salinité de l'eau d'alimentation, l'éloignement, la disponibilité de l'électricité sur le réseau, l'infrastructure technique et en plus, du type et potentiel local de la source d'énergie renouvelable [3], [42]. Actuellement, la capacité de dessalement alimentée par des énergies renouvelables représente moins de 1 % de la capacité mondiale de dessalement. La plupart des usines de dessalement à énergie renouvelable existantes sont basées sur la technologie d'osmose inverse (62%). En effet, la combinaison de technologies la plus populaire est l'utilisation de l'énergie photovoltaïque associée au dessalement par osmose inverse [3].

I.5.1. Dessalement par osmose inverse alimenté par l'énergie photovoltaïque

La technologie d'énergie solaire la plus prometteuse est celle des panneaux photovoltaïques (PV). Les systèmes photovoltaïques sont devenus disponibles à des prix abordables, en raison du développement considérable qu'ils ont réalisé au cours de la dernière décennie et sont devenus préférés par rapport aux générateurs conventionnels pour plusieurs raisons. Ils sont respectueux de l'environnement, c'est-à-dire qu'ils ne produisent ni bruit ni pollution dans l'atmosphère, nécessitent peu d'entretien et peuvent produire de l'électricité pendant toute leur durée de vie [43]. En effet, la combinaison de membranes d'osmose inverse et de panneaux photovoltaïques (PV) est l'option de conception qui a été le plus souvent mise en œuvre dans les systèmes de dessalement par osmose inverse à l'énergie renouvelable, et devenir une méthode pratique pour fournir de l'eau douce, en particulier dans les zones rurales où aucune connexion au réseau n'est disponible [40], [42]. D'un point de vue technique, le PV et le RO sont aujourd'hui des technologies matures et largement disponibles sur le marché. Modulaire et compacte, l'osmose inverse s'est révélée être la technique la moins consommatrice d'énergie, consommant près de la moitié de l'énergie nécessaire aux procédés thermiques. Le générateur PV pour le dessalement d'eau par RO peut être utilisé seul ou en hybride

avec une ou plusieurs installations de stockage et de conversion d'énergie comme les batteries, le vent, et le réseau pour surmonter la forte intermittence du rayonnement solaire. L'efficacité de l'usine PV-RO autonome dépend de l'emplacement, des conditions géographiques, de la topographie du site et de la capacité de l'usine [40]. En outre, plusieurs méthodes permettent d'augmenter leur efficacité, telles que le suivi solaire, le réglage de l'angle d'inclinaison et les systèmes de nettoyage autonomes pour les systèmes de panneaux photovoltaïques [44]. Plusieurs études théoriques ont été réalisées pour comparer l'économie de différentes installations RO. Une étude a montré qu'une unité de dessalement par RO alimentée par l'énergie photovoltaïque d'une capacité de $5 \text{ m}^3/\text{j}$ et d'une durée de vie de 20 ans était plus économique qu'une unité de même capacité fonctionnant à l'énergie diesel. Le coût de la production d'eau par mètre cube (m^3) a été estimé à $8,68 \text{ USD}$ et $6,52 \text{ USD}$ pour le diesel et le système d'osmose inverse alimenté par énergie solaire, respectivement [4].

I.6. Conclusion

Afin de mettre en exergue l'intérêt de nos travaux, nous avons donné une idée générale sur le problème de la pénurie d'eau douce dans le monde, ensuite nous avons présenté le processus de dessalement qui est la meilleure solution pour réduire la rareté de l'eau et l'évolution de ce processus au cours des dernières décennies. Puis, nous avons exposé l'état de l'art des procédés de dessalement les plus connus et les plus importants, en mettant l'accent sur le procédé de dessalement par osmose inverse (RO) qui fait l'objet de notre étude. Et enfin, nous avons décrit avec précision les composants de base d'une usine de dessalement par osmose inverse et l'association de cette technologie avec une source d'énergie renouvelable de type photovoltaïque. En raison de ce que nous avons avancé le dessalement par RO est le choix retenu. Nous constatons que les principaux paramètres de fonctionnement du système que nous devons contrôler et maîtriser c'est le débit d'alimentation, la pression du système et le débit de perméat, qui doit être maintenu à des points de fonctionnement spécifiques, prenons en compte les conditions de fonctionnement souhaitées du système, les changements temporels de la qualité de l'eau d'alimentation et l'utilisation de l'énergie nécessaire, afin d'obtenir une production d'eau de haute qualité.

Chapitre II

Configuration et modélisation d'une chaîne
de dessalement d'eau par osmose inverse

II.1. Introduction

Une installation de dessalement solaire est un ensemble complexe de plusieurs sous-systèmes interconnectés qui interagissent de manières différentes. La modélisation des différentes parties de cette installation tel que le générateur photovoltaïque, la pompe à haute pression et la membrane RO nécessite la maîtrise de plusieurs disciplines : l'électrotechnique, l'électronique, l'hydraulique..., et requiert de comprendre l'interdépendance et l'interaction entre eux.

Dans ce chapitre nous nous présentons une description détaillées d'une architecture globale d'un système de dessalement d'eau par osmose inverse (RO) alimenté par un générateur photovoltaïque (GPV) autonome. Une modélisation dynamique des différentes parties de cette architecture seront développées, en connectant ces modèles mathématiques, nous sommes capables de simuler la chaîne complète et d'extraire des données proches de la réalité. Cela permet de développer différentes approches de commandes qui seront présentées dans la suite de nos travaux.

II.2. Configuration de système

L'objectif derrière cette configuration est de concevoir et construire un système de dessalement d'eau par osmose inverse (RO) qui sera utilisé pour presque tous les types de source d'eau et être réalisable techniquement à moindre cout. Pour atteindre cet objectif, la configuration typique est schématisée dans la figure II. 1.

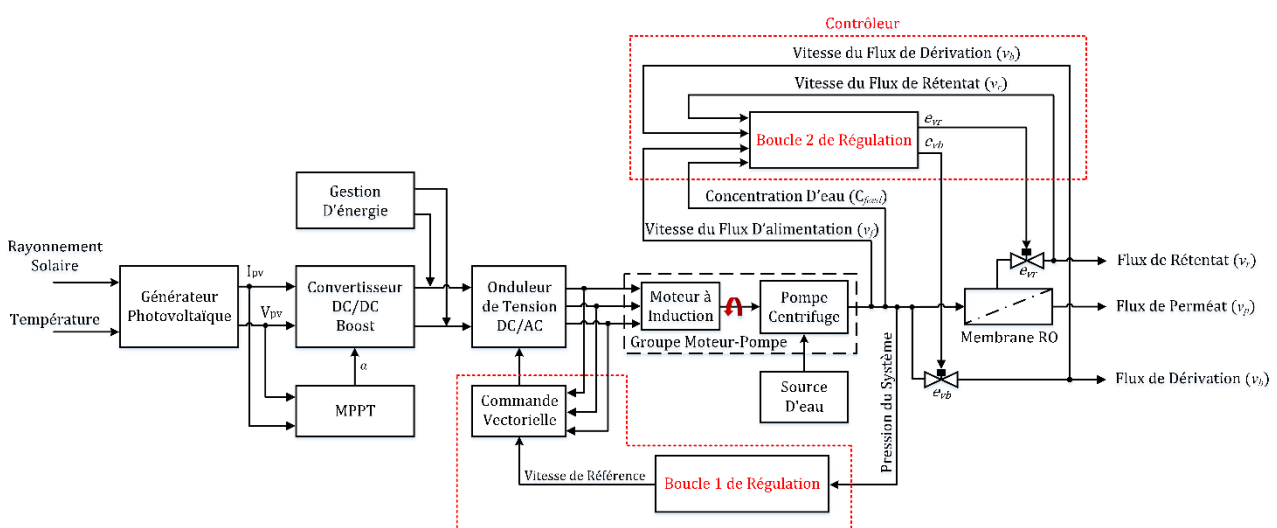


Figure II. 1 : Schéma synoptique de l'architecture globale du processus de dessalement par osmose inverse proposé.

Cette architecture peut être décomposée selon les blocs suivants :

- ✓ Un générateur photovoltaïque associé à un convertisseur DC / DC de type boost.
- ✓ Un onduleur de tension DC / AC triphasé
- ✓ Un sous-système moteur à induction (MI) couplé à une pompe centrifuge.
- ✓ Un module d'osmose inverse (RO) formé d'une membrane en spirale.

Les panneaux photovoltaïques sont utilisés pour produire de l'électricité à partir du rayonnement solaire incident selon l'effet photovoltaïque pour alimenter un moteur à induction associé à une pompe centrifuge, entraînée par une commande vectorielle (FOC), par l'intermédiaire d'un convertisseur élévateur de tension (boost) et un onduleur triphasé génère une forme d'onde de sortie à fréquence variable. Le convertisseur DC / DC boost et commandé par la technique de perturbation et observation (P&O) qui permet au système de fonctionner à sa puissance maximale (MPPT) dans des conditions de fonctionnement variables. L'énergie mécanique est convertie en énergie hydraulique par le groupe moteur à induction - pompe centrifuge qui délivre un débit d'eau haute pression pour l'alimentation du module RO.

Le schéma de commande est divisé en deux boucles ; la première utilise un régulateur PI robuste pour contrôler la pression du système et la deuxième boucle utilise une commande robuste telle que la commande par mode glissant pour réguler l'eau à la sortie de la membrane RO via les deux électrovannes e_{vb} et e_{vr} .

Dans la suite de ce chapitre, nous discuterons la modélisation mathématique de chaque élément illustré dans la figure II. 1.

II.2.1. Modèle de générateur photovoltaïque

Les systèmes photovoltaïques sont utilisés pour produire de l'électricité propre. Ces systèmes permettent de convertir directement l'énergie solaire en énergie électrique à l'aide de cellules photovoltaïques, qui sont l'élément fondamental qui permet la conversion des photons induits par la lumière en électrons par effet photoélectrique [45]. Puisque les niveaux de tension et de puissance d'une seule cellule sont très faibles, les cellules PV sont connectées en série ou en parallèle. La connexion en série augmente la tension du système tandis que la connexion en parallèle augmente le courant. En associant à la fois les connexions en séries et en parallèle, le système photovoltaïque peut être conçu pour répondre aux exigences nominales de tension et de puissance. Typiquement, Les cellules peuvent être regroupées pour former des panneaux ou des modules (avec plusieurs cellules

connectées en série et/ou en parallèle). Les panneaux peuvent être regroupés pour former un générateur photovoltaïque (PVG) [46], [47].

Plusieurs modèles mathématiques sont utilisés pour décrire le fonctionnement du générateur photovoltaïque. Chaque modèle prend en compte une méthode de calcul et le nombre de paramètres impliqués dans la caractéristique courant-tension. Parmi ces modèles, le modèle à une seule diode. Ce modèle est simple avec une bonne précision est le plus utilisé dans la littérature [47], [48]. La figure II. 2 montre le circuit équivalent d'une cellule solaire (PV) simplifiée [46].

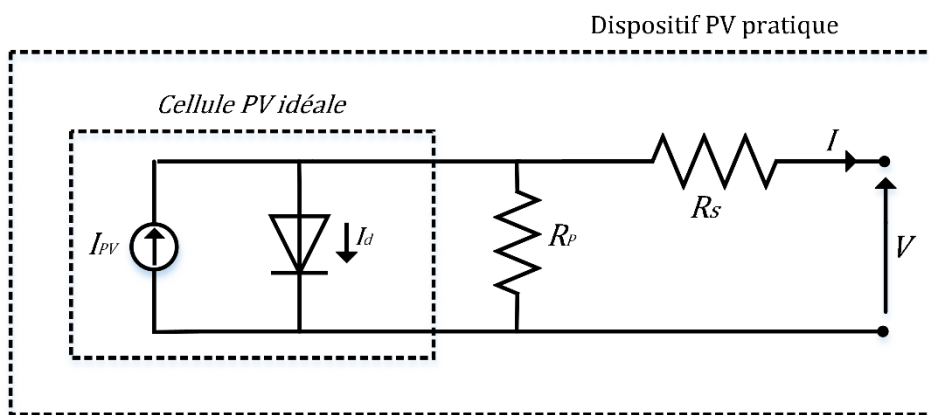


Figure II. 2 : Schéma électrique équivalent d'une cellule photovoltaïque.

La caractéristique I-V de ce modèle est définie par les équations suivantes [46] :

$$I = I_{pv} - I_0 \left[\exp\left(\frac{V + R_s I}{V_t \alpha}\right) - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

$$V_t = \frac{N_s k T}{q} \quad (\text{II.2})$$

Où :

I_{pv} , I_0 (A) : sont le courant photovoltaïque et le courant de saturation inverse de la diode respectivement.

V_t (V) : est la tension thermique du module avec N_s cellules connectées en série.

T (K) : est la température de la jonction p-n.

Chapitre II : Configuration et modélisation d'une chaîne de dessalement d'eau par osmose inverse

q : est la charge d'électron ($q = 1.60217646 \cdot 10^{-19} \text{ C}$).

k : est la constante de Boltzmann ($k = 1.3806503 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$).

α : est le facteur d'idéalité de la diode.

$R_s, R_p (\Omega)$: sont les résistances équivalentes série et shunt respectivement.

Si le panneau est composé de N_p cellules connectées en parallèles, les courants photovoltaïques et de saturation peuvent être exprimés comme suit :

$$I_{pv} = I_{pv,cel} N_p \quad (\text{II.3})$$

$$I_0 = I_{0,cel} N_p \quad (\text{II.4})$$

Le courant généré par la lumière incidente I_{pv} est lié au rayonnement solaire et à la température de la cellule par la relation suivante :

$$I_{pv} = (I_{pv,n} + K_I \Delta T) \frac{G}{G_n} \quad (\text{II.5})$$

Avec :

$$\Delta T = T - T_n \quad (\text{II.6})$$

Où :

$I_{pv,n} (A)$: est le courant généré par la lumière dans les conditions nominales ($T_n = 25^\circ \text{C}$ et $G_n = 1000 \text{ W/m}^2$).

$T_n (K)$: est la température nominale de la cellule.

$K_I (A/K)$: est le coefficient de température du courant de court-circuit.

$G, G_n (\text{W/m}^2)$: sont respectivement le rayonnement solaire et le rayonnement solaire nominal.

Chapitre II : Configuration et modélisation d'une chaîne de dessalement d'eau par osmose inverse

Le courant de saturation de la diode I_0 et sa dépendance à la température peuvent être exprimés par :

$$I_0 = I_{0,n} \left(\frac{T_n}{T} \right)^3 \exp \left[\frac{qE_g}{\alpha k} \left(\frac{1}{T_n} - \frac{1}{T} \right) \right] \quad (\text{II.7})$$

Où :

$E_g \approx 1,12 \text{ eV}$ est l'énergie de bande interdite du semi-conducteur utilisé dans la cellule.

Le courant de saturation inverse $I_{0,n}$ à T_n est donné comme suit :

$$I_{0,n} = \frac{I_{sc,n}}{\exp \left(\frac{V_{oc,n}}{\alpha V_t} \right) - 1} \quad (\text{II.8})$$

L'équation de courant de saturation de la diode I_0 peut être améliorée pour permettre de correspondre la tension en circuit ouvert du modèle aux données expérimentales pour une très large plage de températures. Donc, I_0 est donné par [46] :

$$I_0 = \frac{I_{sc,n} + K_I \Delta T}{\exp \left(\frac{V_{oc,n} + K_V \Delta T}{\alpha V_t} \right)} \quad (\text{II.9})$$

Où :

$I_{sc,n} \text{ (A)}$: est le courant de court-circuit de la cellule à la température nominale et au rayonnement solaire nominal.

$V_{oc} \text{ (V)}$: est la tension de circuit ouvert de la cellule à la température nominale et au rayonnement solaire nominal.

$K_V \text{ (V/K)}$: est le coefficient de température de tension en circuit ouvert.

Le module PV considéré dans ce travail est le *KC200GT*. Il est composé de 54 cellules connectées en série [46]. Les caractéristiques électriques du module PV sont présentées dans l'annexe A.

II.2.1.1. Influence de rayonnement solaire

Le courant I_{ph} produit par le panneau photovoltaïque est pratiquement proportionnel au niveau de rayonnement solaire (G), de sorte qu'une augmentation de l'irradiation conduit à un courant I_{ph} plus élevé, ce qui mène à une augmentation de la puissance optimale.

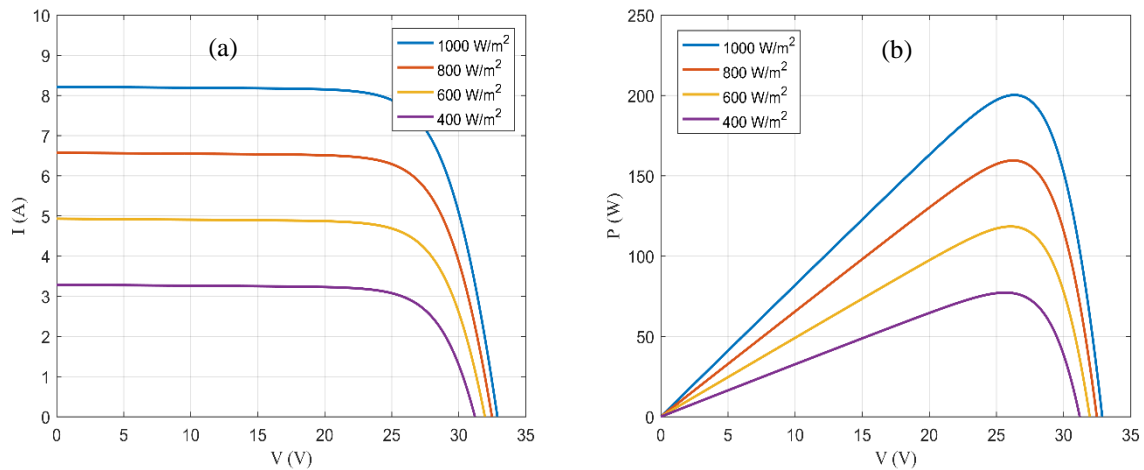


Figure II. 3 : Caractéristiques $I(V)$ et $P(V)$ en fonction du rayonnement solaire.

Les figures II. 3 (a) et II. 3 (b) montrent respectivement les caractéristiques courant-tension $I(V)$ et puissance-tension $P(V)$ du panneau PV pour différentes intensités de rayonnement solaire (G) avec une température constante de $25^{\circ}C$. Nous remarquons que la puissance de sortie du panneau PV diminue avec la diminution du rayonnement solaire accompagnée d'une très légère diminution de la tension en circuit ouvert (V_{oc}), tandis que le courant de court-circuit (I_{sc}) augmente avec l'augmentation de rayonnement solaire.

II.2.1.2. Influence de la température

La température de la cellule solaire en fonctionnement a un effet direct sur leur efficacité. Où plusieurs paramètres comme la tension en circuit ouvert V_{oc} et le courant de court-circuit I_{sc} dépendent de la température interne de la jonction p-n [49].

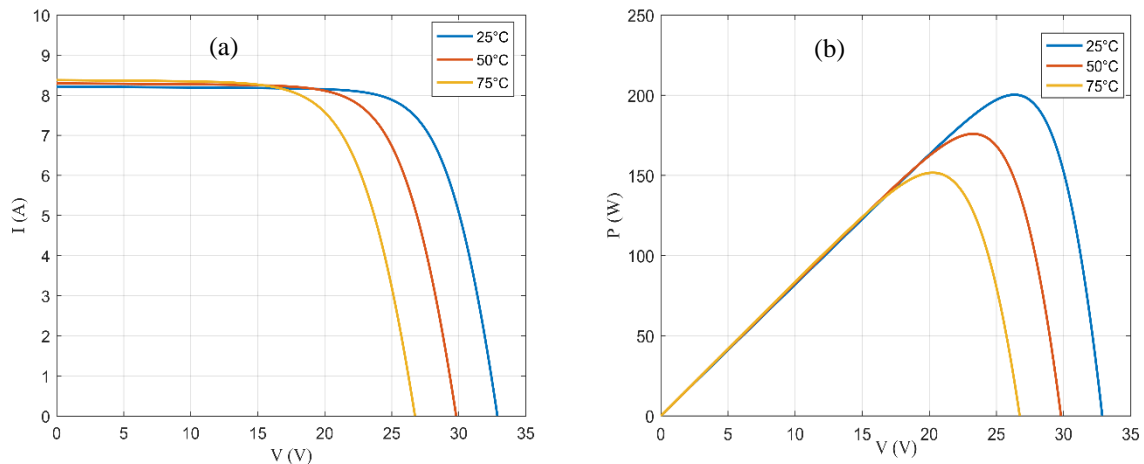


Figure II. 4 : Caractéristiques $I(V)$ et $P(V)$ en fonction de la température.

Les figures II. 4 (a) et II. 4 (b) illustrent respectivement les caractéristiques $I(V)$ et $P(V)$ d'un panneau photovoltaïque qui montrent la variation du courant et de la puissance par rapport à la tension à différentes températures et un rayonnement solaire constant de 1000 W/m^2 . Nous remarquons que la puissance de sortie du PV diminue lorsque la température augmente. La tension de circuit ouvert diminue linéairement avec l'augmentation de la température de la cellule, tandis que le courant de court-circuit augmente légèrement avec la température de la cellule. Ces paramètres on doit en tenir compte lors de la réalisation de la centrale.

II.2.2. Sous système moteur-pompe

II.2.2.1. Pompe

On appelle pompe tout appareil qui aspire un fluide d'une région à basse pression pour le refouler vers une région à plus grande pression. Ainsi, d'après cette définition on peut dire que le rôle de la pompe consiste à augmenter la pression du fluide [50]. L'augmentation de la pression du liquide véhiculé par la pompe a eu lieu suite à la transformation de l'énergie mécanique fournie par la rotation de l'arbre du moteur entraînant cette pompe en une augmentation de l'énergie hydraulique qui est acquise par le liquide entre l'entrée et la sortie de la pompe. Plusieurs types de pompes sont utilisés dans l'industrie du pompage de liquides. En général, Les pompes sont classées en deux grandes catégories en fonction de leur principe de fonctionnement : les pompes volumétriques et les pompes cinétiques [51]. Une sous-catégorie de pompes cinétiques est les pompes centrifuges qui sont conçues pour une profondeur constante et leur débit augmente avec la vitesse de rotation.

La pompe centrifuge représente le type de pompe le plus couramment utilisé dans diverses applications industrielles, parmi lesquelles le traitement des eaux et les solutions aqueuses [52]. Dans le système de dessalement par osmose inverse (RO), les pompes centrifuges conçues pour un fonctionnement à vitesse variable sont la technologie largement utilisée. Ils peuvent être utilisés pour transformer la vitesse de rotation du moteur à induction en un débit d'eau à haute pression. Ceci est dû à sa construction simple avec peu de pièces mobiles, ce qui le rend très fiable et robuste [3].

Dans la suite de ce chapitre, nous présenterons le principe de fonctionnement et le modèle mathématique de la pompe centrifuge, y compris le modèle du moteur à induction qui entraîne la pompe.

II.2.2.1.1. Construction et principe de fonctionnement de la pompe centrifuge

Une pompe centrifuge est composée principalement de deux parties : la première étant un élément rotatif composé d'une roue et d'un arbre, et la seconde étant un élément fixe composé d'un carter, d'un couvercle de carter et de paliers. Cependant, il y a d'autres composants qui complètent un ensemble de pompe centrifuge, comme le montre la figure II. 5 [53].

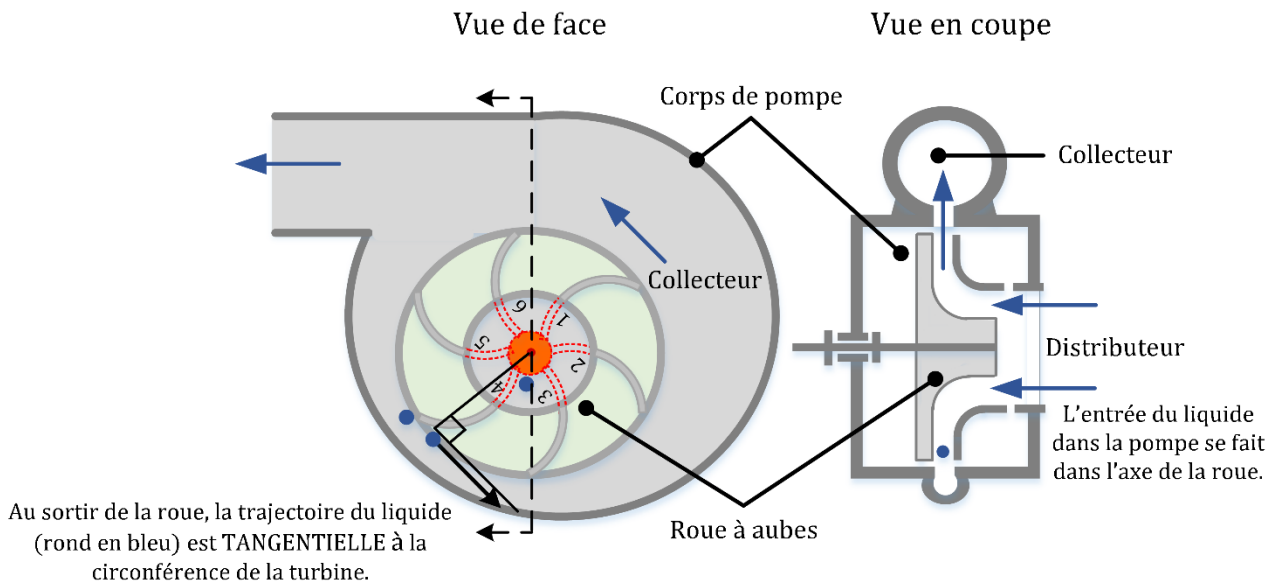


Figure II. 5 : Schéma de principe d'une pompe centrifuge.

Une pompe centrifuge est une pompe roto-dynamique qui utilise une roue rotative pour augmenter la pression d'un fluide [51]. Le fluide pénètre dans la pompe près de l'axe de rotation et s'écoule dans la roue rotative. La roue est constituée d'un disque rotatif auquel sont fixées plusieurs aubes. Les aubes sont normalement inclinées vers l'extérieur loin du sens de rotation. Lorsque le

fluide entre dans la roue à une certaine vitesse grâce au système en sections, il est capté par les aubes de roue rotatives. Le fluide est accéléré par transmission d'impulsions tout en suivant la courbure des aubes de la roue à partir du centre de la roue (œil) vers l'extérieur. Il atteint sa vitesse maximale au diamètre extérieur de la roue et quitte la roue vers un diffuseur ou une chambre à volute. Ainsi la force centrifuge aide à accélérer les particules du fluide car le rayon auquel les particules entrent est inférieur au rayon auquel les particules individuelles quittent la roue. Maintenant l'énergie du fluide est convertie en pression statique, assistée par la forme du diffuseur ou de la chambre à volute [50], [54].

II.2.2.1.2. Paramètres de fonctionnement de la pompe centrifuge

Le fonctionnement d'une pompe centrifuge peut être qualifié par plusieurs paramètres. Les variables typiques sont décrites ci-dessous.

- **Le débit (Q)** : indique la quantité de liquide transférée par unité de temps. Typiquement Q est le débit volumétrique. Différentes unités peuvent être appliquées au débit, par exemple en litres par minute (l/min) ou en mètres cubes par heure (m^3/h).
- **La hauteur manométrique (H)** : généralement, elle est utilisée pour définir l'énergie fournie à un liquide par une pompe et elle est exprimée en unités de mesure de la longueur (m). En l'absence de toute vitesse, elle est égale à la hauteur d'une colonne statique de fluide qui est supportée par une pression au point de référence. La relation entre la hauteur manométrique et la pression se présente comme suit :

$$P = \rho \cdot g \cdot H \quad (\text{II.10})$$

Où :

P (Pa) : est la pression.

ρ (Kg/m^3) : est la masse volumique du fluide.

g ($9,81 m/s^2$) : est l'accélération de la pesanteur.

H (m) : est la hauteur manométrique.

- **L'efficacité (η)** : également appelé rendement de la pompe. Le rapport entre la puissance hydraulique (P_{out}) et la puissance mécanique fournie par le moteur à l'arbre de la pompe (P_{in}). La

puissance hydraulique est égale à la puissance hydraulique disponible au refoulement de la pompe. L'efficacité d'une pompe peut s'exprimer comme suit :

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{\rho \cdot Q \cdot H \cdot g}{P_{in}} \quad (\text{II.11})$$

II.2.2.1.3. Modélisation de la pompe centrifuge

Le couple de charge hydrodynamique de la pompe centrifuge est proportionnel au carré de la vitesse de rotation du moteur à induction donné par [55], [56] :

$$C_r = A_p \Omega_r^2 \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$$A_p = \frac{P_n}{\Omega_m^3} \quad (\text{II.13})$$

Où :

A_p : est la constante de couple.

P_n (W) : est la puissance nominale du moteur à induction.

Ω_m (Tr/min) : est la vitesse nominale du rotor.

La pompe centrifuge est décrite par les lois de similitude (affinité) [55]. Ces lois prédisent les caractéristiques de performance d'une pompe lorsqu'elle fonctionne à des vitesses différentes de la vitesse à laquelle elle a été testée pour un diamètre de roue fixe, et expriment les relations entre plusieurs variables impliquées dans la performance de la pompe telles que le débit, la hauteur manométrique et la puissance comme illustré ci-dessous [57], [58] :

$$Q' = \left(\frac{N'}{N} \right) Q \quad (\text{II.14})$$

$$H' = \left(\frac{N'}{N} \right)^2 H \quad (\text{II.15})$$

$$P' = \left(\frac{N'}{N}\right)^3 P \quad (\text{II.16})$$

Où :

Q' et Q (m^3/h) : sont respectivement le débit et le débit nominal de la pompe.

H' et H (m) : sont respectivement la hauteur de la pompe et sa hauteur totale.

P' et P (W) : sont respectivement la puissance d'entrée de la pompe et sa puissance nominale.

N' et N (Tr/min) : sont respectivement la vitesse de la pompe et sa vitesse nominale.

II.2.2.1.4. Courbes caractéristiques

La courbe caractéristique de la pompe indique la performance d'une pompe. Elle indique généralement la hauteur manométrique dynamique totale, la puissance et le rendement tracés en fonction du débit à une vitesse constante. Il existe des courbes absolues ou dimensionnelles et des courbes relatives ou non dimensionnelles. La différence est qu'un diagramme dimensionnel montre des valeurs absolues, alors qu'un diagramme non dimensionnel montre les données en pourcentage de leur valeur au point d'efficacité optimale de la pompe. Il est également possible de tracer ces fonctions pour plusieurs vitesses à un diamètre donné ou à différents diamètres pour une vitesse donnée dans un diagramme [50], [51]. Généralement, les pompes sont décrites par leur caractéristique hauteur/débit $H(Q)$ [58], comme le montre la figure II. 6.

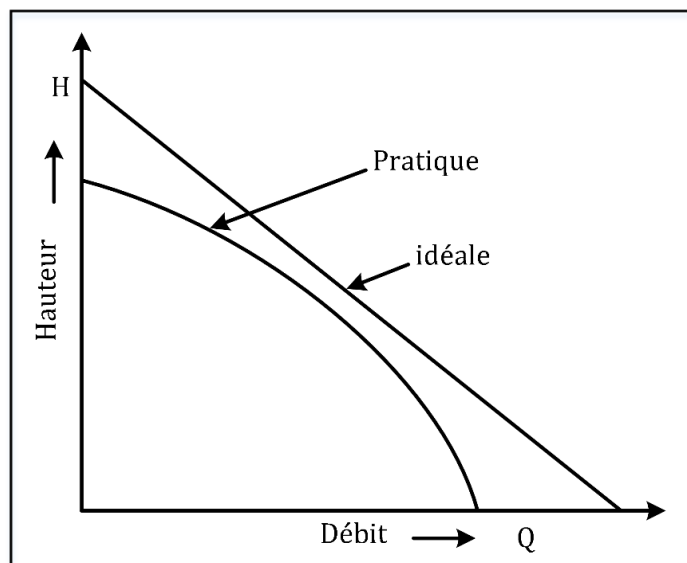


Figure II. 6 : Courbe de performance d'une pompe centrifuge.

Une pompe centrifuge qui fonctionne à vitesse constante peut fournir une quantité variable de fluide de zéro à la valeur maximale, en fonction de la hauteur manométrique totale. Généralement, dans le cas des pompes centrifuges, le débit fourni par la pompe diminue à mesure que la hauteur manométrique augmente, et le débit devient nul lorsque la hauteur manométrique atteint sa valeur maximale. La puissance mécanique requise pour le fonctionnement varie également dans des limites définies. Une certaine puissance est nécessaire, même à débit nul, pour surmonter la friction. Il est habituel de tracer la hauteur manométrique, la puissance, l'efficacité en fonction de la capacité de débit à vitesse constante [50].

II.2.2.2. Moteur à induction

Le fonctionnement de la pompe nécessite un moteur qui l'entraîne à sa vitesse de rotation. La plupart des pompes sont entraînées par des moteurs électriques triphasés. Les moteurs à induction sont actuellement les plus utilisés pour les applications de pompage en raison de leurs coûts et de leurs robustesses.

Les moteurs à induction sont largement utilisés dans des nombreuses applications et représentent environ 60 % de la consommation totale d'électricité industrielle (y compris les usines, les secteurs industriels, les véhicules, les systèmes de production éolienne, les pompes...) dû à de leur structure simple, de leur fiabilité, de leur haute efficacité et de leur faible coût [59]. Ils sont dépendants de la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique et peuvent fonctionner à une vitesse presque constante de zéro à pleine charge. La conception d'un moteur à induction est relativement simple et se compose de deux parties principales, un stator fixe et un rotor tournant (figure II. 7). Il y a deux classes principales de moteurs à induction qui se distinguent par la façon dont leurs rotors sont bobinés : le moteur à induction à rotor bobiné et le moteur à induction à cage d'écureuil [60].

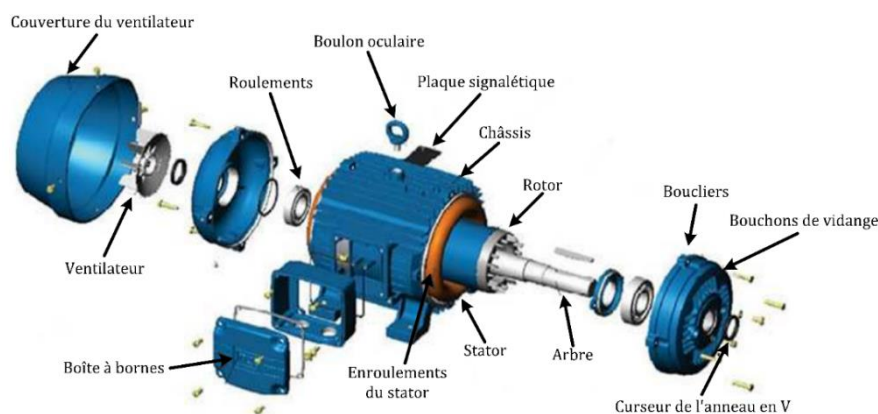


Figure II. 7 : Structure typique d'un moteur à induction triphasé.

II.2.2.2.1. Modélisation du moteur à induction

Pour étudier le comportement du moteur à induction, il est nécessaire d'élaborer un modèle mathématique fidèle au comportement réel de la machine. D'autre part, le moteur à induction est prodigieusement complexe. Pour sa modélisation, il est important de tenir compte plusieurs hypothèses simplificatrices qui sont décrit comme suit [61], [62] :

- ✓ L'entrefer de la machine à une épaisseur supposée constante. Ainsi, l'effet d'encoche et pertes ferromagnétiques négligeables.
- ✓ L'effet de peau, l'hystérésis et les courants de Foucault ne sont pas pris en compte.
- ✓ Les forces magnétomotrices créés par les phases du stator et du rotor sont réparties de manière sinusoïdale le long de l'entrefer.
- ✓ Les harmoniques dans les tensions et les courants sont négligées.
- ✓ La température du moteur reste constante, ce qui permet d'obtenir des paramètres constants dans les modèles mathématiques.
- ✓ Circuit magnétique parfaitement feuilleté et non saturé (perméabilité magnétique constante). Ceci entraîne :
 - Un champ magnétique sinusoïdal.
 - L'additivité vectorielle des flux.
 - Des inductances propres constantes.

Ces hypothèses permettent le développement d'un modèle mathématique pratique avec une complexité limitée.

II.2.2.2.1.1. Modèle du moteur à induction dans le repère triphasé (abc)

Le modèle mathématique dynamique d'un moteur à induction est généralement représenté dans le repère fixe a, b et c en termes de tension, de courant et de flux comme suit [63] :

- Equations électriques :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \tag{II.17}$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

- Equations magnétiques :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Où :

V_{sabc} , i_{sabc} et ϕ_{sabc} : tensions, courants et flux statoriques respectivement.

i_{rabc} et ϕ_{rabc} : courants et flux rotoriques.

R_s et R_r : résistances propres d'une phase stratorique et rotorique.

Les inductances propres d'une phase statorique L_s et d'une phase rotorique L_r sont présentées comme suit :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{psa} + L_{fsa} & -\frac{L_{sab}}{2} & -\frac{L_{sac}}{2} \\ -\frac{L_{sba}}{2} & L_{psb} + L_{fsb} & -\frac{L_{sbc}}{2} \\ -\frac{L_{sca}}{2} & -\frac{L_{scb}}{2} & L_{psc} + L_{fsc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{pra} + L_{fra} & -\frac{L_{rab}}{2} & -\frac{L_{rac}}{2} \\ -\frac{L_{rba}}{2} & L_{prb} + L_{frb} & -\frac{L_{rbc}}{2} \\ -\frac{L_{rca}}{2} & -\frac{L_{rcb}}{2} & L_{prc} + L_{frc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

L'inductance mutuelle M_{sr} est donné par :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = \begin{bmatrix} M_{s_a r_a} \cos(\theta_r) & M_{s_a r_b} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{s_a r_c} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{s_b r_a} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{s_b r_b} \cos(\theta_r) & M_{s_b r_c} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{s_c r_a} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{s_c r_b} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{s_c r_c} \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Où :

L_{psx} et L_{fsx} : inductance principale et inductance de fuite stratorique.

L_{prx} et L_{frx} : inductance principale et inductance de fuite rotorique.

L_{sxy} et L_{rxy} : mutuelle inductance entre deux phases stratoriques et rotoriques.

M_{sxy} : mutuelle inductance entre une phase stratorique x et une phase rotorique y .

θ_r : la position angulaire du rotor.

p : nombre de paires de pôles.

Basé sur les hypothèses présentées au début de cette section, nous pouvons écrire :

$$R_{sx} = R_s, R_{rx} = R_r, M_{sxy} = M_{sr}.$$

$$L_{psx} = L_{pry} = L_{sxy} = L_{rxy} = L_p.$$

II.2.2.2.1.2. Modèle du moteur à induction dans le repère diphasé ($\alpha\beta$)

Les grandeurs triphasées (tensions, courants et flux) sont transformées de coordonnées (abc) en coordonnées ($\alpha\beta$) pour réduire la complexité des calculs. Physiquement, elle peut être représentée comme la transformation des enroulements triphasés du moteur à induction en enroulements biphasés, Les matrices de transformation des grandeurs de stator et de rotor de (abc) à ($\alpha\beta$) sont définies comme suit [63] :

$$\text{Les grandeurs statoriques : } x_{\alpha\beta_s} = T_{23} x_s$$

$$\text{Les grandeurs rotoriques : } x_{\alpha\beta_r} = P(\theta_r) T_{23} x_r$$

Où :

$$T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

$$P(\theta_r) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

En appliquant ces deux matrices de transformation, le modèle mathématique du moteur à induction dans le repère $(\alpha\beta)$ est présenté comme suit :

- Equations électriques :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

$$0 = R_r \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} - \omega_r P\left(\frac{\pi}{2}\right) \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

- Equations magnétiques :

$$\begin{bmatrix} \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix} = L_s \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + M_{sr} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} = L_r \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + M_{sr} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

- Equations mécanique :

L'équation de la vitesse du rotor peut s'exprimer comme suit :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_v \Omega_r \quad (\text{II.30})$$

Avec :

$$\Omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{II.31})$$

Où :

J : est le moment d'inertie.

C_r : couple résistant.

f_v : couple de frottement visqueux.

Le couple électromagnétique C_{em} peut se calculer par :

$$C_{em} = p \frac{M_{sr}}{L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{r\alpha}) \quad (\text{II.32})$$

II.2.2.2.1.3. Modèle d'état du moteur à induction

Le modèle du moteur à induction doit être écrit sous la forme suivante [63] :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + Bu \\ y = Cx + Du \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Où :

x : est le vecteur d'état.

$$x = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta} \quad \omega_r]^T \quad (\text{II.34})$$

u : est le vecteur de commande.

$$u = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}]^T \quad (\text{II.35})$$

y : est le vecteur des sorties du système.

$$y = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \omega_r]^T \quad (\text{II.36})$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma x_1 + ax_3 + Kpx_4x_5 \\ -\gamma x_2 + ax_4 + Kpx_3x_5 \\ bx_1 - cx_3 - px_4x_5 \\ bx_2 - cx_4 + px_3x_5 \\ d(x_3x_2 - x_4x_1) - \frac{C_r}{J} - \frac{f_v}{J}x_5 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad D = 0 \quad (\text{II.38})$$

Où :

$$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}, \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_r}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad K = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r}, \quad a = \frac{K}{T_r}, \quad b = \frac{M_{sr}}{T_r}, \quad c = \frac{1}{T_r}, \quad d = \frac{pM_{sr}}{JL_r}.$$

II.2.2.3. Effet de la pompe centrifuge sur le moteur à induction

L'équation mécanique du moteur à induction est présentée par [3] :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - f_v \Omega_r - C_r \quad (\text{II.39})$$

C_r est le couple de charge inconnu généré par la pompe centrifuge. Pour piloter la vitesse Ω_r , nous avons besoin de concevoir un contrôleur robuste qui maintiennent l'erreur de suivi ($\Omega_r^* - \Omega_r$) asymptotiquement stable en présence d'un couple de charge inconnu dû à la pompe centrifuge.

II.2.3. Modélisation de la membrane d'osmose inverse (RO)

Afin de faire développer des stratégies de commande pour le système de dessalement par osmose inverse (RO), et étudier son comportement lors de son fonctionnement, un modèle mathématique de la membrane RO a été élaboré pour déterminer la pression du système et les débits du système dans des conditions de fonctionnement données. La figure II. 8 montre un schéma du processus de dessalement par osmose inverse. Il s'agit d'un système RO à un seul étage, qui se compose d'une pompe haute pression, deux électrovannes, unité de membrane enroulée en spirale sans unité de prétraitement ou de post-traitement. L'eau d'alimentation (l'eau saumâtre ou l'eau de mer) pénètre dans le système et mise sous pression par la pompe haute pression. Le flux d'eau sous

Chapitre II : Configuration et modélisation d'une chaîne de dessalement d'eau par osmose inverse

pression est divisé en un flux d'eau de dérivation avec une vitesse v_b et le flux d'eau qui pénètre dans l'unité de membrane enroulée en spirale (v_{fr}). Deux flux quittent également le module de membrane RO, le flux d'eau de concentration (rétentat) avec la vitesse v_r et le flux de produit (perméat) de faible salinité avec la vitesse v_p . La pression de tous les flux de sortie est supposée être la pression atmosphérique [3], [64]. La dérivation du modèle est basée sur un bilan massique global et des bilans énergétiques locaux autour des électrovannes du système. Afin de simplifier le modèle, plusieurs hypothèses peuvent être invoquées [64], [65] :

- ✓ L'eau est un fluide incompressible, tous les composants sont exploités sur le même plan (les termes d'énergie potentielle dus à la gravité sont négligés).
- ✓ La densité de l'eau est supposée constante.
- ✓ Il est également supposé que la concentration efficace dans l'unité d'osmose inverse est une moyenne pondérée des concentrations de flux d'alimentation et de rétentat (équation II (44)).

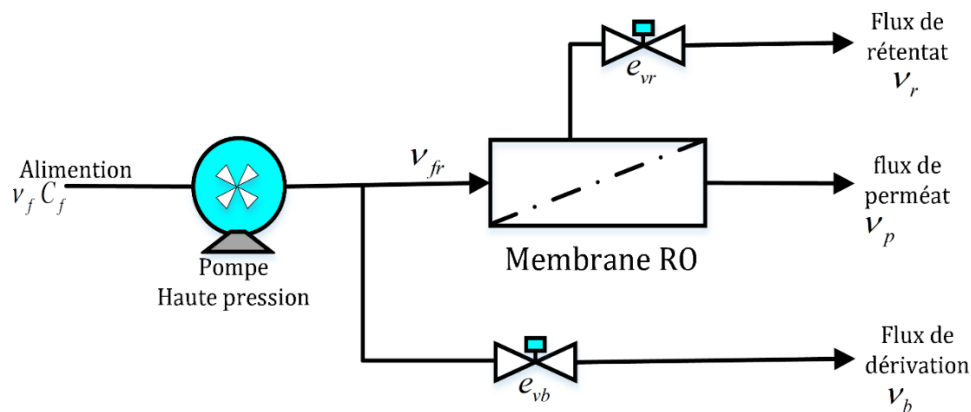


Figure II. 8 : Schéma général du système RO.

La dérivation du modèle donne deux équations différentielles ordinaires (ODE) non linéaires, ainsi qu'une expression algébrique de la pression du système. Une équation pour la pression osmotique basée sur la température et la concentration efficace dans l'unité de membrane. Plus précisément, le modèle peut décrire le processus représenté à la figure II. 8, prendre la forme suivante [3], [64] :

Chapitre II : Configuration et modélisation d'une chaîne de dessalement d'eau par osmose inverse

$$\begin{cases} \frac{dv_b}{dt} = \frac{A_p^2}{A_m K_m V} (v_f - v_b - v_r) + \frac{A_p}{\rho V} \Delta\pi - \frac{1}{2} \frac{A_p e_{vb} v_b^2}{V} \\ \frac{dv_r}{dt} = \frac{A_p^2}{A_m K_m V} (v_f - v_b - v_r) + \frac{A_p}{\rho V} \Delta\pi - \frac{1}{2} \frac{A_p e_{vr} v_r^2}{V} \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Où :

La vitesse du flux d'eau de dérivation (v_b) et la vitesse du flux d'eau de rétentat (v_r) sont les états.

v_f : est la vitesse du flux d'eau d'alimentation.

V : est le volume intérieur total.

ρ : est la densité du fluide.

A_p : est la section transversale de la conduite.

A_m : est la surface de la membrane.

K_m : est le coefficient de transfert de masse global de la membrane.

e_{vb} : est la résistance de l'électrovanne de dérivation.

e_{vr} : est la résistance de l'électrovanne de rétentat.

$\Delta\pi$: est la pression osmotique.

La vitesse du flux d'eau de perméat (v_p) et la pression du système (P_{sys}) sont respectivement définis comme suit :

$$v_p = \frac{A_m K_m}{\rho A_p} (P_{sys} - \Delta\pi) \quad (\text{II.41})$$

$$P_{sys} = \frac{\rho A_p}{A_m K_m} (v_f - v_b - v_r) + \Delta\pi \quad (\text{II.42})$$

La pression osmotique ($\Delta\pi$) est ensuite calculée comme suit :

$$\Delta\pi = \delta C_{eff} (T + 273) \quad (\text{II.43})$$

Avec :

$$C_{eff} = C_{feed} \left(\left(\alpha + (1-\alpha) \left(\frac{(1-R) + R(v_f - v_b)}{v_r} \right) \right) \right) \quad (\text{II.44})$$

Où :

C_{feed} : est la quantité totale de solides dissous (TDS) dans l'eau d'alimentation.

δ : est une constante reliant la concentration efficace et la pression osmotique.

α : est un coefficient de pondération de la concentration efficace.

R : est le rejet de sel fractionné de la membrane.

T : est la température du processus.

On considère le système non linéaire (II.40) de la forme suivante [3] :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

Où :

x : est le vecteur d'état.

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{v}_b \\ \dot{v}_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.46})$$

u : est le vecteur de commande.

$$u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{vb} \\ e_{vr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.47})$$

y : est le vecteur des sorties du système.

$$y = \begin{bmatrix} v_b \\ v_r \\ P_{sys} \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

Avec :

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{P_{sys} A_p}{\rho V} \\ \frac{P_{sys} A_p}{\rho V} \end{bmatrix} \quad (II.49)$$

Et

$$g(x) = \begin{bmatrix} g_1(x) \\ g_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2} \left(\frac{A_p v_b^2}{V} \right) \\ -\frac{1}{2} \left(\frac{A_p v_r^2}{V} \right) \end{bmatrix} \quad (II.50)$$

II.3. Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de présentation de la chaîne globale du procédé de dessalement par osmose inverse (RO) alimenté par un générateur photovoltaïque (GPV) autonome. La modélisation dynamique des différents constituants de cette chaîne est développée, qui contient une source d'énergie photovoltaïque, un moteur à induction associé à une pompe centrifuge et une unité de membrane RO.

Les modèles obtenus permettent de voir la non linéarité entre les entrées et les sorties du système. En outre, ces modèles exigent le développement de stratégies de commande de chaque partie qui sera traité dans le chapitre suivant.

Chapitre III

Mise en œuvre de la commande des éléments
de la chaîne de dessalement d'eau par osmose
inverse

III.1. Introduction

L'automatisation et la régulation des processus industriels sont devenues une nécessité pour un fonctionnement fiable et efficace et un meilleur rendement. A cet égard, l'élaboration des stratégies de commande précises est l'une des tâches les plus difficiles dans les usines de dessalement par osmose inverse, en particulier dans des conditions d'incertitude et de perturbations, afin d'éviter toutes les défaillances et les dommages possibles pour une exploitation sûre.

Ce chapitre a pour objectif, la conception et l'application des différentes stratégies de commandes pour chaque élément séparément d'une chaîne de dessalement par osmose inverse (RO). Nous présentons en premier lieu la commande MPPT qui permet de suivre le point de puissance maximal (MPP) fourni par le générateur photovoltaïque. Ensuite, une explication détaillée de la commande vectorielle (FOC) de la machine à induction qui a pour rôle l'entraînement de la pompe centrifuge qui alimente l'unité de dessalement RO en eau salée à haute pression. La FOC permet un découplage de la commande du flux de celle du couple. En fin, une attention particulière est accordée à la conception des lois de commandes linéaire et non linéaire pour la membrane RO dans le but de maintenir le fonctionnement du système à la vitesse de flux de dérivation, la vitesse de flux du rétentat et la pression du système aux points de consigne désirés.

III.2. Générateur photovoltaïque

III.2.1. Commande MPPT

A une irradiation et une température particulière, les caractéristiques $P-V$ et $I-V$ d'une cellule solaire sont non linéaires. De plus, les variations de température affectent la tension de sortie des cellules solaires, et les fluctuations d'irradiation affectent le courant de sortie du PV. En outre, il y a un point unique sur la courbe $P-V$ appelé le point de puissance maximale (MPP), où le fonctionnement de l'ensemble du système PV se produit avec une efficacité maximale et produit une puissance optimale. La position du MPP n'est pas connue, ce qui en fait un MPPT approprié [66]. L'une des meilleures façons d'implémenter un contrôleur MPPT est l'introduction d'une interface d'électronique de puissance (PE) entre la source PV et la charge. La présence d'un contrôleur modifie efficacement la résistance perçue par le générateur photovoltaïque et par conséquent, incite le PVG à fonctionner plus près du MPP [67]. Généralement, le principe de la commande MPPT est basé sur l'adaptation ou la variation du rapport cyclique du convertisseur DC-DC pour finalement faire fonctionner le PVG dans son MPP. Une stratégie MPPT doit présenter les caractéristiques suivantes [68] :

- ✓ Elle devrait fournir une grande précision et être capable de trouver le point de puissance maximale globale (MPP) réel. Une commande MPPT précise permet d'obtenir un système PV plus efficace.
- ✓ Elle devrait avoir une vitesse de poursuite élevée. Une vitesse de poursuite lente entraîne une réduction de la puissance extraite et un faible rendement du système PV.
- ✓ Elle doit pouvoir fonctionner efficacement dans des conditions d'ensoleillement uniforme et dans des conditions d'ombrage partiel.
- ✓ Elle ne devrait pas être trop complexe. La simplicité est un mérite.
- ✓ Elle ne doit pas osciller autour du point de puissance maximale.
- ✓ Elle devrait être en mesure de suivre efficacement le point de puissance maximale après des changements soudains et radicaux dans les conditions environnementales.

Plusieurs méthodes de MPPT ont été introduites et de nombreuses variantes de chaque méthode ont été proposées pour surmonter des inconvénients spécifiques. Le grand nombre de méthodes proposées peut rendre difficile la détermination de la meilleure technique à adopter lors de la mise en œuvre d'un système PV [69]. Les méthodes varient toutes en complexité, en nombre de capteurs requis, en mise en œuvre numérique ou analogique, en vitesse de convergence, en capacité de poursuite et en coût-efficacité. De plus, le type d'application peut avoir un impact significatif sur le choix de l'algorithme MPPT. Parmi ces techniques MPPT, la méthode perturbation et d'observation (P&O) est la plus largement utilisée dans les produits commerciaux. Leur structure de contrôle simples et leur facilité de mise en œuvre en ont fait un choix populaire [3], [67].

III.2.1.1. Algorithme de perturbation et d'observation (P&O)

L'algorithme de perturbation et d'observation (P&O) est le plus couramment utilisé dans la pratique grâce à son efficacité et de son faible coût d'implémentation. Son principe est de perturber la tension de fonctionnement du générateur PV par l'introduction d'une petite perturbation à chaque itération, puis la puissance de sortie est comparée avant et après la perturbation pour déterminer la direction de la perturbation suivante. Si la puissance fournie par le générateur PV augmente, la perturbation suivante restera dans le même sens. Sinon, si la puissance diminue, le point de fonctionnement s'est éloigné du MPP et par conséquent, la nouvelle perturbation doit être inversée [68]. La figure III. 1 montre l'organigramme de cet algorithme [3].

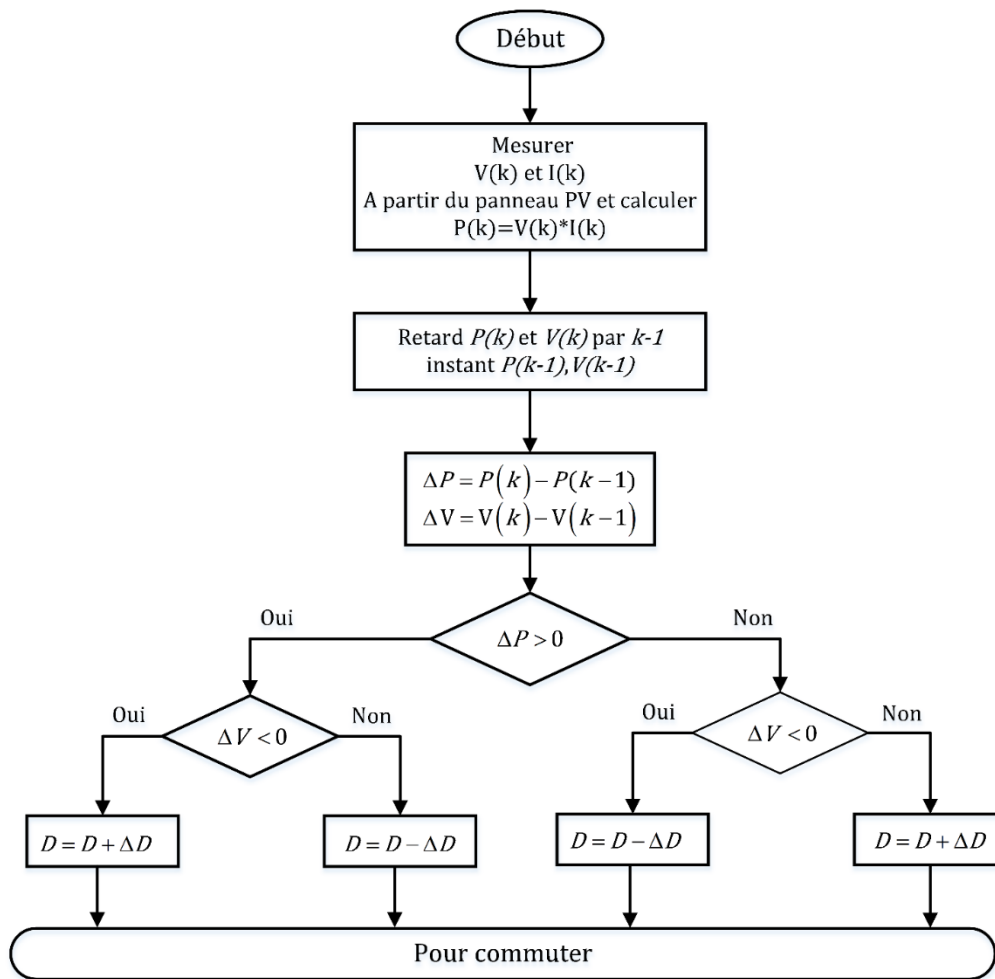


Figure III. 1 : Organigramme de l'algorithme de perturbation et d'observation (P&O).

Le principal avantage de cette technique est sa simplicité. De plus, il n'est pas nécessaire d'avoir une connaissance préalable des caractéristiques du générateur PV. Cette méthode présente généralement de bonnes performances à condition que l'irradiation solaire ne varie pas trop rapidement. En régime permanent, le point de fonctionnement oscille autour du MPP et fluctue généralement légèrement. Pour cette raison, la fréquence de perturbation doit être suffisamment basse pour que le système puisse atteindre un état stable avant la perturbation suivante [68]. En outre, la taille de perturbation doit être suffisante pour que le contrôleur ne soit pas affecté de manière significative par le bruit de mesure et génère un changement mesurable dans la sortie de générateur photovoltaïque [70].

III.2.1.2. Résultat de simulation

Afin d'évaluer les performances de l'algorithme P&O dans des conditions atmosphériques variables. Un test de simulation a été effectué dans l'environnement Matlab/Simulink.

Comme le montre la figure III. 2 (a), nous avons utilisé un profil d'ensoleillement variable commence par $E=1000 \text{ W/m}^2$ et au moment $t=5 \text{ sec}$, diminue à 800 W/m^2 et puis atteint 500 W/m^2 à l'instant $t=10 \text{ sec}$ avec une température constante $T=25 \text{ }^\circ\text{C}$.

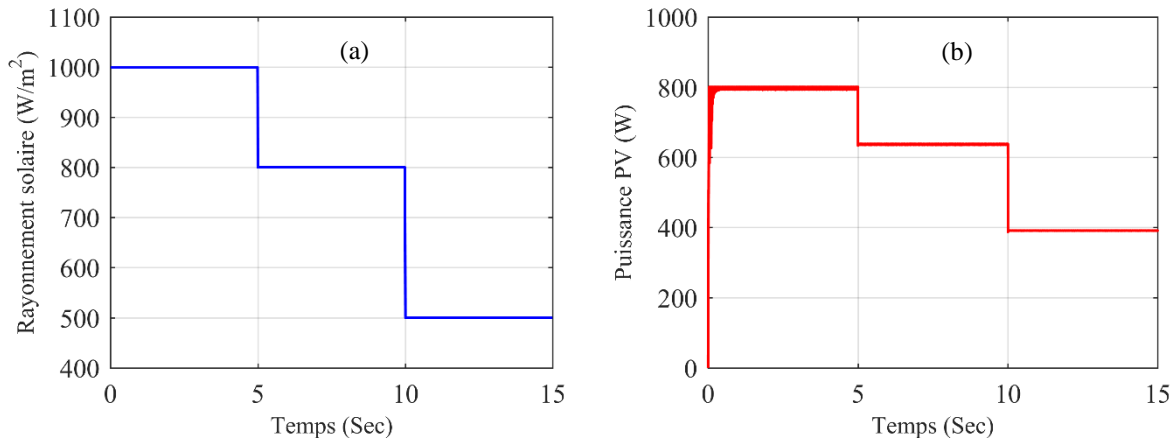


Figure III. 2 : (a) Profil de rayonnement solaire. (b) Puissance photovoltaïque.

La figure III. 2 (b) illustre l'évolution de la puissance de sortie du générateur photovoltaïque. On note que l'algorithme P&O est robuste à la variation rapide du rayonnement solaire et converge rapidement vers le nouveau point de puissance maximale (MPP) en un temps très court mais génère toujours un signal oscillant autour de la valeur de puissance optimale.

III.3. Groupe moteur-pompe

III.3.1. Commande vectorielle du moteur à induction

Dans cette partie du système le moteur à induction (MI) est utilisé pour entraîner la pompe haute pression qui alimente le module d'osmose inverse en eau de mer ou saumâtre, et fournit la pression nécessaire pour permettre à l'eau de passer à travers la membrane RO et faire rejeter le sel. En général, le moteur à induction peut être contrôlé soit par la commande scalaire (v/f), soit par la commande vectorielle (FOC) [3]. Les systèmes d'entraînement à moteur à induction retenue sont réalisés à l'aide de stratégies de contrôle par orientation du champ. Cependant, ces stratégies nécessitent la mesure de la vitesse du rotor [71]. La commande vectorielle (FOC) assure le découplage entre le réglage du flux et le réglage du couple. Elle possède la capacité d'obtenir les meilleures performances dynamiques du moteur à induction [72].

III.3.1.1. Les équations du moteur à induction en régime quelconque

La commande vectorielle nécessite une modélisation des équations du moteur dans le repère diphasé ($d-q$) lié au champ tournant [73]. Ses équations sont exprimées comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(- \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \phi_{rd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_{rq} \omega_r + V_{sd} \right) \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(- \sigma L_s \omega_s i_{sd} - \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{sq} - \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_{rd} \omega_r + \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \phi_{rq} + V_{sq} \right) \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rd} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{rq} \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p M_{sr}}{L_r J} (i_{sq} \phi_{rd} - i_{sd} \phi_{rq}) - \frac{f_v}{J} \omega_r - \frac{1}{J} C_r \\ C_{em} = \frac{p M_{sr}}{L_r} (i_{sq} \phi_{rd} - i_{sd} \phi_{rq}) \end{array} \right. \quad (III.1)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r} \quad (III.2)$$

Où :

σ : est le coefficient de fuite.

C_r : est le couple résistant.

III.3.1.2. Principe de la commande vectorielle

La technique de commande vectorielle appelée aussi commande par orientation du flux (FOC) assure le découplage entre le couple et le flux magnétique du moteur et par conséquent, une réponse rapide du couple peut être obtenue. La technique FOC, qui utilise des équations et des modèles de l'état dynamique du moteur à induction, a la capacité de contrôler l'amplitude, la fréquence et la position des vecteurs spatiaux des tensions, des courants et du flux magnétique. Cette méthode permet de réaliser le découplage entre le contrôle du couple et du flux magnétique. Avec le FOC, le moteur

à induction (MI) est commandé comme un moteur à courant continu (MCC) à excitation séparée. Bien que la technique FOC puisse contrôler séparément le couple et le flux magnétique du moteur à induction, elle dépend fortement des paramètres et de la vitesse du moteur, ce qui entraîne une réduction de la robustesse de la commande [74].

Cette stratégie de commande est basée sur l'orientation du flux sur l'axe d (figure III. 3), qui peut être exprimée en considérant :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

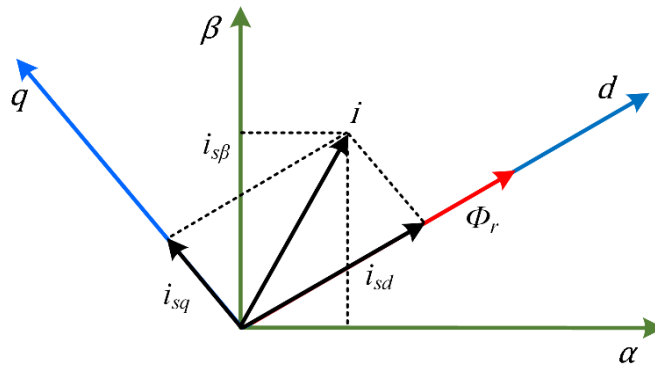


Figure III. 3: Principe de la commande vectorielle avec orientation de flux rotorique.

En imposant, $\phi_{rq}=0$ le système d'équation III. 1 devient :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{di_{sd}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left(- \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \phi_r + V_{sd} \right) \\ \frac{di_{sq}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left(-\sigma L_s \omega_s i_{sd} - \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{sq} - \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_r \omega_r + V_{sq} \right) \\ \frac{d\phi_r}{dt} &= \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \phi_r \\ J \frac{d\omega_r}{dt} &= C_{em} - f_v \omega_r - C_r \\ C_{em} &= \frac{p M_{sr}}{L_r} i_{sq} \phi_r \end{aligned} \right. \quad (\text{III.4})$$

La commande vectorielle est divisée en deux types principaux : directe et indirecte [74]. Vue la disponibilité de la grandeur du flux notre choix est orienté vers la commande direct.

En ce qui concerne la commande directe, l'angle de Park θ_s est calculé directement à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées.

III.3.1.3. Commande vectorielle directe d'un moteur à induction alimenté en tension

La mise en œuvre du contrôle vectoriel nécessite une information précise sur l'amplitude et la position du flux rotorique. Dans le schéma de commande vectorielle direct proposé, le vecteur de flux rotorique (amplitude et position) est déterminé par un simple estimateur qui utilise les tensions et les courants statoriques mesurés.

Le schéma fonctionnel de la commande direct par orientation du flux est illustré à la figure III. 4. Deux boucles de régulation sont appliquées au moteur à induction : la boucle externe pour le réglage de la vitesse et du flux et la boucle interne pour le réglage des courants statoriques. Cette boucle joue un rôle primordial puisque, tout en assurant le contrôle vectoriel. Ainsi, elle permet de limiter le courant circulant dans le convertisseur et le moteur dans la limite de sécurité.

Le moteur est alimenté à travers un onduleur triphasé commandé par une stratégie MLI qui sera détaillé dans l'annexe B.

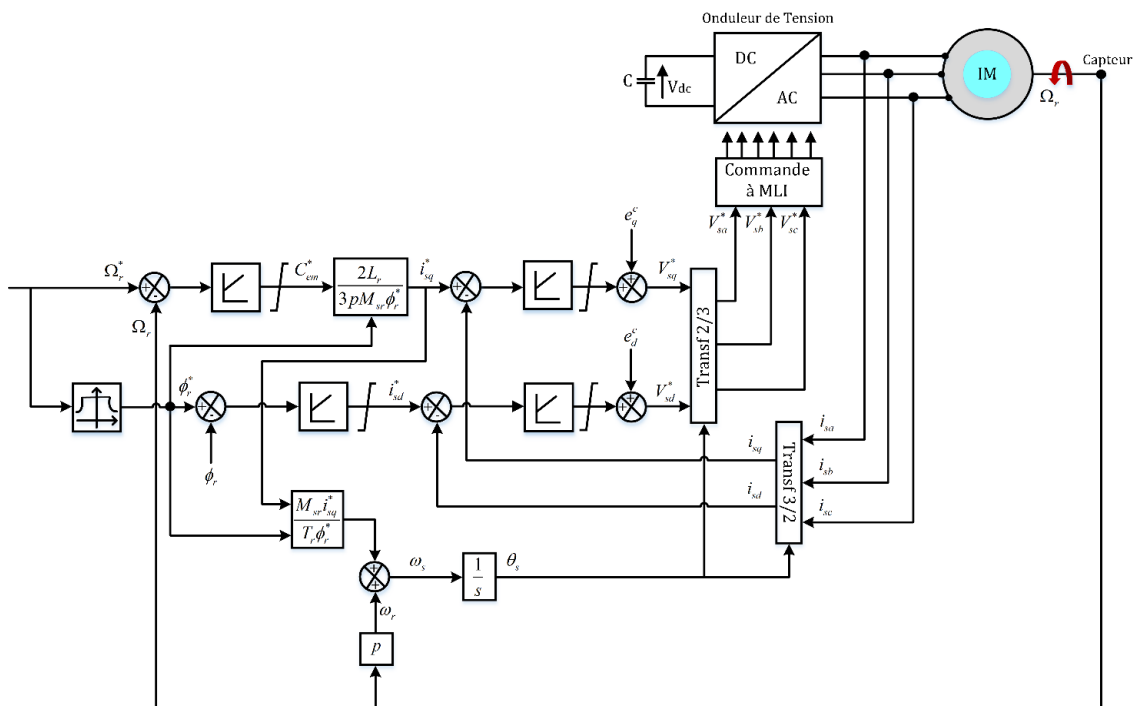


Figure III. 4 : Commande vectorielle directe d'un moteur à induction alimenté en tension.

Le bloc de défluxage est nécessaire car il sert à diminuer le flux et donc le couple lors du fonctionnement en survitesse.

Les équations qui traduisent le bloc de défluxage s'écrivent comme suit :

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_m & \text{si } |\Omega_r| \leq \Omega_m \\ \frac{\Omega_m}{|\Omega_r|} \phi_m & \text{si } |\Omega_r| \geq \Omega_m \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

III.3.1.4. Calcul des régulateurs classiques

III.3.1.4.1. Bloc de découplage

Le découplage entre le flux et le couple pose un problème, ce qui rend la synthèse d'un correcteur plus compliqué. Dans le but de simplifier cette étape de synthèse, on effectue un découplage des deux axes en quadrature d et q ce qui permet d'obtenir ainsi un modèle linéaire découplé.

On applique la transformation de Laplace, les équations du modèle du moteur à induction exprimées dans le repère lié au champ tournant sont :

$$V_{sd} = \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r + \sigma L_s S \right) i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \phi_r \quad (\text{III.6})$$

$$V_{sq} = \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r + \sigma L_s S \right) i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_r \phi_r \quad (\text{III.7})$$

$$\phi_r = \frac{M_{sr}}{1 + sT_r} i_{sd} \quad (\text{III.8})$$

$$\omega_r = \frac{M_{sr}}{T_r} \frac{i_{sq}}{\phi_r} \quad (\text{III.9})$$

Les termes de découplage sont :

$$e_d^c = -\sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \phi_r \quad (\text{III.10})$$

$$e_q^c = \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_r \phi_r \quad (\text{III.11})$$

Afin de séparer les boucles de régulation des axes d et q comme indiqué sur la figure III. 5, il faut ajouter des tensions identiques mais de signes opposés à la sortie des régulateurs de courant.

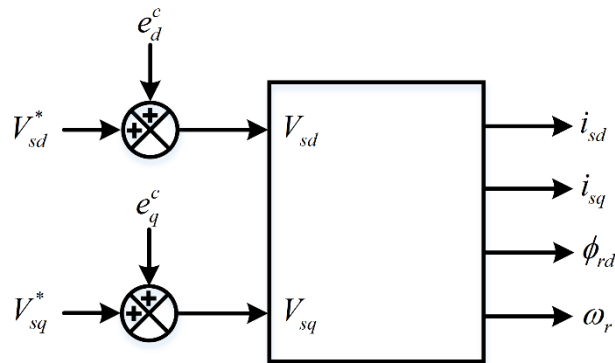


Figure III. 5 : Découplage par addition des termes de compensation.

III.3.1.4.2. Régulation des courants

III.3.1.4.2.1. Réglage du courant i_{sd}

Le schéma fonctionnel du contrôle du courant i_{sd} est représenté par la figure III. 6. On utilise un régulateur de type proportionnel intégrateur (PI) dimensionné par compensation de telle sorte à accélérer le temps de réponse de la boucle fermée par rapport à la boucle ouverte.

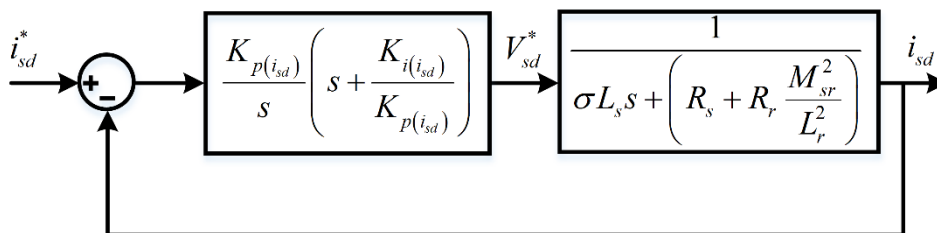


Figure III. 6 : Schéma fonctionnel du contrôle du courant i_{sd} .

La fonction de transfert en boucle fermée est équivalente à un système 1^{er} ordre, et devient comme suit :

$$\frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = \frac{K_{p(i_{sd})} b}{s + K_{p(i_{sd})} b} \quad (\text{III.12})$$

Avec :

$$b = \frac{1}{\sigma L_s} \quad (III.13)$$

En posant la constante de temps de la fonction de transfert en boucle fermée comme suit :

$$\tau_{BF} = \frac{\tau_{BO}}{h} \quad (III.14)$$

Avec :

$$\tau_{BO} = \sigma T_s \quad (III.15)$$

Où :

h : est un coefficient supérieur à 1.

Donc, les paramètres de régulateurs deviennent :

$$\begin{cases} K_{p(i_{sd})} = \frac{\sigma L_s}{\tau_{BF}} \\ K_{i(i_{sd})} = \frac{K_{p(i_{sd})}}{\sigma T_s} \end{cases} \quad (III.16)$$

III.3.1.4.2.2. Réglage de courant i_{sq}

Le régulateur du courant i_{sq} est dimensionné de la même manière que le régulateur du courant i_{sd} .

$$\tau_{BF} = \frac{\tau_{BO}}{h} \quad (III.17)$$

$$\begin{cases} K_{p(i_{sq})} = \frac{\sigma L_s}{\tau_{BF}} \\ K_{i(i_{sq})} = \frac{K_{p(i_{sq})}}{\sigma T_s} \end{cases} \quad (III.18)$$

III.3.1.4.3. Régulation de la vitesse

Pour la régulation de la boucle de vitesse on a choisi d'adopter un régulateur IP. La figure III. 7 montre le schéma bloc de la régulation de vitesse :

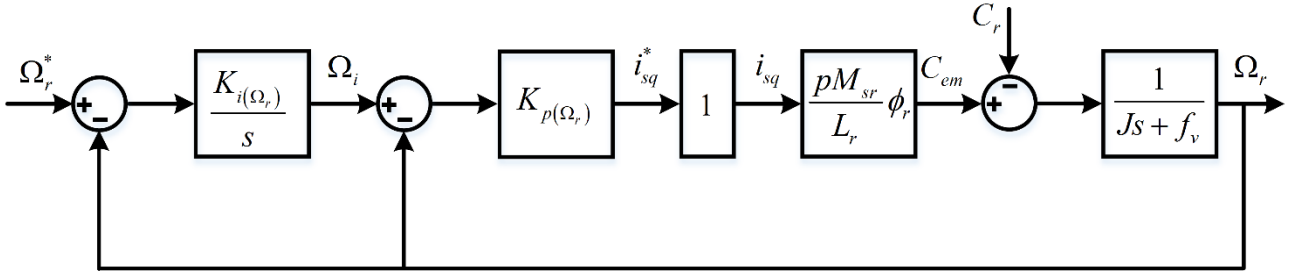


Figure III. 7 : Bloc de réglage de la vitesse de rotation.

La fonction de transfert en boucle fermée est équivalente à un système 2^{eme} ordre, et elle est égale à :

$$\frac{\Omega_r^*}{\Omega_r} = \frac{K_{i(\Omega_r)} K_{p(\Omega_r)} K_{cem}}{s^2 + \left(K_{p(\Omega_r)} K_{cem} + \frac{f_v}{J} \right) s + K_{i(\Omega_r)} K_{p(\Omega_r)} K_{cem}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{III.19})$$

Où :

$$K_{cem} = \frac{pM_{sr}^2 i_{sd}^*}{L_r} \quad (\text{III.20})$$

Par équivalence on obtient :

$$\begin{cases} 2\xi\omega_n = K_{p(\Omega_r)} K_{cem} + \frac{f_v}{J} \\ \omega_n^2 = K_{i(\Omega_r)} K_{p(\Omega_r)} K_{cem} \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Imposant ξ et ω_n on peut aisément déterminer les paramètres $K_{i(\Omega_r)}$ et $K_{p(\Omega_r)}$ qui sont de la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{i(\Omega_r)} = \frac{\omega_n^2}{K_{p(\Omega_r)} K_{cem}} \\ K_{p(\Omega_r)} = \frac{\left(2\xi\omega_n - \frac{f_v}{J}\right)}{K_{cem}} \end{array} \right. \quad (III.22)$$

III.3.1.4.4. Réglage du flux

Dans le cas de la commande vectorielle direct l'estimation du flux est nécessaire pour son réglage.

Pour la régulation de la boucle de flux on a choisi d'adopter un correcteur de type proportionnel intégrateur (PI). La figure III. 8 montre le schéma fonctionnel de contrôle du flux ϕ_r .

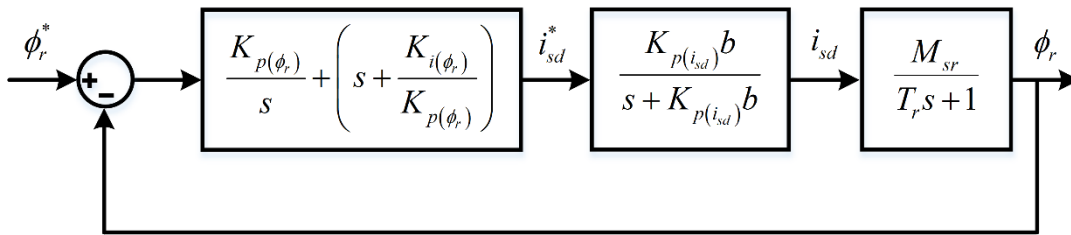


Figure III. 8 : Schéma blocs de réglage du flux.

La fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$\frac{\phi_r}{\phi_r^*} = \frac{K_{p(\phi_r)} K_{p(i_{sd})} b M_{sr} / T_r}{s^2 + K_{p(i_{sd})} b s + \left(K_{p(\phi_r)} K_{p(i_{sd})} b M_{sr} / T_r \right)} \quad (III.23)$$

Par identification avec une équation du 2^{ème} ordre :

$$\left\{ \begin{array}{l} 2\xi\omega_n = K_{p(i_{sd})} b \\ \omega_n^2 = \frac{K_{p(\phi_r)} K_{p(i_{sd})} b M_{sr}}{T_r} \end{array} \right. \quad (III.24)$$

Imposant ξ et on calcule ω_n :

$$\omega_n = \frac{K_{p(i_{sd})} b}{2\xi} \quad (III.25)$$

Les paramètres de ce correcteur sont de la forme suivante :

$$\begin{cases} K_{p(\phi_r)} = \frac{T_r \omega_n^2}{K_{p(i_{sd})} b M_{sr}} \\ K_{i(\phi_r)} = \frac{K_{p(\phi_r)}}{T_r} \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

III.3.1.5 Résultat de simulation

Pour valider l'algorithme de la commande vectorielle directe proposée, un test de simulations sous Matlab/Simulink a été mise en œuvre, en utilisant les paramètres du moteur à induction présentés dans l'annexe A. Les résultats obtenus sont illustrés dans les allures suivantes :

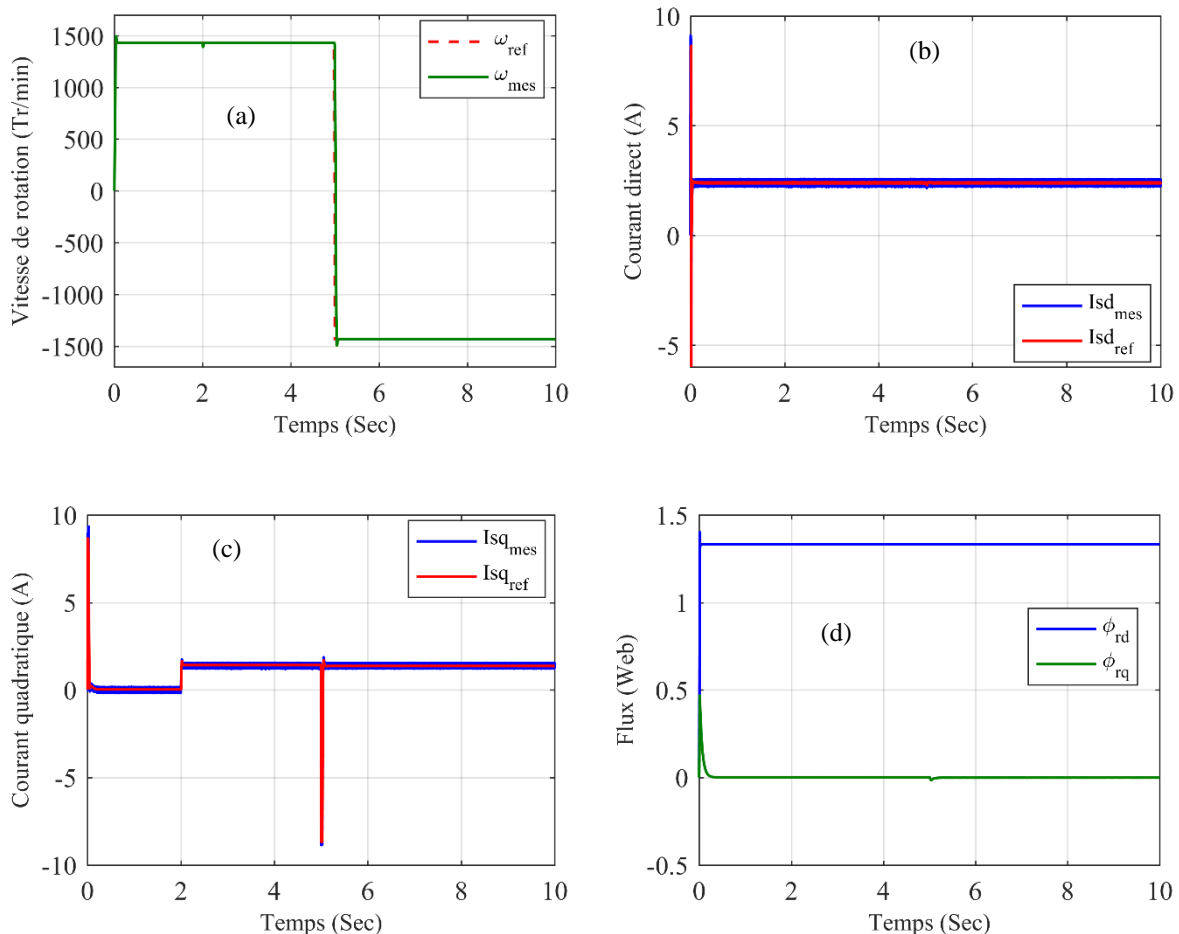


Figure III. 9 : (a) Profil de la vitesse de rotation du MI. (b) Réponse du courant statorique direct. (c) Réponse du courant statorique quadratique. (d) Réponse du flux rotorique.

Comme le montre la figure III. 9 (a) nous imposons une vitesse de référence de 150 Rad/sec à $t=0 \text{ sec}$ puis la vitesse est inversée à -150 Rad/sec à $t=5 \text{ sec}$, a l'instant $t=2 \text{ sec}$, un couple de charge est appliqué au moteur $C_r=2 \text{ N.m}$. Nous constatons bien que la vitesse de rotation ω_r suit parfaitement sa référence avec une bonne dynamique. En outre, dès l'application de la charge, on remarque un régime transitoire puis la vitesse retrouve sa référence ce qui montre l'efficacité de régulateur de vitesse IP et donne des bons résultats.

Les figures III. 9 (b) et III. 9 (c) indiquent que le courant statorique direct (i_{sd}) et le courant statorique quadratique (i_{sq}) suivent leurs valeurs de consigne avec précision, même en régime transitoire.

La figure III. 9 (d) montre le comportement du flux rotorique quadratique et direct. On peut voir clairement que le flux quadratique est nul et le flux direct est constant ce qui signifie que le découplage est très bien réalisé.

III.3.2. L'accouplement entre le moteur à induction et la pompe centrifuge

Pour le moteur à induction, le couple de charge généré par la pompe centrifuge (C_r) n'est pas connu, c'est pourquoi nous allons concevoir un régulateur de vitesse (PI) robuste qui a été traité dans la section suivante de ce chapitre.

Le schéma fonctionnel présenté à la Figure III. 10 montre l'accouplement entre le moteur à induction et la pompe centrifuge [3].

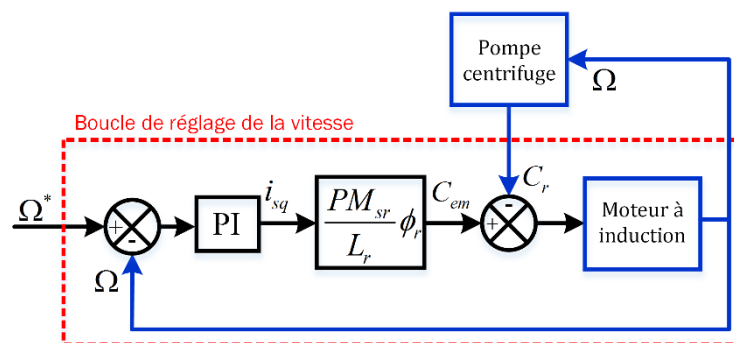


Figure III. 10 : Schéma illustratif montre l'accouplement entre le moteur à induction et la pompe centrifuge.

III.3.2.1 Résultat de simulation

Ces résultats sont obtenus par la simulation du groupe moteur-pompe commandé par la stratégie FOC pour vérifier la capacité du système de pompage de donner le débit d'eau souhaité en

Chapitre III : Mise en œuvre de la commande des éléments de la chaîne de dessalement d'eau par osmose inverse

fonction des besoins de l'utilisateur. La vitesse rotorique est illustrée dans la figure III. 11 (a) où la vitesse de référence est fixée à 150 Rad/sec .

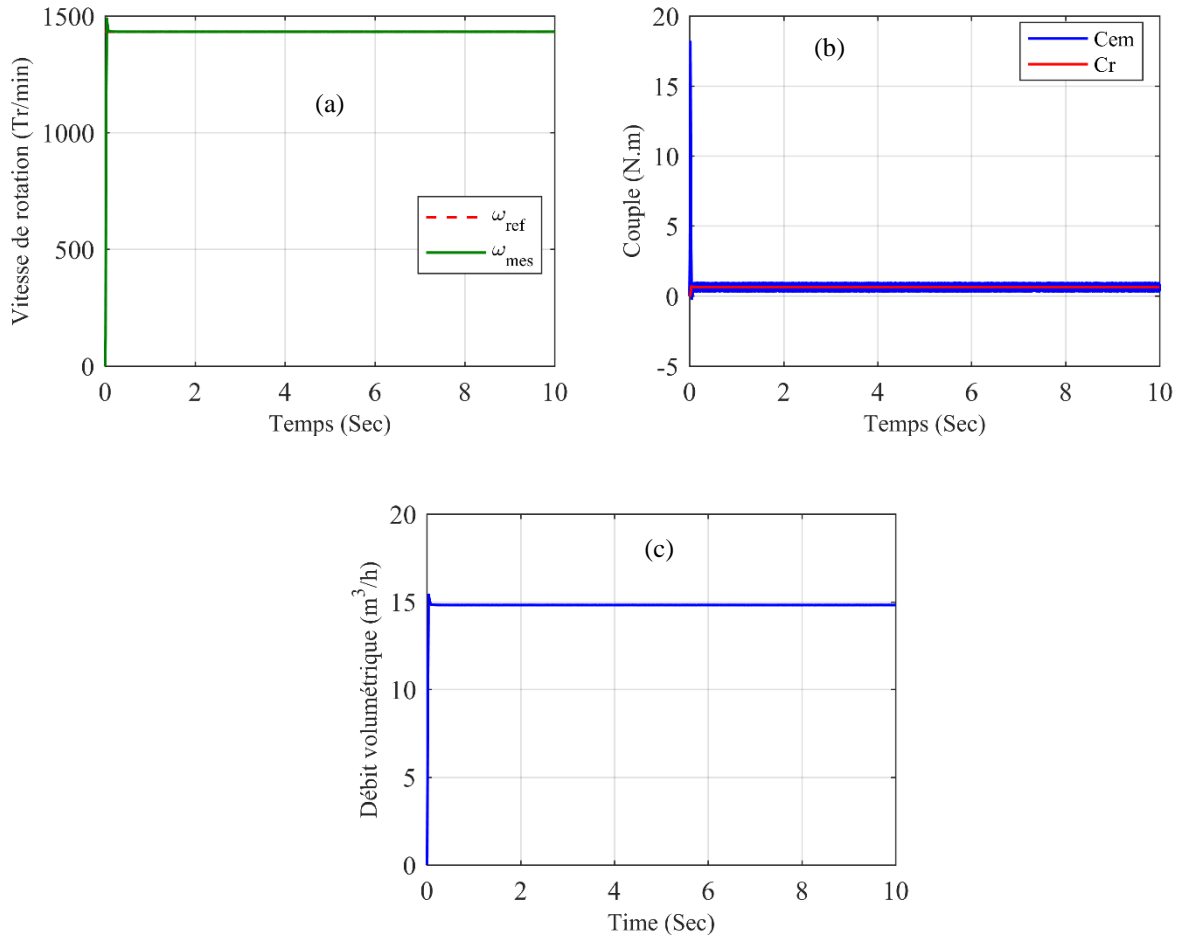


Figure III. 11 : (a) Profil de la vitesse de rotation du MI (b) Couple résistant et réponse du couple électromagnétique (c) Évolution du débit de la pompe.

La commande vectorielle (FOC) a assuré que le couple du moteur est égal à celle du besoin de la pompe, Il est clair dans la figure III. 11 (b) que le couple électromagnétique suit le couple résistant.

Comme le montre la figure III. 11 (c), le débit de la pompe centrifuge est stable et très proche de leur valeur optimale. Ceci est le résultat de l'efficacité de régulation de la vitesse de rotation du MI.

III.4. Membrane d'osmose inverse (RO)

III.4.1. Stratégie de contrôle

Le fonctionnement efficace d'un système de dessalement par osmose inverse nécessite une stratégie de contrôle robuste du processus et une optimisation énergétique ainsi que la surveillance des membranes qui est crucial pour le dessalement de l'eau de mer ou saumâtre, pour surveiller l'état des membranes RO en ce qui concerne l'encrassement et l'écaillage des sels minéraux. De cette façon, l'algorithme de contrôle est conçu pour améliorer le fonctionnement du système en ce qui concerne les transitions de points désirées et les changements dans la qualité de l'eau d'alimentation afin de permettre un fonctionnement sûr et fiable du système RO [3].

En utilisant les équations dynamiques mentionnées dans le chapitre précédent, différentes techniques de commande peuvent être appliquées en utilisant les valeurs de résistance des électrovannes comme entrées manipulées (e_{vb} , e_{vr}) ; les sorties mesurées sont la vitesse du flux dans la ligne de bypass (v_b), la vitesse du flux de rétentat (v_r) et la pression du système (P_{sys}).

III.4.2. L'objectif de contrôle

III.4.2.1. Boucles de régulation du système RO

Pour le système RO, deux boucles de régulation distinctes sont présentes dans la formulation de la loi de commande (voir figure II. 1).

III.4.2.2.1. Boucle 1

La première boucle régule la pression du système en ajustant directement la vitesse d'entraînement à fréquence variable (S_{VFD}) (ce qui modifie efficacement le débit d'alimentation à l'entrée de la membrane RO) à l'aide d'un régulateur proportionnelle-intégrale (PI) robuste basé sur la méthode de conception "loop shaping" pour maintenir la pression du système (P_{sys}) à sa valeur de consigne de 457.51 psi . En outre, la relation directe entre la boucle de régulation de vitesse du MI et boucle de régulation de pression du système (P_{sys}) est présentée dans la figure III. 12.

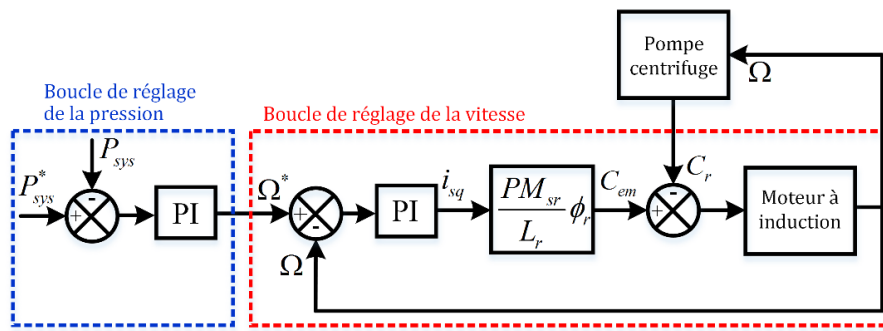


Figure III. 12 : Schéma fonctionnel montre la relation directe entre la boucle de régulation de vitesse du MI et boucle de régulation de pression du système (P_{sys}).

En effet, le contrôle de la pression du système est la clé de la performance en dessalement par osmose inverse. Le système présenté dans ce travail utilisait un débit d'alimentation constant mais utilisait un flux de dérivation séparé avec une électrovanne actionnée pour contrôler la vitesse du flux de l'eau qui alimente l'unité à membrane RO. Cet algorithme de contrôle prend la forme suivante :

$$S_{VFD} = K_p (P_{sys}^* - P_{sys}) + K_i \int_0^{tc} (P_{sys}^* - P_{sys}) dt \quad (III.27)$$

Où :

S_{VFD} : est l'action de commande appliquée au variateur de fréquence (variable frequency drive (VFD)) [3], [75], K_p est le gain proportionnel et K_i est le gain intégral.

Ce contrôleur est conçu en utilisant la méthode de conception "loop shaping" (figure III. 13), afin d'obtenir les performances et la robustesse en assurant un gain en boucle ouverte « élevé » aux basses fréquences et un gain en boucle ouverte « faible » aux hautes fréquences [76].

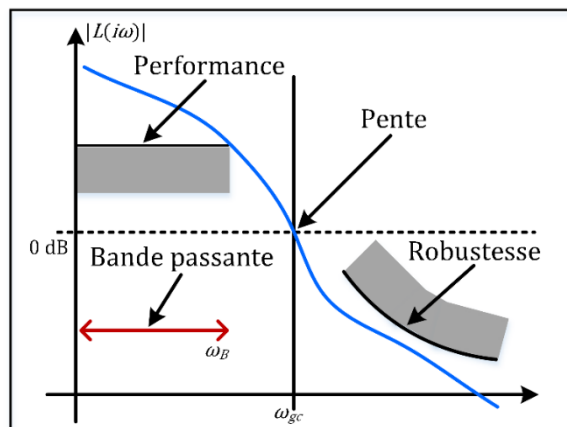


Figure III. 13 : Comportement de loop shaping.

**Chapitre III : Mise en œuvre de la commande des éléments de la chaîne de dessalement
d'eau par osmose inverse**

Soit $G(s)$ la fonction de transfert du système contrôlé, qui est calculée comme suit :

$$G(s) = \frac{k}{1 + \tau s} \quad (\text{III.28})$$

Dans notre cas :

$$G(s) = \frac{1.5}{1 + 0.4s} \quad (\text{III.29})$$

Selon la structure illustrée à la figure III.14, la fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$L = G_{BO}(s) = R(s)G(s) \quad (\text{III.30})$$

Le bloc $R(s)$ représente la fonction de transfert du régulateur, qui est utilisée pour forcer la sortie y à suivre le signal de référence r (figure III.14), et pour réduire l'effet du signal de perturbation d sur la sortie y .

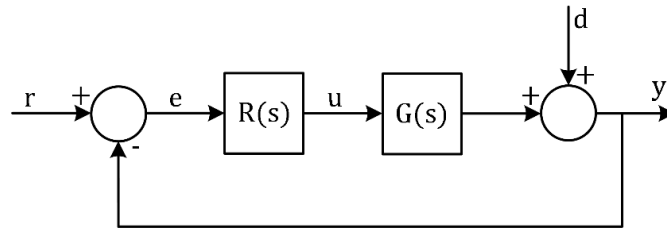


Figure III. 14 : Diagramme bloc de loop shaping.

Nous utilisons un contrôleur proportionnel intégral (PI) défini en (III.31), ce contrôleur à deux paramètres de conception libres R_0 et ω_{gc} .

$$R(s) = R_0 \left(1 + \frac{\omega_{gc}}{s} \right) \quad (\text{III.31})$$

Où :

ω_{gc} : est la pulsation pour assurer un gain élevé à basse fréquence.

La fonction de transfert en boucle fermée est obtenue comme suit :

$$y = \frac{G(s)R(s)}{1 + G(s)R(s)} r + \frac{1}{1 + G(s)R(s)} d \quad (\text{III.32})$$

$$y = \frac{L}{1+L}r + \frac{1}{1+L}d \quad (III.33)$$

Où :

$$L = G(s)R(s) = G_{BO}(s) \quad (III.34)$$

L s'appelle la fonction de transfert en boucle ouverte. Il est intéressant de noter que pour la sortie y suivre la référence r , le gain de L doit être important dans la gamme de fréquence où r est défini (la bande passante).

Si $R(s)$ est choisi de telle sorte que L soit beaucoup plus grand que 1 ($L \gg 1$), la fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$y = r, \text{ avec } \begin{cases} \frac{L}{1+L} = 1 \\ \frac{1}{1+L} = 0 \end{cases} \quad \|L\| \gg 1 \quad (III.35)$$

Le premier terme $\frac{L}{1+L}$ peut être approché à 1 et le second terme $\frac{1}{1+L}$ peut être approché à 0, de sorte que la sortie $y = r$

Où :

$$\begin{cases} k_p = R_0 = 0.05 \\ k_i = R_0 \omega_{gc} = 5 \\ \omega_{gc} = 100 \text{ rad} / s \end{cases} \quad (III.36)$$

De plus, L doit avoir un faible gain pour les hautes fréquences afin de garantir la robustesse [76].

En utilisant la même approche que ci-dessus, le contrôleur PI conçu pour la boucle de régulation de la vitesse du moteur à induction est donné par :

$$\begin{cases} k_p = R_0 = 0.2339 \\ k_i = R_0 \omega_{gc} = 70.7887 \\ \omega_{gc} = 302.64 \text{ rad} / s \end{cases} \quad (III.37)$$

III.4.2.2.2. Boucle 2

La deuxième boucle de régulation (appelée “boucle 2”) utilise une commande robuste pour réguler la vitesse de flux d'eau (débit) de dérivation (v_b) et du rétentat (v_r). Où l'objectif est de stabiliser le processus au point d'équilibre désiré en régime permanent, en utilisant l'électrovanne de dérivation (e_{vb}) et l'électrovanne de rétentat (e_{vr}) comme entrées manipulées. En outre, pour pouvoir agir sur le débit à la sortie de la membrane représentée par la vitesse (v_p). On peut déjà constater la complexité du contrôle [3].

De plus, le contrôleur robuste est synthétisé, ce qui lui permet d'obtenir des bonnes performances en présence d'incertitudes sur les paramètres du système telles que la variation de la qualité de l'eau d'alimentation et les perturbations causées par les bruits de mesure.

III.4.2.2.2.1. Commande linéaire

III.4.2.2.2.1.1. Linéarisation du modèle de la membrane (RO)

L'analyse non linéaire montre que le comportement dynamique du système autour de son point d'équilibre est un nœud stable. Au lieu de contrôler directement un système non linéaire, le système RO peut être linéarisé dans la proximité de son point d'équilibre pour utiliser une grande quantité de théorie de contrôle concernant un système linéaire.

La vitesse du flux de dérivation, la vitesse du flux de rétentat et la pression du système, sont les sorties du système. Ce sont les variables les plus courantes contrôlées dans le processus de dessalement RO.

Considérons les équations différentielles non linéaires données comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \tag{III.38}$$

Où :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{v}_b \\ \dot{v}_r \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} e_{vb} \\ e_{vr} \end{bmatrix}, y = \begin{bmatrix} v_b \\ v_r \\ P_{sys} \end{bmatrix} \tag{III.39}$$

Avec :

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{P_{sys} A_p}{\rho V} \\ \frac{P_{sys} A_p}{\rho V} \end{bmatrix} \quad (III.40)$$

Et

$$g(x) = \begin{bmatrix} g_1(x) \\ g_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2} \left(\frac{A_p v_b^2}{V} \right) \\ -\frac{1}{2} \left(\frac{A_p v_r^2}{V} \right) \end{bmatrix} \quad (III.41)$$

Il convient de noter que la famille d'équilibre du système comprend l'entrée d'équilibre $u^* = (310, 5000)$, le point d'équilibre $x^* = (1.123, 4.511)$ et la sortie constante $y^* = (1.123, 4.511, 457.5)$.

En appliquant la linéarisation jacobienne près de la famille d'équilibre pour le système non linéaire dans l'équation (II.40), les matrices du système d'espace d'état sont calculées comme suit :

$$\begin{aligned} A &= \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{\substack{x=x^* \\ u=u^*}} \\ B &= \left. \frac{\partial f}{\partial u} \right|_{\substack{x=x^* \\ u=u^*}} \\ C &= \left. \frac{\partial g}{\partial x} \right|_{\substack{x=x^* \\ u=u^*}} \\ D &= \left. \frac{\partial g}{\partial u} \right|_{\substack{x=x^* \\ u=u^*}} \end{aligned} \quad (III.42)$$

Les valeurs calculées des matrices de modèle linéaire sont :

$$A = \begin{bmatrix} -6.439 & -1.7331 \\ -1.9998 & -19.5608 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} -0.0323 & 0 \\ 0 & -0.0020 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ et } D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (III.43)$$

III.4.2.2.2.1.2. Commande par retour d'état

Soit le système décrit par l'équation d'état :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (\text{III.44})$$

Le retour d'état introduit une modification sur l'entrée du système (figure III. 15) :

$$u(t) = v(t) - w(t) = v(t) - kx(t) \quad (\text{III.45})$$

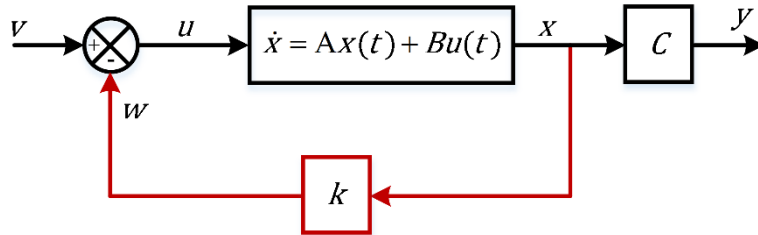


Figure III. 15 : Schéma de la commande par retour d'état.

Les équations du système en boucle fermé sont :

$$\dot{x} = Ax(t) + B[v(t) - kx(t)] = [A - Bk]x(t) + Bv(t) \quad (\text{III.46})$$

Par conséquent, la matrice d'état du système en boucle fermé est :

$$A_{BF} = A - Bk \quad (\text{III.47})$$

La dynamique du système bouclé est donc fixée par les valeurs propres de la matrice (A_{BF}).

Ces valeurs propres sont les racines de l'équation caractéristique $\lambda_{A-BL(s)}$ obtenues avec :

$$|\lambda I - A_{BF}| = 0 \quad (\text{III.48})$$

- **Placement de Pôles**

Appelé aussi commande par placement de pôles. Elle est réalisable soit dans l'espace d'état, soit sous forme algébrique à partir des fonctions de transfert.

On définit la commande modale qui consiste à déterminer une matrice de retour d'état k telle que les valeurs propres de la matrice (A_{BF}) soient placées en des positions préfixées ($\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{n-1}$) (valeurs complexes). L'existence d'une solution dépend de la commandabilité du système et de l'accessibilité aux états du système.

Soit un système en boucle fermé décrit par l'équation d'état :

$$\begin{cases} \dot{x} = [A - Bk]x(t) + Bv(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (\text{III.49})$$

Les équations d'état et de sortie en régime statique s'écrivent :

$$\begin{cases} 0 = [A - Bk]x + Bv \\ y = y_c = Cx \end{cases} \quad (\text{III.50})$$

De la première équation on obtient une relation pour x :

$$x = -[A - Bk]^{-1} Bv \quad (\text{III.51})$$

On substitue sa valeur dans la deuxième équation et on obtient :

$$y_c = C(-[A - Bk]^{-1} B)v \quad (\text{III.52})$$

L'entrée à appliquer au système est donc :

$$v(t) = \left[C(-[A - Bk]^{-1} B) \right]^{-1} y_c \quad (\text{III.53})$$

III.4.2.2.2.1.3. Commande par retour d'état avec action intégrale

Le régulateur de retour d'état classique est construit sur la base de l'état $x(t)$ du système, la représentation d'état d'un système linéaire et l'expression générale dans ce cas de la commande est donnée dans les équations (III.44) et (III.45) respectivement.

Cependant ce type de commande, en présence des perturbations constantes, ne peut pas assurer le rejet de perturbations et le suivi de la consigne à la fois. Et puisque notre système exige qu'on calcul une commande valable quel que soit la perturbation, cet objectif est réalisé dans le cadre du régulateur de retour d'état par l'ajout d'un terme intégral d'où l'utilisation de la commande par retour d'état avec action intégrale.

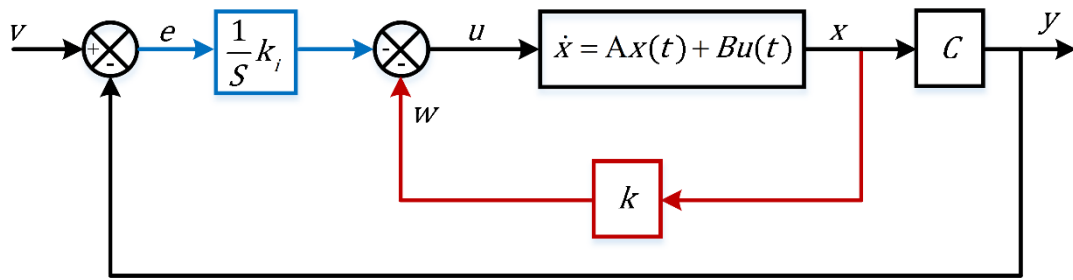


Figure III. 16 : Schéma de la commande par retour d'état avec action intégrale.

Le calcul d'une commande par retour d'état avec une action intégrale est donné sous la forme suivante :

$$u = -kx - k_i \int_0^t e(\alpha) d\alpha \quad (\text{III.54})$$

Posant :

$$Z = \int_0^t e(\alpha) d\alpha \quad (\text{III.55})$$

Ce qui fait que :

$$\dot{Z} = e(\alpha) = v - Cx \quad (\text{III.56})$$

Avec v la référence.

La commande devient alors :

$$u = -kx - k_i Z = - \begin{bmatrix} k & k_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ Z \end{bmatrix} = -K \bar{x} \quad (\text{III.57})$$

Tel que :

$\bar{x} = \begin{bmatrix} x \\ Z \end{bmatrix}$: est l'état augmenté Z par rapport à x .

Le système augmenté, associé à ses nouvelles variables, admet la représentation d'état (III.58), et la commande prend alors la forme de (III.59).

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}} = \bar{A}\bar{x} + \bar{B}u \\ y = \bar{C}\bar{x} \end{cases} \quad (III.58)$$

$$u = -\bar{K}\bar{x} \quad (III.59)$$

Tel que :

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} A & 0_{n \times p} \\ -C & 0_{n \times p} \end{bmatrix}, \quad \bar{C} = [C \ 0] \quad \text{et} \quad \bar{B} = \begin{bmatrix} B \\ 0_{p \times m} \end{bmatrix} \quad (III.60)$$

III.4.2.2.1.4. Résultats de simulations

Afin d'étudier le comportement du processus (RO) lors de l'application de la commande par retour d'état et la commande par retour d'état avec action intégrale, un test de simulations a été effectué sous l'environnement Matlab/Simulink. Comme le montre la figure III. 17 (a) on a fixé la vitesse du flux d'alimentation à 10 m/sec à l'entrée de la membrane RO.

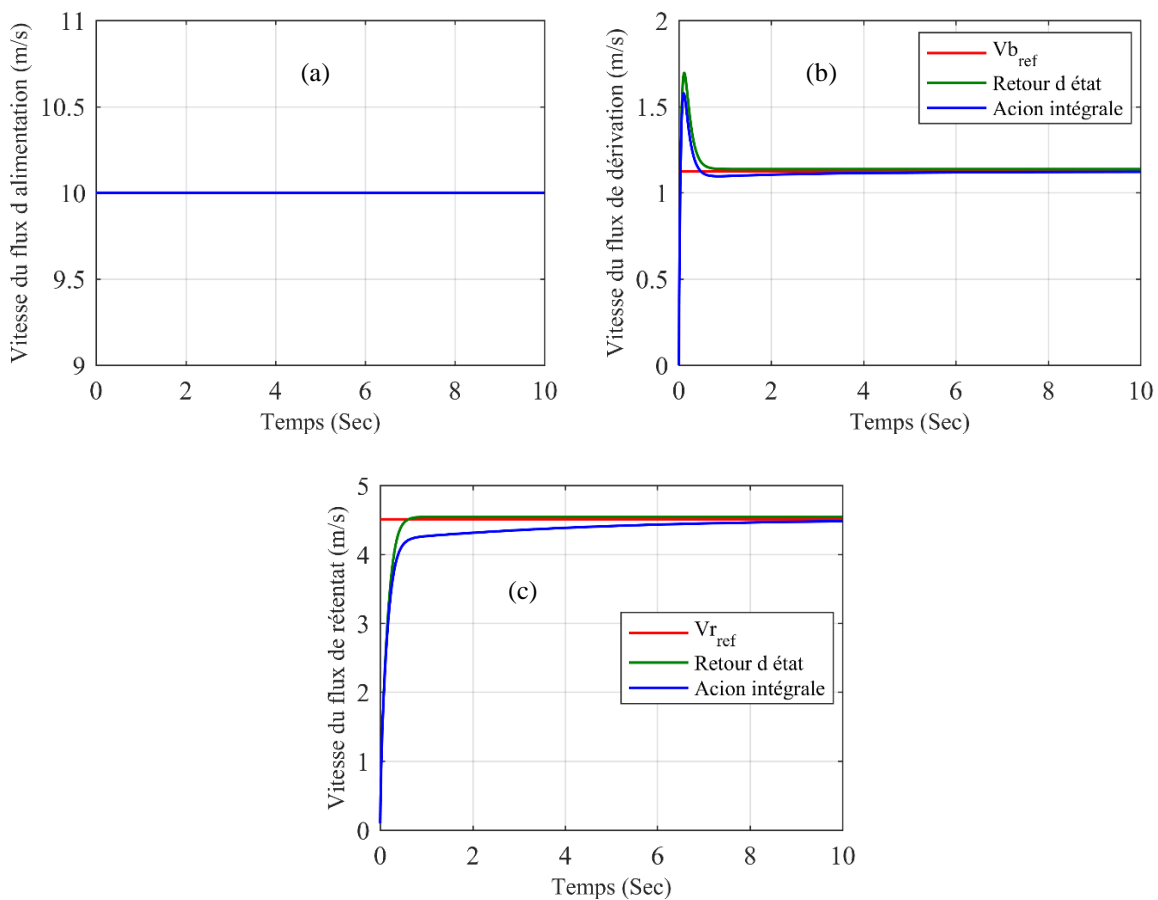


Figure III. 17 : (a) Profil de la vitesse du flux d'alimentation (v_f). (b) Vitesse du flux de dérivation (v_b). (c) Vitesse du flux de rétentat (v_r).

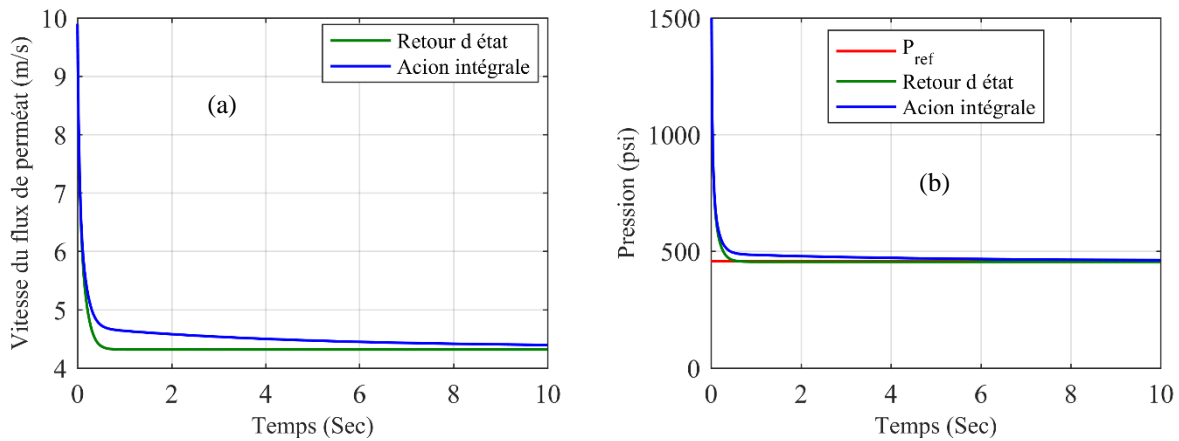


Figure III. 18 : (a) Profil de la vitesse du flux de perméat (v_p). (b) Pression du système (P_{sys}).

À partir des réponses de la vitesse du flux de dérivation et la vitesse du flux de rétentat illustrées respectivement dans la figure III. 17 (b) et III 17 (c), on peut observer qu'il n'y a que de légères différences entre les deux contrôleurs. Les deux réponses sont lentes avec un dépassement. En outre, il existe une erreur statique considérable pour la commande par retour d'état par rapport à la commande par retour d'état avec action intégrale.

On peut voir que la pression du système (figure III. 18 (b)) pour les deux commandes linéaires produit une réponse en boucle fermée qui converge assez rapidement vers sa valeur de consigne avec une petite erreur statique. Ce résultat est attendu, car l'unité à membrane RO est simulée séparément où la valeur de la vitesse du flux d'alimentation est fixée à son entrée à une valeur constante de 10 m/sec (valeur désirée). Ce résultat a un effet positif sur le comportement de la vitesse du flux de perméat (figure III. 18 (a)). C'est logique puisque la pression du système est la variable ayant un effet direct sur les autres variables.

III.4.2.2.2. Commande non linéaire

III.4.2.2.2.1. Commande robuste par mode glissant

En théorie du contrôle des systèmes dynamiques linéaires et non linéaires, la commande par mode glissant (SMC) est une méthode de contrôle non linéaire [77]. Depuis plus de 50 ans, la commande par mode glissant (SMC) a été largement étudiée et utilisée dans plusieurs applications scientifiques et industrielles en raison de sa simplicité et de sa robustesse face aux variations de paramètres et aux perturbations extérieures [78]. Le principe de la commande par mode glissant est de forcer les trajectoires du système à atteindre un domaine (appelé surface de glissement) en un

temps fini. Ce domaine est attractif : une fois que la trajectoire du système l'a atteint, elle est insensible aux perturbations et aux incertitudes, et la dynamique du système en boucle fermée est liée à la définition de la surface de glissement [79]. La conception d'une loi commande par mode glissant se fait en deux étapes. La première consiste à définir la surface de glissement (variable de glissement) à partir de l'objectif de la commande (elle est généralement décrite comme une équation différentielle impliquant la sortie du système). La seconde étape consiste à concevoir une loi de commande discontinue, afin de forcer les trajectoires du système à atteindre et à rester sur la surface de glissement après un temps fini, malgré les incertitudes et les perturbations [80].

La technique du mode glissant d'ordre supérieur (HOSM) généralise l'idée de base du mode glissant en incorporant des dérivés d'ordre supérieur de la variable de glissement. L'inclusion de dérivées d'ordre supérieur, tout en conservant la même robustesse et les performances comme celles du mode glissant conventionnel, conduit à une réduction de l'effet de chattering indésirable et offre une meilleure précision que la technique du mode glissant de premier ordre. En particulier, la commande de mode de glissement du second ordre (SOSMC), est relativement simple à mettre en œuvre et elle donne une bonne robustesse aux perturbations externes. De nombreux algorithmes de SOSMC ont été proposés dans la littérature. Parmi eux, l'algorithme de super twisting [77].

III.4.2.2.2.2. Conception d'un contrôleur de mode glissant du premier ordre

Dans cette partie, un contrôleur de mode glissant de premier ordre est appliqué pour stabiliser et améliorer les performances du système RO. La loi de commande $U = [u_1 u_2]^T$ est conçue pour conduire le système à la surface souhaitée $S = [s_1 s_2]^T$, cette dernière est conçue comme suit :

$$S = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{bref} - v_b \\ v_{rref} - v_r \end{bmatrix} \quad (III.61)$$

Où :

S : est les surfaces de glissement de la vitesse du flux d'eau de dérivation et de rétentat respectivement

Proposition 1 : Considérer le système (II.40) et la surface de glissement S définie dans (III.61).

Soit $U = U_{eq} + U_n$ avec :

$$U = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{1eq} + u_{1n} \\ u_{2eq} + u_{2n} \end{bmatrix} \quad (\text{III.62})$$

Où :

U_n : est le terme de commande de commutation. Le terme de commande de commutation fait que le système dans n'importe quel état initial atteint la surface de glissement en temps fini, qui sont calculés par l'application de la commande par mode glissant.

U_{eq} : est le terme de commande équivalente. Le terme de commande équivalente permet au système de se déplacer le long de la surface de glissement dans des conditions idéales, et ces termes peuvent accélérer la réponse du système et réduire les erreurs en régime permanent [79].

Les termes de commandes équivalentes sont calculés en définissant $\dot{S} = 0$:

$$\dot{S} = \begin{bmatrix} \dot{s}_1 \\ \dot{s}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{v}_{bref} - \dot{v}_b \\ \dot{v}_{rref} - \dot{v}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.63})$$

$$U_{eq} = \begin{bmatrix} u_{1eq} \\ u_{2eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\dot{v}_{bref} V - \frac{A_p^2}{A_m K_m} (v_f - v_b - v_r) - \frac{A_p}{\rho} \Delta \pi}{-0.5 A_p v_b^2} \\ \frac{\dot{v}_{rref} V - \frac{A_p^2}{A_m K_m} (v_f - v_b - v_r) - \frac{A_p}{\rho} \Delta \pi}{-0.5 A_p v_r^2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.64})$$

En utilisant les équations (II.40), (III.62) et (III.64) :

$$U = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\dot{v}_{bref} V - \frac{A_p^2}{A_m K_m} (v_f - v_b - v_r) - \frac{A_p}{\rho} \Delta \pi}{-0.5 A_p v_b^2} + k_1 \text{sign}(s_1) \\ \frac{\dot{v}_{rref} V - \frac{A_p^2}{A_m K_m} (v_f - v_b - v_r) - \frac{A_p}{\rho} \Delta \pi}{-0.5 A_p v_r^2} + k_2 \text{sign}(s_2) \end{bmatrix} \quad (\text{III.65})$$

Alors, les erreurs de suivi $e = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{bref} - v_b \\ v_{rref} - v_r \end{bmatrix}$ sont globalement asymptotiquement stables.

III.4.2.2.2.3. Conception d'un contrôleur de mode glissant d'ordre deux

L'algorithme du super-twisting a été développé dans le contexte de la théorie du SMC d'ordre supérieur. C'est un schéma du second ordre, aussi appelé " mode glissant d'ordre deux", et qui a la particularité que leur trajectoire dans le plan de phase affiche un mouvement en spirale (twisted) tout en convergeant vers l'origine de façon asymptotique ou en temps fini [81]. L'algorithme de super-twisting a été utilisé pour les systèmes ayant un degré relatif un. Ce dernier est le nombre de fois que la dérivée du signal de sortie dont nous avons besoin avant que l'entrée n'apparaisse. L'avantage de cet algorithme est qu'il ne nécessite pas l'information de dérivée temporelle des variables glissantes [82] et réduit significativement les phénomènes de chattering inhérents à la commande de mode glissant de premier ordre [79]. Cet algorithme définit la loi de commande comme une combinaison de deux termes, une fonction continue de variable glissante, et le second terme est l'intégrale d'une fonction discontinue de la variable glissante [80]

Notez que nous avons choisi cet algorithme car le degré relatif de notre système est un et cette boucle est une boucle interne par rapport à la boucle I . Elle doit donc être très rapide, ce qui est une propriété sous-jacente du contrôle du mode glissant (convergence en temps fini) [83].

La commande effective U pour cet algorithme est constituée de deux termes : U_{eq} et U_{st} :

$$U = U_{eq} + U_{st} \tag{III.66}$$

Avec :

$$U_{st} = K_1 |S|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(S) + K_2 \int \text{sign}(S) dt \tag{III.67}$$

Où :

K_1 et K_2 remplissent la condition de stabilité.

La loi de commande $U = [u_1 \ u_2]^T$ est conçue pour conduire le système à la surface de glissement souhaitée $S = [s_1 \ s_2]^T$, cette dernière est définie comme suit [3]:

$$S = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_b - v_{bref} \\ v_r - v_{rref} \end{bmatrix} \tag{III.68}$$

Où :

S : est les surfaces de glissement de la vitesse du flux d'eau de dérivation et de rétentat respectivement.

Proposition 1 : Considérer le système (II.40) et la surface de glissement S définie dans (III.68).

Soit $U = U_{eq} + U_{st}$ avec :

$$U = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{1eq} + u_{1st} \\ u_{2eq} + u_{2st} \end{bmatrix} \quad (III.69)$$

Les termes de commandes équivalentes sont calculés en définissant $\dot{S} = 0$:

$$\dot{S} = \begin{bmatrix} \dot{s}_1 \\ \dot{s}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{v}_b - \dot{v}_{bref} \\ \dot{v}_r - \dot{v}_{rref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (III.70)$$

Donc :

$$U_{eq} = \begin{bmatrix} u_{1eq} \\ u_{2eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\dot{v}_{bref} V - \frac{A_p^2}{A_m K_m} (v_f - v_b - v_r) - \frac{A_p}{\rho} \Delta \pi}{-0.5 A_p v_b^2} \\ \frac{\dot{v}_{rref} V - \frac{A_p^2}{A_m K_m} (v_f - v_b - v_r) - \frac{A_p}{\rho} \Delta \pi}{-0.5 A_p v_r^2} \end{bmatrix} \quad (III.71)$$

En utilisant les équations (II.40), (III.67) (III.69) et (III.71) la loi de commande U est exprimée par :

$$U = \begin{bmatrix} \left(\frac{\dot{v}_{bref} V - \frac{A_p^2}{A_m K_m} (v_f - v_b - v_r) - \frac{A_p}{\rho} \Delta \pi}{-0.5 A_p v_b^2} \right) + \left(k_{11} |s_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s_1) + k_{12} \int \text{sign}(s_1) dt \right) \\ \left(\frac{\dot{v}_{rref} V - \frac{A_p^2}{A_m K_m} (v_f - v_b - v_r) - \frac{A_p}{\rho} \Delta \pi}{-0.5 A_p v_r^2} \right) + \left(k_{21} |s_2|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s_2) + k_{22} \int \text{sign}(s_2) dt \right) \end{bmatrix} \quad (III.72)$$

Alors, les erreurs de suivi $e = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_b - v_{bref} \\ v_r - v_{rref} \end{bmatrix}$ sont globalement asymptotiquement stables.

a) Preuve de stabilité

De l'équation :

$$U = U_{eq} + U_{st} \tag{III.73}$$

Dans ce cas, la condition d'invariance est exprimée par :

$$S = 0 \text{ et } \dot{S} = 0 \tag{III.74}$$

La dynamique du système décrit par l'équation (II.45) est soumise à l'équation suivante :

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{dx}{dt} \tag{III.75}$$

Puisque :

$$\frac{dx}{dt} = \dot{x} = f(x) + g(x)U \tag{III.76}$$

Et

$$U = U_{eq} + U_{st} \tag{III.77}$$

On a :

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x) + g(x)U_{eq}] + \frac{\partial S}{\partial x} [g(x)U_{st}] \tag{III.78}$$

Pour $\dot{S} = 0$ et $U_{st} = 0$, nous obtenons :

$$U_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} g(x) \right]^{-1} \left[\frac{\partial S}{\partial x} f(x) \right] \tag{III.79}$$

En utilisant les équations (III.78) (III.79), nous obtenons :

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial x} g(x) U_{st} \quad (III.80)$$

Choisissons la fonction de Lyapunov telle que :

$$V = \frac{1}{2} S^T S \quad (III.81)$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V} = S^T \dot{S} = s_1 \dot{s}_1 + s_2 \dot{s}_2 \quad (III.82)$$

On doit vérifier la diminution de la fonction de Lyapunov à zéro. Pour cela, il suffit de s'assurer que sa dérivée est définie négative.

$$\dot{V} < 0 \Rightarrow S^T \dot{S} < 0 \quad (III.83)$$

$$S^T \dot{S} = S^T \frac{\partial S}{\partial x} g(x) U_{st} = s_1^T \frac{\partial s_1}{\partial x_1} g_1(x) u_{1st} + s_2^T \frac{\partial s_2}{\partial x_2} g_2(x) u_{2st} < 0 \quad (III.84)$$

La forme de l'action de contrôle donnée par :

$$U_{st} = \begin{bmatrix} u_{1st} \\ u_{2st} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{11} |s_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s_1) + k_{12} \int \text{sign}(s_1) dt \\ k_{21} |s_2|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s_2) + k_{22} \int \text{sign}(s_2) dt \end{bmatrix} \quad (III.85)$$

Remplacer U_{st} dans l'équation (III.84) :

$$S^T \dot{S} = s_1 \frac{\partial s_1}{\partial x_1} g_1(x) \left(k_{11} |s_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s_1) + k_{12} \int \text{sign}(s_1) dt \right) + s_2 \frac{\partial s_2}{\partial x_2} g_2(x) \left(k_{21} |s_2|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s_2) + k_{22} \int \text{sign}(s_2) dt \right) < 0 \quad (III.86)$$

$$S^T \dot{S} = \frac{\partial s_1}{\partial x_1} g_1(x) \left(k_{11} |s_1|^{\frac{1}{2}} |s_1| + k_{12} s_1 \int \text{sign}(s_1) dt \right) + \frac{\partial s_2}{\partial x_2} g_2(x) \left(k_{21} |s_2|^{\frac{1}{2}} |s_2| + k_{22} s_2 \int \text{sign}(s_2) dt \right) < 0 \quad (III.87)$$

$$S^T \dot{S} = \begin{bmatrix} s_1 \dot{s}_1 \\ s_2 \dot{s}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\partial s_1}{\partial x_1} \left(\frac{1}{2} \left(\frac{A_p v_b^2}{V} \right) \right) \left(k_{11} |s_1|^{\frac{1}{2}} |s_1| + k_{12} s_1 \int \text{sign}(s_1) dt \right) < 0 \\ -\frac{\partial s_2}{\partial x_2} \left(\frac{1}{2} \left(\frac{A_p v_r^2}{V} \right) \right) \left(k_{21} |s_2|^{\frac{1}{2}} |s_2| + k_{22} s_2 \int \text{sign}(s_2) dt \right) < 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.88})$$

$$\frac{\partial s_1}{\partial x_1} = \frac{\partial s_2}{\partial x_2} = 1 \quad (\text{III.89})$$

Le terme $\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right) g(x)$ est défini négatif pour la classe de systèmes considérée, où les gains k_{11} , k_{12} et k_{21} , k_{22} sont choisis positifs pour satisfaire aux conditions de stabilité [3].

III.4.2.2.2.2. Résultats de simulations

Afin de démontrer l'efficacité des techniques de commande proposée, nous avons effectué un test de simulation pour la membrane RO séparément sous condition spécifique, où on a appliqué une vitesse du flux d'alimentation fixe de 10 m/sec comme le montre la figure III. 19 (a).

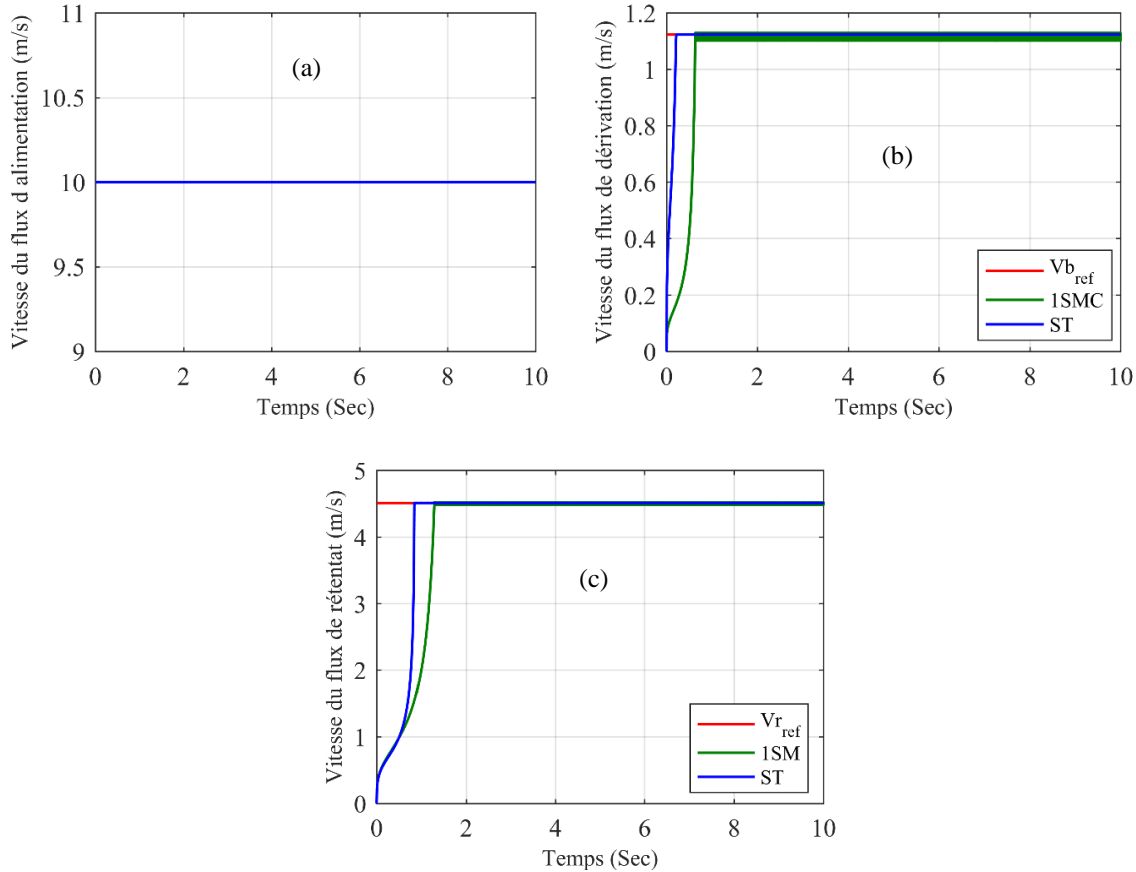


Figure III. 19 : (a) Profil de la vitesse du flux d'alimentation (v_f). (b) Vitesse du flux de dérivation (v_b). (c) Vitesse du flux de rétentat (v_r).

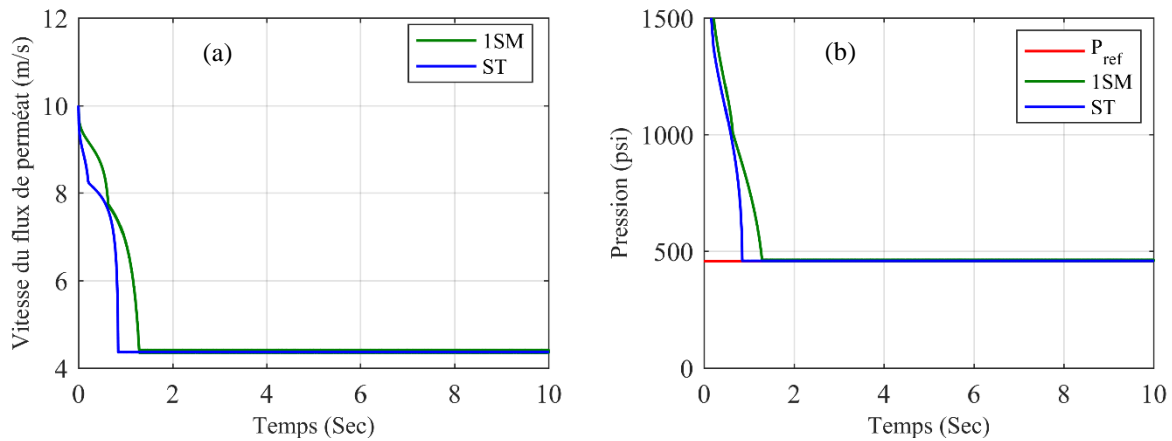


Figure III. 20 : (a) Profil de la vitesse du flux de perméat (v_p). (b) Pression du système (P_{sys}).

Les figures III. 19 (b) et III. 19 (c) illustrant respectivement les poursuites de la vitesse du flux de dérivation et la vitesse du flux de rétentat pour les deux régulateurs de mode glissant d'ordre un et l'algorithme de super-twisting. On constate que la dynamique est bonne, avec un temps de réponse rapide pour l'algorithme super-twisting par rapport de la commande mode glissant d'ordre un. En outre, on constate que les broutements dans v_b et v_r par l'application de l'algorithme super-twisting ont diminué par rapport au résultat de la commande mode glissant d'ordre un.

Le contrôle de la vitesse du flux de perméat (v_p) dépend directement du réglage de vitesse du flux de dérivation, vitesse du flux de rétentat et la pression du système, bien que son contrôle soit très bien assuré (figure III. 20 (a)).

La figure III. 20 (b) montre le comportement de la pression du système qui converge directement à sa valeur de référence 457.51 psi , cela est dû à l'imposition d'une vitesse du flux d'alimentation extrêmement constante de 10 m/sec à l'entrée de la membrane RO.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les approches de commande des différents éléments qui constituent la chaîne de dessalement par osmose inverse (RO). On a présenté premièrement le principe de la commande MPPT du générateur photovoltaïque basée sur l'algorithme P&O, après la commande vectorielle du moteur à induction reposant sur l'orientation du flux rotorique a fait l'objet de la deuxième partie de ce chapitre, avec mise en évidence l'accouplement entre le moteur MI et la pompe centrifuge. Il est intéressant de remarquer que les résultats obtenus par simulation sont satisfaisants. En outre, la troisième partie de ce chapitre traite les solutions envisageables pour parier

Chapitre III : Mise en œuvre de la commande des éléments de la chaîne de dessalement d'eau par osmose inverse

au non linéarité de la membrane RO. La première solution consiste à linéariser le système autour d'un point de fonctionnement qui est le nœud stable du système, ou on a appliqué la commande linéaire par retour d'état. La deuxième solution est basée sur le développement des stratégies de commandes non linéaire tel que la commande mode glissant d'ordre un et l'algorithme de supertwisting. Les commandes qu'on a développées dans ce chapitre vont être utilisées dans le chapitre suivant pour la simulation de la chaîne globale, et testé la robustesse avec plusieurs scénarios.

Chapitre IV

Commande de la chaîne globale de
dessalement d'eau par osmose inverse

IV.1. Introduction

Après avoir mis l'accent sur les éléments fondamentaux constituant la chaîne de dessalement par osmose inverse et le développement de ses propres lois de commande, Ainsi, sur la base de l'analyse des résultats obtenus dans le chapitre précédent. Ce chapitre se focalise sur l'étude de la chaîne complète et l'interaction des différents éléments. Une attention particulière est accordée à la commande par mode glissant d'ordre un et l'algorithme super-twisting développés pour le contrôle de la membrane RO afin d'évaluer leurs performances et leurs effets sur l'architecture globale. Nous présentons les résultats de simulation effectuée pour démontrer l'efficacité et la validité des lois de commande proposées et pour mettre en évidence les performances de système RO selon différents scénarios notamment dans des conditions optimales, dans des condition d'incertitudes paramétriques comme les variations de la salinité de l'eau d'alimentation et en présence de perturbations externe causées par le bruit des mesures, afin d'assurer un fonctionnement fiable et efficace

IV.2. Simulations de la chaîne globale

Afin de concevoir une structure efficace pour accomplir les tâches envisagées. Les modèles de composants présentés dans le chapitre deux ont été assemblés sous forme de blocs interconnectés pour constituer une chaîne complète de dessalement par osmose inverse ou chaque élément de cette architecture a été associée avec son propre contrôleur, qui ont été détaillés dans le chapitre précédent.

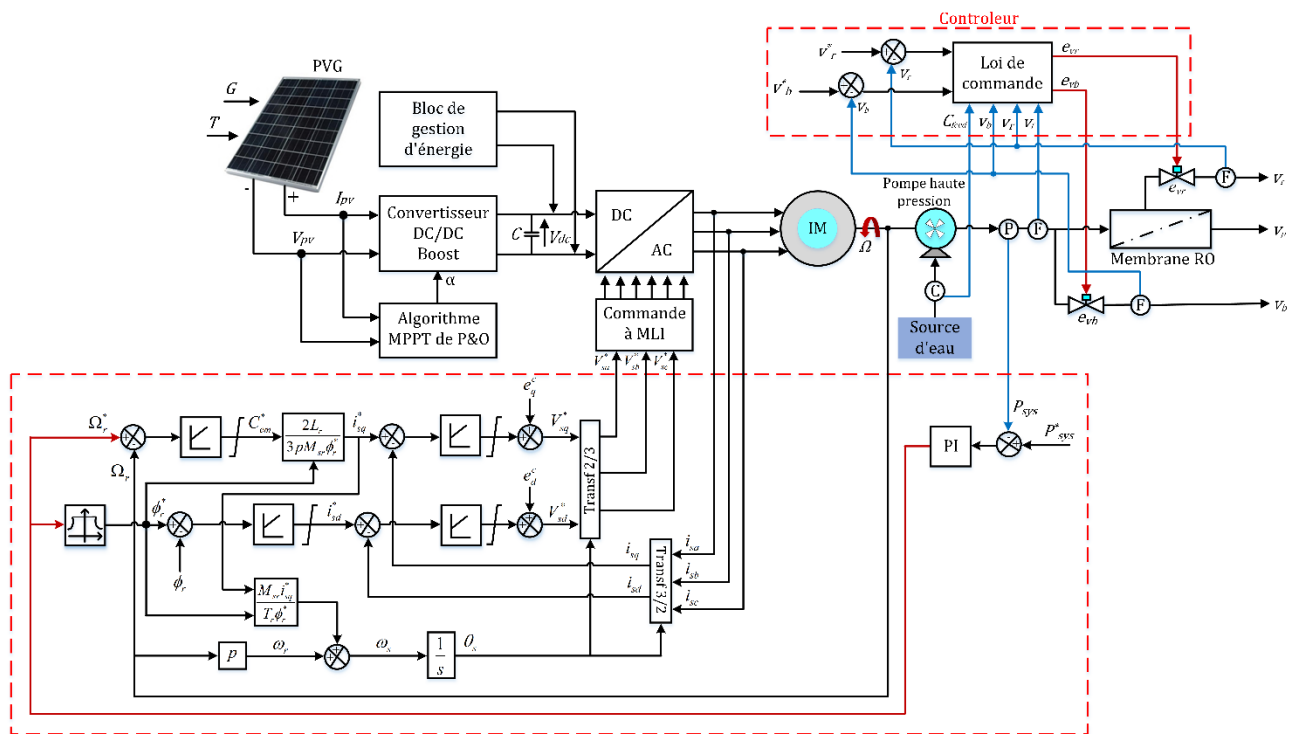


Figure IV. 1 : La chaîne globale du processus de dessalement par osmose inverse proposé.

La figure IV. 1 illustré l'architecture globale et les interconnexions entre les modèles de composants. La réalisation de cette structure propre est en grande partie une question de choix approprié des entrées et les sorties de chaque bloc.

Plusieurs tests de simulation de cette chaîne globale dans des conditions spécifiques sont mis en œuvre dans MATLAB/Simulink utilisant les paramètres indiqués dans l'annexe A, afin de démontrer l'efficacité et la robustesse des techniques de commande proposées appliquée au système de dessalement par osmose inverse (RO).

IV.2.1. Commande mode glissant d'ordre un

IV.2.1.1. Résultats de simulations

Dans la première série de simulation, les performances en boucle fermée du contrôleur mode glissant d'ordre un mis en œuvre sur le système RO est d'abord évalué dans des conditions nominales.

Comme le montre la figure IV. 2 (a), nous avons simulé la chaîne globale sous irradiation stable de 1000 W/m^2 et une température constante $T=25 \text{ }^\circ\text{C}$.

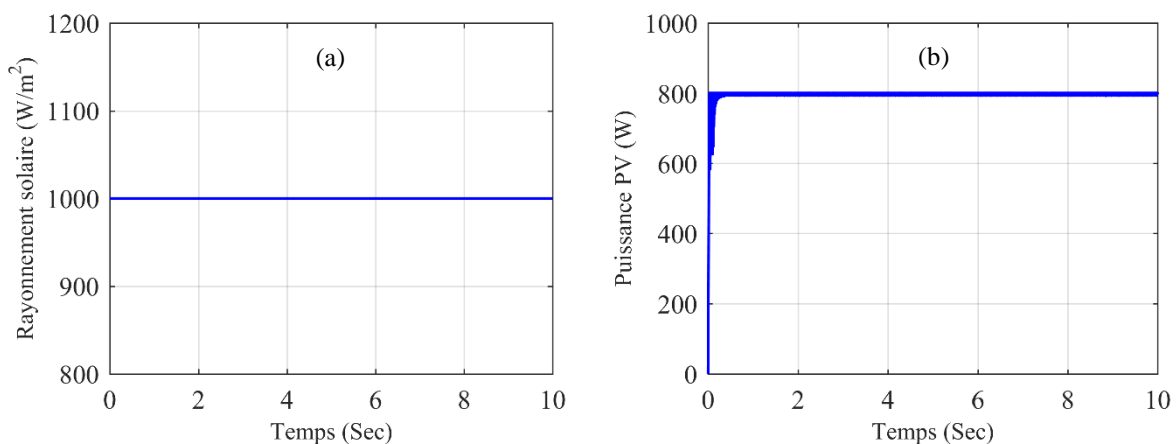


Figure IV. 2 : (a) Profil de rayonnement solaire. (b) Puissance photovoltaïque.

La figure IV 2 (b) montre le résultat obtenu par l'algorithme P&O, on remarque que la puissance de sortie du GPV atteint instantanément la valeur maximale (MPP) et produire un signal oscillant autour de la valeur de puissance optimale.

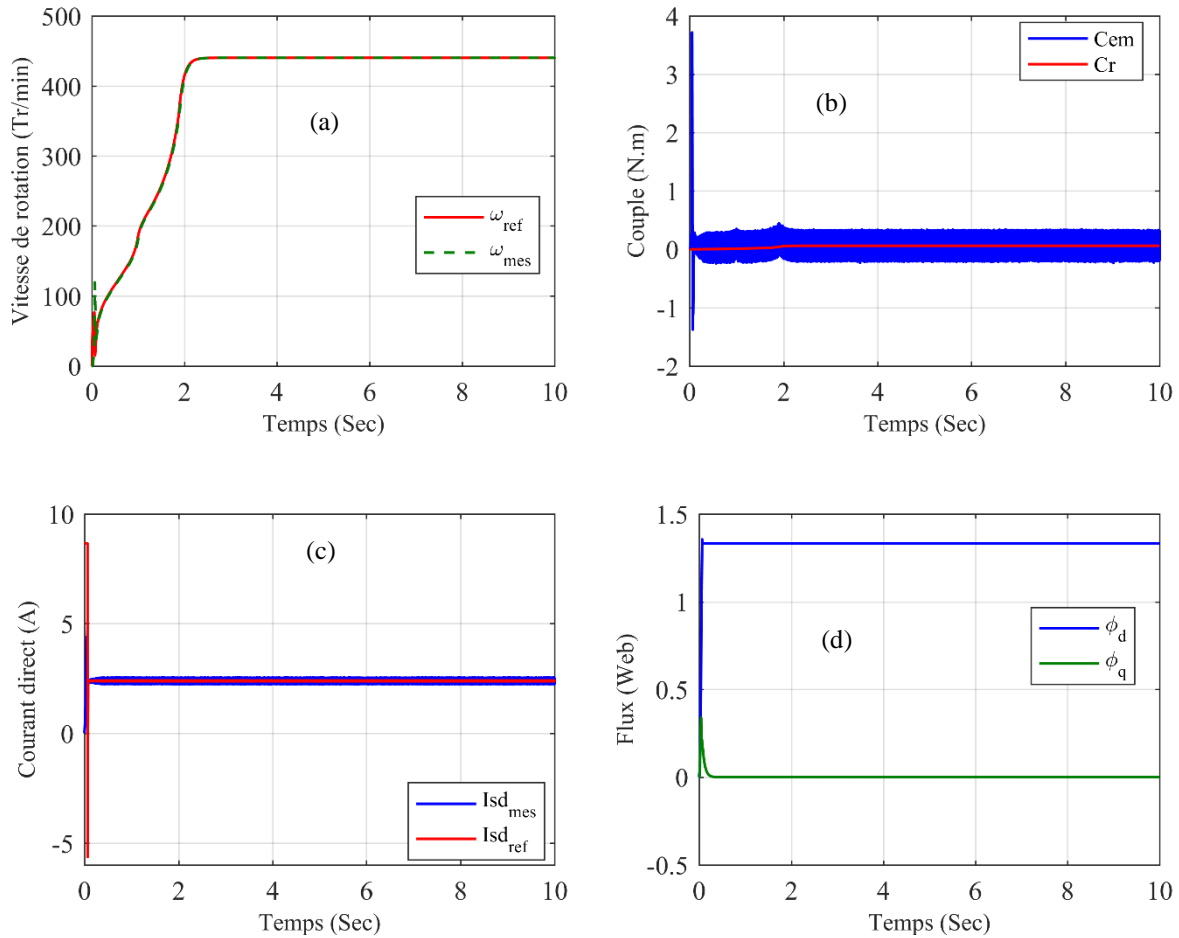


Figure IV. 3 : (a) Profil de la vitesse d'entraînement à fréquence variable (S_{VFD}). (b) Couple résistant et réponse du couple électromagnétique. (c) Réponse du courant statorique direct. (d) Réponse du flux rotorique.

La tension de sortie du PVG est l'entrée de l'onduleur qui génère une tension triphasée pour alimenter le moteur à induction. Le réglage de pression de system S_{VFD} (boucle 1) est utilisé pour calculer la vitesse optimale selon l'équation (III. 27) à utiliser comme vitesse de référence pour le groupe moteur-pompe. La vitesse du MI est modifiée en conséquence par la pression de système de telle sorte que le débit souhaité soit obtenu à la sortie de la pompe centrifuge. La figure IV. 3 (a) montre le comportement de la vitesse du moteur à induction. On peut voir que la vitesse réelle suit parfaitement sa référence.

En ce qui concerne l'association moteur-pompe, le FOC a assuré que le couple électromagnétique est égal à celui du besoin de la pompe (figure IV. 3 (b)). Le découplage a facilité le contrôle du couple sans affecter les autres paramètres.

La figure IV. 3 (c) indique que la valeur réelle du courant statorique direct (i_{sd}) suit leur référence même en régime transitoire.

Chapitre IV : Commande de la chaîne globale de dessalement d'eau par osmose inverse

La figure IV. 3 (d) montre le comportement du flux rotorique quadratique et direct. On peut voir que le flux rotorique direct a une valeur constante égale à (ϕ_r) et que le flux rotorique quadratique est nul. Cela signifie que l'orientation du flux est parfaitement réalisée.

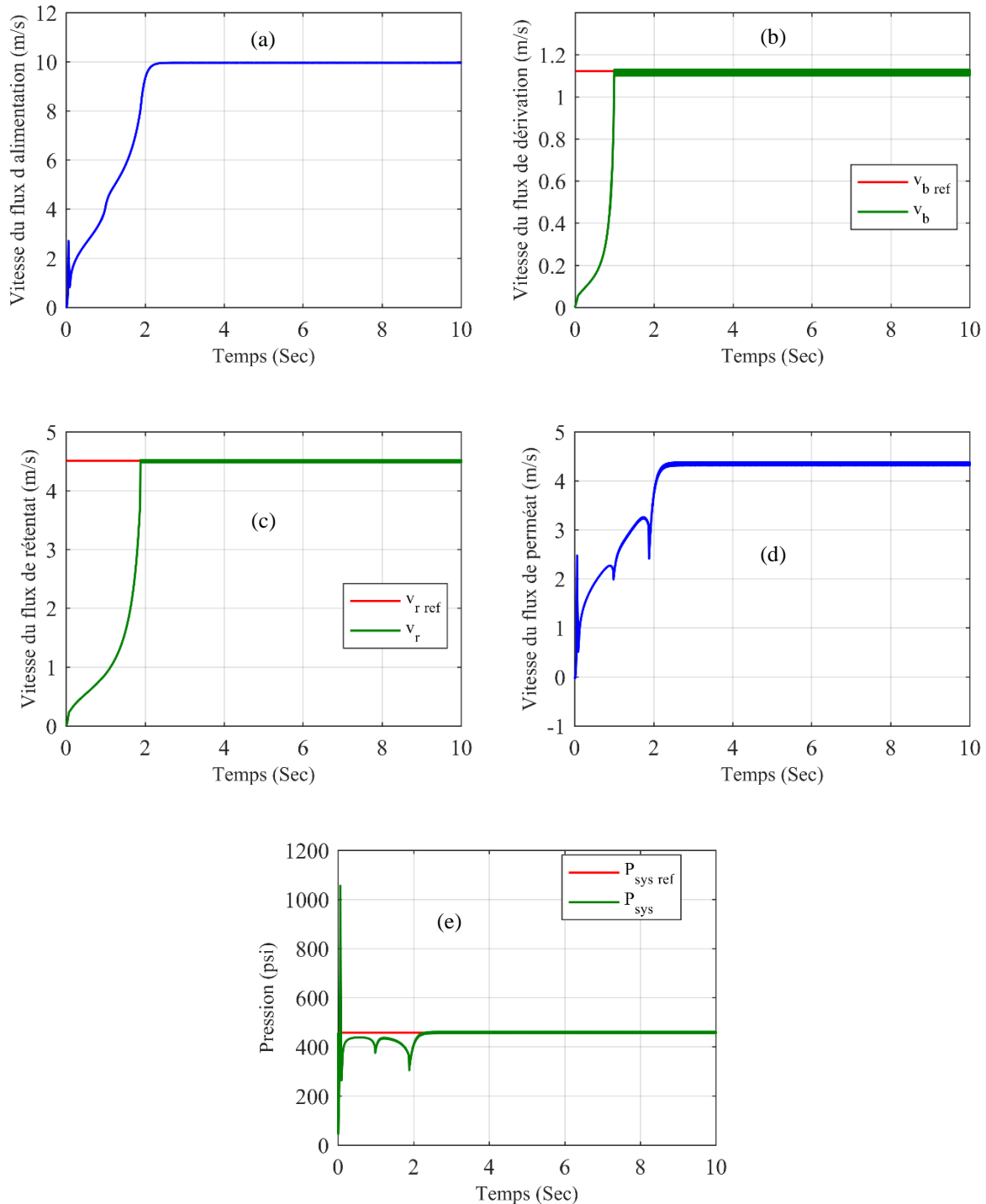


Figure IV. 4 : (a) Profil de la vitesse du flux d'alimentation (v_f). (b) Vitesse du flux de dérivation (v_b). (c) Vitesse du flux de rétentat (v_r). (d) Vitesse du flux de perméat (v_p). (e) Pression du système (P_{sys}).

La figure IV. 4 (a) illustre l'évolution de la vitesse du flux d'alimentation. Elle montre que la pompe centrifuge fonctionne à sa valeur optimale où la vitesse du flux d'alimentation est fixée à sa valeur souhaitée $v_f = 10 \text{ m/sec}$. Ceci est le résultat de la sélection optimale de la vitesse rotorique du moteur à induction entraînant la pompe (figure IV. 3 (a)), obtenu à partir du réglage de la pression de système S_{VFD} .

Les points de consigne de vitesse du flux de dérivation (v_b) et de vitesse du flux de rétentat (v_r) a été fixé à 1.123 m/sec et 4.511 m/sec respectivement, tandis que la boucle I est maintenue à un point de consigne de pression de 457.51 psi . Dans les figures IV. 4 (b) et IV. 4 (c), on peut voir que le modèle simulé basé sur le contrôleur mode glissant d'ordre un produit des réponses pour les grandeurs mesurés v_b et v_r en boucle fermée qui convergent lentement vers le régime permanent et présentent des oscillations de haute fréquence à cause du phénomène de broutement (chattering).

Comme le montre la figure IV. 4 (d), le bon contrôle de la vitesse du flux de dérivation et de la vitesse du flux de rétentat a également permis de bien contrôler la vitesse du flux de perméat (v_p) à la sortie de la membrane, où il y a une relation directe entre le réglage du v_p et le réglage des grandeurs v_b , v_r ainsi qu'à la pression de système (P_{sys}).

On peut voir dans la figure IV. 4 (e) que au départ un décalage important de la pression du système par rapport au point de consigne est produit, puis il converge plus lentement vers sa référence. Donc on constate que le régulateur PI robuste est capable de maintenir la pression du système dans des limites similaires à partir de la valeur de consigne de 457.51 psi , ce qui également reflète sur les autres variables mesurées.

La variation de la qualité de l'eau d'alimentation est également un problème important lors de la conception des lois de commandes pour le système RO. Bien que les échelles de temps de la variation de la qualité de l'eau d'alimentation soient généralement assez grandes (heures, jours ou même semaines), la deuxième série de simulation a été conçue pour tester la robustesse du contrôleur mode glissant d'ordre un lorsqu'il est confronté à une variation importante de la qualité de l'eau d'alimentation (variation de la concentration de l'eau d'alimentation).

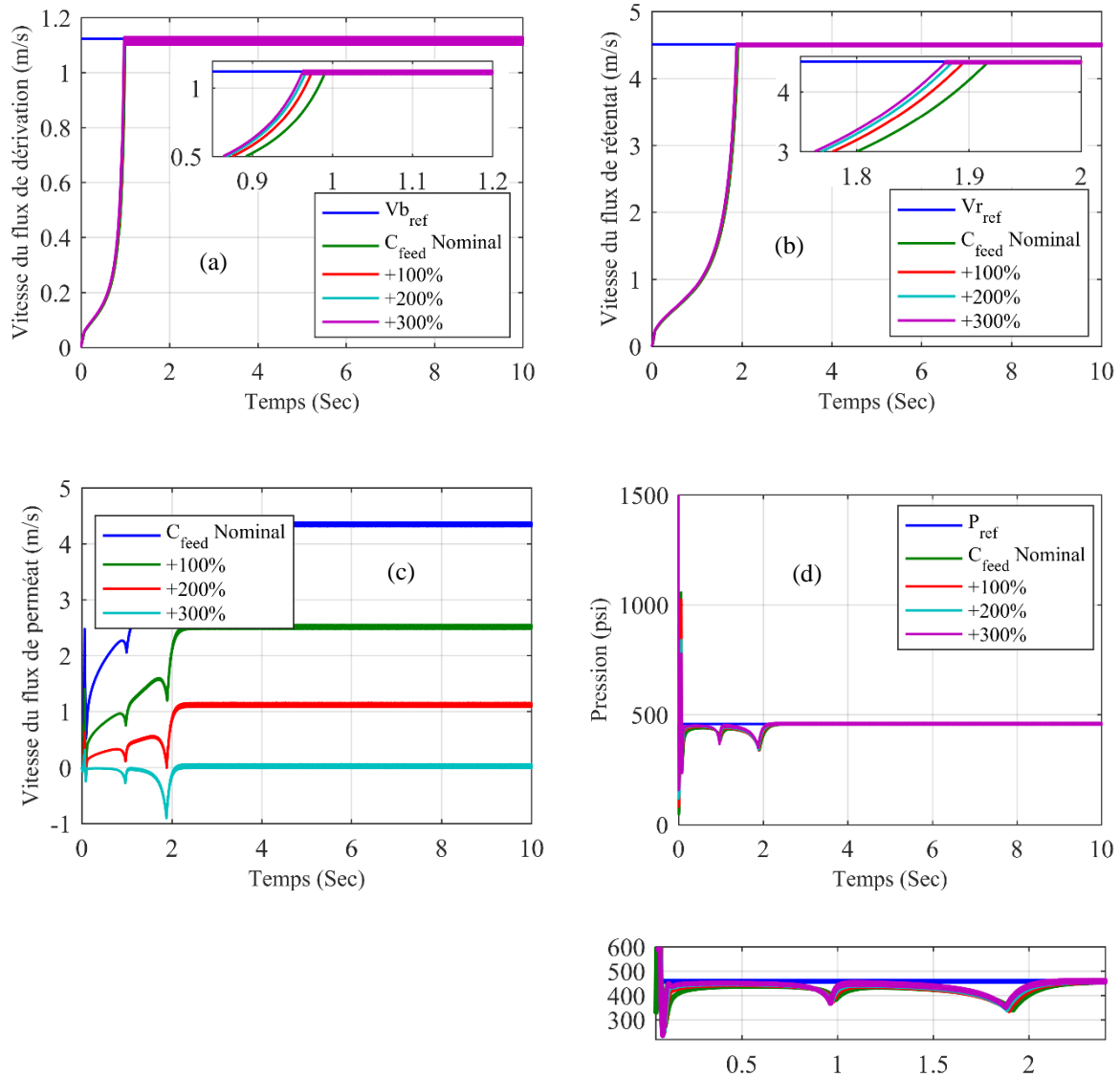


Figure IV. 5 : Résultats de la réponse du système RO sous la variation de la concentration en sel du flux d'alimentation. (a) Vitesse du flux de dérivation. (b) Vitesse du flux de rétentat. (c) Vitesse du flux de perméat. (d) Pression du système.

Les figures IV. 5 (a) et IV. 5 (b) indiquent que, malgré toutes les variations de la concentration en sel de flux d'alimentation, le régulateur non linéaire basé sur la commande mode glissant d'ordre un maintient la vitesse du flux de dérivation et la vitesse du flux de rétentat dans leurs valeurs de référence de 1.1231 m/sec et 4.511 m/sec respectivement avec une dynamique un peu lente. On peut constater que cette technique de commande peut efficacement maîtriser ces changements de paramètres et fournir des performances élevées.

A partir de la figure IV. 5 (c), on peut constater que la vitesse du flux de perméat diminue en fonction de l'augmentation de la concentration du flux d'alimentation. Cette tendance est raisonnable, car l'eau qui entre dans la membranaire fait face à une plus grande résistance, en raison de

l'augmentation de la pression osmotique à travers la membrane. Cette augmentation de la pression osmotique augmente la pression du système pour un débit d'alimentation fixe ; par conséquent, les S_{VFD} doivent ralentir le débit d'alimentation pour maintenir la pression du système au point de consigne. Comme le montre la figure IV. 5 (d), le contrôleur est capable de maintenir la pression du système proche de sa valeur de référence de 457.51 psi malgré les variations de la qualité de l'eau. De nouveau, le régulateur mode glissant d'ordre un se comporte très bien en présence d'une variabilité de la concentration en sel du flux d'alimentation.

Dans le fonctionnement réel de l'usine RO, les sorties mesurées sont toujours déformées par les bruits de mesure des capteurs. Les bruits se produisent souvent dans des plages de haute fréquence. La distorsion causée par les bruits peut être atténuée à différents niveaux selon les régulateurs. Dans le test de simulation suivant, un signal de bruit est introduit dans la mesure du capteur de débit du rétentat à l'instant $t=4 \text{ sec}$, afin de vérifier la réponse du système et les performances de la stratégie de commande en présence de bruits de mesure.

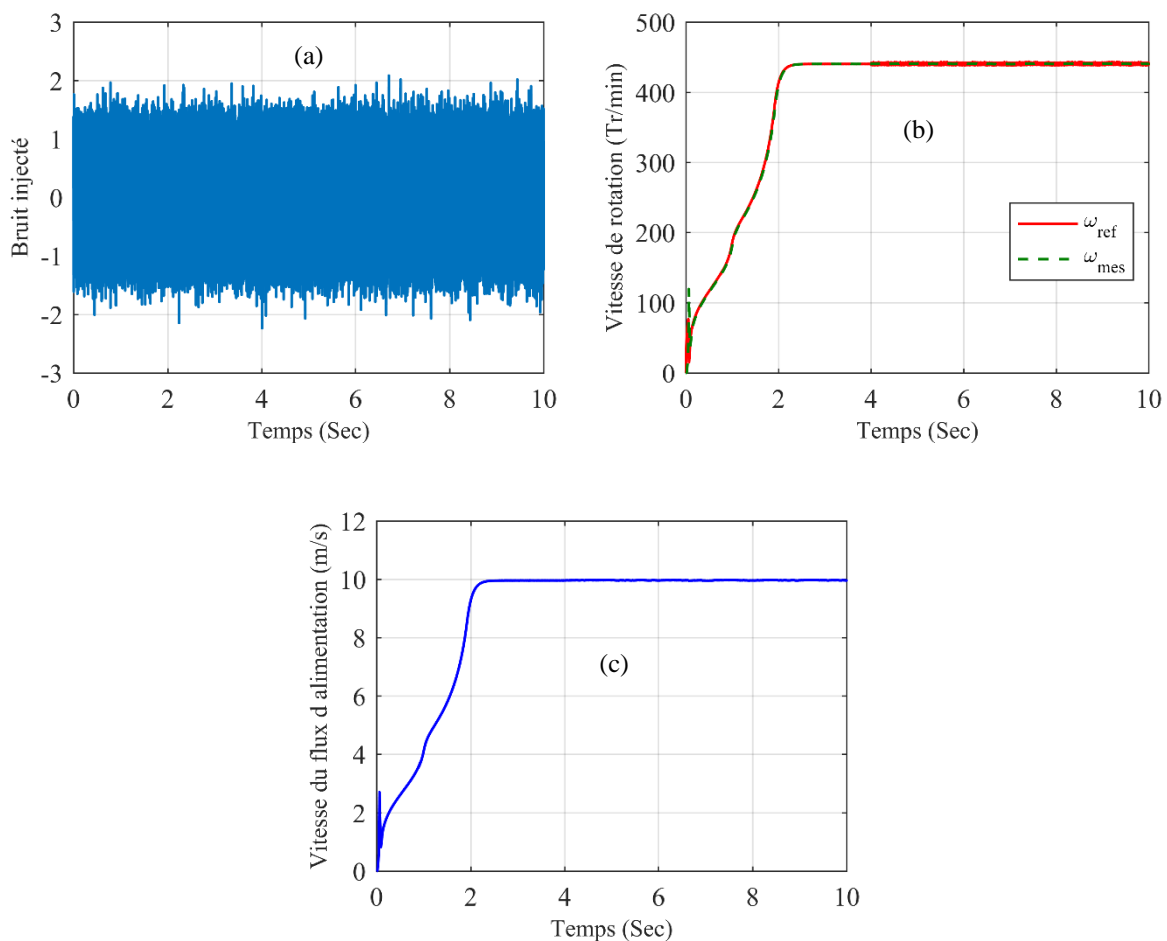


Figure IV. 6 : Résultats de la réponse du système RO dans des conditions bruyantes. (a) Profil de bruit injecté. (b) Vitesse d'entraînement à fréquence variable (S_{VFD}). (c) Vitesse du flux d'alimentation.

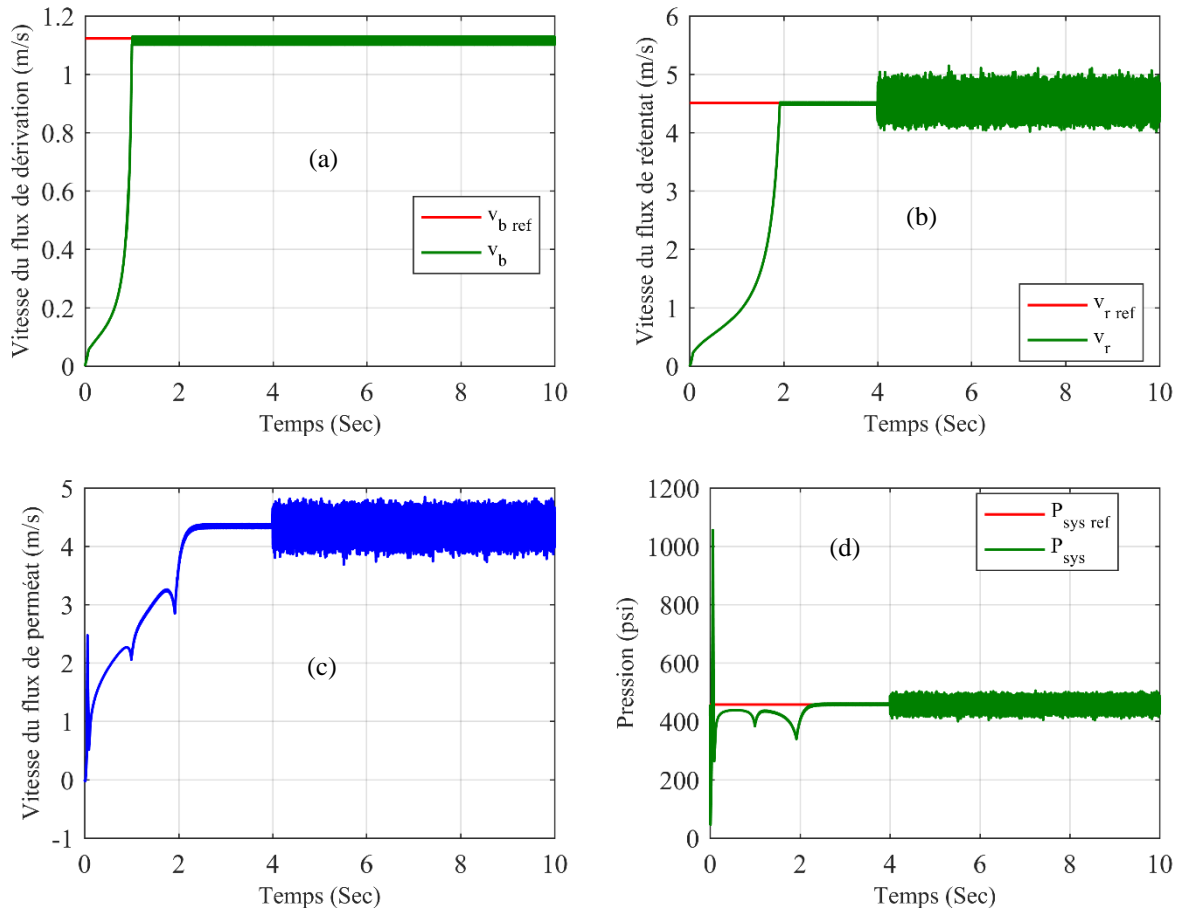


Figure IV. 7 : Résultats de la réponse du système RO dans des conditions bruyantes. (a) Vitesse du flux de dérivation. (b) Vitesse du flux rétentat. (c) Vitesse du flux de perméat. (d) Pression du système.

Les figures IV. 7 (a) et IV. 7 (b) montrent le comportement de la vitesse du flux de dérivation et de la vitesse du flux du rétentat respectivement lors d'introduction d'un signal de bruit. La commande mode glissant d'ordre un rejette environ 70% du bruit de mesure du capteur de débit du rétentat.

L'introduction d'une perturbation externe causée par les bruits de mesure dans le capteur de débit du rétentat affecte la réponse de la pression du système (figure IV. 7 (d)) et provoque des oscillations importantes autour de sa valeur de consigne. Qui à son tour provoque des faibles oscillations en réponse de la vitesse de la pompe (figure IV. 6 (b)), en raison du couplage entre les deux boucles de commande. Ces oscillations pourraient endommager la pompe d'alimentation et causer de la fatigue sur les composants du système, ce qui nous oblige à penser d'autres solutions.

Les résultats satisfaisants de la simulation montrent que le contrôleur mode glissant d'ordre un peu efficacement faire face aux perturbations causées par les bruits de mesure des capteurs.

IV.2.2. Commande mode glissant d'ordre deux

IV.2.2.1. Résultats de simulations

Dans un premier temps, nous avons commencé par la simulation du schéma de conception proposé, qui est décrit par la figure IV. 1, afin d'étudier le comportement du processus RO pendant l'application de l'algorithme Super-twisting sans aucune perturbation externe.

Comme le montre la figure IV. 8 (a), l'essai de simulation effectué dans des conditions climatiques stables, où le rayonnement solaire $E = 1000 \text{ W/m}^2$ avec une température constante $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$.

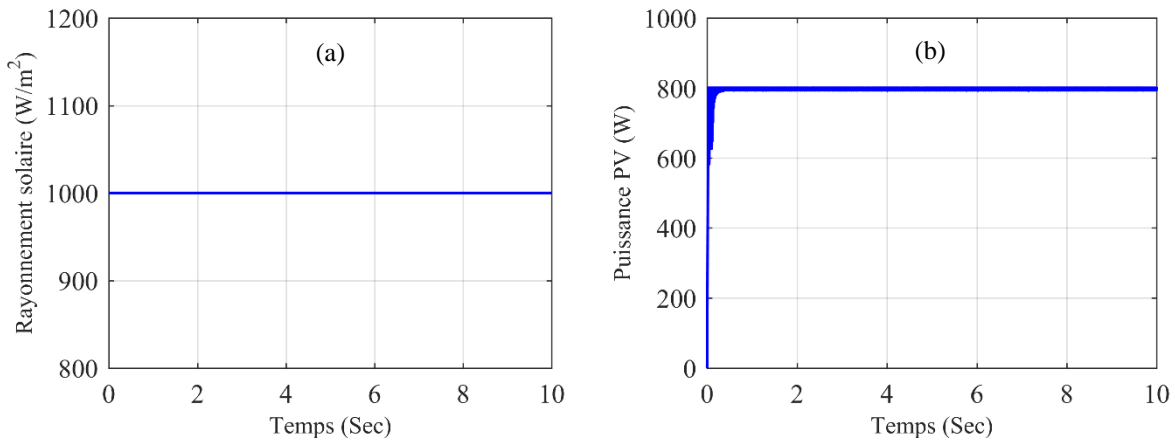


Figure IV. 8 : (a) Profil de rayonnement solaire. (b) Puissance photovoltaïque.

La figure. IV. 8 (b) montre l'évolution de la puissance de sortie du générateur photovoltaïque, on note que l'algorithme P&O est robuste et converge rapidement vers le point de puissance maximale (MPP) en un temps très court.

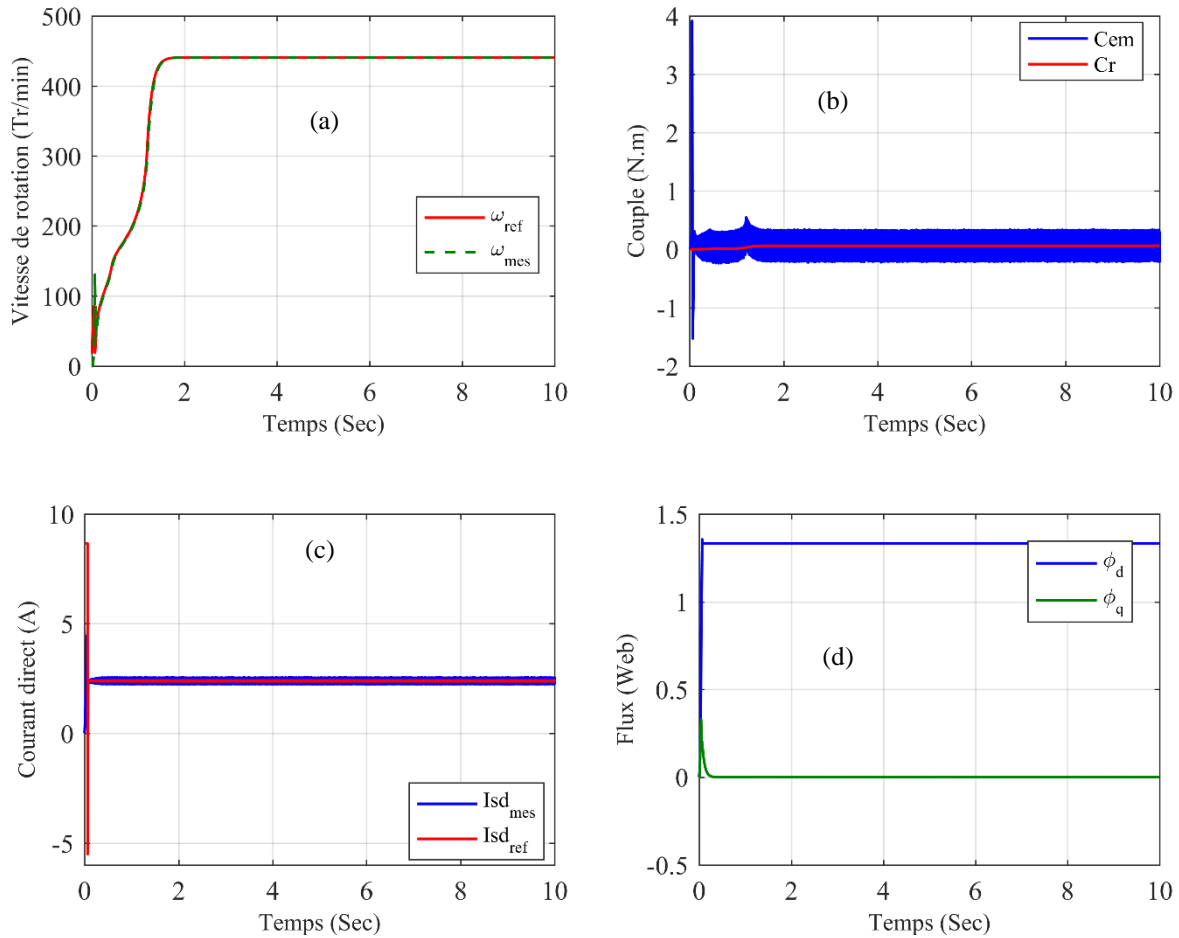


Figure IV. 9 : (a) Profil de la vitesse d'entraînement à fréquence variable (S_{VFD}). (b) Couple résistant et réponse du couple électromagnétique. (c) Réponse du courant statorique direct. (d) Réponse du flux rotorique.

On voit clairement dans la figure IV.9 (a) que la vitesse du moteur à induction suit parfaitement sa référence qui est imposée par le régulateur de pression du système (S_{VFD}) (figure IV. 1) avec une bonne dynamique qui montre l'efficacité de la boucle de régulation de vitesse, qui permet ensuite d'atteindre le débit souhaité de la pompe. Le couple électromagnétique tombe instantanément à une valeur constante en régime permanent ; il est égal au couple de la pompe (figure IV. 9 (b)).

Le courant statorique direct suit sa référence avec précision grâce à l'action de son régulateur PI (figure IV. 9 (c)).

La figure. IV. 9 (d) montre le comportement du flux rotorique direct et quadratique. On remarque que le flux quadratique est nul et que le flux direct est constant, ce qui signifie que le découplage est très bien réalisé.

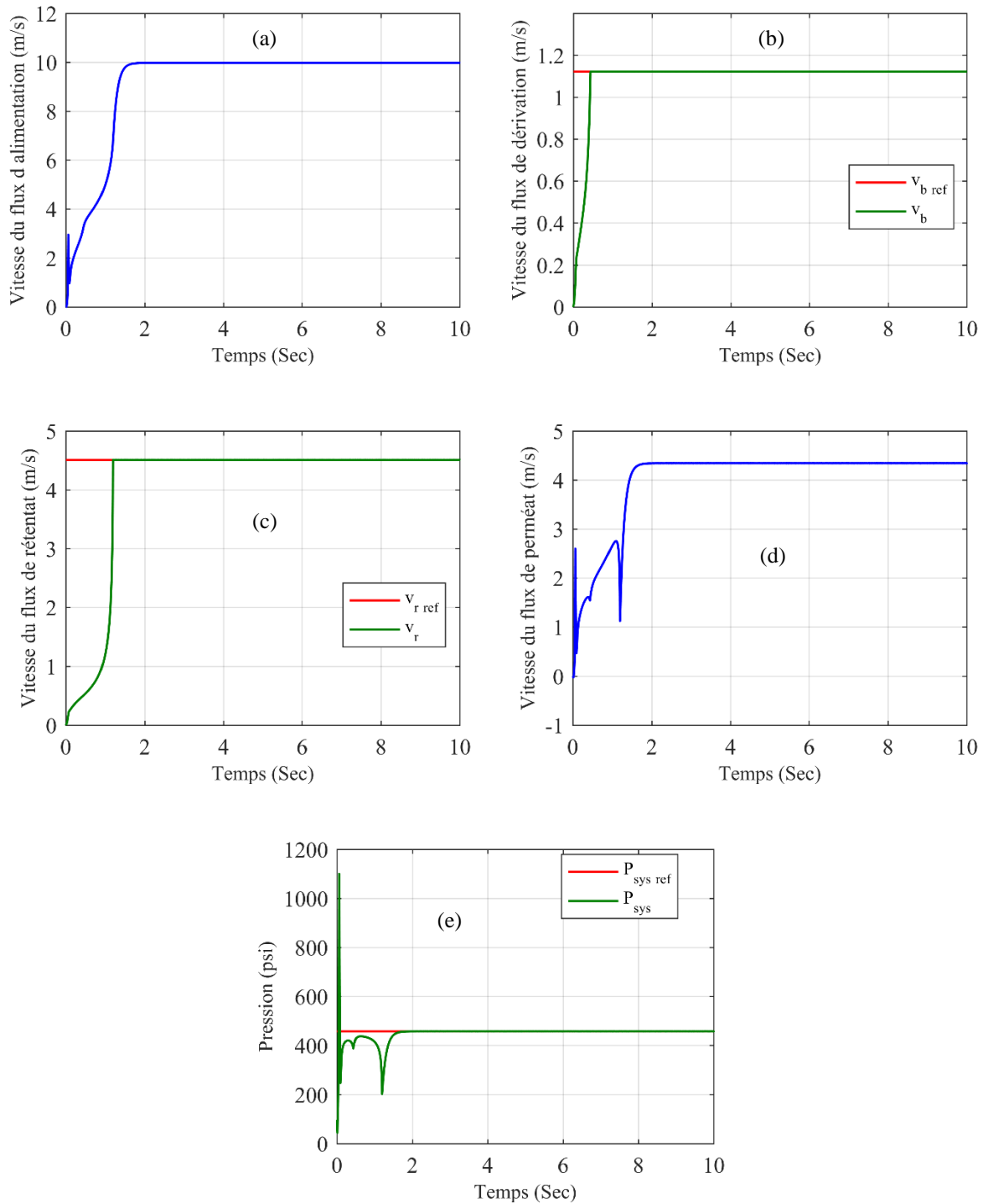


Figure IV. 10 : (a) Profil de la vitesse du flux d'alimentation (v_f). (b) Vitesse du flux de dérivation (v_b). (c) Vitesse du flux de rétentat (v_r). (d) Vitesse du flux de perméat (v_p). (e) Pression du système (P_{sys}).

Un régulateur PI robuste est appliqué dans la première boucle pour amener la pression du système à un point de consigne de $P_{\text{sys}} = 457.51 \text{ psi}$ en ajustant la vitesse du VFD qui permet au système de régulation d'ajuster la vitesse du flux d'alimentation. Comme le montre la figure IV. 10 (a), la vitesse du flux d'alimentation est fixée à une valeur constante $v_f = 10 \text{ m/sec}$ (valeur souhaitée) à l'entrée de la membrane parce que la pompe centrifuge a atteint sa vitesse optimale (figure IV. 9

(a). On peut remarquer que le débit (vitesse d'écoulement) de la pompe dépend de la vitesse du moteur à induction.

La vitesse du flux de dérivation et la vitesse du flux du rétentat ont été réglées à $1,123 \text{ m/sec}$ et $4,511 \text{ m/sec}$ respectivement. Les figures IV. 10 (b) et IV. 10 (c) montrent l'efficacité du régulateur proposé où la vitesse du flux de dérivation (v_b) et la vitesse du flux du rétentat (v_r) sont suffisamment rapides pour converger vers le régime permanent désiré. On peut voir que l'algorithme super-twisting permet d'obtenir un excellent suivi des variables de commande avec un temps de réponse réduit et sans aucun dépassement.

La figure IV. 10 (d) montre le comportement de la vitesse du flux de perméat (v_p) à la sortie de la membrane. Le contrôle de la vitesse du flux de perméat dépend du contrôle de la vitesse du flux de dérivation, la vitesse du flux de rétentat et la pression du système.

La figure IV. 10 (e) montre que la pression du système s'écarte au début légèrement de sa valeur désirée puis atteint sa référence avec une bonne dynamique, ce qui montre l'efficacité du régulateur PI robuste. Cela est logique puisque la pression du système est la variable qui a un effet direct sur les autres variables. En effet, le contrôle de la pression du système est la clé de la performance du processus de dessalement par osmose inverse.

La deuxième série de simulations est conçue pour tester la robustesse du contrôleur proposé lorsqu'il est confronté à une variation de la qualité de l'eau d'alimentation. On peut observer dans les figures IV. 11 (a) et IV. 11 (b) que les réponses de la vitesse du flux de dérivation et la vitesse du flux du rétentat convergent assez rapidement vers les valeurs désirées et que les erreurs en régime permanent sont nulles pendant toutes les variations de la concentration en sel du flux d'alimentation. On peut clairement remarquer que le régulateur super-twisting peut efficacement faire face à ces changements de paramètres, avec des performances excellentes.

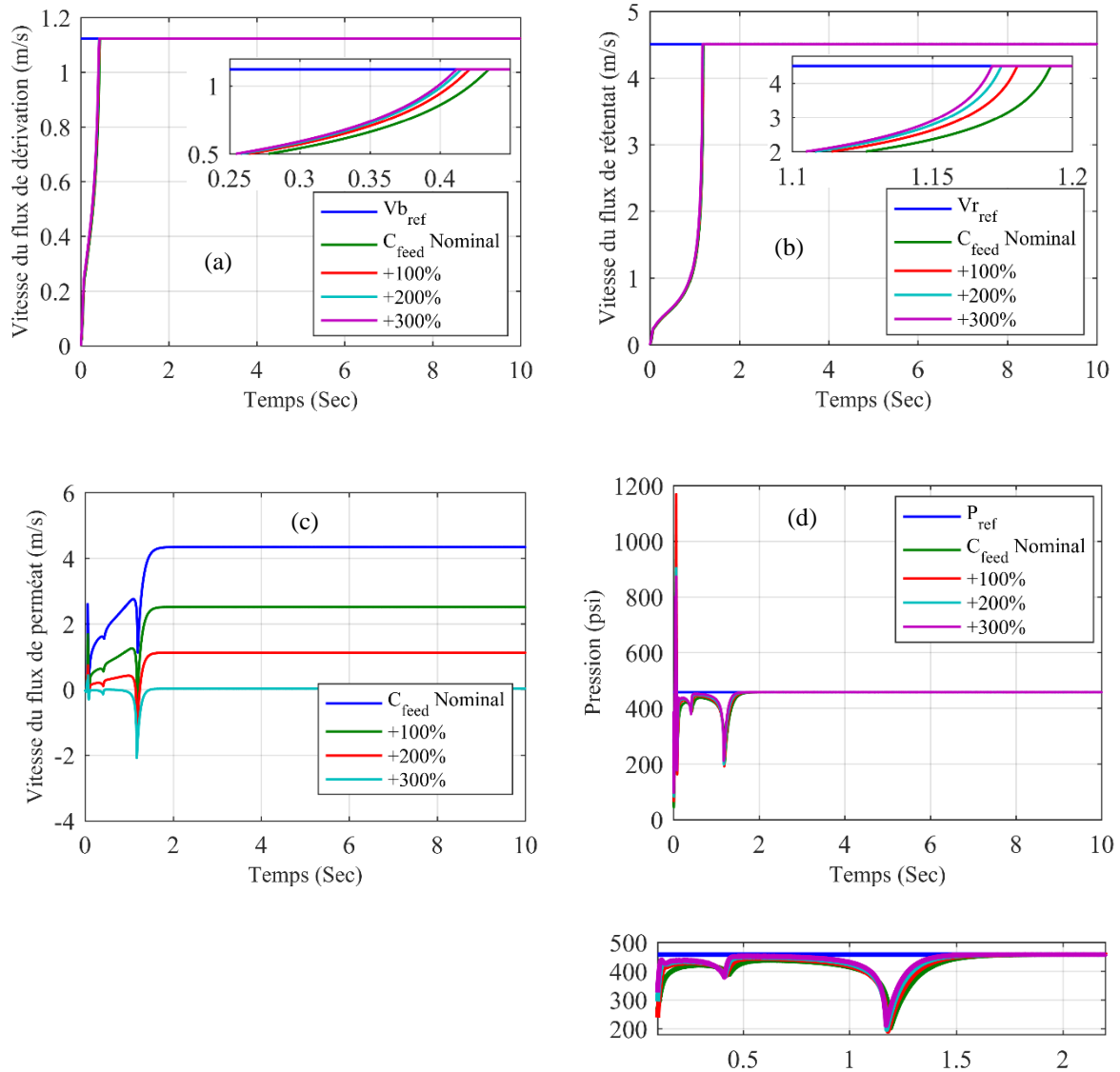


Figure IV. 11 : Résultats de la réponse du système RO sous la variation de la concentration en sel du flux d'alimentation. (a) Vitesse du flux de dérivation. (b) Vitesse du flux de rétentat. (c) Vitesse du flux de perméat. (d) Pression du système.

Comme le montre la figure IV. 11 (c), la vitesse du flux de perméat diminue lorsque la concentration du flux d'alimentation augmente, ce résultat est attendu car l'augmentation de la concentration du flux d'alimentation accompagnée d'une augmentation de la pression osmotique entraîne une augmentation de la résistance au flux à travers la membrane. L'augmentation de la pression osmotique force la pression du système à augmenter afin de maintenir le débit d'alimentation fixe. Par conséquent, la commande du S_{VFD} doit abaisser le débit d'alimentation pour maintenir la pression du système au point de consigne de 457,51 psi, comme indiqué à la figure IV. 11 (d)

Dans le fonctionnement réel d'une usine de dessalement par osmose inverse, les sorties mesurées sont soumises aux bruits de mesure des capteurs. Dans la troisième série de simulation,

Chapitre IV : Commande de la chaîne globale de dessalement d'eau par osmose inverse

nous introduisons un signal de bruit à l'instant $t = 4 \text{ sec}$ dans la mesure du capteur de débit du rétentat pour vérifier la capacité du contrôleur à manipuler efficacement le système dans des conditions de bruit. À cette fin, le bruit de mesure blanc gaussien supplémentaire est illustré à la figure IV. 12 (a).

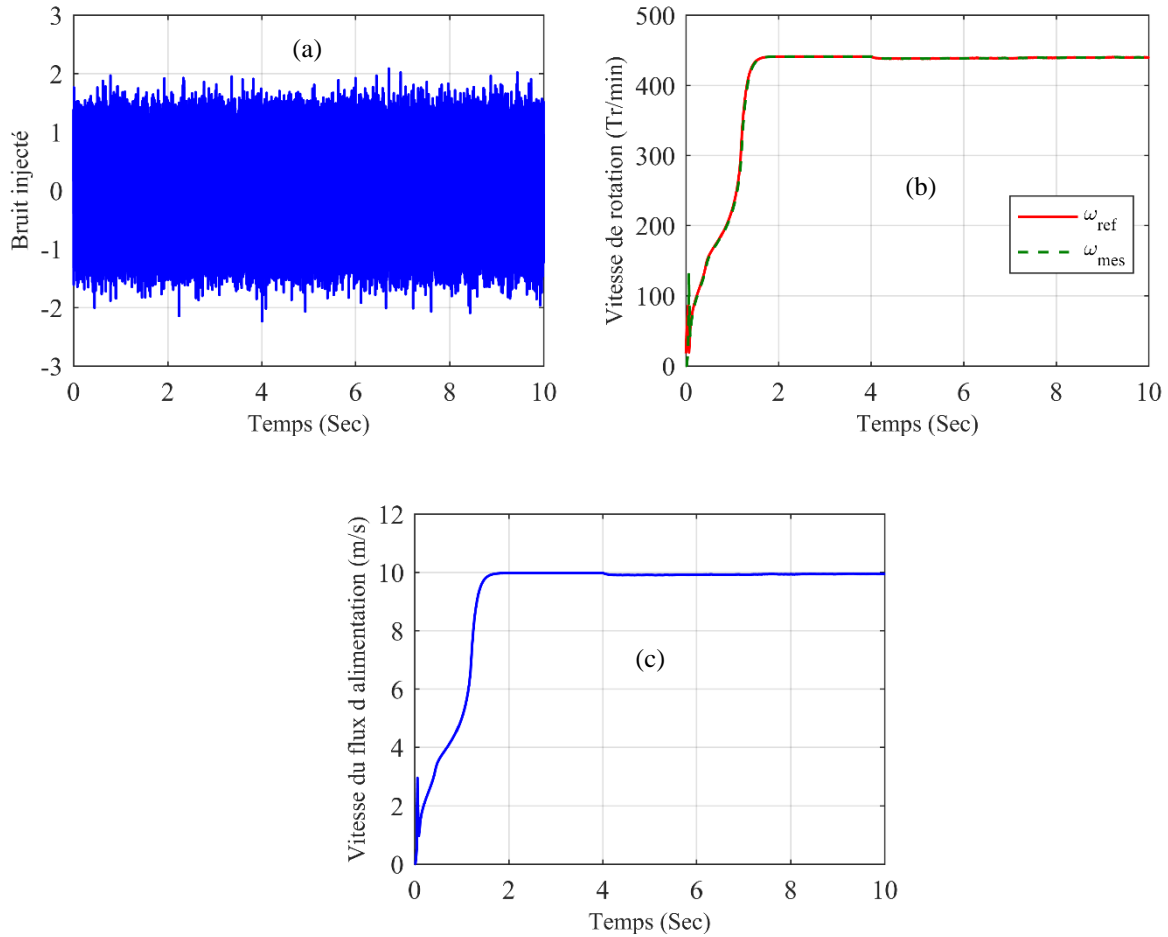


Figure IV. 12 : Résultats de la réponse du système RO dans des conditions bruyantes. (a) Profil de bruit injecté. (b) Vitesse d'entraînement à fréquence variable (S_{VFD}). (c) Vitesse du flux d'alimentation.

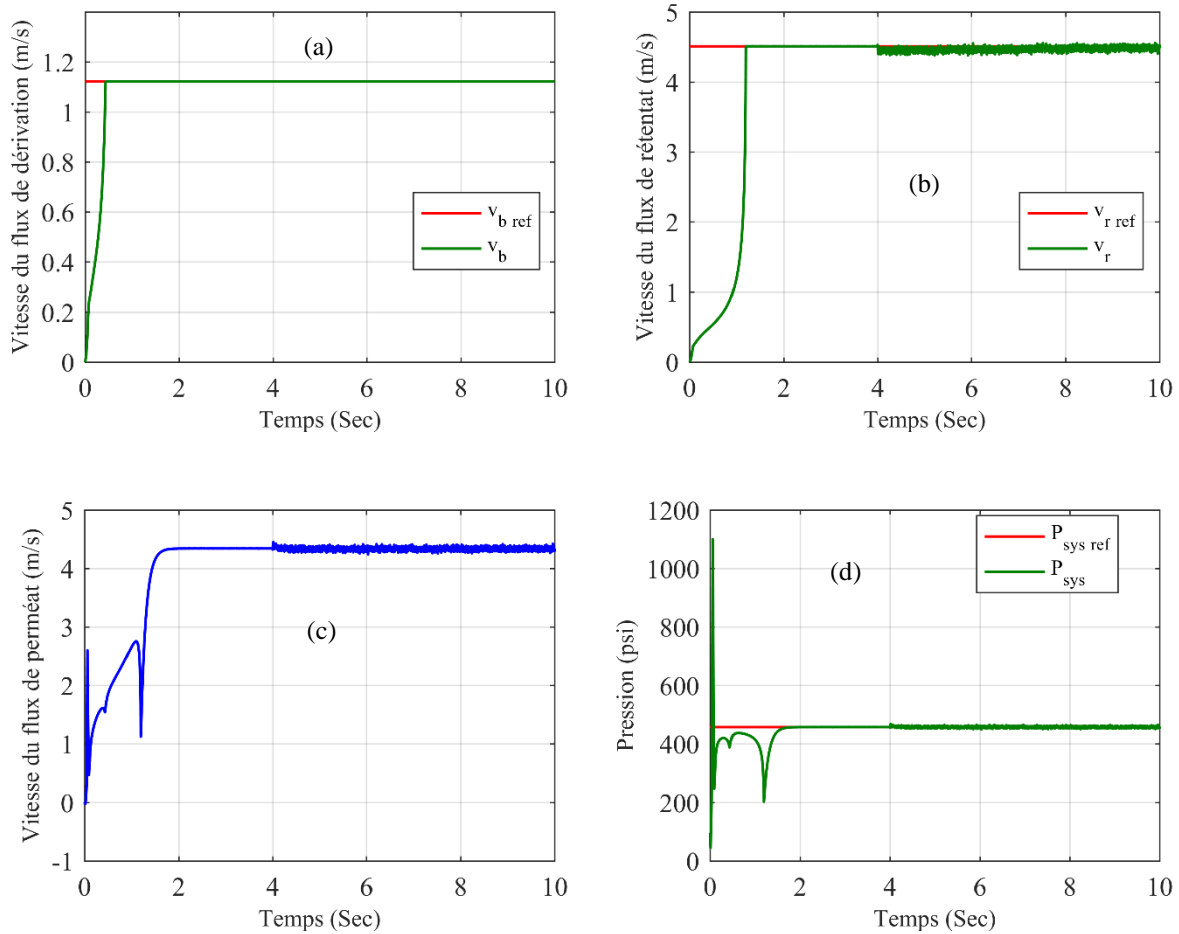


Figure IV. 13 : Résultats de la réponse du système RO dans des conditions bruyantes. (a) Vitesse du flux de dérivation. (b) Vitesse du flux rétentat. (c) Vitesse du flux de perméat. (d) Pression du système.

Comme le montre la figure IV. 13 (b), nous avons remarqué que lorsque nous introduisons le signal de bruit, le contrôleur super-twisting rejette environ 90% du bruit de mesure du capteur et force l'état variable mesuré (vitesse du flux de rétentat) à correspondre à sa référence en régime permanent. En outre, la vitesse du flux de dérivation ne sera pas affectée par l'incertitude du bruit de mesure (figure. IV 13 (a)).

Dans la figure IV. 13 (d), la pression du système est donnée dans des conditions de mesure bruyantes. On peut facilement remarquer que la pression du système est restée stable et assez proche de sa référence ; le bruit de la mesure doit être rapidement atténué avec le temps (la boucle de régulation S_{VFD} est maintenue à un point de consigne de pression de 457,51 psi). Le bon comportement de la pression du système se traduit par une réponse en douceur de la vitesse de la pompe (il n'y a pas d'oscillations) (figure IV. 12 (b)) et à son tour, la vitesse du flux d'alimentation est maintenue à une valeur constante $v_f = 10 \text{ m/sec}$ (figure IV. 12 (c)).

Ce résultat démontre l'immunité aux bruits de mesure de l'algorithme super-twisting. En outre, il peut éliminer les bruits de mesure jusqu'à une certaine limite ; cela signifie que dans le cas d'une grande distorsion causée par les bruits de mesure, le régulateur super-twisting peut assurer un fonctionnement sûr du processus de dessalement par osmose inverse.

IV.3. Comparaison entre les deux commandes

De manière générale, on peut dire que les résultats obtenus pour le contrôle des variables de sorties du système RO pour les deux commandes sont très satisfaisants, avec une supériorité relative de l'algorithme super-twisting.

Enfin après avoir présenté les essais de simulation pour les deux techniques de commande, nous récapitulons de façon non exhaustive, les performances de ces stratégies dans un tableau IV. 1, où le signe '+' correspond à un meilleur comportement par rapport aux critères indiqués et un signe '-' indique un comportement peu satisfaisant.

	Lois de commande	
	Mode glissant d'ordre 1	Super-twisting
Temps de réponse	+	++
Broutement (chattring)	--	++
Capacité de gérer les variations paramétriques	+	++
L'immunité aux bruits de mesure	+	++

Tableau IV. 1 : Comparaison entre les lois de commande appliquées au système RO.

IV.3. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la présentation d'une analyse et des discussions sur les résultats de simulation relatifs aux lois de commande développées pour le contrôle d'une chaîne complète de dessalement par osmose inverse (RO). Ces algorithmes de contrôle avancés ont été développés essentiellement pour un rendement plus élevé et une exploitation plus rentable, ainsi que pour permettre de maintenir le fonctionnement du système RO (débit d'alimentation, pression du système, débit de perméat) à des points de consigne spécifiques qui peuvent varier dans le temps en raison de la modification de la qualité de l'eau d'alimentation. L'architecture globale a été implémentée dans MATLAB/ Simulink, contenant une source d'énergie photovoltaïque (PVG), un moteur à induction

Chapitre IV : Commande de la chaîne globale de dessalement d'eau par osmose inverse

associé à une pompe centrifuge et une unité de membrane RO. Chaque élément avec son propre contrôleur. Les performances des approches de contrôle proposé pour le système RO est analysées sous plusieurs conditions, telles que nominales et avec des incertitudes dues à des variations paramétriques ou à l'ajout de bruit de mesure. Les résultats de simulation présentés dans ce chapitre ont montré l'efficacité et la validité de ces approches.

Chapitre V

Diagnostic et commande tolérante aux
défauts d'actionneur MI de la pompe
centrifuge

V.1. Introduction

Les usines de dessalement par osmose inverse peuvent être vulnérables aux défauts de plusieurs composants du processus qui peuvent affecter leur fonctionnement. Parmi ces défauts, on peut citer les défauts d'électrovannes, l'encrassement ou l'entartrage des membranes, la perte de données des capteurs et les défauts de pompes ou de variateurs de vitesses. Comme les usines de dessalement RO fonctionnent à des pressions élevées, ces défauts peuvent entraîner des risques immédiats pour la sécurité des opérateurs. Ils peuvent également entraîner une baisse de la qualité de l'eau produite, ce qui le rend impropre à la consommation publique. Ce problème de sécurité est un sujet d'actualité. Il entraîne le développement de méthodes de détection et d'isolation des défauts (FDI) et de commande tolérante aux défauts (FTC). Ces derniers peuvent identifier rapidement les actionneurs défaillants et prendre des décisions efficaces pour maintenir un fonctionnement fiable de l'usine.

La pompe centrifuge est un élément clé dans la chaîne de dessalement par osmose inverse, ce qui rend crucial de fonctionner en permanence. De plus, sa dimension rend la maintenance coûteuse.

L'objectif de ce chapitre est d'étudier la méthode du diagnostic à base d'observateurs et le développement des approches actives et passives de la commande tolérante aux défauts (FTC) pour la pompe centrifuge en particulier le moteur à induction entraînant la pompe, pour différents types de défaillances. Dans la première partie, on présentera un modèle du moteur à induction exprimant la présence de défaut. En plus de la synthèse d'un observateur à mode glissant dédiée à la détection et isolation des défauts. Le défaut qui a été pris en compte est : court-circuit des spires statoriques. La seconde partie, nous nous intéresserons à l'étude de la commande vectorielle basée sur la synthèse des régulateurs avancés (mode glissant et Backstepping). En parallèle on a présenté deux types d'observateurs adaptatifs pour la commande sans capteur de vitesse. Les outils développés dans les parties précédentes vont servir comme moyens pour l'élaboration des algorithmes FTC actives et passives du moteur à induction. Il convient de noter que tous les tests de simulation sur le moteur à induction seront effectués séparément de la chaîne complète.

V.2. Commande tolérante aux défauts

Un système de commande tolérante aux fautes (FTC) se caractérise par sa capacité de maintenir ou retrouver les performances nominales en dépit de l'apparition d'un défaut et à s'en accommoder de manière automatique. En particulier, il peut garantir la stabilité du système et/ou des performances dégradées acceptables en présence d'une défaillance[84], [85].

Les approches FTC peuvent être regroupées en deux grandes familles : les approches passives et les approches actives [86].

V.2.1. Approches passives de la FTC

Les approches passives font appel à des techniques de contrôle robustes pour garantir qu'un système en boucle fermée reste insensible à certains défauts en utilisant des paramètres de contrôle constants. Une liste de défaillances potentielles est supposée connue a priori comme les défauts de conception, et tous les modes de défaillance ainsi que les conditions normales de fonctionnement du système sont pris en compte au stade de la conception. Par conséquent, lorsqu'un défaut se produit, le contrôleur doit être capable de maintenir la stabilité du système avec une dégradation acceptable des performances. L'efficacité de cette stratégie, qui suppose généralement un répertoire de défauts très restrictif, dépend également de la robustesse du système nominal en boucle fermée. Il est intéressant de noter que dans la commande passive tolérante aux défauts (PFTCS), il n'est pas nécessaire d'avoir un schéma FDI (détection et isolation des défauts) ni un mécanisme de reconfiguration du contrôleur. Ces techniques sont généralement simples à mettre en œuvre, mais ne conviennent généralement pas aux cas de défaillances graves [87], [88].

V.2.2. Approches actives de la FTC

Dans les approches actives, un nouveau système de contrôle est redessiné en utilisant les propriétés souhaitables de performance et de robustesse qui étaient importantes dans le système original, mais en gardant à l'esprit la capacité réduite du système altéré. La commande active tolérante aux défauts (AFTCS) réagit activement aux défauts des composants du système en reconfigurant en ligne les actions de commande de manière à maintenir la stabilité et les performances acceptables de l'ensemble du système. Dans certaines circonstances, une performance dégradée peut devoir être acceptée. En général, le FTC actif consiste en une méthode efficace de détection et d'isolation des défauts (un schéma FDI) pour fournir l'information sur le défaut ou la défaillance, un contrôleur reconfigurable et un mécanisme de reconfiguration du contrôleur. Ces trois unités doivent travailler en harmonie pour mener à bien les tâches de contrôle. Les approches actives sont divisées en deux grands types de méthodes : les méthodes basées sur la projection et les méthodes de reconfiguration automatique des contrôleurs en ligne. Cette dernière implique le calcul de nouveaux paramètres du contrôleur en réponse à une déficience de commande. Cette méthode est souvent appelée contrôle reconfigurable. Dans les méthodes basées sur la projection, les contrôleurs sont conçus a priori pour

toutes les défauts/défaillances possibles qui pourraient survenir dans le système. Le contrôleur projeté ne sera actif que lorsque le défaut/défaillance correspondant se produira [87], [88].

V.3. Les défauts du moteur à induction

Bien que le moteur à induction à cage d'écureuil soit connu par sa robustesse, il peut parfois posséder différents types de défauts. Ces défauts sont généralement classés en quatre catégories selon la région où ils se produisent [89] :

- ✓ Défauts de roulements.
- ✓ Défauts de rotor.
- ✓ Défauts de stator.
- ✓ Défauts d'excentricité.

Les défauts du stator et du rotor sont dénotés des défauts électriques. Ces défauts sont responsables d'environ 35 à 50 % des défauts affectant le moteur à induction. Les défauts liés au rotor qui sont les plus récurrents, peuvent être définis comme suit [90] :

- ✓ Rupture de barres.
- ✓ Rupture d'une portion d'anneau de court-circuit.

Ces défauts sont principalement causés par des contraintes thermiques, électromagnétiques, résiduelles et/ou dynamiques, la corrosion due à des agents chimiques ou à l'humidité ; des contraintes mécaniques dues à des tôles lâches et des pièces fatiguées.

Pour le stator, deux principaux types de défauts sont pris en compte [91]. Il s'agit de :

- ✓ Court-circuit entre spires.
- ✓ Court-circuit entre phases.

Ces défauts résultent généralement de la dégradation du système d'isolation du stator principalement due à une température élevée dans le noyau ou l'enroulement du stator ; des entretoises lâches pour l'enroulement d'extrémité, des tôles de noyau lâches, des cales d'encoche et des joints ; des contraintes de court-circuit ou de démarrage ; de la contamination par l'huile, l'humidité et la saleté ; des décharges électriques ; des fuites dans les systèmes de refroidissement, etc. [92].

Par ailleurs, parmi les défauts décrits précédemment, nous nous sommes concentrés dans cette étude sur l'analyse du défaut de court-circuit entre spires qui peut affecter le moteur à induction dans la partie statorique.

V.3.1. Modèle de moteur à induction avec défaut

V.3.1.1. Défaut statorique de type court-circuit

Afin de décrire le défaut de court-circuit entre spire du stator, une bobine supplémentaire court-circuitée est introduite dans un axe triphasé d'un moteur à induction dont le nombre de spires n_{cc} est égal au nombre de spires en défaut dans le moteur. Ce bobinage court-circuité à l'origine du champ stationnaire par rapport au stator, crée une situation de défaut. Deux paramètres caractéristiques sont normalement utilisés pour définir ce défaut, à savoir [93], [94] :

Le paramètre de localisation θ_{cc} qui ne peut prendre que les trois valeurs 0 , $2\pi/3$ ou $-2\pi/3$ correspondant respectivement à un court-circuit sur les phases a_s , b_s ou c_s .

Le niveau de défaut η_{cc} qui égal au rapport du nombre de spires en court-circuit sur le nombre total de spires dans une phase statorique sans défaut.

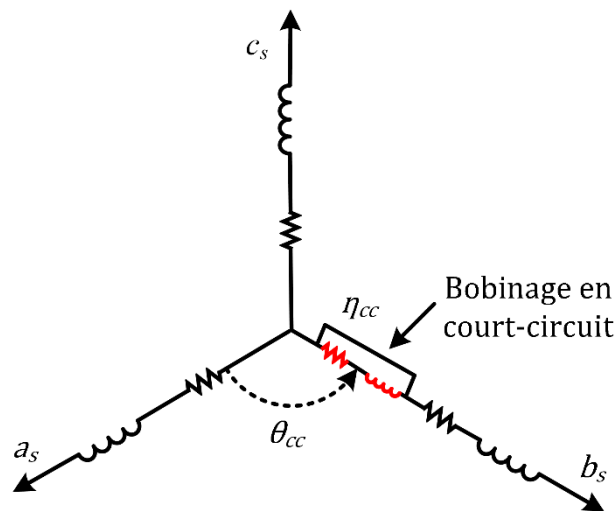


Figure V. 1 : Défaut court-circuit de spires dans la phase b_s du stator.

La figure V. 1 montre un court-circuit de l'enroulement statorique dans la phase b_s . On peut constater que le défaut fait apparaître dans le moteur un nouveau bobinage n_{cc} , dont le nombre de spires est égal au nombre de spires en court-circuit et la direction égale à $2\pi/3$ [93].

V.3.1.1.1. Modélisation dans le repère triphasé

En appliquant les deux paramètres caractéristiques θ_{cc} et η_{cc} au modèle sain de moteur à induction proposé au chapitre deux, le modèle mathématique de moteur à induction avec défaut statorique de type court-circuit peut être exprimé par les équations suivantes [90]:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{V.1})$$

$$0 = [R_r] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{V.2})$$

$$0 = [R_{cc}] i_{cc} + \frac{d}{dt} \phi_{cc} \quad (\text{V.3})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{sc}] i_{cc} \quad (\text{V.4})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{rc}] i_{cc} \quad (\text{V.5})$$

$$\phi_{cc} = [M_{ccs}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{ccr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [L_{cc}] i_{cc} \quad (\text{V.6})$$

Les nouveaux paramètres adoptés par rapport au modèle sain sont définis comme suit [93] :

R_{cc} : est la résistance de court-circuit. Elle est écrite en fonction de la résistance R_s des trois phases statoriques sans défaut.

$$R_{cc} = \eta_{cc} R_s \quad (\text{V.7})$$

i_{cc} et ϕ_{cc} : sont respectivement le courant et le flux de court-circuit.

L_{cc} : est l'inductance de court-circuit.

$$L_{cc} = \eta_{cc}^2 (L_p + L_f) \quad (\text{V.8})$$

Les inductances mutuelles entre le stator, le rotor et les spires court-circuitées dépendent de l'angle du rotor θ_r , désigné comme :

$$[M_{scc}] = \eta_{cc} L_p \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \cos(\theta_{cc} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{cc} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{V.9})$$

$$[M_{rcc}] = \eta_{cc} L_p \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc} - \theta_r) \\ \cos(\theta_{cc} - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{cc} - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{V.10})$$

$$[M_{ccs}] = [M_{scc}]^T \quad \text{et} \quad [M_{ccr}] = [M_{rcc}]^T \quad (\text{V.11})$$

V.3.1.1.2. Modélisation dans le repère diphasé

Comme le montre la figure V. 1, les grandeurs de court-circuit sont localisées sur un axe, leurs projections sur les deux axes α_s et β_s permettent de leur associer des vecteurs stationnaires par rapport au stator [90] :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha_{cc}} \\ i_{\beta_{cc}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} i_{cc}, \quad \begin{bmatrix} \phi_{\alpha_{cc}} \\ \phi_{\beta_{cc}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} \phi_{cc} \quad (\text{V.12})$$

En appliquant les matrices de transformation au modèle de moteur à induction (équations (V.1)-(V.6)), le modèle de moteur en coordonnées $(\alpha\beta)$ peut être exprimé sous la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{V.13})$$

$$0 = R_r \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} - \omega_r P \left(\frac{\pi}{2} \right) \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{V.14})$$

$$0 = R_{cc} \begin{bmatrix} i_{\alpha cc} \\ i_{\beta cc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{\alpha cc} \\ \phi_{\beta cc} \end{bmatrix} \quad (\text{V.15})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix} = L_s \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + M_{sr} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{2}{3}} M_{sr} \eta_{cc} \begin{bmatrix} i_{\alpha cc} \\ i_{\beta cc} \end{bmatrix} \quad (\text{V.16})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} = L_r \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + M_{sr} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{2}{3}} M_{sr} \eta_{cc} \begin{bmatrix} i_{\alpha cc} \\ i_{\beta cc} \end{bmatrix} \quad (\text{V.17})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{\alpha cc} \\ \phi_{\beta cc} \end{bmatrix} = \eta_{cc}^2 L_{cc} Q(\theta_{cc}) \begin{bmatrix} i_{\alpha cc} \\ i_{\beta cc} \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{2}{3}} \eta_{cc} M_{sr} Q(\theta_{cc}) \left(\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \right) \quad (\text{V.18})$$

Avec :

$$Q(\theta_{cc}) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc})^2 & \cos(\theta_{cc}) \sin(\theta_{cc}) \\ \cos(\theta_{cc}) \sin(\theta_{cc}) & \sin(\theta_{cc})^2 \end{bmatrix} \quad (\text{V.19})$$

V.3.1.1.3. Modèle d'état du moteur à induction avec défaut de court-circuit

Pour la simulation, il est nécessaire d'écrire le modèle défectueux en représentation d'état. Le schéma électrique équivalent du moteur à induction avec défaut de court-circuit statorique est illustré à la figure V. 2. D'après ce schéma, le bobinage défectueux devient un simple élément de résistance déséquilibré en parallèle avec l'inductance magnétisante.

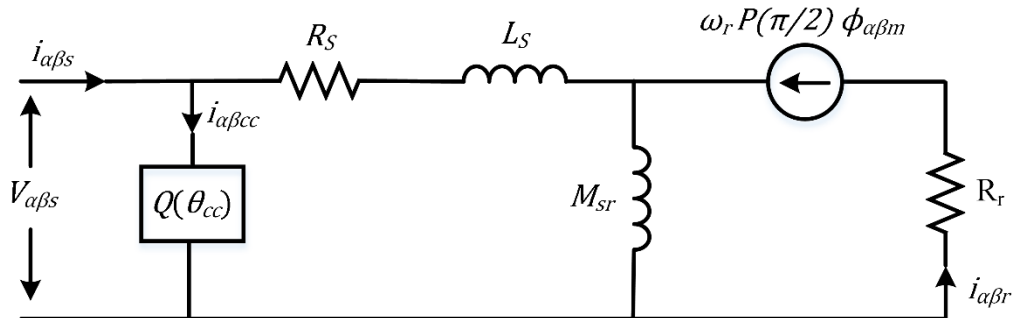


Figure V. 2 : Circuit équivalent d'un moteur à induction avec un défaut de court-circuit statorique dans le repère $\alpha\beta$.

Le modèle continu du moteur à induction avec défaut de court-circuit est représenté alors sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + Bu \\ y = Cx + Du \end{cases} \quad (\text{V.20})$$

Où :

$$x = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta} \quad \omega_r]^T \quad (\text{V.21})$$

$$u = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}]^T \quad (\text{V.22})$$

$$y = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \omega_r]^T \quad (\text{V.23})$$

Les matrices $f(x)$, B et C sont définis comme suit :

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma x_1 + ax_3 + Kpx_4x_5 \\ -\gamma x_2 + ax_4 + Kpx_3x_5 \\ bx_1 - cx_3 - px_4x_5 \\ bx_2 - cx_4 + px_3x_5 \\ d(x_3x_2 - x_4x_1) - \frac{C_r}{J} - \frac{f_v}{J} x_5 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{V.24})$$

Avec :

$$D = \sum_{k=1}^3 \frac{2\eta_{cc}}{3R_s} Q(\theta_{cc}) \quad (\text{V.25})$$

Où :

$$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}, \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_r}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad K = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r}, \quad a = \frac{K}{T_r}, \quad b = \frac{M_{sr}}{T_r}, \quad c = \frac{1}{T_r}, \quad d = \frac{pM_{sr}}{JL_r}$$

V.3.1.1.4. Résultats de simulation

Le modèle du moteur à induction avec défaut développé précédemment fait l'objet d'un test de simulation avec le logiciel Matlab/Simulink. Un couple de charge égal à 2 $N.m$ est exercé à l'instant

Chapitre V : Diagnostic et commande tolérante aux défauts d'actionneur MI de la pompe centrifuge

$t=2$ sec et on introduit à l'instant $t=4$ sec un défaut de type court-circuit sur la phase a_s ce qui correspond à un rapport $\eta_{cc}=0.2$.

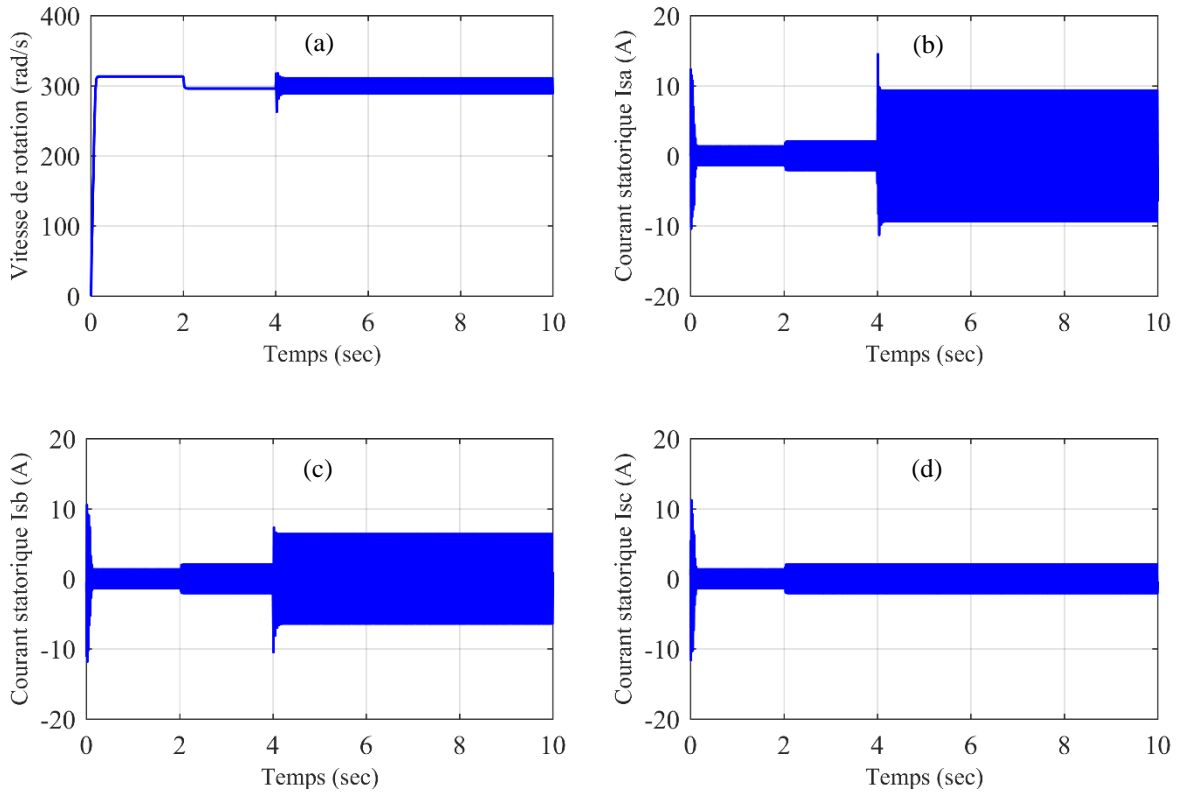


Figure V. 3 : Profils de la vitesse de rotation (ω_r) et les courants statorique (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}) lors d'un défaut de court-circuit.

La figure V. 3 montre le comportement de la vitesse de rotation et des courants statoriques (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}). On constate que lors de l'application d'un défaut de court-circuit à l'instant $t=4$ sec une augmentation des courants dans les phases a_s et b_s respectivement, par contre le courant dans la phase c_s ne semble pas être considérablement influencé par le court-circuit.

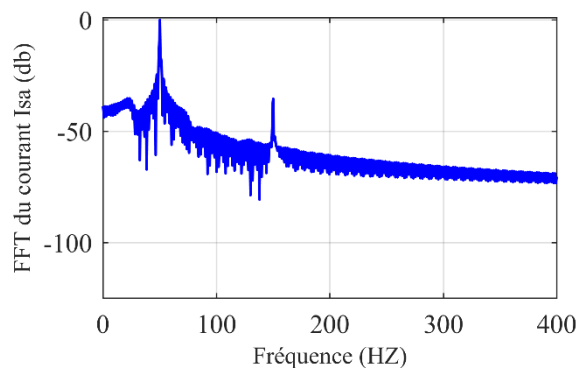


Figure V. 4 : Analyse spectrale de type FFT du courant de ligne lors d'un défaut de court-circuit.

La figure V. 4 indique l'analyse spectrale sur le courant de la phase statorique a_s . On peut clairement constater que l'apparition d'un défaut de court-circuit statorique induisent des composantes harmoniques dans le courant de la ligne a_s .

V.4. Observateurs dédiés au diagnostic des défauts

La méthode de diagnostic à base d'observateurs est largement utilisée pour le développement des techniques FDI. Elle se compose principalement de deux étapes : les résidus sont générés en calculant la différence entre la sortie mesurée du système et la sortie estimée obtenue à partir de l'estimateur du système d'état. Ces résidus doivent servir d'indicateurs fiables du comportement de la machine. Dans la seconde étape, tout écart des résidus par rapport à zéro indique qu'un défaut s'est probablement produit [95].

Définition 1 : Le signal résiduel est un signal présentant les caractéristiques suivantes :

$$\begin{cases} |r(t)| > k \geq 0 & \text{for } f \neq 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} r(t) = 0 & \text{for } f = 0 \end{cases} \quad (\text{V.26})$$

Où :

f : est un défaut du système et r est le signal résiduel.

V.4.1. Observateur par mode glissant

L'observateur par mode glissant a été largement utilisé pour la détection de défauts des systèmes linéaires, ainsi que pour les systèmes non linéaires [95]. Basant sur le modèle du moteur à induction développé dans le repère $(\alpha\beta)$; nous proposons l'observateur par mode glissant dans le cadre du diagnostic de moteur à induction, les mesures dont nous disposons sont la vitesse et les courants statoriques.

L'observateur de mode glissant pour le moteur à induction est défini par les équations (V.27). Celui-ci est une copie du modèle complété par des termes additifs permettant de varier le gain d'observateur [96].

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = -\gamma x_1 + a\hat{x}_3 + pKx_5\hat{x}_4 + \frac{1}{\sigma L_s}V_{s\alpha} + \lambda_1^T I_s \\ \dot{\hat{x}}_2 = -\gamma x_2 + a\hat{x}_4 - pKx_5\hat{x}_3 + \frac{1}{\sigma L_s}V_{s\beta} + \lambda_2^T I_s \\ \dot{\hat{x}}_3 = bx_1 - c\hat{x}_3 - px_5\hat{x}_4 + \lambda_3^T I_s \\ \dot{\hat{x}}_4 = bx_2 - c\hat{x}_4 + px_5\hat{x}_3 + \lambda_4^T I_s \\ \dot{\hat{x}}_5 = d(\hat{x}_3x_2 - \hat{x}_4x_1) - \frac{C_r}{J} - \frac{f_v}{J}x_5 + q_1(x_5 - \hat{x}_5) + \lambda_5^T I_s \end{cases} \quad (\text{V.27})$$

Où :

$$\hat{x} = [\hat{i}_{s\alpha} \ \hat{i}_{s\beta} \ \hat{\phi}_{ra} \ \hat{\phi}_{r\beta} \ \hat{\omega}_r]^T, \quad \hat{y} = [\hat{i}_{s\alpha} \ \hat{i}_{s\beta} \ \hat{\omega}_r]^T \quad (\text{V.28})$$

Avec :

$$\gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_r}, \quad \tau_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad K = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r}, \quad a = \frac{K}{\tau_r}, \quad b = \frac{M_{sr}}{\tau_r}, \quad c = \frac{1}{\tau_r} \text{ et } d = \frac{pM_{sr}}{JL_r}$$

I_s : est un vecteur de commutation.

Les surfaces de glissement que nous utilisons sont : s_1 et s_2 .

$$I_s = \begin{pmatrix} \text{sign}(s_1) \\ \text{sign}(s_2) \end{pmatrix} \text{ et } \begin{cases} s_1 = x_1 - \hat{x}_1 \\ s_2 = x_2 - \hat{x}_2 \end{cases} \quad (\text{V.29})$$

Les matrices lignes sont aussi des gains d'erreur d'observation donc les gains que nous avons à régler sont donc : $\lambda_1^T, \lambda_2^T, \lambda_3^T, \lambda_4^T$, qui sont cinq vecteurs lignes appartenant à R^2 sont calculés de manière à assurer la convergence asymptotique des erreurs d'observation, ils sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} \lambda_1^T \\ \lambda_2^T \end{bmatrix} = Q^{-1} \begin{pmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{pmatrix} \text{ et } Q = \frac{1}{(a^2 + (pKx_5)^2)} \begin{pmatrix} a & -pKx_5 \\ pKx_5 & a \end{pmatrix} \quad (\text{V.30})$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{31} & \lambda_{32} \\ \lambda_{41} & \lambda_{42} \end{bmatrix} = \left[\begin{pmatrix} -c & -px_5 \\ px_5 & -c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} q_3 & 0 \\ 0 & q_4 \end{pmatrix} \right] \begin{pmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{pmatrix} \quad (\text{V.31})$$

$$\begin{bmatrix} \frac{\lambda_{s1}}{\delta_1} & \frac{\lambda_{s2}}{\delta_2} \end{bmatrix} = d[x_2 \quad -x_1] \quad (V.32)$$

Tel que :

$$\begin{cases} \delta_1 \geq |e_3|_{\max} \\ \delta_2 \geq |e_4|_{\max} \end{cases} \text{ et } \begin{cases} q_1 > 0 \\ q_3 > 0 \\ q_4 > 0 \end{cases} \quad (V.33)$$

V.4.1.1. Résultats de simulation

On a effectué un test de simulation du modèle de l'observateur par mode glissant développé dans cette section, afin de montrer le comportement des résidus en absence de défauts.

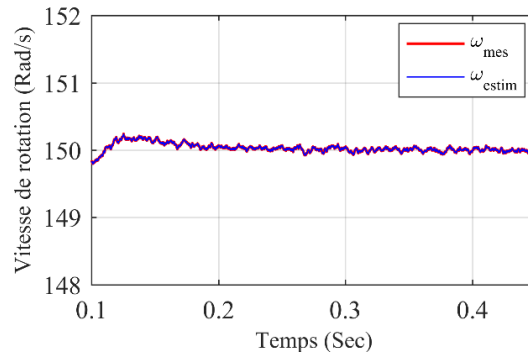


Figure V. 5 : Profil de la vitesse de rotation (ω_r).

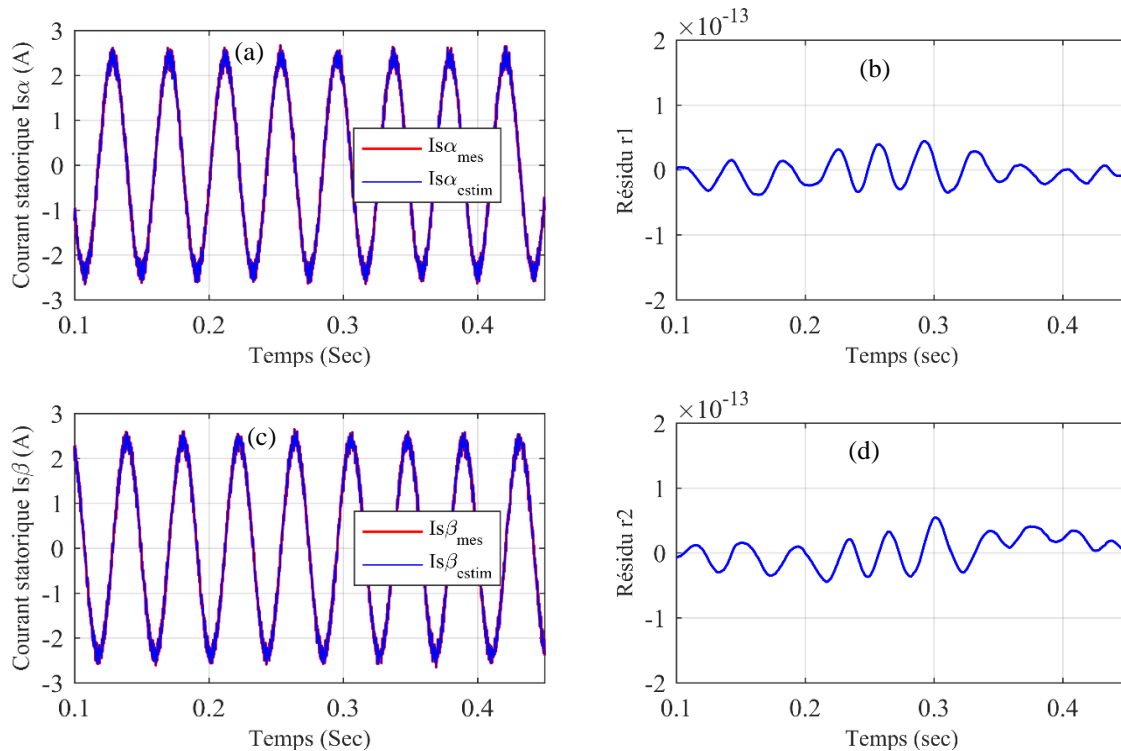


Figure V. 6 : Les courants statorique ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$) et ses résidus en boucle fermée.

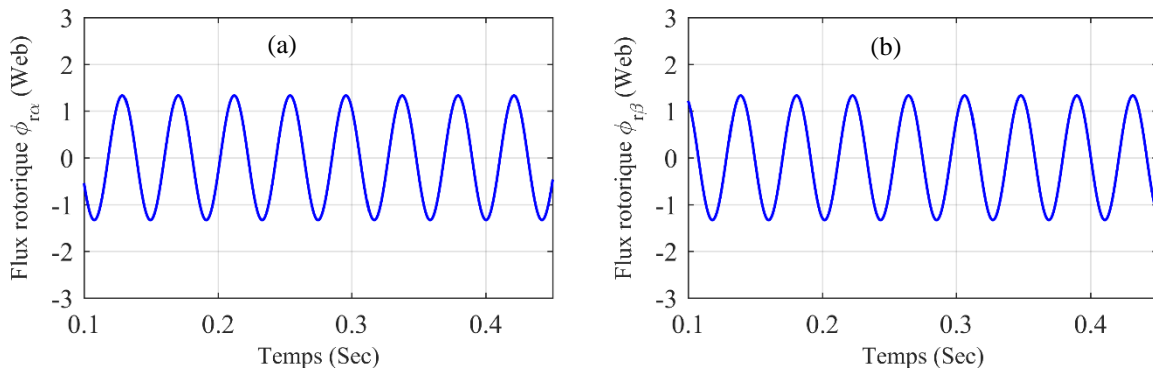


Figure V. 7 : Les flux rotorique (ϕ_{ra} , $\phi_{r\beta}$).

D'après la figure V. 5 on constate que la vitesse estimée suit avec précision sa valeur réelle.

La figure V. 6 montre que les courants statorique (i_{sa} , $i_{s\beta}$) estimés suivent parfaitement leurs grandeurs mesurées. On remarque que les résidus sont nuls en absence de défauts, ce qui montre que les résultats obtenus sont satisfaisants.

La figure V. 7 illustre le comportement du flux rotorique (ϕ_{ra} , $\phi_{r\beta}$).

Dans le deuxième test de simulations, nous introduisons un défaut de court-circuit qui correspond à un rapport $\eta_{cc}=0.2$ à l'instant $t = 4 \text{ sec}$ sur la phase a_s dans le but de vérifier le comportement des résidus lorsqu'un défaut statorique apparaît. On constate que tous les résidus sont sensibles à ce défaut et s'écartent notablement de zéro (figure V. 8).

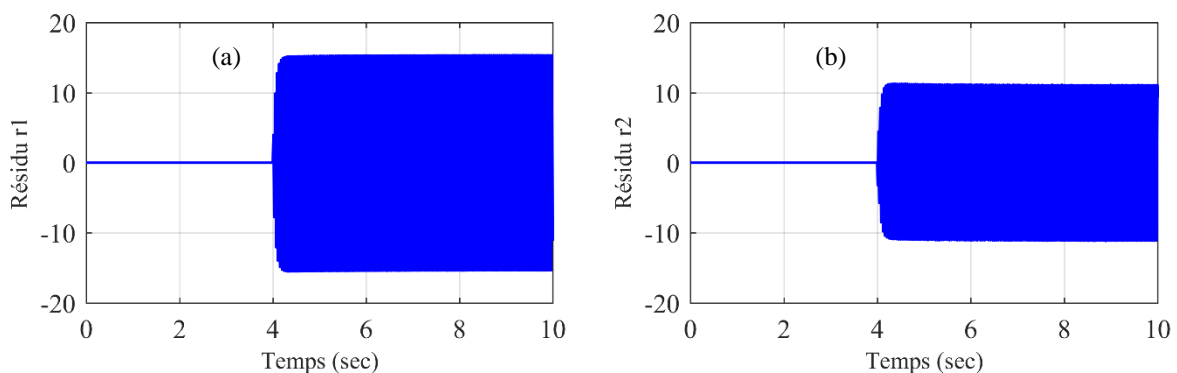


Figure V. 8 : Evolution des résidus de courants (i_{sa} , $i_{s\beta}$) en présence d'un défaut de court-circuit.

V.5. Commande du moteur à induction

V.5.1. Commande robuste par Backstepping

La technique Backstepping est une méthode systématique de conception de contrôle non linéaire, qui peut être appliquée à une large classe de systèmes. Le nom "Backstepping" fait référence à la nature récursive de la procédure de conception. Tout d'abord, seulement un petit sous-système est considéré, pour lequel une loi de contrôle "virtuelle" est construite. Ensuite, la conception est étendue en plusieurs étapes jusqu'à ce qu'une loi de commande pour le système complet ait été construite. Avec la loi de commande, une fonction de Lyapunov pour le système contrôlé est successivement construite. Une caractéristique importante du Backstepping est de permettre de conserver les non-linéarités utiles, qui ont un effet stabilisant [97].

V.5.2. Application du Backstepping au moteur à induction

L'application du Backstepping à la commande du moteur à induction nécessite l'utilisation du modèle calculé par le principe d'orientation du flux rotorique qui a été précédemment établi au chapitre trois par l'équation (III.4). Cela permet d'avoir une structure cascade adaptée au concept de la commande Backstepping, dans lequel chaque étape fournira une référence pour l'étape suivante (figure (III. 4)). De plus, une fonction de Lyapunov est associée à chaque régulateur de cette structure afin garantir la stabilité de l'ensemble du système [98], [99].

La conception du contrôleur Backstepping comprend les deux étapes suivantes :

- **Etape 1**

V.5.2.1. Contrôle du flux et de la vitesse

Dans cette première étape, le but du contrôle consiste à déterminer les courants statorique de références ($i_{sd\ ref}$) et ($i_{sq\ ref}$) de manière à forcer le flux rotorique (ϕ_{rd}) et la vitesse (ω_r) à suivre leurs signaux de références désirés ($\phi_{rd\ ref}$) et ($\omega_{r\ ref}$) respectivement [100].

Les erreurs du flux et de la vitesse sont définies comme suit :

$$\begin{cases} e_1 = \phi_{rd\ ref} - \phi_{rd} \\ e_2 = \omega_{r\ ref} - \omega_r \end{cases} \quad (V.34)$$

La dérivée des deux erreurs est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{\phi}_{rd\ ref} - \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{sd} + \frac{R_r}{L_r} \phi_{rd} \\ \dot{e}_2 = \dot{\omega}_{r\ ref} - \frac{pM_{sr}}{JL_r} \phi_{rd} i_{sq} + \frac{f_v}{J} \omega_r + \frac{p}{J} C_r \end{cases} \quad (V.35)$$

La première fonction de Lyapunov est définie par :

$$V_1 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2) \quad (V.36)$$

La dérivée de cette fonction est donnée par :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \quad (V.37)$$

$$\dot{V}_1 = e_1 \left(\dot{\phi}_{rd\ ref} + \frac{1}{T_r} (\phi_{rd} - M_{sr} i_{sd}) \right) + e_2 \left(\dot{\omega}_{r\ ref} - \frac{pM_{sr}}{JL_r} \phi_{rd} i_{sq} + \frac{f_v}{J} \omega_r + \frac{p}{J} C_r \right) \quad (V.38)$$

Afin que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit définie négative, la commande pour ce premier sous système est donnée par :

$$\begin{cases} i_{sd\ ref} = \frac{T_r}{M_{sr}} \left(\frac{1}{T_r} \phi_{rd} + \dot{\phi}_{rd\ ref} + k_1 e_1 \right) \\ i_{sq\ ref} = \frac{JL_r}{pM_{sr} \phi_{rd}} \left(\frac{f_v}{J} \omega_r + \dot{\omega}_{r\ ref} + \frac{p}{J} C_r + k_2 e_2 \right) \end{cases} \quad (V.39)$$

k_1 et k_2 : sont des constantes positives.

Avec cette structure de commande calculée on assure que le premier sous système soit asymptotiquement stable.

- **Etape2**

V.5.2.2. Contrôle de courant

La deuxième étape est consacrée à la conception des boucles de courant : trouver les commandes (V_{sd}) et (V_{sq}) de manière à ce que les courants statorique (i_{sd}) et (i_{sq}) convergent rapidement vers leurs références souhaitées ($i_{sd\ ref}$) et ($i_{sq\ ref}$) respectivement.

Les erreurs des courants statoriques sont définies comme suit :

$$\begin{cases} e_3 = i_{sdref} - i_{sd} \\ e_4 = i_{sqref} - i_{sq} \end{cases} \quad (V.40)$$

La dérivée des deux erreurs est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = \dot{i}_{sdref} + \left(\frac{R_s}{L_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma} \right) i_{sd} - \omega_s i_{sq} - \left(\frac{1-\sigma}{T_r M_{sr} \sigma} \right) \phi_{rd} - \frac{1}{L_s \sigma} V_{sd} \\ \dot{e}_4 = \dot{i}_{sqref} + \left(\frac{R_s}{L_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma} \right) i_{sq} + \omega_s i_{sd} + \left(\frac{1-\sigma}{M_{sr} \sigma} \right) \omega_r \phi_{rd} - \frac{1}{L_s \sigma} V_{sq} \end{cases} \quad (V.41)$$

De même on a la deuxième fonction de Lyapunov est donnée par :

$$V_2 = \frac{1}{2} (e_3^2 + e_4^2) \quad (V.42)$$

La dérivée de cette fonction est donnée par :

$$\dot{V}_2 = e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 \quad (V.43)$$

Afin que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit définie négative, la commande pour ce deuxième sous système est donnée par :

$$V_{sdref} = \sigma L_s \left(\dot{i}_{sdref} + \left(\frac{R_s}{L_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma} \right) i_{sd} - \omega_s i_{sq} - \left(\frac{1-\sigma}{T_r M_{sr} \sigma} \right) \phi_{rd} + k_3 e_3 \right) \quad (V.44)$$

$$V_{sqref} = \sigma L_s \left(\dot{i}_{sqref} + \left(\frac{R_s}{L_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma} \right) i_{sq} + \omega_s i_{sd} + \left(\frac{1-\sigma}{M_{sr} \sigma} \right) \omega_r \phi_{rd} + k_4 e_4 \right) \quad (V.45)$$

k_3 et k_4 sont des constantes positives sélectionnées pour assurer que la dynamique du courant converge plus rapidement que celles de la vitesse et du flux.

V.5.3. Résultats de simulation

Afin d'évaluer les performances de la commande Backstepping, nous avons effectué un test de simulation qui a donné les résultats suivants :

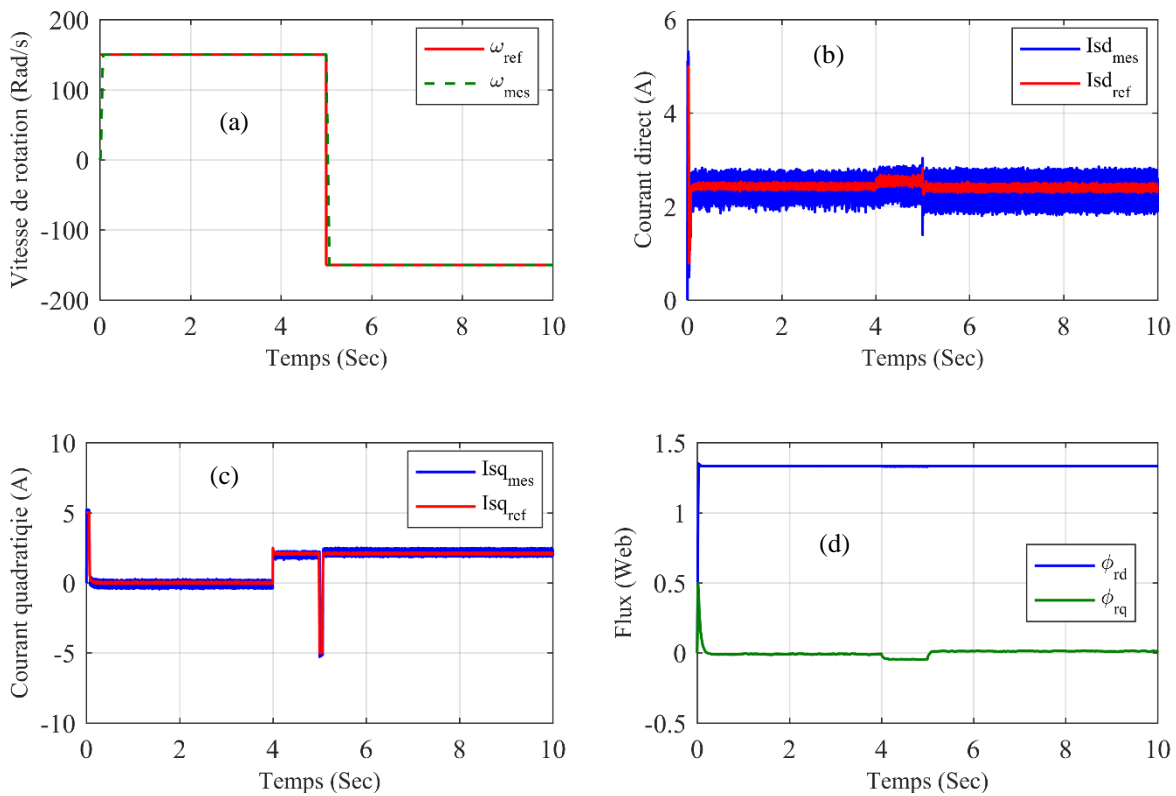


Figure V. 9 : Résultats de simulation de la commande Backstepping.

D'après la figure V. 9, nous constatons bien que la vitesse de rotation (ω_r) suit parfaitement sa référence avec une bonne dynamique ce qui montre l'efficacité de ce régulateur, de même pour les courants (i_{sd} , i_{sq}) ; Le flux (ϕ_{rq}) est nul ce qui montre que le découplage est bien réalisé, on remarque que cette commande rejette l'effet du couple de charge.

V.5.4. Commande robuste par mode glissant

La commande par mode glissant est une méthode efficace pour résoudre le problème complexe du contrôle des systèmes non linéaires incertains. Les principaux avantages de la commande par mode glissant sont sa faible sensibilité aux incertitudes et aux perturbations des paramètres, la convergence en temps fini et sa relative simplicité d'application. Le principe de la commande par mode glissant consiste à forcer les trajectoires du système à atteindre un domaine (appelé surface de glissement) dans un temps fini. Ce domaine est attractif : une fois que la trajectoire du système l'a atteint, il est insensible aux perturbations et aux incertitudes, et la dynamique du système en boucle fermée est liée à la définition de la surface de glissement. La conception d'une loi de commande par mode glissant comporte deux étapes. La première consiste à définir la surface de glissement à partir de l'objectif de contrôle (elle est généralement décrite comme une équation différentielle impliquant la sortie du

système). La deuxième étape consiste à concevoir un contrôle discontinu afin de forcer les trajectoires du système à atteindre et à rester sur la surface de glissement après un temps limité, malgré les incertitudes et les perturbations. L'inconvénient de la commande par mode glissant est le changement soudain et important des variables de commande pendant le processus, ce qui entraîne une forte sollicitation du système à contrôler. Cela conduit également à un broutage des états du système «Chattering» [101], [102].

V.5.4.1. Application de la commande par mode glissant au moteur à induction

La théorie de commande par mode glissant est appliquée au modèle de moteur à induction développée après l'orientation du flux rotorique, de manière à obtenir des surfaces simples. Le schéma de commande proposé est une structure en cascade (figure (III. 4)), dans laquelle quatre surfaces sont nécessaires. Les boucles internes permettent de contrôler les composantes du courant statorique (i_{sd} , i_{sq}), tandis que les boucles externes assurent la régulation de la vitesse de rotation (ω_r) et du flux rotorique (ϕ_{rd}) [103].

Les surfaces de glissement sont choisies comme suit [96] :

$$\begin{cases} s_{(\omega_r)} = \omega_{r\text{ref}} - \omega_r \\ s_{(\phi_d)} = \phi_{rd\text{ref}} - \phi_{rd} \\ s_{(i_{sd})} = i_{sd\text{ref}} - i_{sd} \\ s_{(i_{sq})} = i_{sq\text{ref}} - i_{sq} \end{cases} \quad (\text{V.46})$$

V.5.4.1.1. Réglage du flux

La condition nécessaire pour que les états du système suivent la trajectoire définie par les surfaces de glissement est $\dot{s} = 0$ ce qui nous ramène à définir la commande équivalente du module de flux rotorique de la façon suivante :

$$\dot{s}_{(\phi_d)} = \dot{\phi}_{rd\text{ref}} - \dot{\phi}_{rd} = \dot{\phi}_{rd\text{ref}} + \frac{1}{T_r} (\phi_{rd} - M_{sr} i_{sd}) \quad (\text{V.47})$$

Durant le mode glissant et le régime permanent, nous avons :

$$s_{(\phi_d)} = 0 \Rightarrow \dot{s}_{(\phi_d)} = 0 \quad (\text{V.48})$$

$$i_{sdeq} = \frac{1}{M_{sr}} (T_r \phi_{rdref} + \phi_{rd}) \quad (\text{V.49})$$

Durant le mode de convergence, nous avons :

$$s_{(\phi_d)} \dot{s}_{(\phi_d)} \leq 0 \quad (\text{V.50})$$

Alors nous obtiendrons :

$$i_{sdn} = K_f \text{sign}(s_{(\phi_d)}) \quad (\text{V.51})$$

$$i_{sdref} = i_{sdeq} + i_{sdn} \quad (\text{V.52})$$

V.5.4.1.2. Réglage de vitesse

De même façon, la synthèse de la commande de la vitesse est comme suit :

$$\dot{s}_{(\omega_r)} = \dot{\omega}_{rref} - \dot{\omega}_r \quad (\text{V.53})$$

$$\dot{\omega}_{rref} - \frac{pM_{sr}}{JL_r} \phi_{rd} i_{sq} + \frac{C_r}{J} + \frac{f_v}{J} \omega_r = 0 \quad (\text{V.54})$$

$$i_{sreq} = \frac{L_r}{pM_{sr} \phi_{rd}} (J \omega_{rref} + C_r + f_v \omega_r) \quad (\text{V.55})$$

La commande qui assure l'attractivité est :

$$i_{sqn} = K_\omega \text{sign}(s_{(\omega_r)}) \quad (\text{V.56})$$

$$i_{sqref} = i_{sreq} + i_{sqn} \quad (\text{V.57})$$

V.5.4.1.3. Commande de la composante directe du courant statorique

D'après la dérivée de la surface du courant i_{sd} on peut exprimer la tension du contrôle sur l'axe d .

$$\dot{s}_{(i_{sd})} = \dot{i}_{sdref} - \dot{i}_{sd} \quad (V.58)$$

$$\dot{i}_{sdref} + R_{sm} i_{sd} - \omega_s i_{sq} - \frac{M_{sr}}{T_r L_r} \phi_{rd} - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \quad (V.59)$$

Donc :

$$V_{sdeq} = \sigma L_s \left(\dot{i}_{sdref} + R_{sm} i_{sd} - \omega_s i_{sq} - \frac{M_{sr}}{T_r L_r} \phi_{rd} \right) \quad (V.60)$$

$$R_{sm} = R_s + R_r \left(\frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) \quad (V.61)$$

La forme la plus simple que peut prendre V_{sd} est :

$$V_{sdn} = K_d \text{sign}(s_{(i_{sd})}) \quad (V.62)$$

$$V_{sdref} = V_{sdeq} + V_{sdn} \quad (V.63)$$

V.5.4.1.4. Commande de la composante en quadratique du courant statorique

D'après la dérivée de la surface du courant i_{sq} on peut exprimer la tension du contrôle sur l'axe q [96].

$$\dot{s}_{(i_{sq})} = \dot{i}_{sqref} - \dot{i}_{sq} \quad (V.64)$$

$$\dot{i}_{sqref} + R_{sm} i_{sq} + \omega_s i_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_r \phi_{rd} - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \quad (V.65)$$

$$V_{sqeq} = \sigma L_s \left(\dot{i}_{sqref} + R_{sm} i_{sq} + \omega_s i_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_r \phi_{rd} \right) \quad (V.66)$$

La forme la plus simple que peut prendre V_{sq} est :

$$V_{sqn} = K_q \text{sign}(s_{(i_{sq})}) \quad (V.67)$$

$$V_{sqref} = V_{sqeq} + V_{sqn} \quad (V.68)$$

V.5.4.2. Résultats de simulation

Dans les mêmes conditions prise lors de la commande Backstepping. On a effectué un test de simulation de la commande par mode glissant. Les résultats obtenus sont illustrés dans les allures suivantes :

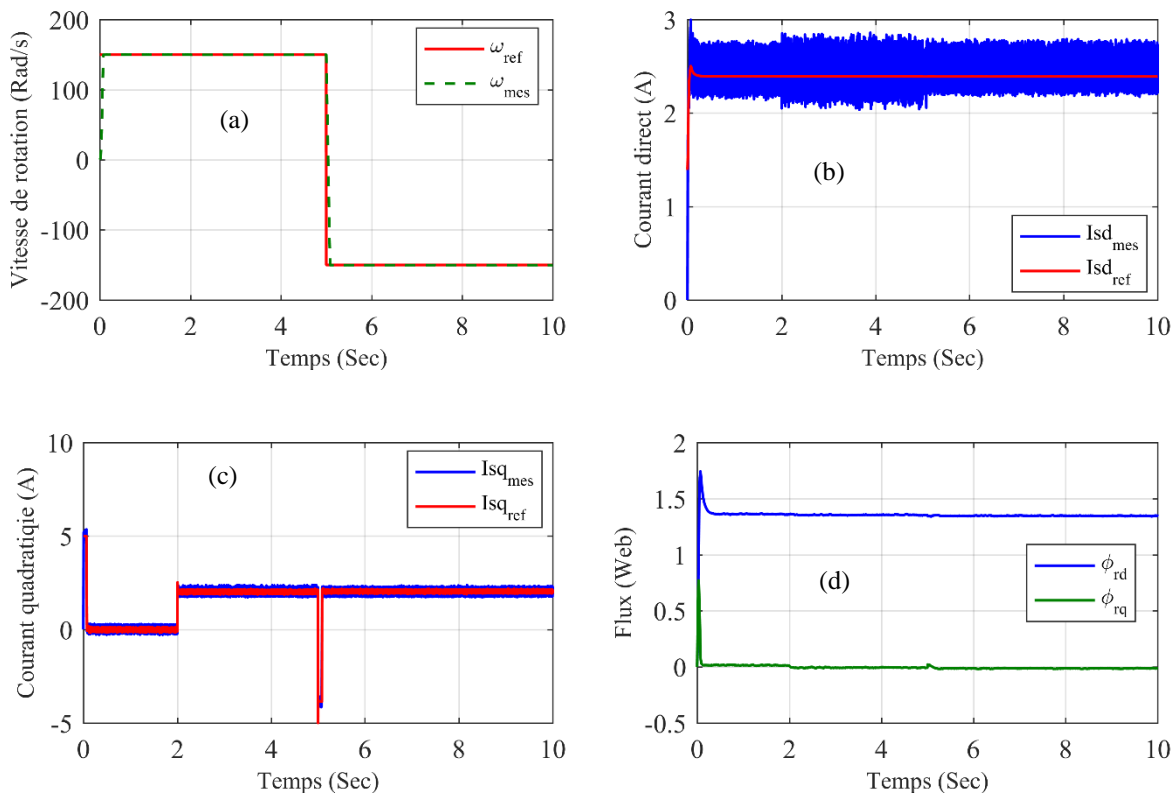


Figure V. 10 : Résultat de simulation de la commande mode glissant.

La figure V. 10 montre que la commande que nous avons développée assure un bon découplage et rejette l'effet du couple de charge, elle assure un temps de réponse très rapide en vitesse. On remarque que les courants (i_{sd}), (i_{sq}) suivent leurs références, mais à cause du phénomène de broutement (chattering) présente quelque oscillation de haute fréquence.

V.6. Commande sans capteur de vitesse du moteur à induction

La mesure précise de la vitesse est une exigence essentielle pour un contrôle robuste et de haute précision des moteurs à induction. La mesure de la vitesse de rotation du MI peut être effectuée à l'aide de capteurs mécaniques et optiques, tels que des tachymètres et des encodeurs optiques.

L'utilisation de ces capteurs implique plus d'électronique, un coût plus élevé, une fiabilité et une robustesse réduite, une augmentation du poids et de la taille et une susceptibilité électrique accrue. De plus, une maintenance régulière est nécessaire. Pour surmonter ces problèmes, l'élimination de ces capteurs a été considérée comme une perspective intéressante. Par conséquent, le développement de la commande sans capteur de vitesse du moteur à induction a fait l'objet de nombreux travaux au cours des dernières décennies. Plusieurs techniques d'estimation de la vitesse ont été proposées. Ainsi, nous présentons dans cette partie de ce chapitre deux méthodes différentes qui permettent l'observation de la vitesse et le flux de la machine, à savoir un observateur Luenberger adaptatif et un observateur adaptatif basé sur la théorie de mode glissant. Notons que les deux observateurs utilisent la technique du MRAS (Model Reference Adaptive System) pour l'estimation de la vitesse [104], [105].

V.6.1. Observateur Luenberger adaptatif

L'observateur de Luenberger élabore une conception relativement simple qui en fait une technique de conception générale attrayante. Cet observateur appartient à la catégorie des observateurs déterministes car il est basé sur un modèle mathématique du système considéré [106].

L'observateur de Luenberger est construit en ajoutant un correcteur d'erreur au modèle du moteur à induction dans un référentiel lié au stator dont les variables d'états sont les deux courants statoriques et les deux flux rotoriques.

Le modèle mathématique du moteur à induction dans un référentiel lié au stator peut se décrire comme suit [107] :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha\beta} \\ \phi_{r\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma I_1 & \delta(I_1/T_r - \omega_r J_1) \\ (M_{sr}/T_r)I_1 & -(I_1/T_r - \omega_r J_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha\beta} \\ \phi_{r\alpha\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (1/\delta L_s)I_1 \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (\text{V.69})$$

Ou sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{V.70})$$

Avec :

$$\delta = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r}, \quad I_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J_1 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{V.71})$$

$$x = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \phi_{r\alpha} & \phi_{r\beta} \end{bmatrix}^T \quad \text{et} \quad y = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} \end{bmatrix}^T \quad (\text{V.72})$$

L'avantage de cette modélisation est que la matrice A dépend seulement de la vitesse de rotation. L'observateur est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = \hat{A}\hat{x} + Bu + G(Cx - C\hat{x}) \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{V.73})$$

Avec :

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} -\gamma I_1 & \delta(I_1/T_r - \hat{\omega}_r J_1) \\ (M_{sr}/T_r)I_1 & -(I_1/T_r - \hat{\omega}_r J_1) \end{bmatrix} \quad (\text{V.74})$$

G : est le gain d'observation.

V.6.1.1. Schéma adaptatif pour l'estimation de la vitesse

Le contrôle adaptatif avec modèle de référence a été principalement développé pour minimiser l'erreur entre la grandeur réelle et la grandeur estimée. Dans notre cas, il est utilisé pour estimer la vitesse mécanique et le flux rotorique en utilisant uniquement les mesures de la tension et du courant statorique. L'approche basée sur le MRAS (Model Reference Adaptive System) utilise deux structures de modèles de machines qui estiment la même variable d'état. Le modèle n'inclut pas la quantité estimée (vitesse rotorique) est considéré comme le modèle de référence, le deuxième est pris comme un modèle ajustable représente l'observateur avec des paramètres ajustables. L'erreur entre les quantités estimées obtenues par les deux modèles est un mécanisme d'adaptation approprié qui produit la vitesse rotorique estimée [108]. Le schéma fonctionnel de cette méthode est présenté dans la figure V. 11.

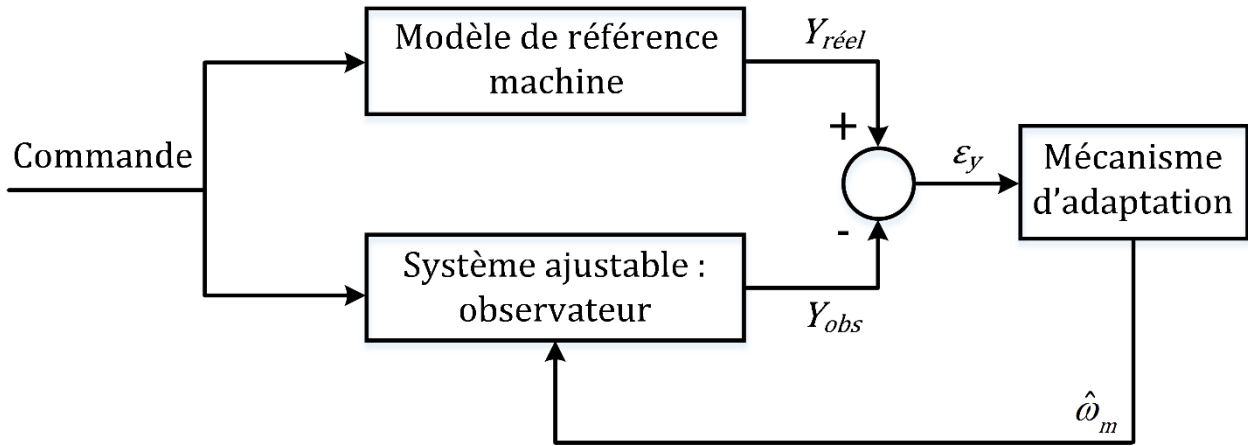


Figure V. 11 : Principe d'un système adaptatif.

L'équation de la vitesse estimée est donnée par [107] :

$$\hat{\omega}_r = K_p (\varepsilon_{i\alpha} \hat{\phi}_{r\beta} - \varepsilon_{i\beta} \hat{\phi}_{r\alpha}) + K_i \int (\varepsilon_{i\alpha} \hat{\phi}_{r\beta} - \varepsilon_{i\beta} \hat{\phi}_{r\alpha}) dt \quad (\text{V.75})$$

Où :

$$\begin{cases} \varepsilon_{i\alpha} = i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ \varepsilon_{i\beta} = i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{V.76})$$

Le choix des paramètres K_i et K_p est arbitraire.

V.6.1.2. Calcul du gain d'observation

Pour s'assurer que l'erreur d'estimation de la vitesse rotorique disparaît avec le temps, on doit sélectionner la matrice de gain d'observation G de sorte que $(A-GC)$ soit asymptotiquement stable. Par conséquent, la matrice de gain d'observation doit être choisie de manière à ce que toutes les valeurs propres de $(A-GC)$ aient des parties réelles négatives.

Pour assurer la stabilité pour toutes les gammes de vitesse, la procédure classique consiste à sélectionner les pôles de l'observateur proportionnels aux pôles du moteur à induction (k la constante de proportionnalité est supérieur ou égal à 1).[73], [107]. La matrice G est définie comme :

$$G = - \begin{bmatrix} g_1 I_1 & g_2 J_2 \\ g_3 I_1 & g_4 J_2 \end{bmatrix} \quad (\text{V.77})$$

Par analogie aux pôles du moteur à induction, on peut déduire les éléments de la matrice G qui sont donnés par :

$$\begin{cases} g_1 = -(k-1)\left(\gamma + \frac{1}{T_r}\right) \\ g_2 = (k-1)\hat{\omega} \\ g_3 = -\frac{(k^2-1)}{\delta} + \left[\gamma - \frac{\delta M_{sr}}{T_r}\right] + \frac{(k-1)}{\delta}\left(\gamma + \frac{1}{T_r}\right) \\ g_4 = -\frac{(k-1)}{\delta}\hat{\omega} \end{cases} \quad (V.78)$$

On constate bien que les éléments de G dépendent de la vitesse estimée.

V.6.1.3. Résultats de simulation

Ce test de simulations est conçu pour l'observateur Luenberger adaptatif avec la commande vectorielle directe (FOC) appliquée au moteur à induction.

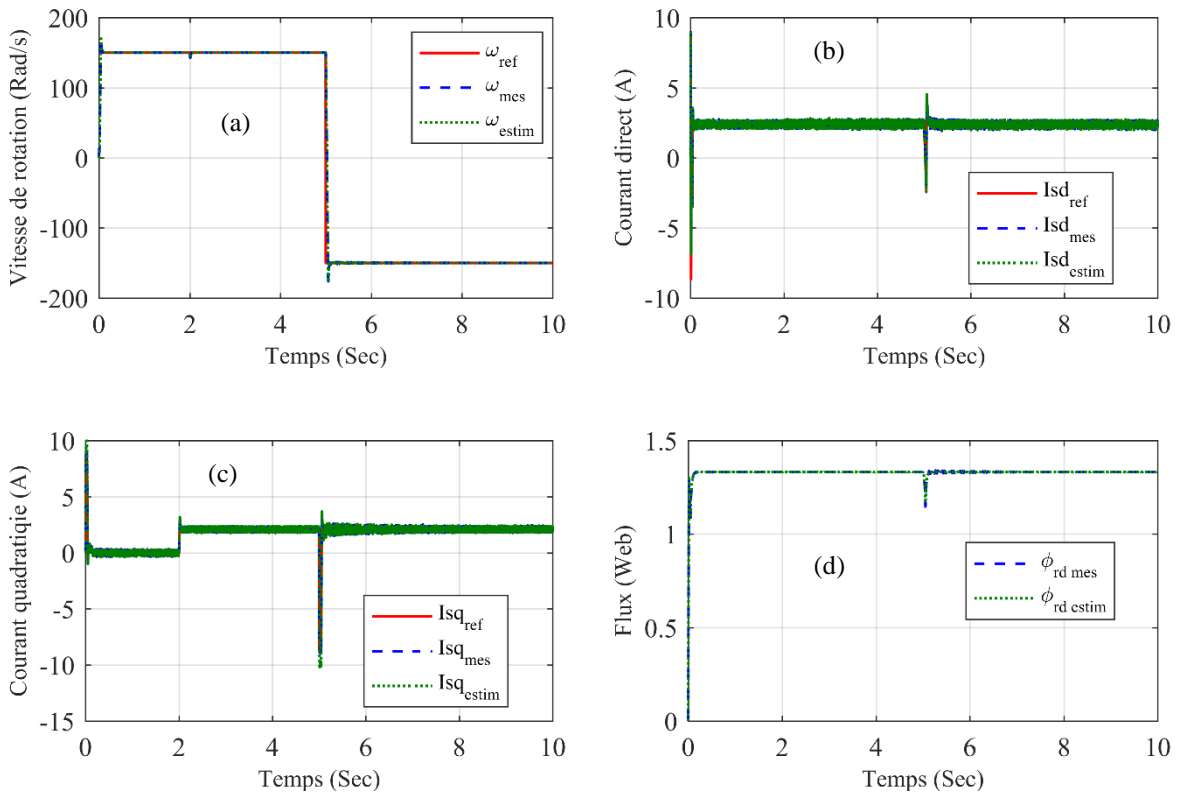


Figure V. 12 : Résultats de simulation de la commande vectorielle directe avec association d'observateur de Luenberger adaptatif.

La figure V. 12 (a) présente le comportement de la vitesse pour la commande vectorielle avec l'observateur Luenberger adaptatif. On constate que la vitesse de rotation estimée suit parfaitement sa référence avec une dynamique souhaitable et elle est égale à la vitesse réelle avec une certaine erreur pendant le régime transitoire. Dès l'application de la charge on remarque un régime transitoire puis la vitesse estimée retrouve sa référence et elle est très proche de la vitesse réelle. On remarque que l'observateur a pu s'adapter lors de l'application de perturbation et il a réagi comme si c'était un capteur réel.

Les figures V. 12. (b), V. 12 (c) et V. 12 (d) montrent les courbes des courants statoriques et des flux rotoriques observés. On voit bien qu'ils sont égaux aux valeurs réelles (simulées) ce qui montre que l'observateur fait son rôle d'observation de ces grandeurs.

V.6.2. Observateur par mode glissant adaptatif du flux rotorique

La robustesse et le bon fonctionnement, deux des principaux avantages offerts par le moteur à induction, peuvent être compromis par la nécessité de fournir des capteurs de vitesse. Dans cette section, un observateur par mode glissant pour l'observation de la vitesse et du flux est décrit. En s'appuyant uniquement sur la mesure du courant statorique.

L'observateur par mode glissant est donné par les équations suivantes [109] :

$$\dot{\hat{x}} = \hat{A}\hat{x} + Bu + K \text{sign}(i_s - \hat{i}_s) \quad (\text{V.79})$$

Où :

K est une matrice de gain qui peut être présentée sous la forme générale :

$$K = \begin{bmatrix} K_1 \\ -LK_1 \end{bmatrix}, \quad K_1 = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix}, \quad L = \begin{bmatrix} l_{11} & l_{12} \\ l_{21} & l_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{V.80})$$

On définit l'erreur d'estimation $e = x - \hat{x}$ et la dérivée de l'erreur est égale :

$$\frac{d}{dt}e = Ae + \Delta A\hat{x} + K\text{sign}(i_s - \hat{i}_s) \quad (\text{V.81})$$

On pose :

$$e = x - \hat{x} = \begin{bmatrix} e_i & e_\phi \end{bmatrix}^T \quad (\text{V.82})$$

$$\begin{cases} e_i = i_s - \hat{i}_s \\ e_\phi = \phi_r - \hat{\phi}_r \end{cases} \quad (\text{V.83})$$

$$\Delta A = \begin{bmatrix} \Delta A_{11} & \Delta A_{12} \\ \Delta A_{21} & \Delta A_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\Delta \hat{\omega} J_1 \delta \\ 0 & \Delta \hat{\omega} J_1 \end{bmatrix} \quad (\text{V.84})$$

Si le mode glissant est atteint (i.e., le gain est assez grand), on peut supposer que :

$$e_i = \frac{d}{dt} e_i = 0 \quad (\text{V.85})$$

Donc, à partir de l'équation (V.81) on obtient :

$$0 = A_{12} e_\phi + \Delta A_{11} \hat{i}_s + \Delta A_{12} \hat{\phi}_r - z \quad (\text{V.86})$$

$$\frac{d}{dt} e_\phi = A_{22} e_\phi + \Delta A_{21} \hat{i}_s + \Delta A_{22} \hat{\phi}_r - Lz \quad (\text{V.87})$$

Où :

$$z = -K_1 \text{sign}(i_s - \hat{i}_s) \quad (\text{V.88})$$

De l'équation (V.86) et (V.87), l'erreur du flux rotorique est obtenue comme suit :

$$\frac{d}{dt} e_\phi = (A_{22} + LA_{12}) e_\phi + (\Delta A_{21} + L\Delta A_{11}) \hat{i}_s + (\Delta A_{22} + L\Delta A_{12}) \hat{\phi}_r \quad (\text{V.89})$$

Si la vitesse est un paramètre connu (mesurer) et qu'aucune autre variation de paramètre n'est prise en considération, on obtient à partir de l'équation (V.89) :

$$\frac{d}{dt} e_\phi = (A_{22} + LA_{12}) e_\phi \quad (\text{V.90})$$

V.6.2.1. Estimation adaptative de la vitesse

Afin de concevoir le mécanisme d'adaptation pour l'estimation de vitesse, On définit la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V = e_\phi^T e_\phi + (\hat{\omega} - \omega)^2 / \lambda \quad (\text{V.91})$$

Avec :

λ : est une constante positive.

La vitesse estimée peut être écrite comme suit :

$$\omega_r = K_p \left(k_1 \text{sign}(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \phi_{r\alpha} - k_2 \text{sign}(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) \phi_{r\beta} \right) + K_i \int \left(k_1 \text{sign}(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \phi_{r\alpha} - k_2 \text{sign}(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) \phi_{r\beta} \right) dt \quad (\text{V.92})$$

L'observateur est asymptotiquement stable selon le théorème de Lyapunov [109].

V.6.2.2. Résultats de simulation

Afin de démontrer l'efficacité de l'observateur mode glissant adaptatif. Un test de simulation a été effectué sous les mêmes conditions que celles de l'observateur Luenberger adaptatif.

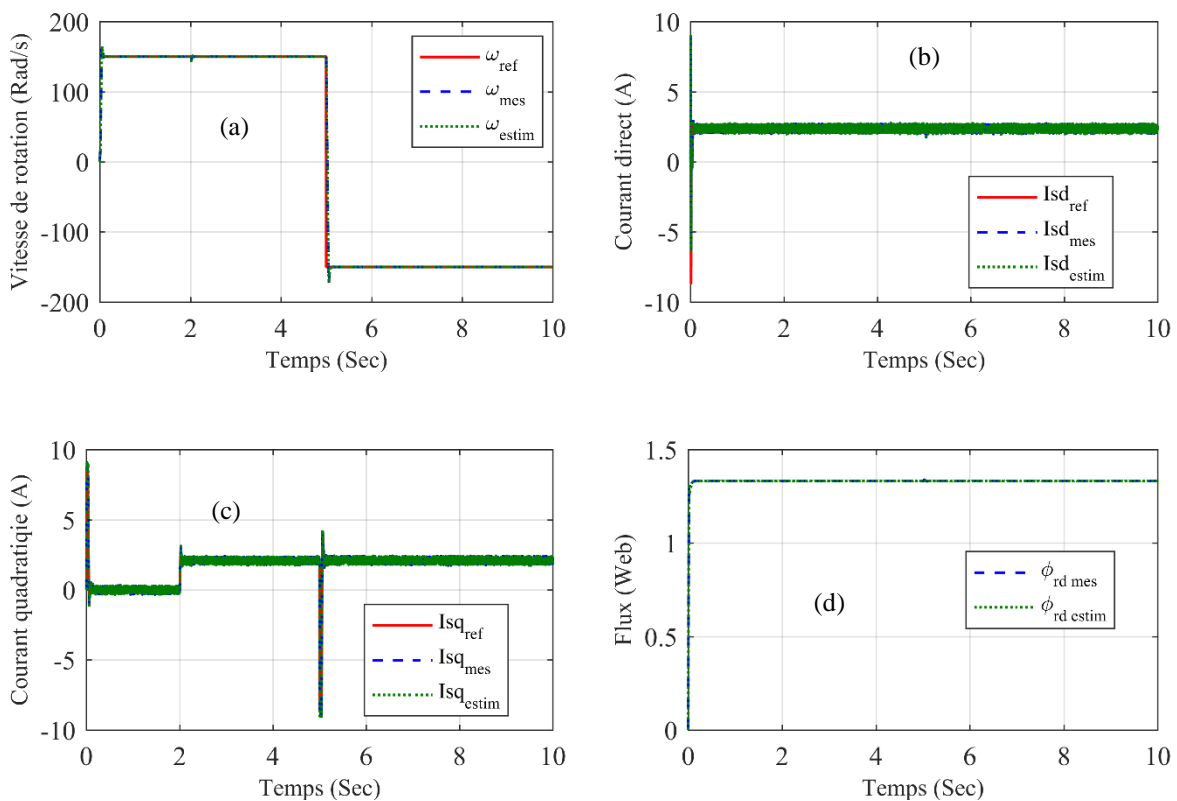


Figure V. 13 : Résultats de simulation de la commande vectorielle directe avec association d'observateur mode glissant adaptatif.

Comme le montre la figure V. 13 (a) On constate que la vitesse de rotation estimée suit parfaitement sa référence avec une dynamique souhaitable et elle égale à la vitesse réelle. Dès

l'application d'un couple de charge on remarque que la vitesse estimée retrouve sa référence et elle est très proche de la vitesse réelle.

Les figures V. 13 (b), V. 13 (c) et V. 13 (d) illustrent les courbes des courants statoriques et des flux rotoriques observés qu'ils sont égaux aux valeurs réelles (simulées) ce qui montre que l'observateur fait son rôle d'observation de ces grandeurs.

V.7. Commande tolérante aux défauts passive du moteur à induction

L'objectif de cette approche consiste à concevoir un algorithme tolérant aux défauts capable de détecter l'apparence d'un défaut statorique de type court-circuit dans le système en boucle fermée, ce qui permet de basculer entre une stratégie de commande conçue pour la condition saine (contrôleur nominal) et une autre stratégie de commande (contrôleur robuste) conçue pour un fonctionnement dans des conditions défectueuses [110].

Il est important de souligner que l'idée d'utiliser un seul contrôleur robuste pour les deux conditions saine et défectueuse est rejetée ici. On suppose que la condition nominale (saine) prévaudrait la plupart du temps. Le contrôleur robuste est activé uniquement lorsqu'un défaut est détecté (si les résidus dépassent certaines limites (seuils)). C'est ce que l'on appelle « la loi de contrôle combinée », donnée par [96] :

$$V = (1 - \lambda)V_h + \lambda V_f \tag{V.93}$$

Où :

V_h : est la loi de contrôle conçue pour la condition normale.

V_f : est la loi du contrôle conçue pour la condition défectueuse.

λ : est la variable booléenne qui sert comme un indicateur de défaut est déterminé d'après le vecteur résiduel r

$\lambda = 0 \rightarrow$ pour la condition normale.

$\lambda = 1 \rightarrow$ pour la condition défectueuse.

Une fois que le signal résiduel est construit, la valeur du variable booléenne mise à 1 d'après le critère :

$$\sup \|r\| \geq \tau_i \tag{V.94}$$

Le schéma bloc de la commande tolérante passive proposée est illustré dans la figure V. 14.

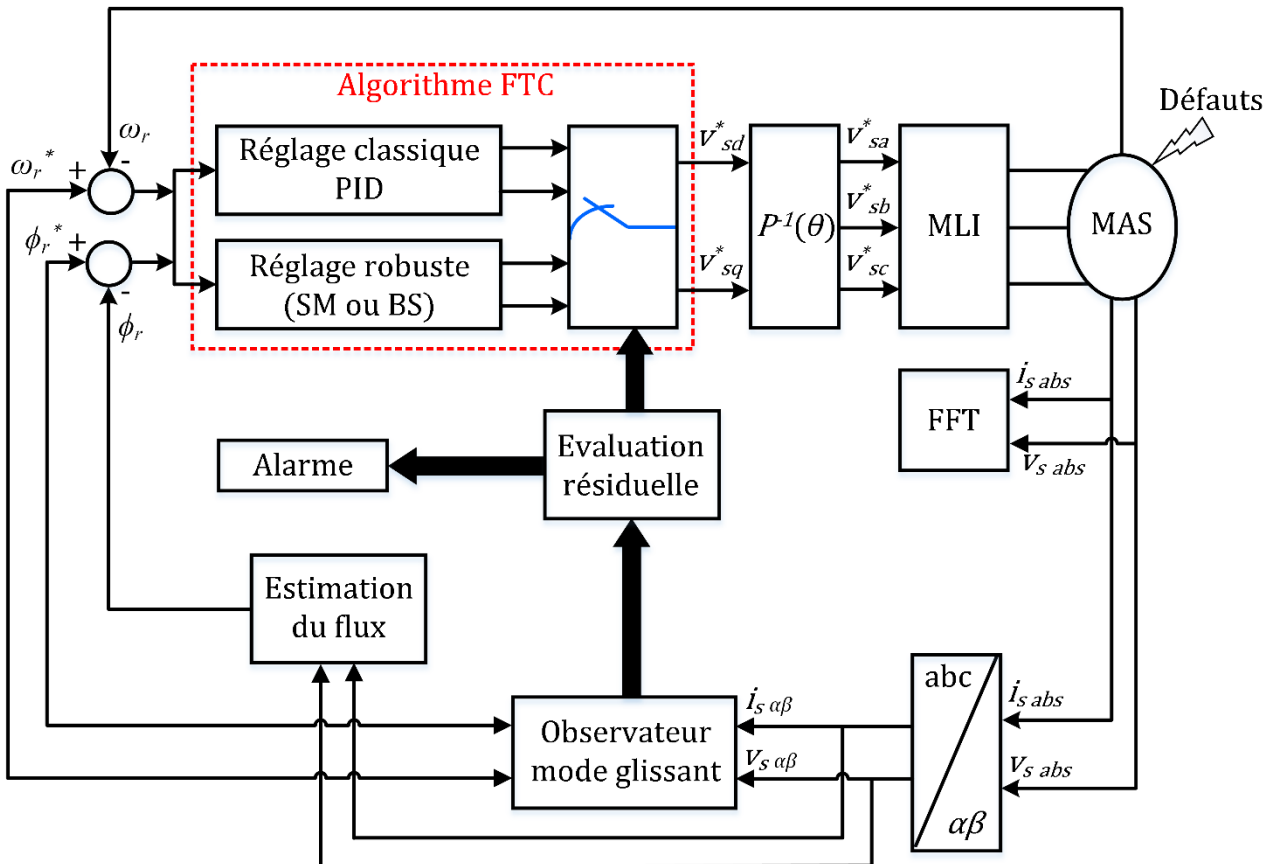


Figure V. 14 : Schéma bloc de FTC passive.

V.7.1. Résultats de simulation

Afin de démontrer l'efficacité de l'algorithme FTC passive proposé. On a introduit un défaut de type court-circuit statorique de rapport $\eta_{cc}=0.2$. Après quelques secondes de l'apparition du défaut, l'algorithme changera la loi de commande et passe du réglage classique au réglage avancé (Backstepping ou mode glissant).

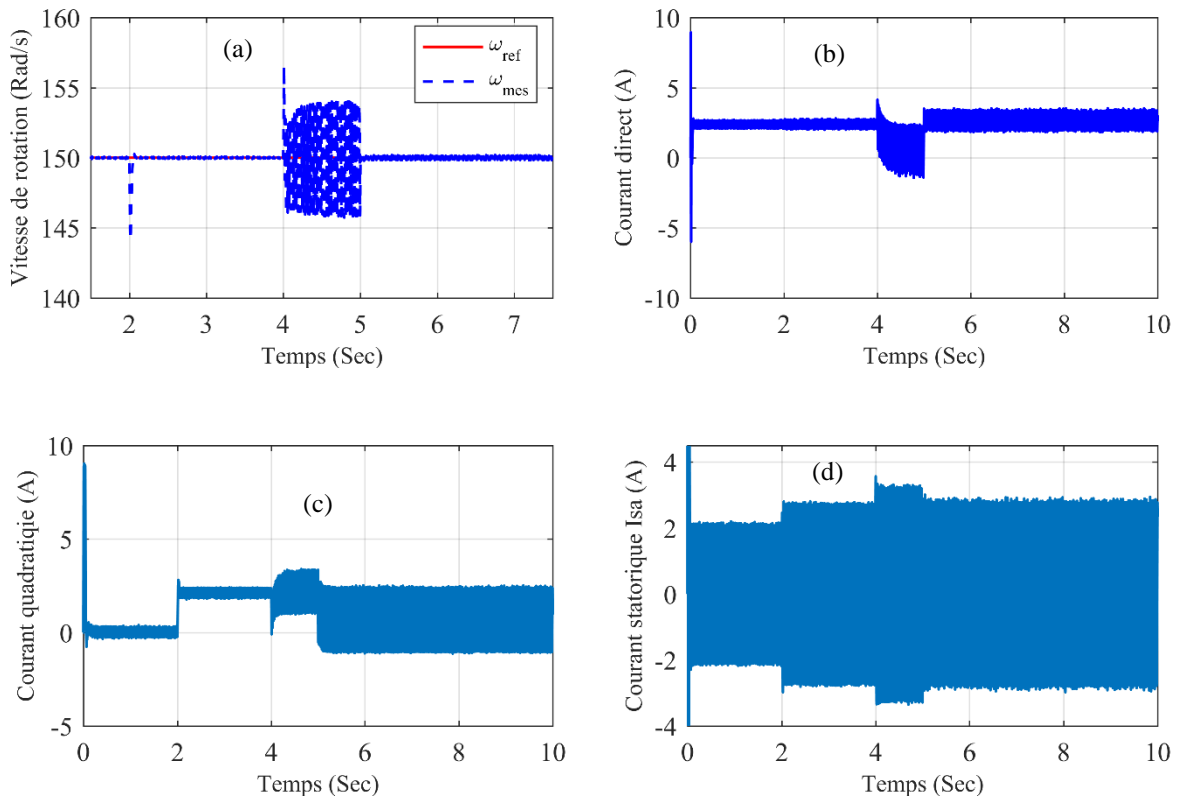


Figure V. 15 : Résultat de simulation de FTC passive avec défaut statorique de type court-circuit.

D'après la figure V. 15 on constate qu'après quelque seconde d'application de défaut un changement entre la stratégie du commande nominale (PI) et le contrôleur robuste mode glissant se produit afin de compenser l'effet de défaut, on remarque que le contrôleur mode glissant est très robuste vis-à-vis au défaut de court-circuit et présente des performances acceptables.

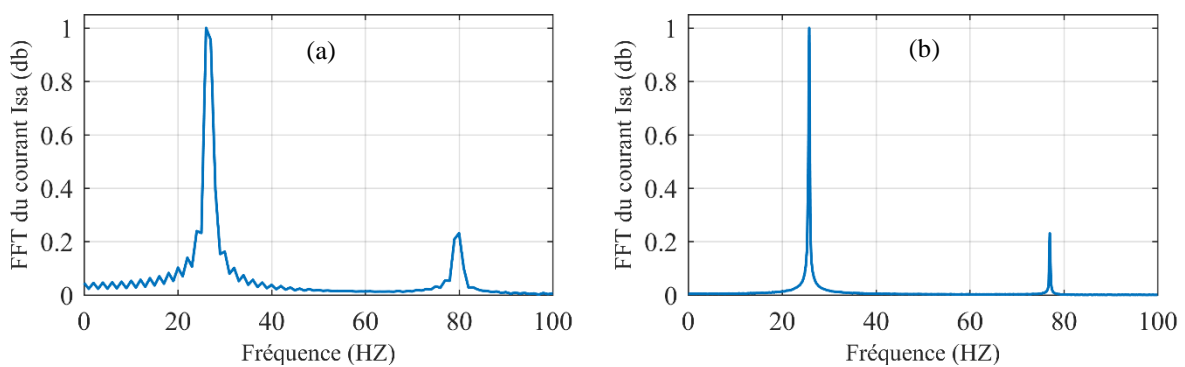


Figure V. 16 : Analyse spectrale du courant de ligne. (a) : avant FTC. (b) : après FTC.

L'analyse spectrale de type FFT montre que les raies autour du fondamental est presque nuls. Ce qui montre l'efficacité de ce contrôleur (figure V. 16).

V.8. Commande tolérante active au défaut capteur

Dans cette approche nous allons présenter, un système de détection, isolation et de correction d'un défaut capteur de vitesse en utilisant un algorithme de vote.

V.8.1. Algorithme de vote (MLV)

L'algorithme MLV (Maximum Likelihood Voting) est basé sur une approche probabiliste. La sortie n'est pas directement liée à la distance entre les entrées, cette méthode est basée sur des coefficients de fiabilité f_i pour chaque entrée afin d'estimer la sortie correcte. Il est basé sur un calcul de séquence décroissante et un arrangement de la probabilité X_j de chaque entrée. La figure V. 17 montre le principe de l'algorithme de vote [111], [112].

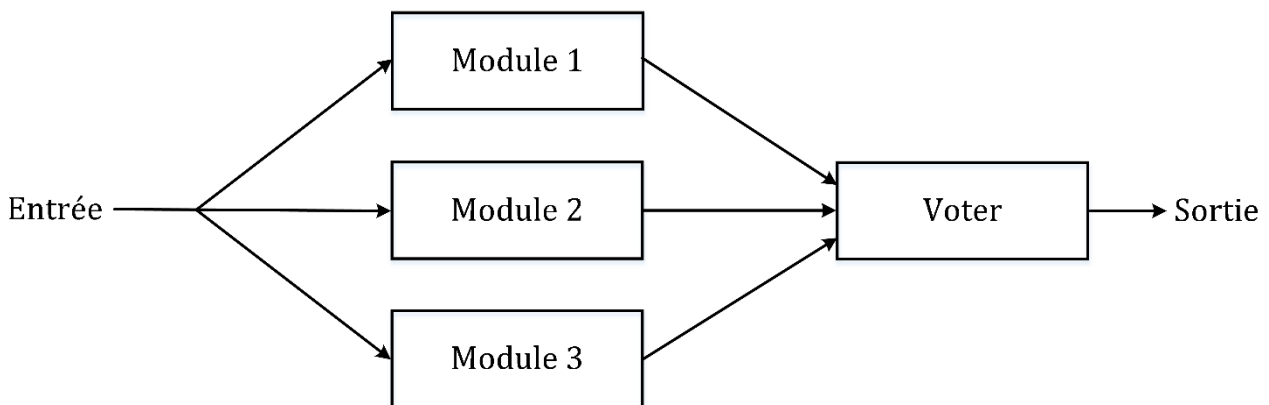


Figure V. 17 : Schéma de principe de l'algorithme de vote.

En effet, pour un capteur de vitesse sain, X_j a la valeur maximale. En cas de défaillance d'un capteur de vitesse et si X_j de l'observateur mode glissant adaptative est supérieure à X_j de l'observateur Luenberger adaptative, l'estimation de la vitesse basée sur l'observateur mode glissant adaptative (ASMO) est sélectionnée ; sinon, l'estimation de la vitesse basée sur l'observateur de Luenberger adaptative (ALUO) est sélectionnée. La probabilité de chaque sortie est calculée par la loi suivante :

$$X_j = \frac{\prod_{i=1}^N \Delta_j(i)}{\sum_{k=1}^N \prod_{i=1}^N \Delta_k(i)} \quad (\text{V.95})$$

Avec :

$$\Delta_j(i) = \begin{cases} f_j & \text{Si } |X_i - X_j| < D_{\max} \\ \frac{1 - f_i}{N - 1} & \text{Si non} \end{cases} \quad (\text{V.96})$$

Où :

N : est le nombre d'entrées.

D_{\max} : est un seuil à fixer autour de l'entrée de référence X_j .

Plusieurs tests de simulation ont été effectués afin de déterminer la fiabilité de chaque version (capteur ou observateurs) nécessaire à l'algorithme MLV et en comparant les deux observateurs en fonction du niveau de vitesse et du comportement de chaque observateur en boucle fermée. Donc nous donnons la fiabilité de chaque version (capteur et observateur) comme suit :

- ✓ Capteur de vitesse : son coefficient de fiabilité est fixé à $f_1=0.99$ sur toute la plage de vitesses.
- ✓ Observateur mode glissant adaptatif : son coefficient de fiabilité est fixé à $f_2=0.96$ sur toute la plage de vitesse
- ✓ Observateur de Luenbeurger adaptatif : son coefficient de fiabilité change de $f_3=0.92$ en basse vitesse a $f_3=0.96$ pour les hautes vitesses.

V.8.2. Résultats de simulation

Afin de prouver l'efficacité de l'algorithme de vote, on a effectué un test de simulation dans les conditions suivantes : trois valeurs de vitesse ont été imposées (essai en forme d'escalier), un défaut de capteur de vitesse a été introduit à l'instant $t=4 \text{ sec}$. Les résultats obtenus sont illustrés dans les figures suivantes :

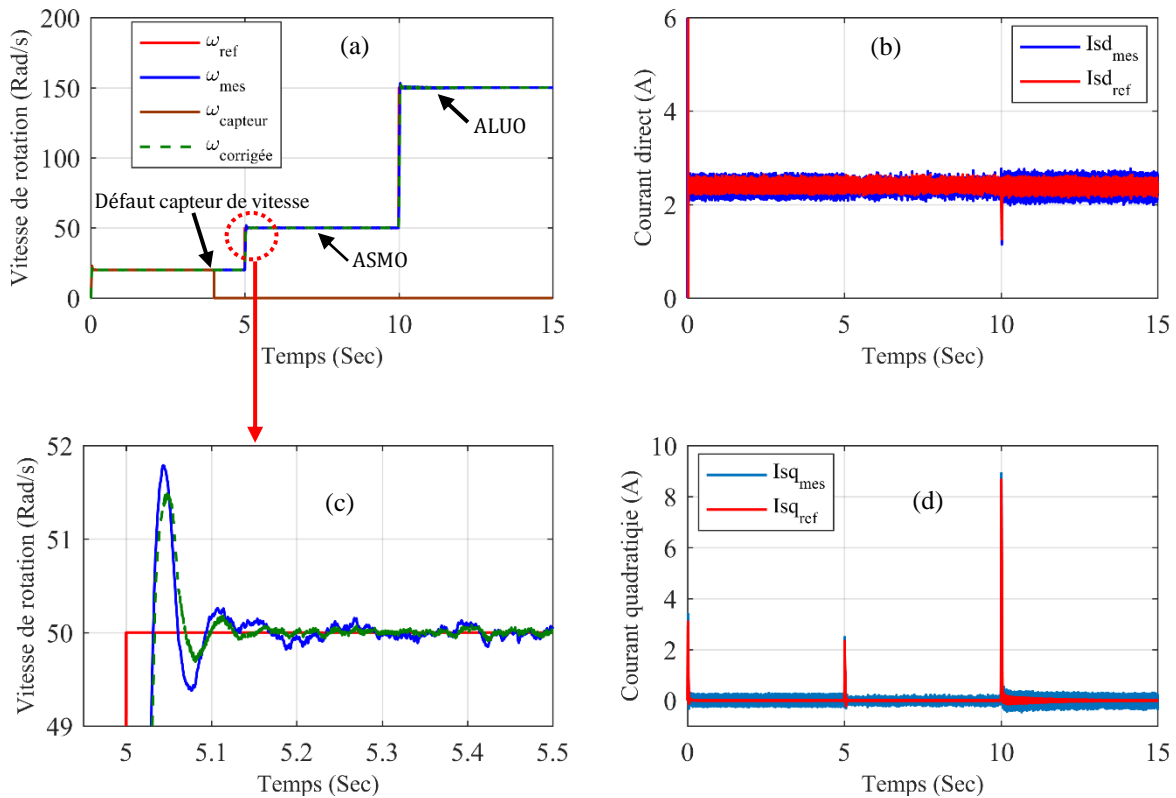


Figure V. 18 : Résultat de simulation de l’algorithme de vote.

D’après la figure V. 18 on remarque que dès l’application d’un défaut de capteur de vitesse, la sortie sera choisie selon la plage de fonctionnement de la vitesse. Dans notre cas la sortie choisie et l’observateur mode glissant adaptatif pour la basse vitesse et Luenbeurger adaptatif pour les hautes vitesses.

V.9. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons élaboré le diagnostic à base d’observateurs et la commande tolérante aux défauts (FTC) du moteur à induction qui actionne la pompe centrifuge. Où on a développé des outils de commande et de diagnostic nécessaire. Dans un premier lieu on a présenté un modèle de simulation du moteur à induction à cage d’écureuil en présence de défaut de court-circuit statorique. Ce modèle nous a permis de tester un observateur par mode glissant dédié au diagnostic que nous avons synthétisé. En outre des tests de simulation ont été présenté pour un moteur inséré dans une boucle de régulation en deux situations (sain et en défaut). Ainsi que nous avons présenté deux observateurs (Luenberger adaptatif et mode glissant adaptatif) pour l’estimation de flux pour mettre en œuvre la commande vectorielle sans capteur de vitesse. Enfin, deux approches de commande tolérante aux défauts (passive et active) ont été élaborées. Dans l’approche passive nous

Chapitre V : Diagnostic et commande tolérante aux défauts d'actionneur MI de la pompe centrifuge

avons développé un algorithme qui peut détecter l'apparition du défaut statorique et reconfigure la loi de commande en appliquant l'une des deux commandes robustes étudiées (mode glissant et Backstepping). Dans l'approche active nous avons synthétisé un algorithme spécifique de détection, l'isolation et la correction des défauts de capteur de vitesse. Où on a utilisé un algorithme qui permet de sélectionner l'observateur adéquat afin de remplacer le capteur physique. Les résultats de simulation ont montré la validité de ces approches pour différents scénarios.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale et perspectives

Le travail présenté dans cette thèse porte sur le diagnostic et commande tolérante dans les systèmes de dessalement d'eau. L'objectif était la mise en œuvre d'une chaîne complète alimentée en énergie photovoltaïque (PV) et étudier l'apport d'un contrôle robuste sur le système en général.

Dans le premier chapitre nous avons donné une idée générale sur le problème de la pénurie d'eau douce dans le monde, ensuite nous avons présenté le processus de dessalement qui est la meilleure solution pour y remédier et l'évolution de ce processus au cours des dernières décennies. Ensuite nous avons présenté un état de l'art sur les différents procédés de dessalement d'eau où la technologie RO nous a apparue comme la meilleure solution. Le processus a été décrit avec précision. Nous constatons que les grandeurs que nous devons contrôler et maîtriser c'est le débit d'alimentation, la pression du système et le débit de perméat.

Dans le deuxième chapitre on a présenté la configuration d'un système de dessalement par osmose inverse alimenté par un générateur photovoltaïque (GPV) autonome. La modélisation dynamique des différents constituants de cette chaîne est développée, qui contient une source d'énergie photovoltaïque, un moteur à induction associé à une pompe centrifuge et une unité de membrane RO. Cette modélisation est un passage obligatoire pour concevoir des lois de commande performants, elle nous permet de simuler la chaîne globale de dessalement par osmose inverse d'en déduire les lois de commande en manipulant les équations décrivant le comportement de ses différents éléments.

Chapitre trois a été consacré aux développements des différentes stratégies de commande pour le contrôle de chaque élément constituant la chaîne de dessalement par osmose inverse séparément. Dans le but d'agir sur le flux d'eau à la sortie de la membrane et maintenir le fonctionnement du système RO à la vitesse de flux de dérivation et à la vitesse de flux du rétentat au point de consigne souhaité plusieurs lois de commande linéaires et non linéaires ont été proposées. On a introduit le principe de la commande MPPT du générateur photovoltaïque basée sur l'algorithme P&O, après la commande vectorielle du moteur à induction avec orientation du flux. Mise en évidence l'accouplement entre le moteur MI et la pompe centrifuge. On constate que les résultats obtenus par simulation sont satisfaisants. Pour parier au non linéarité de la membrane RO des solutions ont été envisagés. La première solution consiste à linéariser le système autour d'un point de fonctionnement qui est le nœud stable du système, ou on a appliqué la commande linéaire par retour d'état. La deuxième solution est basée sur le développement des stratégies de commandes non linéaire tel que la commande mode glissant d'ordre un et l'algorithme de super-twisting. Les commandes qu'on a

développées ont été utilisées par la suite pour la simulation de la chaîne globale, et testé la robustesse avec plusieurs scénarios.

Dans le quatrième chapitre, nous avons présenté les résultats de simulation de la chaîne globale de dessalement par osmose inverse. Chaque partie de cette architecture a été munie de son propre contrôleur. Les algorithmes de contrôle avancés ont été développés essentiellement pour un rendement plus élevé et une exploitation plus rentable, ainsi que pour permettre de maintenir le fonctionnement du système RO (débit d'alimentation, pression du système, débit de permeat) à des points de consigne spécifiques qui peuvent varier dans le temps en raison de la modification de la qualité de l'eau d'alimentation. L'architecture globale a été implémentée dans MATLAB/ Simulink. Les performances des lois de commande proposées pour le système RO sont analysées sous plusieurs conditions telles que les conditions nominales et avec des incertitudes causées par des variations paramétriques ou l'ajout de bruit de mesures. Les résultats présentés issus de la simulation pour les lois de commandes proposées sont très satisfaisants. Ce qui permet de valider l'efficacité de notre approche.

Le développement et l'application des algorithmes de commande tolérante aux défauts d'actionneur MI de la pompe centrifuge a fait l'objet du cinquième chapitre. Dans un premier lieu, on a présenté le modèle de simulation du moteur à induction en présence de défaut court-circuit dans le stator et on a développé un observateur mode glissant a servi comme moyen pour le diagnostic des défauts par la génération des vecteurs de résidus. Ces vecteurs de résidus ont été testé sous différentes situations (avec et sans défauts). Ensuite, on a implémenté deux types de commande robustes : Backstepping et mode glissant. Ainsi que nous avons présenté les structures des observateurs utilisés pour mettre en œuvre la commande vectorielle sans capteur de vitesse. Enfin on a présenté une architecture FTC passive permet de reconfigurer la loi de commande pour un défaut moteur de type court-circuit statorique et une commande tolérante aux défauts active pour un défaut de capteurs de vitesse où l'algorithme de vote nous a permis de sélectionner l'observateur adéquat pour une telle vitesse désirée. Les résultats de simulation présentés nous permettent d'affirmer qu'on cas de défaut sur le moteur notre système permet de conserver sa stabilité et assure la continuité de service qui est un point crucial dans un processus industriel.

En dépit des développements effectués et les résultats obtenus, de nombreuses perspectives à ce travail peuvent être envisagées :

- ✓ Il s'agit tout d'abord de proposer des moyens de stockage de l'énergie qui peuvent apporter des améliorations aux systèmes de dessalement par osmose inverse fonctionnant avec l'énergie photovoltaïque.
- ✓ Du point de vue de la commande, la conception de nouvelles méthodes de commande robustes avec observateur reste un sujet ouvert pour obtenir de très bonnes performances pour les systèmes de dessalement par osmose inverse (RO) et réduire l'aspect énergétique.
- ✓ Élaborer des nouvelles approches de commande tolérante active et passive pour la détection, l'isolation et la correction des défauts qui peuvent produits au niveau de la chaîne de dessalement par osmose inverse (RO).
- ✓ Validation expérimentale de la chaîne globale de dessalement par osmose inverse.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] B. L. Pangarkar, M. G. Sane, et M. Guddad, « Reverse osmosis and membrane distillation for desalination of groundwater: a review », *ISRN Mater. Sci.*, vol. 2011, 2011.
- [2] S. F. Anis, R. Hashaikeh, et N. Hilal, « Reverse osmosis pretreatment technologies and future trends: A comprehensive review », *Desalination*, vol. 452, p. 159–195, 2019.
- [3] **M. Zebbar, Y. Messlem, A. Gouichiche, et M. Tadjine, « Super-twisting sliding mode control and robust loop shaping design of RO desalination process powered by PV generator », *Desalination*, vol. 458, p. 122–135, 2019.**
- [4] H. Sharon et K. S. Reddy, « A review of solar energy driven desalination technologies », *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 41, n° Supplement C, p. 1080-1118, janv. 2015, doi: 10.1016/j.rser.2014.09.002.
- [5] UN-Water, « Scarcity », *UN-Water*. <https://www.unwater.org/water-facts/scarcity/> (consulté le mai 14, 2020).
- [6] L. F. Greenlee, D. F. Lawler, B. D. Freeman, B. Marrot, et P. Moulin, « Reverse osmosis desalination: water sources, technology, and today's challenges », *Water Res.*, vol. 43, n° 9, p. 2317–2348, 2009.
- [7] N. Voutchkov, « Energy use for membrane seawater desalination—current status and trends », *Desalination*, vol. 431, p. 2–14, 2018.
- [8] J. Nriagu, F. Darroudi, et B. Shomar, « Health effects of desalinated water: Role of electrolyte disturbance in cancer development », *Environ. Res.*, vol. 150, p. 191–204, 2016.
- [9] H. Frank, E. Rahav, et E. Bar-Zeev, « Short-term effects of SWRO desalination brine on benthic heterotrophic microbial communities », *Desalination*, vol. 417, p. 52–59, 2017.
- [10] N. C. Darre et G. S. Toor, « Desalination of water: a review », *Curr. Pollut. Rep.*, vol. 4, n° 2, p. 104–111, 2018.
- [11] E. DeNicola, O. S. Aburizaiza, A. Siddique, H. Khwaja, et D. O. Carpenter, « Climate change and water scarcity: the case of Saudi Arabia », *Ann. Glob. Health*, vol. 81, n° 3, p. 342–353, 2015.
- [12] A. M. Blanco-Marigorta, A. Lozano-Medina, et J. D. Marcos, « The exergetic efficiency as a performance evaluation tool in reverse osmosis desalination plants in operation », *Desalination*, vol. 413, p. 19–28, 2017.
- [13] M. Laissaoui, P. Palenzuela, M. A. S. Eldean, D. Nehari, et D.-C. Alarcón-Padilla, « Techno-economic analysis of a stand-alone solar desalination plant at variable load conditions », *Appl. Therm. Eng.*, vol. 133, p. 659–670, 2018.

- [14] N. Shekarchi et F. Shahnian, « A comprehensive review of solar-driven desalination technologies for off-grid greenhouses », *Int. J. Energy Res.*, vol. 43, n° 4, p. 1357–1386, 2019.
- [15] M. S. Islam, A. Sultana, A. H. M. Saadat, M. Shammi, et M. K. Uddin, « Desalination technologies for developing countries: A review », *J. Sci. Res.*, vol. 10, n° 1, p. 77–97, 2018.
- [16] A. Subramani et J. G. Jacangelo, « Emerging desalination technologies for water treatment: a critical review », *Water Res.*, vol. 75, p. 164–187, 2015.
- [17] A. Al-Othman, N. N. Darwish, M. Qasim, M. Tawalbeh, N. A. Darwish, et N. Hilal, « Nuclear desalination: A state-of-the-art review », *Desalination*, vol. 457, p. 39–61, 2019.
- [18] J. E. Miller, « Review of water resources and desalination technologies », *Sandia Natl. Lab. Albuquerque, NM*, vol. 49, p. 2003–0800, 2003.
- [19] M. Shatat et S. B. Riffat, « Water desalination technologies utilizing conventional and renewable energy sources », *Int. J. Low-Carbon Technol.*, vol. 9, n° 1, p. 1–19, 2014.
- [20] H. J. Krishna, « Introduction to desalination technologies », *Tex. Water Dev.*, vol. 2, 2004.
- [21] A. M. El-Nashar, « Desalination with renewable energy—A review », *Desalination Water Resour. DESWARE Renew. Energy Syst. Desalination*, vol. 1, p. 88–160, 2010.
- [22] G. Kang et Y. Cao, « Development of antifouling reverse osmosis membranes for water treatment: a review », *Water Res.*, vol. 46, n° 3, p. 584–600, 2012.
- [23] M. Qasim, M. Badrelzaman, N. N. Darwish, N. A. Darwish, et N. Hilal, « Reverse osmosis desalination: A state-of-the-art review », *Desalination*, vol. 459, p. 59–104, 2019.
- [24] L. K. Wang, J. P. Chen, Y.-T. Hung, et N. K. Shamma, *Membrane and desalination technologies*, vol. 13. Springer, 2008.
- [25] Y.-N. Wang et R. Wang, « Reverse Osmosis Membrane Separation Technology », in *Membrane separation principles and applications*, Elsevier, 2019, p. 1–45.
- [26] M. L. Broggi, « Water desalination and purification using renewable energy technologies », 2013.
- [27] J. Kucera, *Reverse Osmosis: Design, Processes, and Applications for Engineers*. Salem, Mass. : Hoboken, N.J: John Wiley & Sons, 2010.
- [28] J. Bundschuh, A. Figoli, et J. Hoinkis, *Membrane technologies for water treatment : removal of toxic trace elements with emphasis on arsenic, fluoride and uranium*. CRC Press/Balkema, 2016.
- [29] P. Pal, J. Sikder, S. Roy, et L. Giorno, « Process intensification in lactic acid production: A review of membrane based processes », *Chem. Eng. Process. Process Intensif.*, vol. 48, n° 11-12, p. 1549–1559, 2009.

- [30] U. M. Aliyu, S. Rathilal, et Y. M. Isa, « Membrane desalination technologies in water treatment: A review », *Water Pract. Technol.*, vol. 13, n° 4, p. 738–752, 2018.
- [31] A. Nakayama et Y. Sano, « An application of the Sano–Nakayama membrane transport model in hollow fiber reverse osmosis desalination systems », *Desalination*, vol. 311, p. 95–102, 2013.
- [32] H. Hyppönen, « Treatment of surface water with hydraulically cleaned reverse osmosis modules », 2009.
- [33] S. Jiang, Y. Li, et B. P. Ladewig, « A review of reverse osmosis membrane fouling and control strategies », *Sci. Total Environ.*, vol. 595, p. 567–583, 2017.
- [34] Q. She, R. Wang, A. G. Fane, et C. Y. Tang, « Membrane fouling in osmotically driven membrane processes: A review », *J. Membr. Sci.*, vol. 499, p. 201–233, 2016.
- [35] L. N. Sim *et al.*, « A review of fouling indices and monitoring techniques for reverse osmosis », *Desalination*, vol. 434, p. 169–188, 2018.
- [36] L. Malaeb et G. M. Ayoub, « Reverse osmosis technology for water treatment: state of the art review », *Desalination*, vol. 267, n° 1, p. 1–8, 2011.
- [37] M. Badruzzaman, N. Voutchkov, L. Weinrich, et J. G. Jacangelo, « Selection of pretreatment technologies for seawater reverse osmosis plants: A review », *Desalination*, vol. 449, p. 78–91, 2019.
- [38] S. Moridpour, « Sustainable reverse osmosis desalination », 2014.
- [39] B. Peñate et L. García-Rodríguez, « Energy optimisation of existing SWRO (seawater reverse osmosis) plants with ERT (energy recovery turbines): Technical and thermoeconomic assessment », *Energy*, vol. 36, n° 1, p. 613–626, 2011.
- [40] W. He, Y. Wang, et M. H. Shaheed, « Stand-alone seawater RO (reverse osmosis) desalination powered by PV (photovoltaic) and PRO (pressure retarded osmosis) », *Energy*, vol. 86, n° Supplement C, p. 423–435, juin 2015, doi: 10.1016/j.energy.2015.04.046.
- [41] A. Subramani, M. Badruzzaman, J. Oppenheimer, et J. G. Jacangelo, « Energy minimization strategies and renewable energy utilization for desalination: a review », *Water Res.*, vol. 45, n° 5, p. 1907–1920, 2011.
- [42] M. A. Abdelkareem, M. E. H. Assad, E. T. Sayed, et B. Soudan, « Recent progress in the use of renewable energy sources to power water desalination plants », *Desalination*, vol. 435, p. 97–113, 2018.
- [43] M. A. Khan, S. Rehman, et F. A. Al-Sulaiman, « A hybrid renewable energy system as a potential energy source for water desalination using reverse osmosis: a review », *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 97, p. 456–477, 2018.

- [44] H. A. Shawky, A. A. Abdel Fatah, M. M. Abo ElFadl, et A. H. M. El-Aassar, « Design of a small mobile PV-driven RO water desalination plant to be deployed at the northwest coast of Egypt », *Desalination Water Treat.*, vol. 55, n° 13, p. 3755–3766, 2015.
- [45] F. Belhachat et C. Larbes, « A review of global maximum power point tracking techniques of photovoltaic system under partial shading conditions », *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 92, p. 513–553, 2018.
- [46] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, et E. R. Filho, « Modeling and circuit-based simulation of photovoltaic arrays », in *2009 Brazilian Power Electronics Conference*, sept. 2009, p. 1244-1254, doi: 10.1109/COBEP.2009.5347680.
- [47] S. Koohi-Kamali, N. A. Rahim, H. Mokhlis, et V. V. Tyagi, « Photovoltaic electricity generator dynamic modeling methods for smart grid applications: A review », *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 57, p. 131–172, 2016.
- [48] J. P. Ram, H. Manghani, D. S. Pillai, T. S. Babu, M. Miyatake, et N. Rajasekar, « Analysis on solar PV emulators: A review », *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 81, p. 149–160, 2018.
- [49] M. K. El-Adawi et I. A. Al-Nuaim, « The temperature functional dependence of VOC for a solar cell in relation to its efficiency new approach », *Desalination*, vol. 209, n° 1-3, p. 91–96, 2007.
- [50] E. S. Menon, *Working Guide to Pump and Pumping Stations: Calculations and Simulations*. Gulf Professional Publishing, 2009.
- [51] V. K. A. Shankar, S. Umashankar, S. Paramasivam, et N. Hanigovszki, « A comprehensive review on energy efficiency enhancement initiatives in centrifugal pumping system », *Appl. Energy*, vol. 181, p. 495–513, 2016.
- [52] M. Ouada, M. S. Meridjet, M. S. Saoud, et N. Derradji, « Study of new configuration photovoltaic pumping system », in *2014 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*, nov. 2014, p. 1-5, doi: 10.1109/CISTEM.2014.7076958.
- [53] D. Turgul, « Design, construction and performance evaluation of a centrifugal pump for an energy efficient dishwasher », Master's Thesis, MIDDLE EAST TECHNICAL UNIVERSITY, 2015.
- [54] E. S. Menon, *Pipeline Planning and Construction Field Manual*. Elsevier, 2011.
- [55] H. Bouzeria, C. Fetha, T. Bahi, et L. Rachedi, « Speed control of induction motor-pump supplied by Photovoltaic generator », in *3rd International Conference on Systems and Control*, oct. 2013, p. 445-450, doi: 10.1109/ICoSC.2013.6750897.
- [56] S. Shukla et B. Singh, « Single-stage PV array fed speed sensorless vector control of induction motor drive for water pumping », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, n° 4, p. 3575–3585, 2018.

- [57] D. H. Muhsen, T. Khatib, et F. Nagi, « A review of photovoltaic water pumping system designing methods, control strategies and field performance », *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 68, p. 70–86, 2017.
- [58] P. G. Kini, R. C. Bansal, et R. S. Aithal, « Performance Analysis of Centrifugal Pumps Subjected to Voltage Variation and Unbalance », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, n° 2, p. 562-569, févr. 2008, doi: 10.1109/TIE.2007.911947.
- [59] C. Reza, M. D. Islam, et S. Mekhilef, « A review of reliable and energy efficient direct torque controlled induction motor drives », *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 37, p. 919–932, 2014.
- [60] I. Boldea et S. A. Nasar, *The Induction Machines Design Handbook, Second Edition (Electric Power Engineering Series)*, 2^e éd. 2009.
- [61] R. Tathgir, « Equivalent circuit of the three phase induction motor », 2018.
- [62] N. Djeghali, « Observation, diagnostic et commande de la machine asynchrone », PhD Thesis, Université Mouloud Mammeri, 2013.
- [63] A. GOUICHICHE, « Diagnostic à base d'observateurs et commande tolérante aux défauts. Expérimentation sur des systèmes électriques », PhD Thesis, Ecole Nationale Polytechnique, 2015.
- [64] A. R. Bartman, C. W. McFall, P. D. Christofides, et Y. Cohen, « Model-predictive control of feed flow reversal in a reverse osmosis desalination process », *J. Process Control*, vol. 19, n° 3, p. 433-442, mars 2009, doi: 10.1016/j.jprocont.2008.06.016.
- [65] A. R. Bartman, A. Zhu, P. D. Christofides, et Y. Cohen, « Minimizing energy consumption in reverse osmosis membrane desalination using optimization-based control », *J. Process Control*, vol. 20, n° 10, p. 1261-1269, déc. 2010, doi: 10.1016/j.jprocont.2010.09.004.
- [66] P. Joshi et S. Arora, « Maximum power point tracking methodologies for solar PV systems—A review », *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 70, p. 1154–1177, 2017.
- [67] J. P. Ram, T. S. Babu, et N. Rajasekar, « A comprehensive review on solar PV maximum power point tracking techniques », *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 67, p. 826-847, janv. 2017, doi: 10.1016/j.rser.2016.09.076.
- [68] A. R. Jordehi, « Maximum power point tracking in photovoltaic (PV) systems: A review of different approaches », *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 65, p. 1127–1138, 2016.
- [69] B. Subudhi et R. Pradhan, « A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems », *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 4, n° 1, p. 89–98, 2012.
- [70] S. H. E. Babaa, « High efficient interleaved boost converter with novel switch adaptive control in photovoltaic application », PhD Thesis, Newcastle University, 2013.

- [71] M. A. Vitorino, M. B. de R. Correa, C. B. Jacobina, et A. M. N. Lima, « An Effective Induction Motor Control for Photovoltaic Pumping », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, n° 4, p. 1162-1170, avr. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2054053.
- [72] S. G. Malla, C. N. Bhende, et S. Mishra, « Photovoltaic based water pumping system », in *2011 International Conference on Energy, Automation and Signal*, déc. 2011, p. 1-4, doi: 10.1109/ICEAS.2011.6147148.
- [73] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford ; New York: OUP Oxford, 1998.
- [74] L. Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », PhD Thesis, 1999.
- [75] A. R. Bartman, P. D. Christofides, et Y. Cohen, « Nonlinear Model-Based Control of an Experimental Reverse-Osmosis Water Desalination System », *Ind. Eng. Chem. Res.*, vol. 48, n° 13, p. 6126-6136, juill. 2009, doi: 10.1021/ie900322x.
- [76] B. D. H. Phuc, S.-S. You, T.-W. Lim, et H.-S. Kim, « Modified PID control with H_∞ loop shaping synthesis for RO desalination plants », *Desalination Water Treat.*, vol. 57, n° 53, p. 25421-25434, nov. 2016, doi: 10.1080/19443994.2016.1156029.
- [77] Y. Wu, Y. Huangfu, R. Ma, A. Ravey, et D. Chrenko, « A strong robust DC-DC converter of all-digital high-order sliding mode control for fuel cell power applications », *J. Power Sources*, vol. 413, p. 222–232, 2019.
- [78] A. T. Azar et Q. Zhu, *Advances and applications in sliding mode control systems*. Springer, 2015.
- [79] M. Derbeli, M. Farhat, O. Barambones, et L. Sbita, « Control of PEM fuel cell power system using sliding mode and super-twisting algorithms », *Int. J. Hydrog. Energy*, vol. 42, n° 13, p. 8833-8844, mars 2017, doi: 10.1016/j.ijhydene.2016.06.103.
- [80] M. Rafiq, S. Rehman, F. Rehman, Q. R. Butt, et I. Awan, « A second order sliding mode control design of a switched reluctance motor using super twisting algorithm », *Simul. Model. Pract. Theory*, vol. 25, p. 106–117, 2012.
- [81] C. Lascu, I. Boldea, et F. Blaabjerg, « Super-twisting sliding mode control of torque and flux in permanent magnet synchronous machine drives », in *IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, p. 3171–3176.
- [82] X. Zhu, S. Liu, et Y. Wang, « Second-order Sliding-mode Control of DFIG-based Wind Turbines », p. 8.51-8.51, janv. 2014, doi: 10.1049/cp.2014.0936.
- [83] C. Lascu et F. Blaabjerg, « Super-twisting sliding mode direct torque control of induction machine drives », in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, sept. 2014, p. 5116-5122, doi: 10.1109/ECCE.2014.6954103.

- [84] E. A. A. Amin et K. M. Hasan, « A review of fault tolerant control systems: advancements and applications », *Measurement*, 2019.
- [85] H. Mekki, D. Boukhetala, et A. T. Azar, « Sliding modes for fault tolerant control », in *Advances and applications in sliding mode control systems*, Springer, 2015, p. 407–433.
- [86] M. S. Mahmoud et Y. Xia, *Analysis and synthesis of fault-tolerant control systems*. John Wiley & Sons, 2013.
- [87] J. Jiang et X. Yu, « Fault-tolerant control systems: A comparative study between active and passive approaches », *Annu. Rev. Control*, vol. 36, n° 1, p. 60–72, 2012.
- [88] T. Jain, J. J. Yamé, et D. Sauter, *Active Fault-Tolerant Control Systems: A Behavioral System Theoretic Perspective*, 1^{re} éd. Springer International Publishing, 2018.
- [89] P. Zhang, Y. Du, T. G. Habetler, et B. Lu, « A survey of condition monitoring and protection methods for medium-voltage induction motors », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, n° 1, p. 34–46, 2010.
- [90] F. Duan, « Induction motor parameters estimation and faults diagnosis using optimisation algorithms. », Thesis, 2015.
- [91] G. Jose et V. Jose, « Induction motor fault diagnosis methods: A comparative study », 2013.
- [92] A. Siddique, G. S. Yadava, et B. Singh, « A review of stator fault monitoring techniques of induction motors », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, n° 1, p. 106–114, 2005.
- [93] S. Bachir, S. Tnani, J.-C. Trigeassou, et G. Champenois, « Diagnosis by parameter estimation of stator and rotor faults occurring in induction machines », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, n° 3, p. 963–973, 2006.
- [94] S. Bachir, S. Tnani, G. Champenois, et J.-C. Trigeassou, « Diagnosis of induction machines by parameter estimation », in *Control Methods for Electrical Machines*, I. Ltd et J. W. & S. Inc, Éd. ISTE Ltd and John Wiley & Sons Inc, 2009, p. 249-273.
- [95] N. Derbel, J. Ghommam, et Q. Zhu (eds.), *Applications of Sliding Mode Control*. Springer Singapore, 2017.
- [96] G. Abdelmadjid, B. S. Mohamed, T. Mohamed, S. Ahmed, et M. Youcef, « An improved stator winding fault tolerance architecture for vector control of induction motor: Theory and experiment », *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 104, n° Supplement C, p. 129-137, nov. 2013, doi: 10.1016/j.epsr.2013.06.023.
- [97] V. Vinod, S. Geetha, et S. Dasgupta, « Controller Design for Ascent Phase of Reusable Launch Vehicle Using Backstepping », *J. Inst. Eng. India Ser. C*, vol. 93, n° 1, p. 41–45, 2012.

- [98] R. Trabelsi, A. Khedher, M. F. Mimouni, et F. M'sahli, « Backstepping control for an induction motor using an adaptive sliding rotor-flux observer », *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 93, p. 1–15, 2012.
- [99] T. Ameid, A. Menacer, H. Talhaoui, A. Ammar, et Y. Azzoug, « Sensorless speed estimation and backstepping control of induction motor drive using model reference adaptive system », in *2017 5th International Conference on Electrical Engineering-Boumerdes (ICEE-B)*, 2017, p. 1–6.
- [100] M. Belkheiri et F. Boudjema, « Function approximation based augmented backstepping control for an induction machine », *WSEAS Trans. Syst. Control*, vol. 2, n° 9, p. 450–457, 2007.
- [101] M. T. Do, « Sliding mode learning control and its applications », Swinburne University of Technology, 2014.
- [102] H. Mekki, O. Benzineb, D. Boukhetala, M. Tadjine, et M. Benbouzid, « Sliding mode based fault detection, reconstruction and fault tolerant control scheme for motor systems », *ISA Trans.*, vol. 57, p. 340–351, 2015.
- [103] M. O. Mahmoudi, N. Madani, M. F. Benkhoris, et F. Boudjema, « Cascade sliding mode control of a field oriented induction machine drive », *Eur. Phys. J. Appl. Phys.*, vol. 7, n° 3, Art. n° 3, sept. 1999, doi: 10.1051/epjap:1999216.
- [104] M. Boussak et K. Jarray, « A high-performance sensorless indirect stator flux orientation control of induction motor drive », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, n° 1, p. 41–49, 2006.
- [105] K. Pavel et L. Jiří, « Comparison of sensorless AC drive operation using MRAS method or Luenberger observer », in *2017 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM) & 2017 Intl Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP)*, 2017, p. 281–286.
- [106] V. M. Popovic, M. A. Gecic, V. V. Vasic, D. V. Oros, et D. P. Marcetic, « Evaluation of Luenberger observer based sensorless method for IM », in *International Symposium on International Electronics, Banja Luka, Bosnie-Herzégovine, INDEL*, 2014, p. 06–08.
- [107] K. Kubota, K. Matsuse, et T. Nakano, « DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor », in *Conference Record of the 1991 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1991*, sept. 1991, p. 380-384 vol.1, doi: 10.1109/IAS.1991.178183.
- [108] M. R. Khan et A. Iqbal, « Model reference adaptive system with simple sensorless flux observer for induction motor drive: MRAS with simple sensorless flux observer for induction motor drive », in *2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 2012, p. 1–6.

- [109] J. Li, L. Xu, et Z. Zhang, « An adaptive sliding-mode observer for induction motor sensorless speed control », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, n° 4, p. 1039-1046, juill. 2005, doi: 10.1109/TIA.2005.851585.
- [110] A. Fekih et F. N. Chowdhury, « A Fault Tolerant Control Design for Induction Motors », in *2005 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, oct. 2005, vol. 2, p. 1320-1325, doi: 10.1109/ICSMC.2005.1571330.
- [111] A. Raisemche, M. Boukhnifer, et D. Diallo, « New fault-tolerant control architectures based on voting algorithms for electric vehicle induction motor drive », *Trans. Inst. Meas. Control*, vol. 38, n° 9, p. 1120–1135, 2016.
- [112] G. Latif-Shabgahi, J. M. Bass, et S. Bennett, « History-based weighted average voter: a novel software voting algorithm for fault-tolerant computer systems », in *Ninth Euromicro Workshop on Parallel and Distributed Processing, 2001. Proceedings*, 2001, p. 402-409, doi: 10.1109/EMPDP.2001.905068.

Annexes

Annexe A

A.1. Les paramètres des constituants de la chaîne globale de dessalement par RO

Générateur photovoltaïque	
P_{max}	800 W
I_{sc}	8.21 A
V_{oc}	32.9 V
N_s	54
N_p	4
Moteurs à induction	
P_n	750 W
R_s	11.3085 Ω
R_r	11.8 Ω
L_s	0.5578 H
L_r	0.6152 H
M_{sr}	0.5578 H
J	0.0020 Kg.m ²
f_v	3.1165 10 ⁻⁴ Nm/rad/s
p	1
Pompe centrifuge	
Q_{max}	30 m ³ /h
H	80 m
N	2900 Tr/min

Membrane RO	
ρ	1000 Kg/m^3
V	0.04 m^3
A_p	1.27 cm^2
A_m	30 m^2
K_m	$9.218 \cdot 10^{-9} \text{ s/m}$
A	0.5
T	25°C
R	0.993
δ	$0.2641 \text{ Pa/ (ppm}\cdot\text{K)}$

Annexe B

B.1. Structure de l'onduleur de tension triphasé

L'énergie solaire joue un rôle important en tant que principale source d'énergie pour faire fonctionner la chaîne de dessalement par osmose inverse. Donc l'onduleur de tension (VSI) devient un composant essentiel pour le flux d'électricité des modules photovoltaïque vers la pompe centrifuge, indispensable pour approvisionner la membrane RO en eau salée. La fonction de l'onduleur VSI est de transformer la tension d'entrée continue (DC) en une tension de sortie alternative (AC) symétrique, de l'amplitude et de la fréquence désirées. La tension de sortie peut être fixe ou variable à une fréquence fixe ou variable. En effet, il est utilisé pour alimenter le moteur à induction triphasé à fréquence et tension variables pour des applications à vitesse variable. La structure typique d'un onduleur de tension triphasé est illustrée à la figure B. 1.

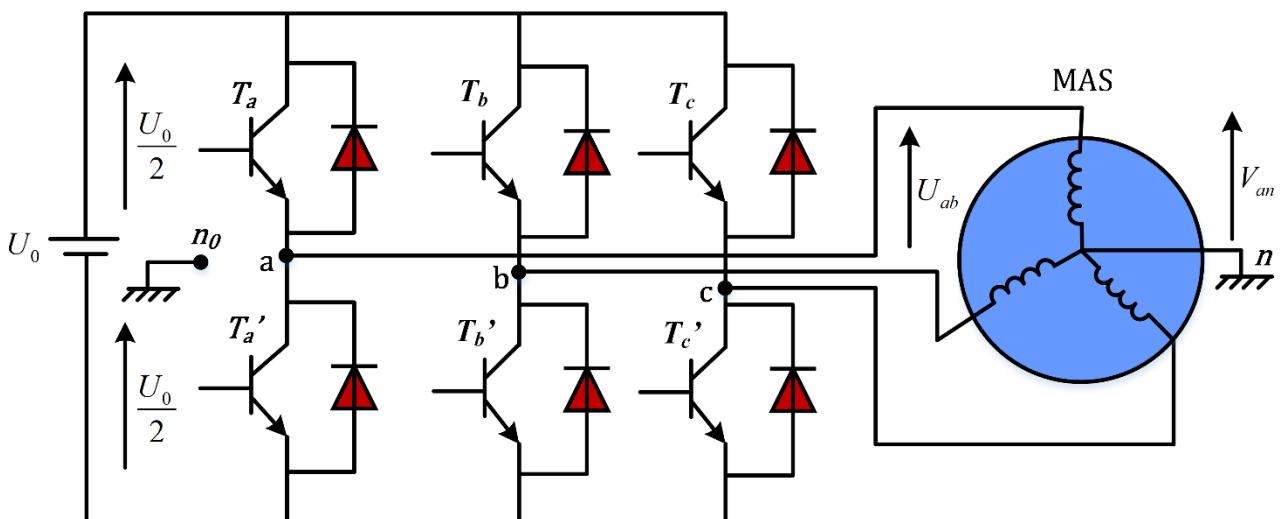


Figure B. 1 : Schéma de l'onduleur triphasé deux niveaux.

Le VSI contient six interrupteurs ; chaque interrupteur contient un transistor et une diode antiparallèle pour la protection. Les interrupteurs qui contiennent les transistors T_a , T_b et T_c forment le côté haut de l'onduleur tandis que les interrupteurs contenant les transistors T_a' , T_b' et T_c' forment le côté bas. Les transistors T_a , T_a' comme T_b , T_b' et T_c , T_c' sont complémentaires c'est-à-dire que lorsque l'un d'eux est ouvert l'autre est fermé et inversement.

Chaque phase de la machine électrique est considérée commandée par une branche du VSI qui contient deux groupes de semi-conducteurs (par exemple, les groupes de semi-conducteurs qui contiennent les transistors T_a et T_a' forment une branche du VSI). Le nœud commun de la machine

électrique est considéré comme étant n et la terre est considérée comme étant n_0 . Le condensateur qui a la notation U_0 est utilisé pour stabiliser la tension continue (DC).

B.2. Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i ($i=a, b, c$). On appelle T_i et T_i' ($i=a, b, c$) les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

$S_i=1$, alors T_i est fermée et T_i' est ouvert.

$S_i=0$, alors T_i est ouvert et T_i' est fermée.

Dans ces conditions, on peut écrire les tensions de phases V_{in_0} ($i=a, b, c$) en fonction des signaux de commande S_i :

$$V_{in_0} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (\text{B.1})$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an_0} = \left(S_a - \frac{1}{2} \right) U_0 \\ V_{bn_0} = \left(S_b - \frac{1}{2} \right) U_0 \\ V_{cn_0} = \left(S_c - \frac{1}{2} \right) U_0 \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

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

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an_0} - V_{bn_0} \\ V_{bc} = V_{bn_0} - V_{cn_0} \\ V_{ca} = V_{cn_0} - V_{an_0} \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

Les tensions simples des phases peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge (n) par rapport au point de référence (n_0) :

$$\begin{cases} V_{an_0} = V_{an} + V_{nn_0} \\ V_{bn_0} = V_{bn} + V_{nn_0} \\ V_{cn_0} = V_{cn} + V_{nn_0} \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

En supposant des conditions de fonctionnement équilibrées

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{B.5})$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn_0} = \left(\frac{1}{3}\right)(V_{an_0} + V_{bn_0} + V_{cn_0}) \quad (\text{B.6})$$

En remplaçant (B.6) dans (B.4) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an_0} + \frac{2}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} + \frac{2}{3}V_{cn_0} \end{cases} \quad (\text{B.7})$$

En remplaçant (B.2) dans (B.7) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_0}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.8})$$

B.2. Modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est une technique dans laquelle une tension continue d'entrée fixe est donnée à l'onduleur et une tension de sortie alternative contrôlée est obtenue en ajustant les périodes de marche et d'arrêt des composants de l'onduleur. Cette technique se caractérise par la génération d'une impulsion d'amplitude constante en modulant la durée de l'impulsion par la modulation du rapport cyclique. Le contrôle MLI analogique nécessite la génération de signaux de référence et de porteuse qui sont introduits dans le comparateur et, sur la base d'une

sortie logique, la sortie finale est générée. Le signal de référence est le signal de sortie souhaité, qu'il soit sinusoïdal ou carré, tandis que le signal porteur est une onde triangulaire à une fréquence nettement supérieure à la référence. Il existe différents types de MLI, dans ce travail, nous nous intéressons à MLI sinusoïdale (MLI sinus-triangle).

B.2.1. Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale

La technique de modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale est caractérisée par des impulsions d'amplitude constante avec des rapports cycliques différents pour chaque période. La largeur de ces impulsions est modulée pour obtenir un contrôle de la tension de sortie de l'onduleur et pour réduire son contenu harmonique.

La MLI sinusoïdale est la méthode la plus utilisée pour la commande de moteurs. Dans cette technique, trois ondes sinusoïdales et une onde porteuse triangulaire à haute fréquence sont utilisées pour générer un signal MLI. Généralement, trois ondes sinusoïdales sont utilisées pour un onduleur triphasé. Les ondes sinusoïdales sont appelées signal de référence et possèdent une différence de phase de 120° entre elles. La fréquence de ces ondes sinusoïdales est choisie en fonction de la fréquence de sortie requise de l'onduleur ($50/60\text{ Hz}$). L'onde porteuse triangulaire est généralement une onde de haute fréquence (dans plusieurs KHz). Le signal de commutation est généré en comparant les ondes sinusoïdales avec l'onde triangulaire. Le comparateur délivre une impulsion lorsque la tension sinusoïdale est supérieure à la tension triangulaire et cette impulsion est utilisée pour déclencher les interrupteurs de l'onduleur respectifs. Afin d'éviter des états de commutation indéfinis et des tensions de ligne de sortie AC indéfinies dans le VSI, les interrupteurs de chaque branche de l'onduleur ne peuvent pas être désactivés simultanément. Les phases de sortie sont mutuellement déphasées entre elles de 120° . Le rapport entre l'onde triangulaire et l'onde sinusoïdale doit être un nombre entier N , le nombre d'impulsions de tension par demi-cycle.

Le rapport de l'indice de modulation est donné par :

$$m_i = \frac{A_r}{A_c} \tag{B.9}$$

Où :

A_r : est la valeur de crête de l'onde de référence à trois sinus.

A_c : est la valeur de crête de l'onde porteuse triangulaire.

Idéalement, on peut faire varier m_i entre 0 et 1 pour obtenir une relation linéaire entre l'onde de modulation et l'onde de sortie.

Le rapport de fréquence de modulation (m_f) est défini comme suit :

$$m_f = \frac{f_c}{f_r} \tag{B.10}$$

Où :

f_c : est la fréquence de la forme d'onde porteuse.

f_r : est la fréquence de la forme d'onde de référence.

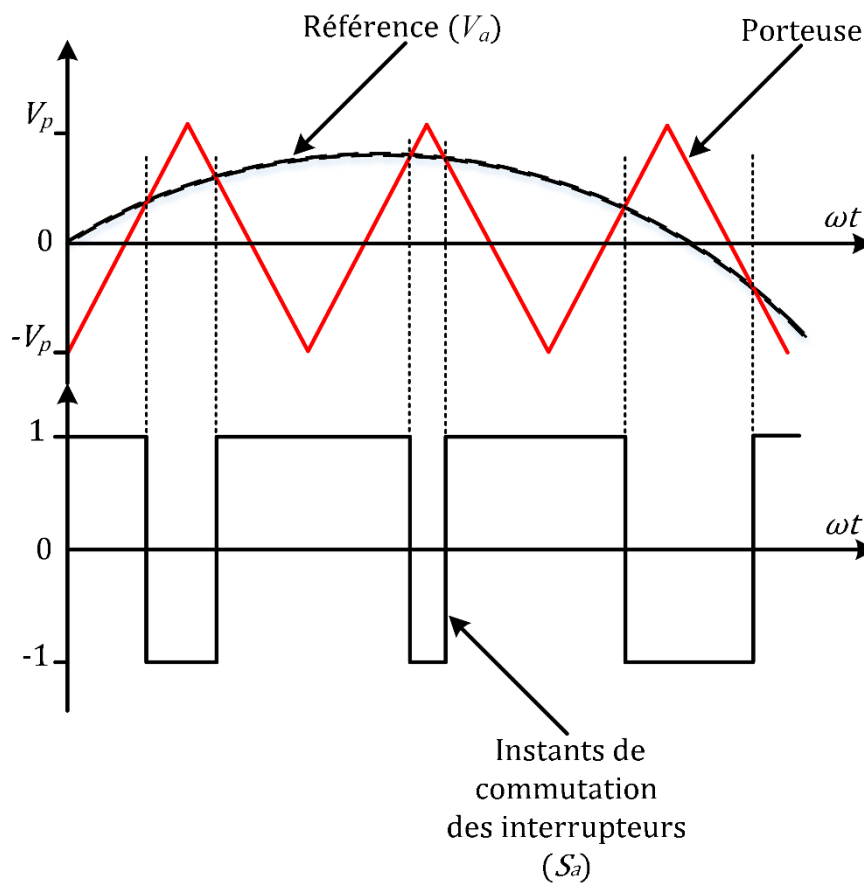


Figure B. 2 : Schéma de principe de la commande MLI sinus-triangle.

Nomenclatures

Nomenclatures

I. Symboles

I_{pv} :	Courant photovoltaïque.
I_0 :	Courant de saturation inverse de la diode.
T :	Température de la cellule.
G :	Rayonnement solaire.
C_r :	Couple de charge hydrodynamique de la pompe.
Q' :	Débit de la pompe.
H' :	Hauteur de la pompe.
P' :	Puissance d'entrée de la pompe.
V_{sabc} :	Tensions statoriques dans le repère (abc) .
i_{sabc} :	Courant statoriques dans le repère (abc) .
L_s :	Inductance cyclique propre du stator.
L_r :	Inductance cyclique propre du rotor.
R_s :	Résistance statorique.
R_r :	Résistance rotorique.
M_{sr} :	Inductance mutuelle.
p :	Nombre de paires de pôles.
$V_{s\alpha\beta}$:	Tension statoriques dans le repère $(\alpha\beta)$ fixé au stator.
$i_{s\alpha\beta}$:	Courant statoriques dans le repère $(\alpha\beta)$ fixé au stator.
$\phi_{r\alpha\beta}$:	Flux rotoriques dans le repère $(\alpha\beta)$ fixé au stator.
J :	Moment d'inertie.
f_v :	Coefficient de friction.

Nomenclatures

C_{em} :	Couple électromagnétique.
Ω_r :	Vitesse angulaire du rotor.
ω_r :	Vitesse électrique du rotor.
ω_s :	Pulsation statorique.
σ :	Coefficient de fuite.
V_{sdq} :	Tension statoriques dans le repère (dq).
i_{sdq} :	Courant statoriques dans le repère (dq).
θ_{cc} :	L'angle électrique repérant le bobinage en court-circuit.
η_{cc} :	Niveau de défaut.
v_b :	Vitesse du flux de dérivation.
v_r :	Vitesse du flux de rétentat.
v_f :	Vitesse du flux d'alimentation.
v_p :	Vitesse du flux de perméat.
e_{vb} :	Résistance de l'électrovanne de dérivation.
e_{vr} :	Résistance de de l'électrovanne de rétentat.
$\Delta\pi$:	Pression osmotique.
P_{sys} :	Pression du système.
A_p :	Section transversale de la conduite.
A_m :	Surface de la membrane.
V :	Volume intérieur total.
K_m :	Coefficient de transfert de masse global de la membrane
ρ :	Densité du fluide.
C_{feed} :	Quantité totale de solides dissous dans l'eau d'alimentation.

α :	Coefficient de pondération de la concentration efficace.
δ :	Constante reliant la concentration efficace et la pression osmotique.
R :	Rejet de sel fractionné de la membrane.

II. Abréviations

RO :	Osmose inverse (Reverse Osmosis).
MSF :	Multi-stage flash (Multi-Stage Flash Distillation).
MED :	Distillation à effets multiples (Multi-Effect Distillation).
VC :	Distillation par compression de vapeur (Vapor Compression Distillation).
ED :	Électrodialyse (Electrodialysis).
PV :	Panneaux photovoltaïques.
MI :	Moteur à induction.
MPPT :	Poursuite du point de puissance maximale (Maximum Power Point Tracking).
MPP :	Point de puissance maximale (Maximum Power Point).
P&O :	Perturbation et observation (Perturb and Observe).
FOC :	Commande par orientation de flux rotorique (Feld Oriented Control).
MLI :	Modulation de la largeur d'impulsion.
PI :	Régulateur proportionnel et intégral.
IP :	Régulateur intégral et proportionnel.
S_{VFD} :	Vitesse d'entraînement à fréquence variable (Variable Frequency Drive Speed).
SMC :	Commande par mode glissant (Sliding Mode Control).
HOSM :	Commande du mode glissant d'ordre supérieur (Higher-Order Sliding Mode).
FTC :	Commande tolérante aux défauts (Fault tolerant control).
PFTCS :	Commande tolérante aux défauts passive (Passive Fault Tolerant Control).

Nomenclatures

AFTCS :	Commande tolérante aux défauts active (Active Fault Tolerant Control).
FDI :	Détection et isolation des défauts (Fault Detection and Isolation)
BS :	Commande Backstepping (Backstepping Control).
ALUO :	Observateur de Luenberger adaptatif (Adaptive Luenberger Observer).
ASMO :	Observateur mode glissant adaptatif (Adaptive Sliding Mode Observer).
MRAS :	Système Adaptatif avec Modèle de Référence (Model Reference Adaptive System).
FFT :	Transformation rapide de Fourier (Fast Fourier Transformation).

ملخص:

أدى نقص المياه في العديد من مناطق العالم إلى زيادة الحاجة إلى طرق أكثر ذكاء وكفاءة لإنتاج مياه الشرب. وفي هذا الصدد، تعتبر تحلية المياه أكثر التقنيات استخداماً في مجال توفير المياه العذبة لأنها توفر مزايا عديدة. يتعلق العمل المقدم في هذه الأطروحة بالتشخيص والتحكم المتحمل للأعطال في أنظمة تحلية المياه، وهو نظام تحلية بالتناضح العكسي. في الجزء الأول، تقدم عموميات حول التقنيات المختلفة المستخدمة في تحلية مياه البحر أو المياه المالحة وركزنا على تكنولوجيا التناضح العكسي. يتعلق الجزء الثاني باقتراح بنية شاملة لعملية تحلية المياه بالتناضح العكسي التي يتم تشغيله بواسطة نظام كهربائي ضوئي مستقل. تم تطوير النماذج الديناميكية للمكونات المختلفة لهذه البنية. بالإضافة إلى ذلك، يتم تناول استراتيجية التحكم للنظام بأكملها مع وحدة تحكم لكل جزء. يتم إيلاء اهتمام خاص لتصميم عناصر التحكم القوية لغشاء التناضح العكسي لمواجهة التغيرات الكبيرة في نقاط الضغط والقدرة على رفض الاضطرابات الخارجية والتعامل مع الشكوك البارامترية كالتغيرات في ملوحة مياه التغذية. حيث يعد تطوير استراتيجيات التحكم الدقيقة واحدة من أصعب المهام في محطة تحلية المياه بالتناضح العكسي. خاصة في ظل ظروف عدم اليقين والاضطرابات لتجنب جميع أعطال النظام المحتملة والأضرار من أجل تشغيل آمن. يركز الجزء الثالث على دراسة التشخيص باستعمال المراقبات والتحكم السلبي والنشاط المتحمل الأعطال المطبق على مضخة الطرد المركزي على وجه الخصوص. المحرك اللامتزامن الذي يدفع المضخة. هذه الأخيرة هي عنصر أساسي في سلسلة تحلية المياه بالتناضح العكسي، مما يجعل عملها بشكل مستمر أمراً حيوياً.

الكلمات المفاتيح: التحكم المتحمل للأعطال، تحلية المياه، التناضح العكسي، النظام الكهروضوئي المستقل، تصميم التحكم، المحرك اللامتزامن، مضخة الطرد المركزي.

Résumé :

La pénurie d'eau dans des nombreuses régions du monde a accru le besoin de méthodes plus intelligentes et plus efficaces pour la production d'eau potable. À cet égard, le dessalement est la technologie la plus utilisée pour l'approvisionnement en eau douce car elle offre de nombreux avantages. Les travaux présentés dans cette thèse concernent le diagnostic et la commande tolérante aux défauts dans les systèmes de dessalement, à savoir le système de dessalement par osmose inverse. Dans la première partie, nous présentons un état de l'art sur les différentes techniques utilisées dans le dessalement de l'eau de mer ou saumâtre et nous nous sommes concentrés sur la technologie de l'osmose inverse (RO). La deuxième partie consiste à proposer une architecture globale du processus de dessalement par osmose inverse alimenté par un système photovoltaïque (PV) autonome. Une modélisation dynamique des différents composants de cette architecture est développée. En outre, une stratégie de contrôle de l'ensemble du système est abordée avec un contrôleur désigné pour chaque partie. Une attention particulière est accordée à la conception des commandes robustes de la membrane d'osmose inverse (RO) pour faire face aux grands changements de points de consigne et à la capacité de rejeter les perturbations externes et de faire face aux incertitudes paramétriques comme les variations de la salinité de l'eau d'alimentation. Où le développement de stratégies de contrôle précises est l'une des tâches les plus difficiles dans l'usine de dessalement par osmose inverse, en particulier dans des conditions d'incertitudes et de perturbations, afin d'éviter toutes les défaillances et dommages possibles du système pour un fonctionnement en toute sécurité. La troisième partie se concentre sur l'étude du diagnostic à base d'observateurs et la commande passive et active tolérante aux défauts (FTC) appliquée à la pompe centrifuge, en particulier le moteur à induction qui entraîne la pompe. Cette dernière est un élément essentiel dans la chaîne de dessalement par osmose inverse, ce qui la rend indispensable pour un fonctionnement continu.

Mots clés : Commande tolérante aux défauts (FTC), Dessalement, Osmose inverse (RO), Système photovoltaïque (PV) autonome, Conception de commande, Moteur à induction, Pompe centrifuge.

Abstract :

Water shortages in many areas of the world have increased the need for smarter and more efficient methods for the production of drinking water. In this regard, desalination is the most widely used technology for supplying freshwater since it offers many advantages. The work presented in this thesis deals with the diagnostics and fault-tolerant control in desalination systems namely the reverse osmosis desalination system. In the first part, we present a state of art on the different techniques used in sea or brackish water desalination and we focused on reverse osmosis (RO) technology. The second part concerns to provide an overall architecture of the reverse osmosis desalination process supplied by a stand-alone photovoltaic (PV) system. A dynamic modelling of various components of this architecture is developed. In addition, a control strategy of the whole system is addressed with a controller for each part. Special attention is given to the robust controls design of reverse osmosis (RO) membrane to address large set point changes and capability to reject external disturbances and to cope with parametric uncertainties as variations in feed water salinity. Where developing accurate control strategies is one of the most challenging jobs in the RO desalination plant especially under uncertainties and disturbances conditions to avoid all possible system failures and damages for safe operations. The third part focuses on the study of the observer based diagnosis and passive and active fault-tolerant control (FTC) applied to the centrifugal pump, in particular, the induction motor driving the pump. This latter is an essential element in the reverse osmosis desalination chain, which makes it crucial for continuous operation.

Keywords: Fault tolerant control (FTC), Desalination, Reverse osmosis (RO), Stand-alone photovoltaic (PV) system, Control design, Induction motor, Centrifugal pump.