

Sommaire

Liste des figures	7
Liste des tableaux	7
Notations et symboles	9
Introduction Générale	11

CHAPITRE I

-Etude et simulation de La génératrice asynchrone à double alimentation-

I.1 Introduction	16
I.2. Etat du l'art de la M.A.D.A	16
I.2.1. Structure de la M.A.D.A a rotor bobiné	17
I.2.2. Domaine d'application de la M.A.D.A	17
I.2.3. Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI	17
I.2.4. Modes de fonctionnement de la M.A.D.A	18
I.2.4.1. Mode générateur hypo-synchrone	19
I.2.4.2. Mode générateur Hyper-Synchrone	19
I.2.5. Avantages et inconvénients de la M.A.D.A	19
I.2.5.1. Avantages de la M.A.D.A	20
I.2.5.2. Inconvénients de la M.A.D.A	20
I.3. Modélisation de la M.A.D.A	20
I.3.1. Modèle triphasé de la M.A.D.A dans le repère (a,b,c)	21
I.3.1.1 Hypothèses simplificatrices	21
I.3.1.2 Equations de la M.A.D.A dans le repère (a,b,c)	22
I.3.2. Transformation triphasé/diphasé	24
I.3.2.1. Equations mathématique de la M.A.D.A dans le repère (d-q)	26
I.4. Modélisation du redresseur non commandé	27
I.5. Modélisation de l'onduleur de tension	28
I.6. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)	30
I.7. Modélisation du bus continu	31
I.8. Modélisation du filtre RL	33

I.9. Commande de la génératrice M.A.D.A	33
I.9.1. Commande directe	33
I.9.2. Model de la M.A.D.A en vue de sa commande	34
I.9.3. Choix de repère de référence	35
I.9.3.1. Choix du référentiel et principe de la commande	35
I.9.4. Relation entre les puissances statoriques et les courants rotoriques	36
I.9.5. Relation entre tensions rotoriques et courants rotoriques	37
I.9.6. Commande directe en P & Q de la M.A.D.A	38
I.9.6.1. Schéma bloc en boucle ouverte	38
I.9.6.2. Régulateur Proportionnel-Intégral (PI)	40
I. 9.6.3. Schéma bloc de la régulation	42
I.10. Schéma et paramètres de simulation	43
I.11. Résultats de simulation	44
I.11. Conclusion	50

CHAPITRE II

-Etude et simulation du F.A.P-

II.1. Introduction	52
II.2. Les harmoniques	52
II.2.1. Conséquences de présence de la pollution harmonique	53
II.2.2. THD : Taux de Distorsion Harmonique	53
II.2.2.1. Les normes de qualité	53
II.2.3. Facteur de puissance	54
II.2.4. Dépollution des harmoniques	55
II.3. Le filtre actif parallèle (F.A.P)	55
II.3.1. Structure du F.A.P	55
II.3.2. Etude de la partie puissance du F.A.P	56
II.3.2.1. Dimensionnement du condensateur	57
II.3.2.2. Dimensionnement du filtre de sortie L_f	57
II.3.3. Stratégie de contrôle du F.A.P	58

II.3.3.1. Principe de compensation des courants harmoniques	59
II.3.3.2. Méthode p-q. Application sur un réseau équilibré à 3 fils	60
II.3.3.3. Régulation de la tension continue	63
II.3.3.4. Régulation du courant du filtre	65
II.4. Schéma et paramètres de simulation	67
II.5. Résultats de simulation	68
II.6. Conclusion	71
 CHAPITRE III	
- Etude et simulation de la qualité d'énergie fournie par une éolienne connectée au réseau -	
III.1. Introduction	74
III.2. Implémentation du F.A.P	74
II.3. Conclusion	80
Conclusion Générale	81
Perspective	82
Références bibliographiques	82
Paramètres de simulations	85
Résumé	85

Liste des figures

Introduction

Figure 1 :	Evolution de la puissance du parc éolien dans le monde.	12
Figure 2 :	Conversion de l'énergie cinétique du vent.	12
Figure 3 :	Constitution d'une centrale éolienne.	13
Figure 4 :	Atlas de l'Algérie à 10 m du sol vent.	14

Chapitre I

Figure I.1 :	Structure de la M.A.D.A à rotor bobiné.	17
Figure I.2 :	Structure Scherbius avec convertisseurs MLI.	18
Figure I.3 :	Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone.	19
Figure I.4 :	Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone.	19
Figure I.5 :	Représentation schématisée de la M.A.D.A.	21
Figure I.6 :	Transformation de park Appliqué aux variables statoriques et rotoriques.	23
Figure I.7 :	Redresseur non commandé.	26
Figure I.8 :	Les tensions triphasées et la tension redressée.	26
Figure I.9 :	Onduleur de tension triphasé.	27
Figure I.10 :	Principe de la commande MLI Triangulo-Sinusoidale.	29
Figure I.11 :	Principe de fonctionnement de la technique MLI Sinus-Triangle.	30
Figure I.12 :	Schéma de la structure de convertisseur back to back.	30
Figure I.13 :	Régulation de la tension du bus continu.	31
Figure I.14 :	Représentation du filtre de liaison RL.	32
Figure I.15 :	Schéma de principe de la commande en puissance de la M.A.D.A.	33
Figure I.16 :	Orientation du flux statorique sur l'axe d.	34
Figure I.17 :	Schéma bloc de la M.A.D.A.	38
Figure I.18 :	Modèle réduit des puissances statoriques de la M.A.D.A	39
Figure I.19 :	Système régulé par un PI.	40
Figure I.20 :	Contrôle des puissances statoriques de la M.A.D.A.	41
Figure I.21 :	Schéma du réseau électrique simulé.	42
Figure I.22 :	Model de simulation d'un réseau électrique + M.A.D.A débitant sur une charge non-linéaire	42
Figure I.23 :	Allure de la puissance réactive statoriques de la M.A.D.A avec régulation.	43
Figure I.24 :	Allure de la puissance active statoriques de la M.A.D.A avec régulation.	43
Figure I.25 :	Zoom sur l'allure de Q_s et P_s de la M.A.D.A autour de $t = 4s$ puis $t = 6s$.	44
Figure I.26 :	Allure du Couple électromagnétique de la M.A.D.A	45
Figure I.27 :	Zoom sur l'allure couple de la M.A.D.A entre 3.8s à 4.2s.	45
Figure I.28 :	Zoom sur l'allure du couple de la M.A.D.A entre 5.8s à 6.2s.	45
Figure I.29 :	Allure Courant Statorique de la M.A.D.A	46
Figure I.30 :	Zoom sur l'allure du courant Statorique de la M.A.D.A entre 3.8s à 4.2s.	46
Figure I.31 :	Zoom sur l'allure du courant Statorique de la M.A.D.A entre 5s à 6.2s.	46
Figure I.32 :	Allure Courant Rotorique de la M.A.D.A	47
Figure I.33 :	Zoom sur l'allure du courant Rotorique de la M.A.D.A entre 3s à 5s.	47
Figure I.34 :	Zoom sur l'allure du courant Rotorique de la M.A.D.A entre 5s à 7s.	47
Figure I.35 :	Allure de la tension V_{dc} avec régulation	48
Figure I.35 :	Allure de la tension V_{dc} avec régulation entre 3.8s à 4.3s.	48
Figure I.36 :	Zoom sur l'allure du courant Rotorique de la M.A.D.A entre 5s à 7s.	48

Chapitre II

Figure II.1 :	Diagramme vectorielle des puissances.	53
Figure II.2 :	Principe du filtre actif parallèle.	54
Figure II.3 :	Structure générale d'un filtre actif parallèle.	55
Figure II.4 :	Schéma du filtre actif parallèle.	55
Figure II.5 :	Filtre passe haut.	60
Figure II.6 :	Schéma de principe de la méthode d'identification des puissances instantanées.	62
Figure II.7 :	Boucle de régulation de la tension continue.	63
Figure II.8 :	Principe de commande des courants par commande MLI	64
Figure II.9 :	Schéma simplifié de la régulation des courants du filtre	65
Figure II.10 :	Schéma de simulation d'un réseau électrique contenant un F.A.P	67
Figure II.11 :	les trois phase (a,b,c) du courant de la charge I_l	67

Figure II.12 :	Courants produits par le filtre actif parallèle I_f	68
Figure II.13 :	Courant de la source avant filtrage / Courant de compensation	68
Figure II.14 :	Courant de la source I_s après filtrage	69
Figure II.15 :	Allure des courants de sources avec leur FFT après filtrage	69
Figure II.15 :	Courant de la charge V_{dc}	70
Chapitre III		
Figure III.1 :	Schéma de simulation implémentation du F.A.P avant la charge RL	73
Figure III.2 :	Allure de la tension et du courant de la M.A.D.A (1 ^{er} configuration)	74
Figure III.3 :	Allure de la tension et du courant de la charge RL (1 ^{er} configuration)	74
Figure III.4 :	FFT du courant de la phase 1 de la charge RL (1 ^{er} configuration)	74
Figure III.5 :	Allure de courant du filtre actif parallèle injecté au réseau électrique (1 ^{er} configuration)	75
Figure III.6 :	Allure de la tension et du courant avant le filtre actif parallèle (1 ^{er} configuration)	75
Figure III.7 :	Allure de la tension et du courant de la source après filtrage (1 ^{er} configuration)	75
Figure III.8 :	FFT du courant de la phase 1 de la source (1 ^{er} configuration)	76
Figure III.9 :	Schéma de simulation implémentation du F.A.P après la source	77
Figure III.10 :	Allure de la tension et du courant de la charge RL (2 ^{ème} configuration)	77
Figure III.11 :	FFT du courant de la phase 1 de la charge RL (2 ^{ème} configuration)	78
Figure III.12 :	Allure de la tension et du courant de la M.A.D.A (2 ^{ème} configuration)	78
Figure III.13 :	FFT du courant de la phase 1 de la M.A.D.A (2 ^{ème} configuration)	78
Figure III.14 :	Allure de la tension et du courant de la charge (M.A.D.A + RL) (2 ^{ème} configuration)	79
Figure III.15 :	FFT du courant de la phase 1 la charge (M.A.D.A + RL) (2 ^{ème} configuration)	79
Figure III.16 :	Allure de la tension et du courant de la source (2 ^{ème} configuration)	79
Figure III.17 :	FFT du courant de la phase 1 la source (2 ^{ème} configuration)	80

Liste des tableaux

Tableau 1 :	Tableau de commande des interrupteurs' de l'onduleur	29
Tableau 2 :	Possibilité de compensation harmonique et réactif avec F.A.P	61
Tableau 3 :	THD des courants de source avant et après filtrage	70
Tableau 4 :	comparative des THD courant des deux configurations	80
Tableau 5 :	paramètres de simulations	85

Notations et symboles

M.A.D.A	Machine Asynchrone à Double Alimentation
DFIG	Double Fed Induction Generator
F.A.P	Filtre Actif Parallèle
PWM	Pulse-width modulation
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PI	Régulateur Proportionnel Intégral
FTBO	Fonction de Transfert en Boucle Ouverte
FTBF	Fonction de Transfert en Boucle Fermée
CCM	Convertisseur Coté M.A.D.A
CCR	Convertisseur Coté Réseau
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
THD	Total Harmonique Distorsion
IEEE	L'Institute of Electrical and Electronics Engineers
CEI	Commission Électrotechnique Internationale
	Ω La vitesse angulaire mécanique en
	C Couple électromagnétique
	J Inertie totale
	f_i Frottement visqueux
Cr	Le couple résistant
	S Opérateur dérivé de Laplace
θ	La position angulaire du rotor par rapport au stator
θ_r	Angle entre l'axe de la première phase de l'enroulement rotorique
θ_s	Angle entre l'axe de la première phase de l'enroulement statorique
ϕ	Flux
s_a, s_b, s_c	Correspondent aux trois phases du stator
r_a, r_b, r_c	Correspondent aux trois phases du rotor
	τ Taux d'ondulation
I_s, I_r	Courants statorique et rotorique
V_s, V_r	Tensions statorique et rotorique
ω	Pulsation électrique
ω_s	Pulsation électrique statorique
ω_r	Pulsation électrique rotorique
ϕ_s, ϕ_r	Flux statorique et rotorique
P_s, P_r	Puissances actives statorique et rotorique
Q_s, Q_r	Puissances réactives statorique et rotorique
P_{sref}	Puissance active statorique référence
Q_{sref}	Puissance réactive statorique référence
p	Nombre de paires de pôles
R_s, R_r	Résistance statorique et rotorique
L_s, L_r	Inductances propres statoriques et rotoriques
M	Inductance mutuelle
M_s	Inductance mutuelle entre phases statoriques
M_r	Inductance mutuelle entre phases rotoriques
M_{sr}	Inductance mutuelle entre les phases du stator et du rotor
$[V_{abc}]$	Système de tension dans le repère (abc)
$[V_{dqo}]$	Système de tension dans le repère (d-q)
$[\phi_{abc}]$	Système de flux dans le repère (abc)
$[\phi_{dqo}]$	Système de flux dans le repère (d - q)
$V_{sd}, V_{sq}, V_{rd}, V_{rq}$	Tensions statoriques et rotoriques dans le repère (d-q)
$\phi_{sd}, \phi_{sq}, \phi_{rd}, \phi_{rq}$	Flux dans le repère (d-q)
$I_{sd}, I_{sq}, I_{rd}, I_{rq}$	Courants statorique et rotorique dans le repère (d-q)
g	Glissement
p	Opérateur dérivé de Laplace
K_p, K_i	Constantes du régulateur PI
$[I_{abc}]$	Système de courant dans le repère (abc)
$[I_{dqo}]$	Système de courant dans le repère (d - q)

τ	Temps de réponse du système
$[P]$	Matrice de transformation de Park
$[P]^{-1}$	Matrice de transformation inverse de Park
V	Valeur max de la tension
$\bar{U}_d$	Valeur moyen de la tension redressée
V_{AM}, V_{BM}, V_{CM}	Les tensions composées de l'onduleur
V_{An}, V_{Bn}, V_{Cn}	Les tensions simples de l'onduleur
m	L'indice de modulation
f_p	La fréquence de la porteuse
f_m	La fréquence du modulateur
V_m	la tension de référence
V_p	la tension de la porteuse
r	Le taux de modulation
C_{bus}	La capacité du bus continu
$u_c(t)$	La tension du bus continu
u_0	la tension initiale de condensateur
I_h	courant harmonique
ε	Taux d'ondulation acceptable
V_{dc}	Tension du bus continue
ω_h	la plus faible pulsation des harmoniques à compenser.
I_h	courant harmonique
l_f	l'inductance de filtrage
R_f	La résistance interne
$I_{l(a,b,c)}$	Le courant de charge
$I_{f(a,b,c)}$	Le courant de généré par le F.A.P
$I_{s(a,b,c)}$	Le courant de source
$\tilde{p}, \tilde{q}$	La puissance active et réactive ondulé
p_{dc}	La puissance du bus continu
P_{sref}	Puissance active statorique référence
Q_{sref}	Puissance réactive statorique référence
$f_{em.d}/f_{em.q}$	Thermes de couplages
I_h	courant harmonique
ε	Taux d'ondulation acceptable
V_{dc}	tension continue
ω_h	la plus faible pulsation des harmoniques à compenser.

Introduction Générale

L'intense industrialisation en plus de l'utilisation croissante des appareils domestiques électriques ont fait que la demande en énergie électrique ne cesse d'augmenter lors de ses dernières décennies.

Les différentes centrales de production d'électricité conventionnels utilisent des sources fossiles voir même fissiles. Afin de diminué la pollution et de préservé ses ressources fossiles pour les futures générations, les chercheurs ont fait appel aux énergies dites « nouvelles et renouvelables ».

L'énergie éolienne est parmi les énergies renouvelables ayant connues la plus forte expansion ses dernières années grâce aux avantages qu'elle apporte. Cette source s'est imposée comme une énergie complémentaire aux énergies traditionnelles [1].

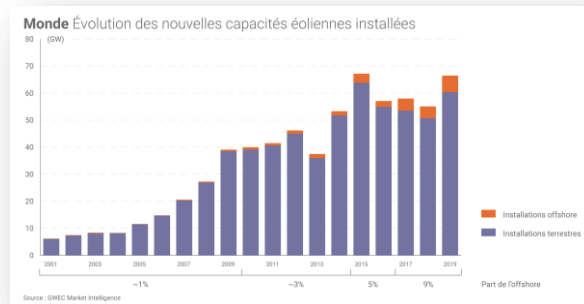


Figure 1 : Evolution de la puissance du parc éolien dans le monde [2]

En 2019, près de 60,4 GW de capacités éoliennes ont été installées dans le monde (dont 6,1 GW offshore), soit 19% de plus qu'en 2018 (50,7 GW). Il s'agit de « la deuxième meilleure année » de développement dans l'histoire de la filière. Au total, la puissance installée du parc éolien mondial atteignait 651 GW à fin 2019 [2].

Principe de fonctionnement d'une éolienne [3] [4] :

Un aérogénérateur, plus communément appelé éolienne, est un dispositif qui transforme une partie de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'une génératrice.

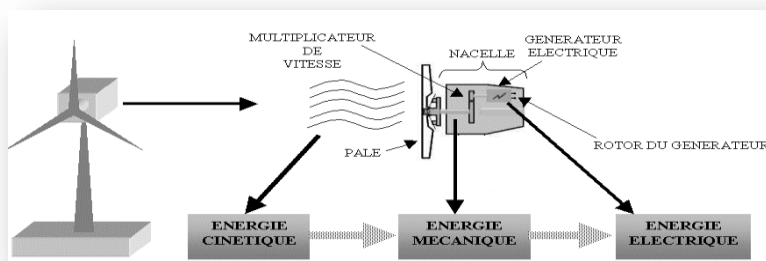


Figure 2 : Conversion de l'énergie cinétique du vent [3]

Structure d'une éolienne :

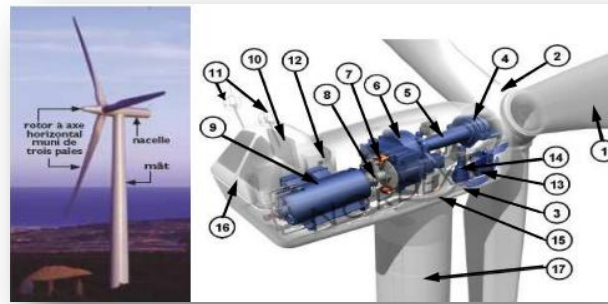


Figure 3 : Constitution d'une centrale éolienne [3]

Les éléments constituant un aérogénérateur sont illustrés dans la figure 3 :

- 1 : Pales en composite fibre de verre. Pas fixe, profile de type stall.
- 2 : Moyeu du rotor en fonte.
- 3 : Structure de la turbine en fonte ductile ou en acier soudé galvanisé à chaud.
- 4 : Paliers du rotor à double rangée de billes.
- 5 : Arbre lent du rotor en acier haute résistance.
- 6 : Multiplicateur de vitesse à 3 étages (1 train épicycloïdal et 2 trains parallèles).
- 7 : Frein à disque sur l'arbre rapide avec témoin d'usure.
- 8 : Accouplement avec la génératrice de type flexible.
- 9 : Génératrice (800/2000 kW) asynchrone refroidie à l'eau.
- 10 : Radiateur de refroidissement intégré au système multiplicateur-génératrice.
- 11 : Système de mesure de vent (anémomètre et girouette).
- 12 : Système de contrôle surveillance et pilote la turbine.
- 13 : Système hydraulique pour les freins d'extrémité de la pale et le système d'orientation.
- 14 : Entraînement d'orientation de la tourelle à deux trains d'engrenages.
- 15 : Paliers du système d'orientation équipés d'un frein à disque.
- 16 : Capot de la nacelle en structure acier recouvert de composite fibre de verre.
- 17 : Tour en acier tubulaire (plusieurs hauteurs possibles).

Le développement de l'électronique de puissance a permis l'amélioration des performances des aérogénérateurs, leur permettant de fonctionner dans une plus grande plage de vitesse pour le cas de l'utilisation de génératrice à double alimentation. [5]

Evaluation de l'énergie éolienne en Algérie :

Avec les nouveaux engagements visant à réduire les émissions de gaz à effet de serre et l'épuisement des ressources pétrolières, la production de l'électricité à partir des énergies renouvelables est devenue une solution inévitable, prédominante et efficace. En Algérie, de nombreuses études portant sur l'intégration des sources d'énergie

renouvelables dans le système électrique ont été élaborées afin d'accompagner la politique énergétique du gouvernement. Pour la technologie de l'énergie éolienne, visant à relever la puissance éolienne installée à 5010 MW à l'horizon 2030. [6]

L'Algérie présente un potentiel éolien considérable qui peut être exploité pour la production d'énergie électrique, surtout dans le sud où les vitesses de vents sont élevées et peuvent dépasser 4m/s (6m/s dans la région de Tindouf), et jusqu' à 7 m/s dans la région d'Adrar. [6] Les ressources énergétiques de l'Algérie ont déjà été estimées depuis les années 90 illustré par la production des atlas de la vitesse du vent et du potentiel énergétique éolien disponible en Algérie. [7]

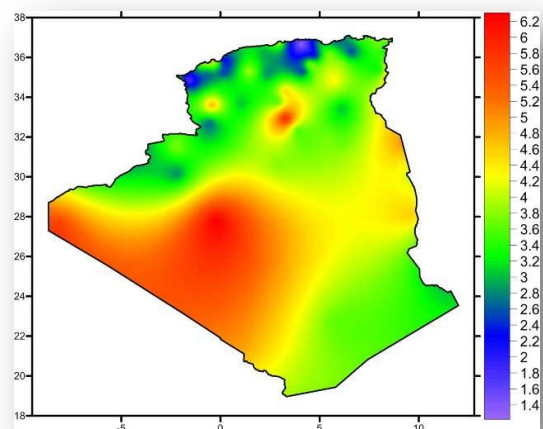
Ceci a permis l'identification de huit zones ventées susceptibles de recevoir des installations éoliennes.

- Deux zones sur le littoral
- Trois zones sur les hauts plateaux
- Quatre zones en sites sahariens.

Grâce à une répartition géographique plus ou moins uniforme entre le Sud et le Nord, le nouvel Atlas Vent à 10 mètres du sol « reflète des changements dans l'estimation de la ressource éolienne comparée aux atlas précédents, particulièrement au Sahara ». Ainsi, le site d'In Salah affiche une vitesse moyenne du vent de 6,4 mètres/seconde (m/s) à côté d'Adrar qui enregistre 6,3 m/s. La wilaya d'Illizi, dotée d'une dizaine de stations, montre des vitesses dépassant les 5 m/s tandis que le site de Hassi R'Mel affiche des vitesses moyennes assez importantes atteignant 6,5 m/s. Dans le cas des Hauts-Plateaux, il est constaté que dans l'extrême ouest, la région de Mecheria affiche une vitesse moyenne de 5,6 m/s. Une vitesse de 5,6 m/s est enregistrée à Tiaret et de 5,1 m/s à Djelfa, tandis qu'à M'sila, la vitesse moyenne est de 5,3 m/s. Mais selon le CDER, bien que cet atlas préliminaire donne des informations utiles pour la quantification du potentiel existant, il reste insuffisant pour le choix des sites éligibles à l'implantation de fermes éoliennes.

Les derniers atlas éoliens de l'Algérie réalisé sur la base de données de vitesse de vent horaires et trihoraires enregistrées sur 10 années consécutives de 2004 à 2014 dans 74 stations météorologiques de l'ONM et 21 stations supplémentaire des pays limitrophes (Figure I.4). [7]

**Figure 4 : Atlas de l'Algérie
à 10 m du sol vent [7]**



Dans ce mémoire nous nous intéresserons dans notre mémoire à établir l'étude et la simulation d'un réseau électrique constitué d'un aérogénérateur connecté au réseau en présence de charge non-linéaire en vue de mettre en évidence son impact sur la qualité d'énergie électrique ainsi que la présentation des performances d'un filtre actif de puissance parallèle.

Notre mémoire sera décliné en trois grands chapitres :

Premier Chapitre : sera axé sur l'étude et la simulation des performances d'un aérogénérateur formé d'une génératrice à double alimentation connectée au réseau alimentant une charge non linéaire.

Deuxième Chapitre : sera consacré à l'étude et à la simulation des performances d'un filtre actif de puissance parallèle.

Troisième Chapitre : dans ce chapitre nous allons simulé une éolienne de 2MW connecté a un réseau électrique alimentant une charge non-linéaire afin d'étudier la qualité d'énergie et de voir quelque possibilité d'implémentation d'un F.A.P. une l'étude comparative va nous aider a trouver le meilleur implémentation (la plus efficace et la moins chère) du F.A.P dans un réseau électrique pollué contenant un aérogénérateur a base génératrice M.A.D.A .

Notons que toutes nos simulations sont effectuées sous environnement Matlab/ Simulink Simpower Système.

Chapitre I

Etude et simulation de la génératrice asynchrone à double alimentation

I.1. Introduction

Les générateurs Asynchrones à Double Alimentation ou « Double Fed Induction Generator » DFIG sont largement intégrés dans les aérogénérateurs, employés pour leurs possibilités de travailler dans une large gamme de vitesse. [8] [9] [10]

Dans ce chapitre, on effectuera l'étude et la simulation des performances d'un aérogénérateur formé d'une génératrice à double alimentation connectée au réseau alimentant une charge non linéaire. En premier lieu, nous présenterons l'essentiel de la génératrice asynchrone à double alimentation à savoir sa structure, les différents modes de fonctionnement, ces applications, ces avantages et inconvénient etc. Ensuite on détaillera sa modélisation en présentant la commande directe. En dernier lieu, le model d'un réseau électrique débitant sur une charge non linéaire avec sa simulation va nous permettre de mettre en évidence les performances de notre génératrice.

I.2. Etat de l'art de la M.A.D.A [8] [9] [11] [12]

La M.A.D.A en mode générateur a fait l'objet de nombreuses études ces dernières années. Sa particularité principale est qu'elle peut fournir de la puissance au réseau par le stator et/ou via le rotor. Elle permet grâce à cette structure d'obtenir un bon rendement sur une large plage de vitesse de vent avec un coût raisonnable car elle utilise des convertisseurs de puissance faiblement dimensionnés.

On notera principalement deux orientations, la première s'intéresse au contrôle de la puissance active et réactive statorique ainsi que sur les formes d'ondes des courants de la machine. L'analyse des courants statoriques et rotorique permet d'affirmer que certaines harmoniques du courant rotorique sont transmises à l'enroulement statorique. La seconde s'est intéressée aux phéromones électriques des enroulements statoriques reliés au réseau électrique. L'avantage d'une telle structure est qu'elle permet le réglage indépendant des puissances fournies par l'alimentation en plus du fonctionnement sur une large plage de vitesse.

I.2.1. Structure de la M.A.D.A à rotor bobiné

La M.A.D.A présente un stator triphasé identique à celui d'une machine asynchrone classique dite à cage d'écureuil, constituée le plus souvent de tôles magnétiques empilées, munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer des enroulements décalés de 120° dans l'espace et un rotor qui n'est par contre plus une cage d'écureuil, mais il est constitué d'un bobinage triphasé connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne. [5] [8] [13]

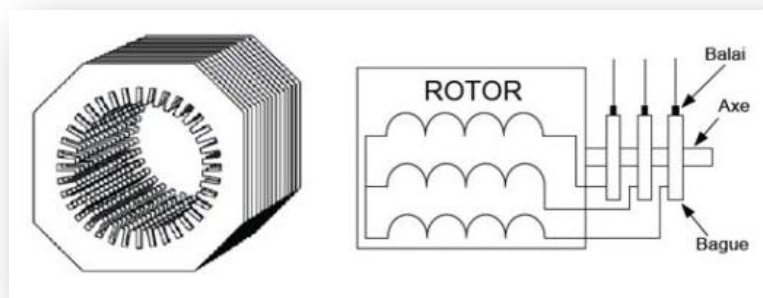


Figure I.1 : Structure de la M.A.D.A à rotor bobiné [13]

I.2.2. Domaine d'application de la M.A.D.A [14]

La M.A.D.A est très utilisée en mode générateur dans les applications suivantes :

- L'énergie renouvelable notamment dans les systèmes éoliens.
- Les générateurs des réseaux de bord des navires ou des avions.
- Les centrales hydrauliques à débit et vitesse variables.

La M.A.D.A peut être utilisée aussi dans d'autres applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, tel que :

- La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines.
- L'application de levage, les ascenseurs, les monte-charges etc.
- La traction électrique et les systèmes de pompage.

I.2.3. Structure Scherbius avec convertisseurs MLI

- Les enroulements du stator sont connectés directement au réseau triphasé de distribution, alors que les enroulements accessibles du rotor sont reliés à deux

convertisseurs bidirectionnels en courant permettant de transiter la puissance entre le rotor et le réseau: la puissance traversant ces convertisseurs peut alors être absorbée ou produite par la machine, selon le mode de fonctionnement. Le condensateur entre les deux convertisseurs représente le bus continu. [15]

Cette configuration utilise des interrupteurs (IGBT) pouvant être commandés à l'ouverture comme à la fermeture. [16] [17]

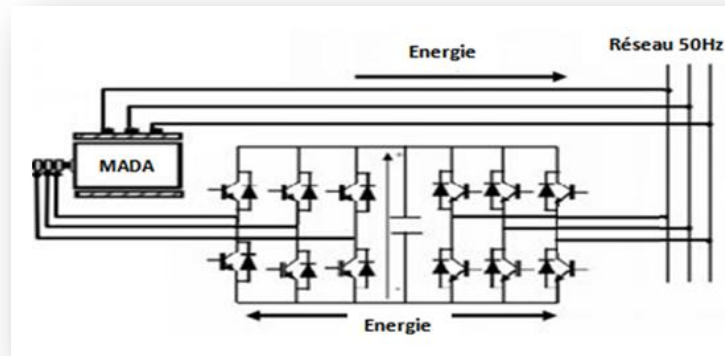


Figure I.2 : Structure Scherbius avec convertisseurs MLI [18]

Ce système est avantageux car il permet de réduire la taille du convertisseur par rapport à la puissance nominale de la machine. Cette structure de conversion offre un contrôle de quatre grandeurs, à savoir : Le flux magnétique, la vitesse de la génératrice ainsi que les puissances active et réactive transitées au réseau électrique. [16]

I.2.4. Modes de fonctionnement de la M.A.D.A

La M.A.D.A peut fonctionner en mode moteur ou générateur, la commande des tensions rotorique permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en mode hyper ou hypo-synchronisme.

Le glissement est défini par la relation suivante:

$$g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_r}$$

Le glissement est en fonction de la résistance que présente le circuit rotorique. Une façon de rendre variable la vitesse mécanique de ce générateur est de rendre variable le glissement en modifiant la résistance du circuit rotorique.

I.2.4.1. Mode générateur hypo-synchrone ($0 < g < 1$), $\Omega_m < \Omega_s$ [16] [19] [5]

- La puissance est fournie au réseau par le stator.
- La puissance de glissement est aussi fournie par le stator.
- Le rotor absorbe la puissance du glissement et la direction du champ magnétique est identique à celle du champ du stator.
- La vitesse de rotation est en dessous de la vitesse de synchronisme.

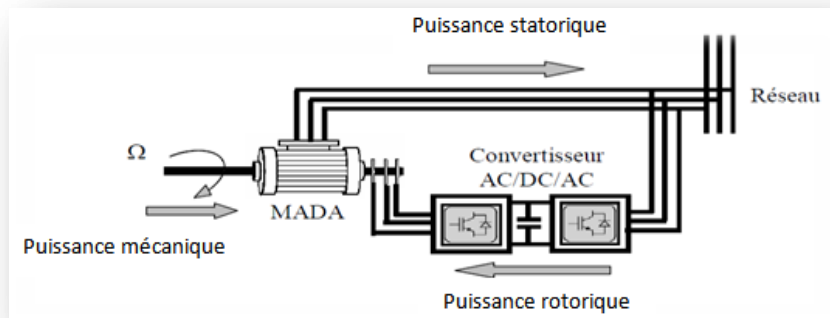


Figure I.3 : Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone [20]

I.2.4.2. Mode générateur Hyper-Synchrone ($g < 0$), $\Omega_m > \Omega_s$ [16] [19] [5]

- La puissance est fournie au réseau par le stator.
- La puissance de glissement est injectée au réseau via le rotor.
- La direction du champ magnétique est identique à celle du champ du stator.
- La vitesse de la machine est au-dessus de la vitesse de synchronisme.

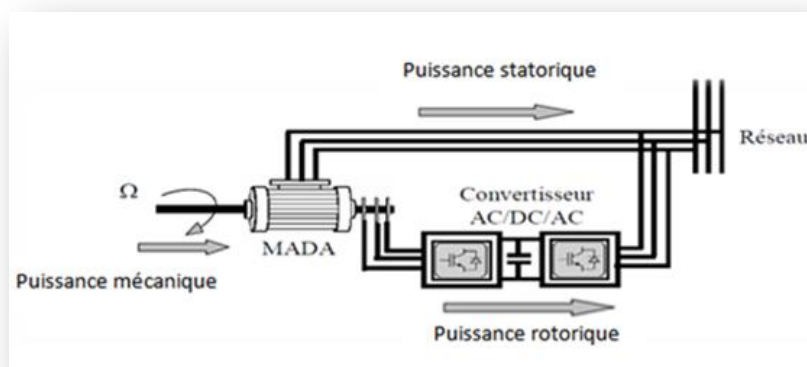


Figure I.4 : Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone [20]

I.2.5. Avantages et inconvénients de la M.A.D.A

La M.A.D.A présente de nombreux avantages et inconvénients :

I.2.5.1. Avantages de la M.A.D.A [8] [21]

Parmi les avantages de la M.A.D.A on a :

- La possibilité de modifier les caractéristiques du bobinage rotorique de la machine, notamment en y connectant des rhéostats afin de limiter le courant et d'augmenter le couple durant le démarrage, ainsi que de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse.
- Les puissances active et réactive peuvent être contrôlées de façon indépendante grâce au convertisseur connecté au rotor de la M.A.D.A. Cela permet donc de contrôler aussi le facteur de puissance.
- Le fonctionnement en hypo ou hyper synchronisme offre la capacité de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse autour de la vitesse de synchronisme.
- La M.A.D.A offre la possibilité de fournir 1/3 de plus que sa puissance nominale.
- En fonctionnement générateur, l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse.

I.2.5.2. Inconvénients de la M.A.D.A [8] [14]

Tout d'abord, la M.A.D.A est une machine asynchrone ; alors le premier inconvénient est que sa structure est non linéaire, ce qui implique la complexité de sa commande. En plus de ça, on peut citer les inconvénients suivants :

- La M.A.D.A est volumineuse, généralement elle est plus longue à cause des balais.
- La présence des balais nécessite des interventions périodiques, ce qui augmente le coût de la maintenance.
- L'utilisation d'un nombre de convertisseurs statiques plus que celle de la machine classique.

I.3. Modélisation de la M.A.D.A

Afin de pouvoir établir une commande de notre système, nous allons modéliser la génératrice asynchrone à double alimentation ainsi que l'onduleur de tension, le bus continu, le redresseur et le filtre RL).

I.3.1. Model triphasé de la M.A.D.A dans le repère (a,b,c) [22]

L'étude et la mise en équations de la machine asynchrone à double alimentation correspond à la structure de principe représentée sur la Figure I.5.

Les armatures magnétiques du stator et du rotor sont cylindriques, séparée par un entrefer constant, et munies chacune d'un enroulement triphasé.

Les trois enroulements du stator sont représentés schématiquement sur leurs axes magnétiques respectifs : s_a , s_b et s_c . Ces derniers sont décalés dans l'espace de 120° .

Les trois enroulements du rotor sur leurs axes magnétiques respectifs r_a , r_b et r_c . Sont aussi décalés dans l'espace de 120° .

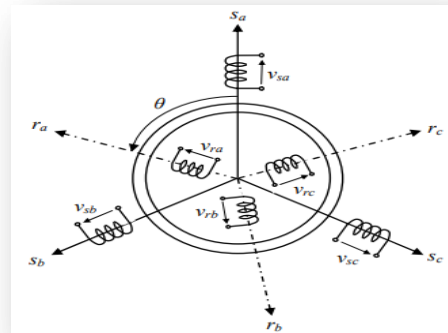


Figure I.5 : Représentation schématique de la M.A.D.A [22]

I.3.1.1 Hypothèses simplificatrices

Quelques hypothèses simplificatrices sont nécessaires pour modéliser les machines électriques en vue de leur commande : [23] [10]

- Le circuit magnétique n'est pas saturé ;
- La géométrie de la machine est symétrique ;
- Entrefer constant ;
- Les pertes par courant de Foucault et par hystérésis sont négligées ;
- Les résistances des enroulements ne dépendent pas de la température. On néglige l'effet de peau ;
- Stator et rotor couplés en étoile sans connexion du neutre ;
- Les forces magnétomotrices créées par le stator ou le rotor, ont une répartition sinusoïdale ;

Ces hypothèses nous permettent d'affirmer que les flux magnétiques sont additifs, que les inductances propres sont constantes et que la variation des inductances mutuelles

entre les enroulements statoriques et rotoriques est une fonction sinusoïdale de l'angle électrique θ_e suivant les axes considérés.

I.3.1.2 Equations de la M.A.D.A dans le repère (a,b,c) [24] [25]

Équations électriques :

- Enroulements statoriques :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

- Enroulements rotoriques :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

$$[V_{sabc}] = [R_{sabc}][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} \cdot [\phi_{sabc}] \quad (I.3)$$

$$[V_{rabc}] = [R_{rabc}][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \cdot [\phi_{rabc}] \quad (I.4)$$

$[V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T, [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T$: Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques.

$[i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T, [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T$: Vecteurs des courants statoriques et rotoriques.

$[\phi_{sa} \ \phi_{sb} \ \phi_{sc}]^T, [\phi_{ra} \ \phi_{rb} \ \phi_{rc}]^T$: Vecteurs des flux statoriques et rotoriques.

R_s, R_r : sont respectivement les résistances statoriques et rotoriques.

Équations magnétiques

$$[\phi_{sabc}] = [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \quad (I.5)$$

$$[\phi_{rabc}] = [L_r][I_{rabc}] + [M_{sr}][I_{sabc}] \quad (I.6)$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Avec :

$[L_r]$	Matrice inductance rotoriques	$[L_s]$	Matrice inductance statoriques
$[l_s]$	Inductance propre d'une phase statorique	$[l_r]$	Inductance propre d'une phase rotorique
$[M_r]$	Inductance mutuelle entre phases rotoriques	$[M_s]$	Inductance mutuelle entre phases statoriques

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire Θ entre l'axe du stator et celui du rotor :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

$[M_{rs}][M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles entre deux phases statorique-rotorique, et entre deux phases rotorique-statorique de la M.A.D.A respectivement.

M : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et rotorique.

Avec :

$L_s = l_s - M_s$: Inductance Cyclique statorique de la machine.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance Cyclique rotorique de la machine.

$M = \frac{3}{2} * M_{sr}$: Inductance Cyclique rotorique de la machine.

En remplaçant (I.5) dans (I.3) et (I.6) dans (I.4), on obtient le système d'équations ci-dessous :

$$\begin{aligned} [V_{sabc}] &= [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \} \\ [V_{rabc}] &= [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][i_{rabc}] + [M_{rs}][I_{sabc}] \} \end{aligned} \quad (I.10)$$

Équations mécaniques

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \cdot \Omega \quad (I.11)$$

Où :

J	Le moment d'inertie du rotor en $[\text{kg.m}^2]$	Ω	La vitesse angulaire mécanique en $[\text{rad/s}]$
C_{em}	Le couple électromagnétique en $[\text{N.m}]$	C_r	Le couple résistant $[\text{N.m}]$
f_r	Le coefficient de frottement en $[\text{N.m.s/rad}]$	ω	La vitesse angulaire électrique de rotation du rotor en $[\text{rad/s}]$
p	Le nombre de paires de pôles.		

I.3.2. Transformation triphasé/diphasé

Après établissement du modèle de la machine dans le repère triphasé, on peut noter sa complexité, ce qui nous oblige à faire appel à des modèles plus simples dans des repères à nombre d'axes réduits permettant de simplifier l'expression mathématique de la M.A.D.A [26] [27]. Parmi ces modèles, on utilise le modèle de Park. Ce modèle nous donne la possibilité de passer d'un système triphasé (a-b-c) à un système équivalent biphasé généralisé (d-q-o) et inversement.

Pour réaliser cette transformation algébrique, on utilise les matrices de Park directe et inverse.

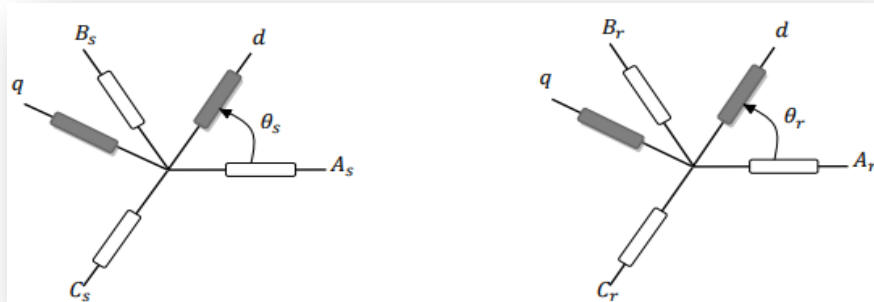


Figure I.6 : Transformation de park appliqué au variables statoriques et rotoriques [28]

L'équation de la transformation de Park pour passer d'un système triphasé à un système biphasé et vice versa est donnée comme suit :

$$[x_{dq0}] = [P(\theta)][x_{abc}] \rightarrow [x_{abc}] = P(\theta)^{-1}[x_{dq0}]$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = [P(\theta_y)] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad // \quad \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = p(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}$$

Avec

l'angle $[\overrightarrow{OAs}, \overrightarrow{Od}] = \theta_s$, l'angle $[\overrightarrow{Oar}, \overrightarrow{Od}] = \theta_r$, l'angle $[\overrightarrow{OAs}, \overrightarrow{OAr}] = \theta_s - \theta_r = \theta$

L'angle θ caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator, d'où la vitesse

angulaire : $\omega = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}$ Avec : $\omega = p \cdot \Omega$

- La transformation de Park appliquée aux équations statoriques et rotoriques :

	Pour les courants	
$[I_{dq0}] = [P][I_{abc}]$		$[I_{abc}] = [P]^{-1}[I_{dq0}]$
	Pour les tensions	
$[V_{dq0}] = [P][V_{abc}]$		$[V_{abc}] = [P]^{-1}[V_{dq0}]$
	Pour les flux	
$[\phi_{dq0}] = [P][\phi_{abc}]$		$[\phi_{abc}] = [P]^{-1}[\phi_{dq0}]$
$[I_{dq0}] = [I_d, I_q, I_o]^T$	$[V_{dq0}] = [V_d, V_q, V_o]^T$	$[\phi_{dq0}] = [\phi_d, \phi_q, \phi_o]^T$

Avec $[P]$ la matrice de transformation de Park qui s'écrit par [I.12] :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

θ : Angle de rotation du repère (d-q) .

I.3.2.1. Equations mathématique de la M.A.D.A dan le repère (d-q)

En appliquant, la transformation de Park [P] après simplification, permettra le passage du repère abc au repère d-q et permettra ainsi l'élimination des inductances variables dans le temps dans les équations dynamiques.

Equations électriques

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_{qs} \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_{ds} \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \frac{d\phi_s}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \frac{d\phi_r}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \phi_{dr} \end{cases} \quad (I.14)$$

Equations magnétiques

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (I.15)$$

Equation du couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique en fonction des flux statoriques et des courants rotoriques s'exprime comme suite :

$$C_{em} = p \cdot \frac{M}{l_s} \cdot (\phi_{ds} \cdot I_{qr} - \phi_{qs} \cdot I_{dr}) \quad (I.16)$$

$$\begin{cases} \Theta_s = \int_0^t \omega_s dt \\ \Theta_r = \int_0^t \omega_r dt \end{cases} \quad (I.17)$$

Les puissances actives et réactives statoriques et rotoriques sont définies comme suit :

$$\begin{cases} P_s = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} \\ Q_s = V_{qs} I_{ds} + V_{ds} I_{qs} \end{cases} \quad (I.18)$$

$$\begin{cases} P_r = V_{qr} I_{qr} + V_{dr} I_{dr} \\ Q_r = V_{qr} I_{dr} + V_{dr} I_{qr} \end{cases} \quad (I.19)$$

I.4. Modélisation du redresseur non commandé [14]

Dans un redresseur triphasé parfait à double alternance non-commandé permet de générer une tension continue en redressant l'alternance négative de chacune des trois tensions composées.

Notre redresseur est composé de trois diodes (D1,D2,D3) à cathode commune chacune conduit lorsque le potentiel de l'anode est le plus positif, et de trois autres diodes (D4,D5, D6) à anode commune, chacune conduit lorsque le potentiel de la cathode est le plus négatif assurant ainsi le retour de courant.

Tension d'entrée et définit par

$$\begin{cases} V_a(t) = V_m \sin(2\pi ft) \\ V_b(t) = V_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c(t) = V_m \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$

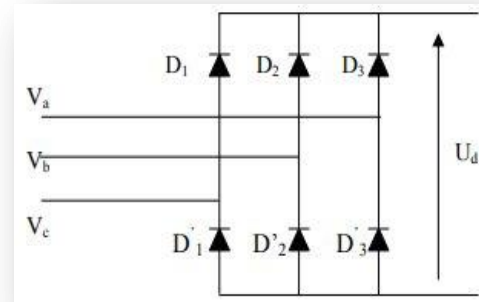


Figure I.7 : Redresseur non commandé.

La tension redressée à la sortie de redresseur, est donnée par

$$U_d(t) = \text{Max}[V_a(t), V_b(t), V_c(t)] - \text{Min}[V_a(t), V_b(t), V_c(t)]$$

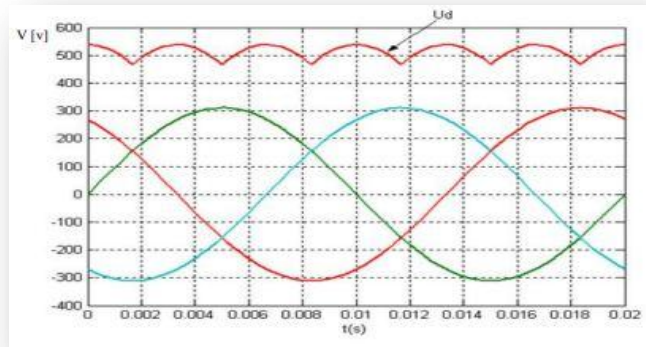


Figure I.8 : Les tensions triphasées et la tension redressée [14]

La valeur moyenne est donnée par :

$$\bar{U}_d = \frac{\pi}{3} \int_0^{\pi} V_m [\sin(\omega t) - \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})] d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{\pi V_m} \quad (I.20)$$

- Deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément.
- La tension obtenue par ce redresseur n'est pas tout à fait continue et comporte des ondulations résiduelles importantes, ce qui nécessite un filtre.

I.5. Modélisation de l'onduleur de tension [29]

Les convertisseurs considérés dans notre étude sont de type parallèles double PD3 et constitués d'IGBT et de diodes montées en antiparallèle qui assure la circulation du courant. [34]

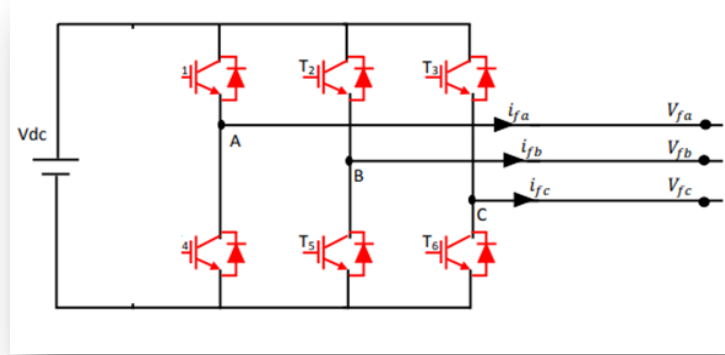


Figure I.9 : Onduleur de tension triphasé [28]

L'ouverture et la fermeture des semi-conducteurs ($T_1..T_6$) dépendent de l'état des signaux de commande des trois (S_a, S_b, S_c) comme défini ci-dessous :

$$S_a = \begin{cases} 1 & \text{si : } (T_1 : \text{fermé et } T_4 \text{ ouvert}) \\ 0 & \text{si : } (T_4 : \text{fermé et } T_1 \text{ ouvert}) \end{cases}$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & \text{si : } (T_2 : \text{fermé et } T_5 \text{ ouvert}) \\ 0 & \text{si : } (T_5 : \text{fermé et } T_2 \text{ ouvert}) \end{cases}$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & \text{si : } (T_3 : \text{fermé et } T_6 \text{ ouvert}) \\ 0 & \text{si : } (T_6 : \text{fermé et } T_3 \text{ ouvert}) \end{cases}$$

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

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- Les interrupteurs sont supposés parfaits.
- Les interrupteurs d'un même bras ont leurs commandes décalées d'un temps mort nul.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La source de chaque cellule impose un courant positif ou négatif non nul.
- Le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système triphasé équilibré en tension ne contenant que les harmoniques impairs différents de trois.

Les potentielles des nœuds A, B, et C de l'onduleur par rapport au point milieu fictif (imaginaire) M sont donc données par les équations (I.21) et celles composées par (I.22).

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont:

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} (2S_a - 1) \\ (2S_b - 1) \\ (2S_c - 1) \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

Les tensions composées de l'onduleur s'expriment en fonction des états des interrupteurs comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (V_{AM} - V_{BM}) \\ (V_{BM} - V_{CM}) \\ (V_{CM} - V_{AM}) \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} (S_a - S_b) \\ (S_b - S_c) \\ (S_c - S_a) \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

Et, en fonction des tensions simples de l'onduleur :

$$\begin{bmatrix} V_{An} \\ V_{Bn} \\ V_{Cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (V_{An} - V_{Bn}) \\ (V_{Bn} - V_{Cn}) \\ (V_{Cn} - V_{An}) \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

Ce qui donne :

$$\begin{bmatrix} V_{AB} - V_{CA} \\ V_{BC} - V_{AB} \\ V_{CA} - V_{BC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{An} - (V_{An} + V_{Cn}) + V_{An} \\ V_{Bn} - (V_{Cn} + V_{An}) + V_{Bn} \\ V_{Cn} - (V_{An} + V_{Bn}) + V_{Cn} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

Et, en fonction des tensions simples de l'onduleur :

$$V_{An} + V_{Bn} + V_{Cn} = 0 \quad (I.25)$$

A partir de la relation (I.21), on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{An} \\ V_{Bn} \\ V_{Cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(V_{An} + V_{Cn}) \\ -(V_{Cn} + V_{An}) \\ -(V_{An} + V_{Bn}) \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

$$\begin{bmatrix} V_{An} \\ V_{Bn} \\ V_{Cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} V_{AB} & V_{CA} \\ V_{BC} & V_{AB} \\ V_{CA} & V_{BC} \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

Les tensions simples de l'onduleur donc peuvent s'écrire en fonction des états(S_a, S_b, S_c) et de la tension V_{dc} comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{An} \\ V_{Bn} \\ V_{Cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

Ainsi, on exprime les huit (8) combinaisons possibles des états ($S_i, i = a, b, c$) et la tension de sortie du filtre actif V_{fk} correspondante, comme le montre le Tableau 1 [13] [30] :

Cas	S_a	S_b	S_c	V_{fa}	V_{fb}	V_{fc}
0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$2\left(\frac{V_{dc}}{3}\right)$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
2	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$2\left(\frac{V_{dc}}{3}\right)$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
3	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-2\left(\frac{V_{dc}}{3}\right)$
4	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$2\left(\frac{V_{dc}}{3}\right)$
5	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-2\left(\frac{V_{dc}}{3}\right)$	$\frac{V_{dc}}{3}$
6	0	1	1	$-2\left(\frac{V_{dc}}{3}\right)$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
7	1	1	1	0	0	0

Tableau 1 : Tableau de commande des interrupteurs de l'onduleur

I.6. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) [28] [31]

Le principe de la stratégie sinus-triangle consiste à comparer un signal triangulaire de fréquence (f_p) appelée porteuse, aux trois tensions de référence sinusoïdales de fréquence (f_m). Les instants où se produisent les intersections de la porteuse et de la référence déterminent la durée d'ouverture et de fermeture de l'interrupteur de l'onduleur.

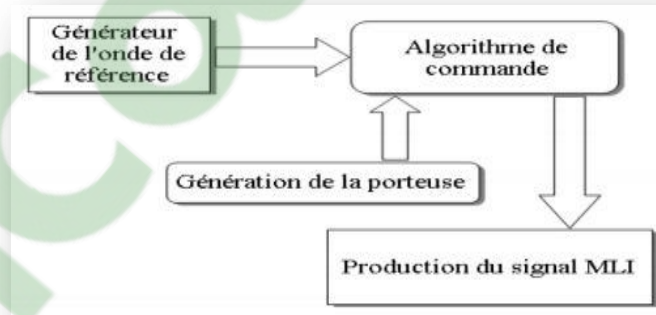


Figure I.10 : Principe de la commande MLI Triangulo-Sinusoïdale [4]

Les paramètres essentiels de la MLI sont :

- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de la porteuse à la fréquence du modulante : $m = \frac{f_p}{f_m}$
- Le taux de modulation ou coefficient de réglage de tension "r" comme étant le rapport de la tension de référence V_m et l'amplitude V_p de la porteuse. $r = \frac{V_m}{V_p} < 1$

On définit l'équation de la porteuse dans sa période $[0, T_p]$ par:

$$\text{Equation de la porteuse : } \begin{cases} x_1(t) = V_p \left(-1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) \text{ sit } \epsilon \left[0, \frac{T_p}{2} \right] \\ x_2(t) = V_p \left(3 + 4 \frac{t}{T_p} \right) \text{ sit } \epsilon \left[\frac{T_p}{2}, T_p \right] \end{cases} \quad (\text{I.29})$$

$$\text{Signaux de référence : } \begin{cases} V_{rA}(t) = V_r \sin(2\pi f_r t) \\ V_{rB}(t) = V_r \sin(2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{rC}(t) = V_r \sin(2\pi f_r t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

La figure I.11 représente le fonctionnement de la commande par MLI sinus-triangle dont $r = 0.9$ et $m = 40$

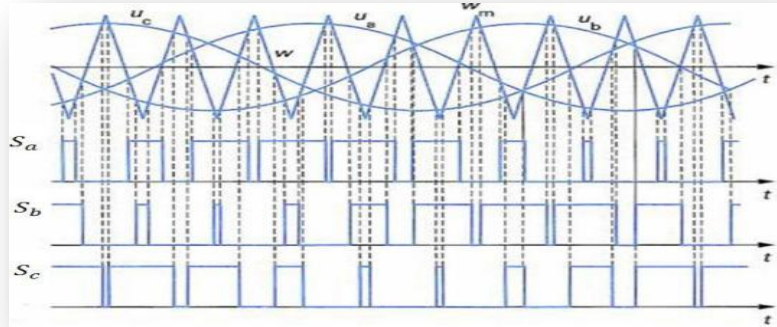


Figure I.11 : Principe de fonctionnement de la technique MLI Sinus-Triangle [28]

Remarque : Afin d'ajuster la fréquence du courant produits de l'éolienne à celle de réseau électrique auquel elle est raccordée on a paramétré la fréquence de la commande MLI a (50 Hz) pour notre cas.

I.7. Modélisation du bus continu [4] [25]

Le couplage des deux convertisseurs statiques (coté rotor et coté réseau) est fait par l'intermédiaire d'un bus continu, comme le montre la figure I.12, il est donc nécessaire d'avoir le modèle mathématique de ce circuit.

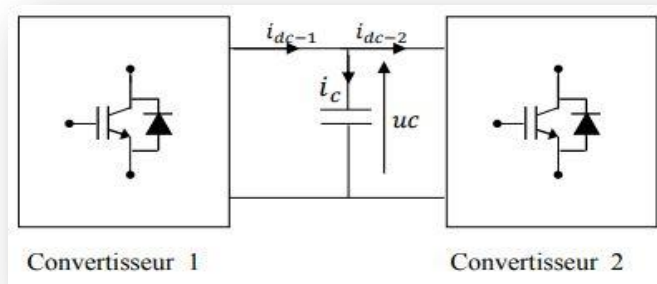


Figure I.12 : Schéma de la structure de convertisseur back to back [3]

Dimensionnement du bus continu

$$C_{bus} = \frac{I\sqrt{2}r}{8.\pi.f.\Delta V} \quad (\text{I.31})$$

ΔV [V] : L'ondulation crête

I [A] : La valeur efficace du courant de ligne

C_{bus} [F] : La capacité du bus continu

Cas du fonctionnement Hyper-synchrone

$$i_c = i_{dc-1} - i_{dc-2}$$

i_c : Le courant de charge du condensateur.

i_{dc-2} : Le courant redressé.

i_{dc-1} : Le courant ondulé.

Cas du fonctionnement Hypo-synchrone

$$i_c = i_{dc-2} - i_{dc-1}$$

i_c : Le courant de charge du condensateur.

i_{dc-2} : Le courant redressé.

i_{dc-1} : Le courant ondulé.

La tension du bus continu est exprimée par l'équation suivante

$$\frac{du_c}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_c$$

$$u_c(t) = u_0 + 1/C \int_{t_1}^{t_2} i_c dt \quad (I.32)$$

Avec :

u_0 Est la tension initiale de condensateur.

Control du bus continu

Pour maintenir la tension du bus continu constante, on utilise une boucle de régulation avec un correcteur proportionnel intégral.

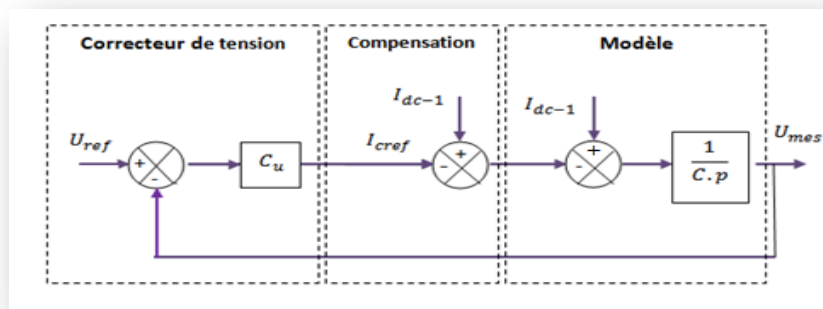


Figure I.13 : Régulation de la tension du bus continu [4].

Les paramètres du régulateur PI sont

$$K_p = \frac{C}{\tau_{uc}} K_i \ll K_p \text{ donc le régulateur est un gain pur}$$

τ_{uc} : Le temps de réponse désiré de la tension redressé.

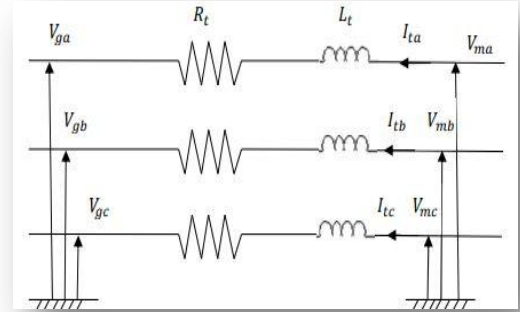
La puissance active transitée au bus continue et de :

$$P_{dc-1} = U_c I_{dc-1}$$

I.8. Modélisation du filtre RL [3]

Le schéma de la figure I.13 montre que la liaison au réseau électrique est réalisée via un filtre d'entrée R-L

Figure I.14 : Représentation du filtre de liaison RL [3]



$$Z_{cc} = R_t + jL_t\omega$$

Avec

ω : Pulsation du réseau

L'ensemble des équations liant les tensions modulées et les courants qui transitent le filtre sont regroupées dans l'équation différentielle suivante

$$\begin{pmatrix} V_{ma} \\ V_{mb} \\ V_{mc} \end{pmatrix} = R_t \cdot \begin{pmatrix} I_{ta} \\ I_{tb} \\ I_{tc} \end{pmatrix} + L_t \cdot \frac{d}{dt} \cdot \begin{pmatrix} I_{ta} \\ I_{tb} \\ I_{tc} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_{ga} \\ V_{gb} \\ V_{gc} \end{pmatrix}. \quad (I.33)$$

I.9. Commande de la génératrice M.A.D.A

Pour la suite de notre étude, nous allons utiliser la commande directe de la M.A.D.A

I.9.1. Commande directe [3]

Cette méthode a été proposée par Blaschke et rendue publique vers 1970, elle se base sur la connaissance exacte du flux (statorique dans notre cas) et de sa position. Ce mode de contrôle permet de garantir un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement.

Cette commande présente des avantages pour les entraînements à vitesse variable de haute performance ainsi que pour les systèmes de générations d'énergie. Elle est simple à mettre en œuvre, mais pas la plus performante. [32]

Pour réguler la machine, nous allons mettre en place une boucle de régulation sur chaque puissance avec un régulateur indépendant. [33]

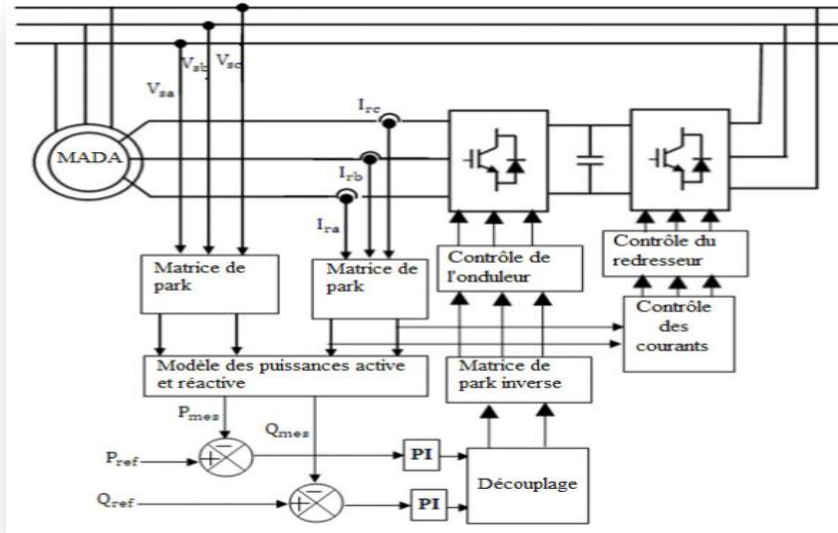


Figure 1.15 : Schéma de principe de la commande en puissance de la M.A.D.A [3]

I.9.2 Model de la M.A.D.A en vue de sa commande

L'intérêt de l'utilisation de la machine asynchrone à double alimentation outre que la taille des convertisseurs, est de pouvoir fonctionner à vitesse variable en suivant la caractéristique puissance-vitesse optimale de l'éolienne.

Après avoir donné le modèle mathématique de la machine, une commande adéquate est nécessaire afin de bien contrôler les puissances statoriques et rotoriques pour permettre un bon fonctionnement de la M.A.D.A. La commande directe est l'une des méthodes de commande appliquée aux machines électriques. [29]

Le développement des équations du (I.14) et (I.15) on aura les équations de tension :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d(L_s I_{sd} + M I_{rd})}{dt} - \omega_{qs} (L_s I_{qs} + M I_{qr}) \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d(L_s I_{qs} + M I_{qr})}{dt} + \omega_{ds} (L_s I_{ds} + M I_{dr}) \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \frac{d(L_r I_{dr} + M I_{ds})}{dt} - (\omega_s - \omega_m)(L_r I_{dr} + M I_{ds}) \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \frac{d(L_s I_{qr} + M I_{qs})}{dt} + (\omega_s - \omega_m)(L_r I_{qr} + M I_{qs}) \end{cases} \quad (I.34)$$

Les équations des flux sont données comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (I.35)$$

Les puissances actives et réactives statoriques sont données par :

$$\begin{aligned} P_s &= V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} \\ Q_s &= V_{qs} I_{ds} - V_{ds} I_{qs} \end{aligned} \quad (I.36)$$

I.9.3. Choix de repère de référence

Il ya plusieurs choix, nous décidons d'orienter notre repère suivant un vecteur flux :

Il reste donc à déterminer le flux que nous allons retenir pour orienter notre repère (d-q-o) :

- Le flux statorique,
- Le flux rotorique.
- Le flux d'entrefer.

Dans cette commande, la machine est conçue de telle façon à ce que le flux statorique dans le repère de Park suivant l'axe q soit nul [4].

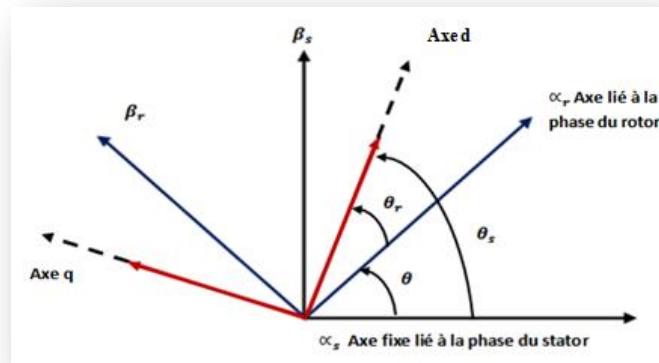


Figure I.16 : Orientation du flux statorique sur l'axe d .

I.9.3.1. Choix du référentiel et principe de la commande [29]

Pour un contrôle facile de la production d'électricité par la M.A.D.A, nous allons réaliser un contrôle indépendant des puissances actives et réactives.

En choisissant un référentiel diphasé (d-q-o) lié au champ tournant statorique et en alignant l'axe d sur le vecteur flux statorique ϕ_s Ainsi :

$$\begin{aligned} \phi_{ds} &= \phi_s \\ \phi_{qs} &= 0 \end{aligned} \quad (I.37)$$

L'expression du couple électromagnétique de l'équation (I.16) devient alors :

$$C_{em} = p \cdot \frac{M}{L_s} (\phi_s I_{qr}) \quad (I.38)$$

En négligeant la résistance statorique, hypothèse réaliste pour les machines de moyenne et forte puissance utilisées dans la production éolienne, on peut écrire alors pour la phase n:

$$V_{ds} = \frac{d\phi_{ds}}{dt} \quad (I.39)$$

En posant que le flux statoriques constant, on obtient les équations de tension statorique suivants :

$$V_{ds} = 0, V_{qs} = V_s \quad (I.40)$$

On peut simplifier les équations des tensions statoriques sur le repère choisi comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = 0 \\ V_{qs} = V_s = \omega_s \cdot \phi_{ds} \\ V_{ds} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_r) \cdot \phi_{qr} \\ V_{dr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_r) \cdot \phi_{dr} \end{cases} \quad (I.41)$$

I.9.4. Relation entre les puissances statoriques et les courants rotoriques

Les puissances actives et réactives statoriques d'une machine asynchrone à double alimentation données par (I.36) peuvent être réécrites, en tenant compte de (I.41) comme suit

$$\begin{aligned} P_s &= V_s I_{qs} \\ Q_s &= V_s I_{ds} \end{aligned} \quad (I.42)$$

En tenant compte de (I.35), on peut exprimer les courants statoriques en fonction des courants rotoriques comme suit :

$$\begin{aligned} I_{ds} &= \frac{\phi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} \cdot I_{dr} \\ I_{qs} &= -\frac{M}{L_s} \cdot I_{qr} \end{aligned} \quad (I.43)$$

En remplaçant I_{ds} et I_{qs} par leurs expressions données par l'équation (I.43) dans les équations des puissances rassemblées dans (I.42), on aboutit à :

$$\begin{aligned} P_s &= -V_s \frac{M}{L_s} I_{qr} \\ Q_s &= \frac{V_s \phi_s}{L_s} - \frac{M V_s}{L_s} I_{dr} \end{aligned} \quad (I.44)$$

En tenant compte de (I.43), l'expression de la puissance active et réactive devient alors :

$$\begin{aligned} P_s &= -V_s \frac{M}{L_s} I_{qr} \\ Q_s &= \frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s} - V_s \frac{M}{L_s} I_{dr} \end{aligned} \quad (\text{I.45})$$

Il ressort de l'expression (I.45) que le contrôle des puissances active et réactive au stator est découplé. En effet, avec une inductance magnétisante constante et un réseau électrique puissant, la puissance active sera directement proportionnelle au courant rotorique d'axe « q », et la puissance réactive proportionnelle au courant rotorique d'axe « d ». à une constante près $\frac{V_s^2}{L_s + \omega_s}$ imposée par le réseau [4].

I.9.5. Relation entre tensions rotoriques et courants rotoriques

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{dr} + \frac{M \cdot V_s}{\omega_s \cdot L_s} \\ \phi_{qr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.46})$$

En remarque qu'au niveau de l'équation (I.46) il y a un couplage entre l'axe q et l'axe d.

En régime permanent, les termes faisant intervenir les dérivées des courants rotoriques diphasés disparaissent, nous pouvons donc écrire :

A partir de cette dernière équation (I.46) et l'équation (I.41) il en découle alors :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \left(l_r - \frac{M}{l_s} \right) \frac{dI_{dr}}{dt} - g \omega_s \left(l_r - \frac{M^2}{l_s} \right) I_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \left(l_r - \frac{M^2}{l_s} \right) \frac{dI_{qr}}{dt} + g \omega_s \left(l_r - \frac{M^2}{l_s} \right) I_{dr} + g \frac{M V_s}{l_s} \end{cases} \quad (\text{I.47})$$

En appliquant la transformation de Laplace à ces deux équations, on obtient

$$\begin{cases} V_{dr} = \left[R_r + \left(l_r - \frac{M}{l_s} \right) \cdot S \right] \cdot I_{dr} - g \cdot \omega_s \cdot \left(l_r - \frac{M^2}{l_s} \right) I_{qr} \\ V_{qr} = \left[R_r + \left(l_r - \frac{M^2}{l_s} \right) \cdot S \right] \cdot I_{qr} + g \omega_s \left(l_r - \frac{M^2}{l_s} \right) I_{dr} + g \frac{M V_s}{l_s} \end{cases} \quad (\text{I.48})$$

V_{dr} Et V_{qr} sont les composantes diphasées des tensions rotoriques à imposer à la génératrice pour obtenir les courants rotoriques voulus. La figure I.16 donne le schéma bloc détaillé du système à réguler.

L'effet du terme de couplage $g\omega_s \left(l_r - \frac{m^2}{l_s}\right)$ est minime pour des faibles glissements et peut être compensé par une synthèse adéquate des régulateurs dans la boucle de commande. En revanche, le terme $g \frac{mV_s}{l_s}$ représente une force électromotrice dont l'influence n'est pas négligeable, le système de contrôle devra donc compenser cette perturbation. Ainsi, on obtient un modèle plus simple permettant le contrôle direct et indépendant des puissances active et réactive en utilisant un seul régulateur sur chaque axe. [15]

I.9.6. Commande directe en P & Q de la M.A.D.A [29]

Dans la méthode directe, l'idée de la régulation consiste à commander indépendamment et directement les puissances P et Q de la M.A.D.A.

I.9.6.1 Schéma bloc en boucle ouverte

En posant les f_{em} suivantes :

$$\begin{aligned} f_{em.d} &= -\omega_r g \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{qr} \\ f_{em.q} &= g \frac{M}{L_s} V_s + \omega_r g \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{dr} \end{aligned} \quad (I.49)$$

Nous obtenons alors :

$$\begin{aligned} V_{dr} &= R_r I_{dr} + \left(l_r - \frac{M^2}{l_s} \right) \frac{dI_{dr}}{dt} + f_{em.d} \\ V_{qr} &= R_r I_{qr} + \left(l_r - \frac{M^2}{l_s} \right) \frac{dI_{qr}}{dt} + f_{em.q} \end{aligned} \quad (I.50)$$

Avec la transformé de Laplace, nous écrivons :

$$\begin{aligned} \left(R_r + \left(l_r - \frac{M^2}{l_s} \right) . S \right) I_{dr} &= V_{dr} - f_{em.d} \\ \left(R_r + \left(l_r - \frac{M^2}{l_s} \right) . S \right) I_{qr} &= V_{qr} - f_{em.d} \end{aligned} \quad (I.51)$$

Ou :

$$I_{dr} = \frac{1}{\left(R_r + \left(l_r - \frac{m^2}{l_s}\right) \cdot S\right)} (V_{dr} - f_{em.d})$$

$$I_{qr} = \frac{1}{\left(R_r + \left(l_r - \frac{m^2}{l_s}\right) \cdot S\right)} (V_{qr} - f_{em.q})$$
(I.52)

Par la substitution des courants rotoriques de l'équation (I.52) dans l'équation (I.36), nous obtenons :

$$P_s = -V_s \frac{M}{L_s} \cdot \frac{1}{\left(R_r + \left(l_r - \frac{m^2}{l_s}\right) \cdot S\right)} (V_{qr} - f_{em.q})$$

$$Q_s = -V_s \frac{M}{L_s} \cdot \frac{1}{\left(R_r + \left(l_r - \frac{m^2}{l_s}\right) \cdot S\right)} (V_{dr} - f_{em.d}) + V_s \frac{\phi_s}{L_s}$$
(I.57)

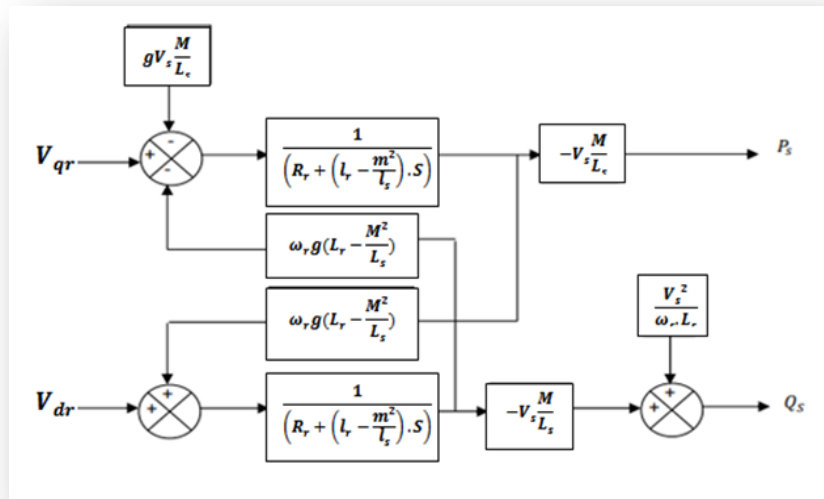


Figure I.17 : Schéma bloc de la M.A.D.A [29]

$$f_{em.d} = -\omega_r g \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) I_{qr}$$

$$f_{em.q} = g \frac{M}{L_s} V_s + \omega_r g \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) I_{dr}$$

Ce modèle met en évidence que le contrôle des puissances de la M.A.D.A revient à contrôler les deux puissances P_s et Q_s par les deux composantes V_{rd} et V_{rq} .

Nous pouvons établir le schéma bloc simplifié de la M.A.D.A :

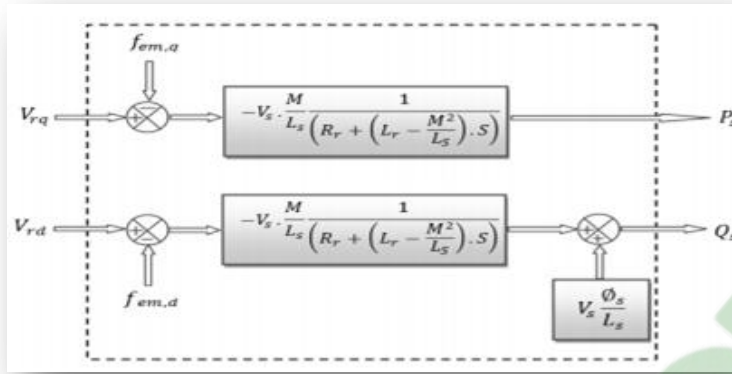


Figure I.18 : Modèle réduit des puissances statoriques de la M.A.D.A [29]

Les puissances actives et réactives pourront être contrôlées de façon indépendante suivant les deux axes « d » et « q » avec deux régulateurs indépendant mais identique. Les grandeurs de référence pour ces régulateurs seront : la puissance active pour l'axe q rotorique et la puissance réactive pour l'axe d rotorique.

- La consigne de puissance active devra permettre de garder un transfert de puissance de l'éolienne optimal. [35]
- La consigne de puissance réactive sera maintenue nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire côté stator de façon à optimiser la qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau.

I.9.6.2. Régulateur Proportionnel-Intégral (PI)

La commande PI n'est pas la plus performante des commandes mais c'est la plus répandue. P et I sont les initiales de Proportionnel et Intégral. P dépend de l'erreur présente à annuler $e(t)$ et I de l'accumulation des erreurs du passé. Utilisé pour commander la M.A.D.A, simple et rapide à mettre en œuvre tout en offrant des performances acceptables [36]. L'action proportionnelle sert à régler la rapidité de la dynamique du système, alors que l'action Intégrale permet d'éliminer l'écart entre la grandeur de consigne et celle que l'on désire asservir. [34] [16]

La figure I.19 montre une partie du système bouclé et corrigé par un régulateur PI dont la fonction de transfert est de la forme $(Kp + Ki/s)$ correspondant aux deux régulateurs utilisés dans la figure I.15. Le rôle de chaque axe est d'annuler l'écart entre les puissances actives et réactives de référence et les puissances actives et réactives mesurées.

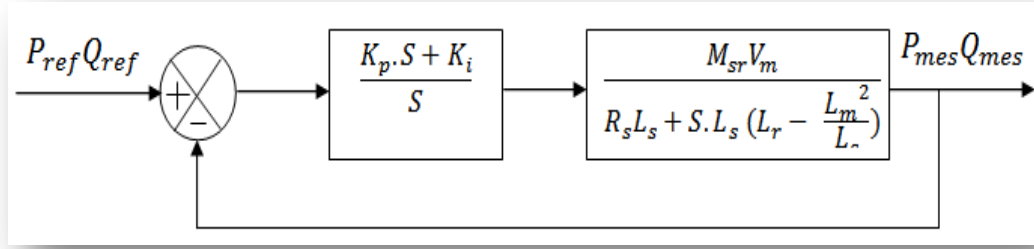


Figure I.19 : Système régulé par un PI [29]

Calcul de régulateur PI [29]

La Fonction de Transfert en Boucle Ouverte (FTBO) avec les régulateurs s'écrit de la manière suivante :

$$FTBO = \frac{S + \frac{K_i}{K_p}}{\frac{S}{K_p}} \frac{\frac{M_{sr} V_s}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}}{S + \frac{L_s L_r}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}} \quad (I.58)$$

Afin d'éliminer le zéro présent sur la fonction de transfert, nous choisissons la méthode de compensation de pôles pour la synthèse du régulateur, ce qui se traduit par l'égalité suivante

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{L_s L_r}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)} \quad (I.59)$$

La FTBO devient alors :

$$FTBO = \frac{K_p \frac{V_s M}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}}{S} \quad (I.60)$$

Ce qui nous donne en boucle fermée :

$$FTBF = \frac{1}{1 - \tau_r S} \text{ avec } \tau_r = \frac{1}{K_p} \frac{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}{V_s M} \tau_r \quad (I.61)$$

Avec τ_r le temps de réponse du système qui d'après des études effectuées par de nombreux chercheurs sur ce type de régulations l'ont fixés à l'ordre de 200 ms, correspondant à une valeur suffisamment rapide pour l'utilisation faite sur l'éolienne

où les variations de vent sont peu rapides et les constantes de temps mécanique sont importantes.

Nous allons maintenant pouvoir exprimer les gains des correcteurs en fonction des paramètres de la machine et du temps de réponse :

$$K_p = \frac{1}{\tau_r} \frac{L_s (L_r - \frac{M^2}{L_s})}{V_s M} \quad (I.62)$$

$$K_i = \frac{1}{\tau_r} \frac{L_s L_r}{M V_s} \quad (I.63)$$

I.9.6.3. Schéma bloc de la régulation

Après avoir calculé les paramètres du régulateur Pi qu'on va l'appliquer à la M.A.D.A. Pour réguler les puissances statoriques de la machine, on va mettre en place une boucle de régulation pour chaque puissance tout en compensant les termes de perturbation de la M.A.D.A afin de rendre les axes d et q complètement indépendants, comme le montre la figure I.20.

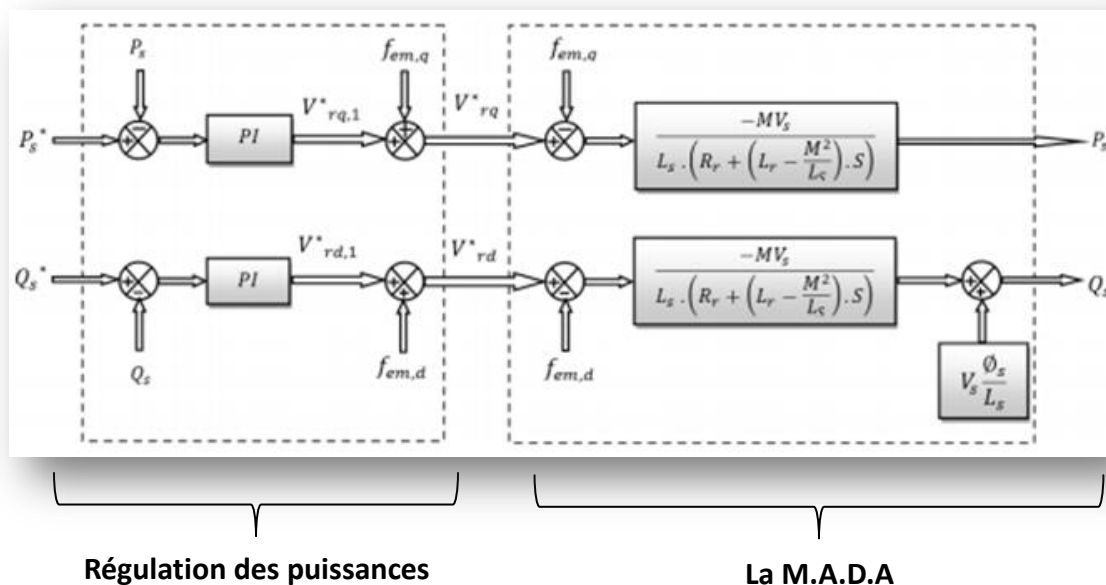


Figure I.20 : Contrôle des puissances statoriques de la M.A.D.A [29]

I.10. Schéma et paramètres de simulation

Le model de notre simulation sous environnement MATLAB/Simulink SimPower System est établis conformément à la figure (I.21), composé d'une M.A.D.A de 2 MW connecté a un réseau électrique constitué d'une source triphasé équilibré alimentant une charge non linéaire de sorte qu'on pourra évaluer les performances de nos régulateurs suite aux différents échelons que nous allons appliquer à notre système.

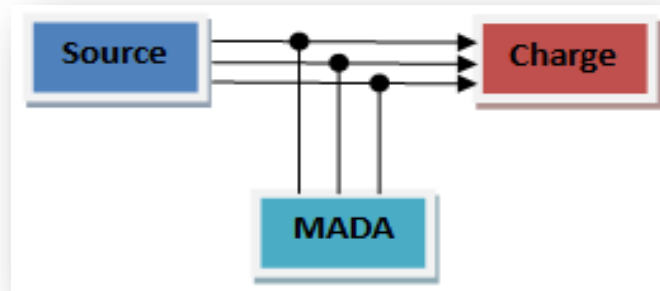


Figure I.21 : Schéma du réseau électrique à simulé

En utilisant la commande directe à notre génératrice asynchrone à double alimentation, et application de deux échelons respectivement à la puissance réactive et active à $t=4s$ et $t=6s$ correspondant à des variations de puissance de -2 MVAR pour la puissance réactive et -2 MW pour la puissance active.

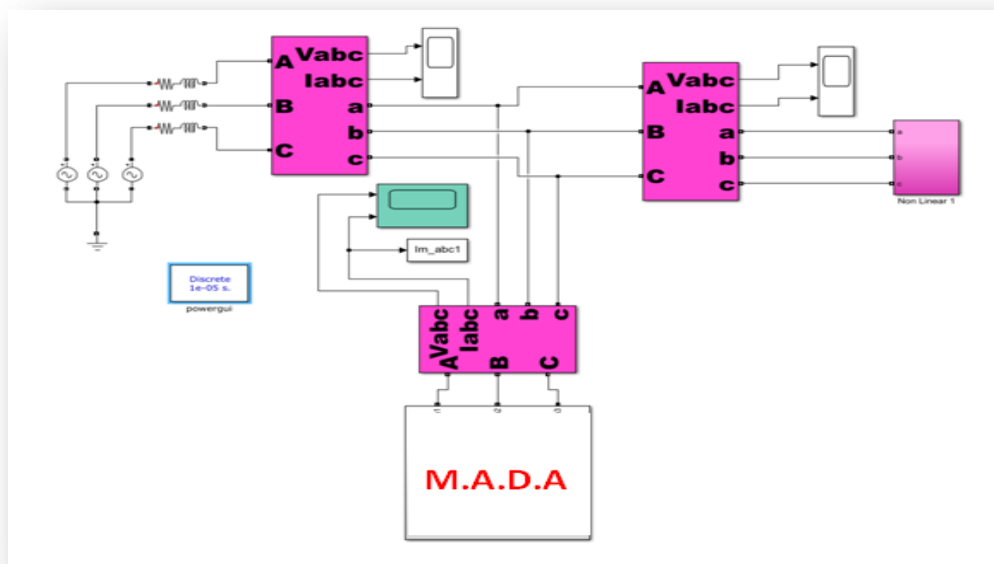


Figure I.22 : Model de simulation
d'un réseau électrique + M.A.D.A débitant sur une charge non linéaire

I.11. Résultats de simulation

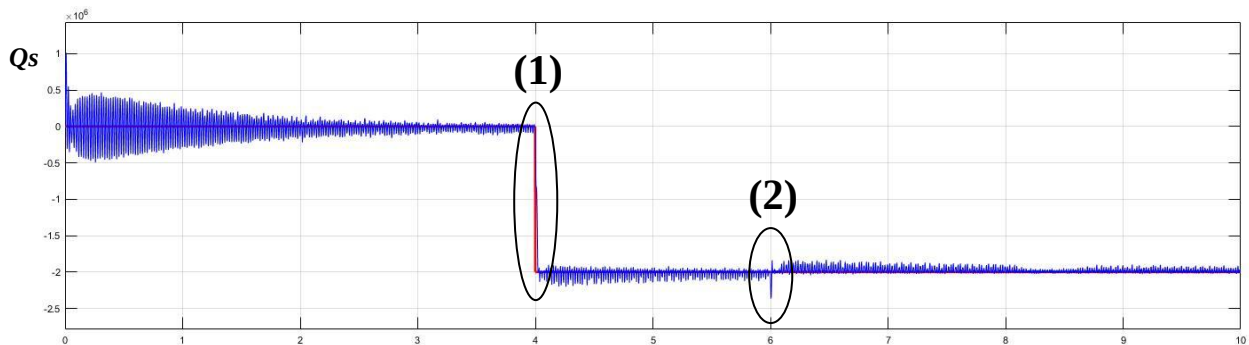


Figure I.23 : Allure de la puissance réactive statoriques de la M.A.D.A avec régulation

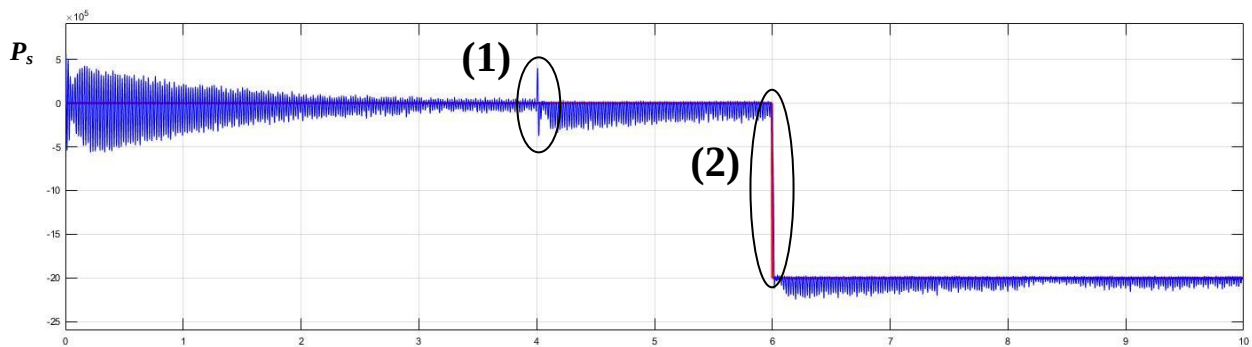


Figure I.24 : Allure de la puissance active statoriques de la M.A.D.A avec régulation

L'évolution des courbes de P_s et Q_s font apparaître clairement le phénomène de découplage entre ces deux puissances de sorte que la variation de l'une n'affecte pas l'autre.

Dans les figures suivantes, on a effectué des zooms de P_s et Q_s autour de $t = 4s$ et $t = 6s$ afin de mieux analysé les performances de nos régulateurs (suivie de la référence).

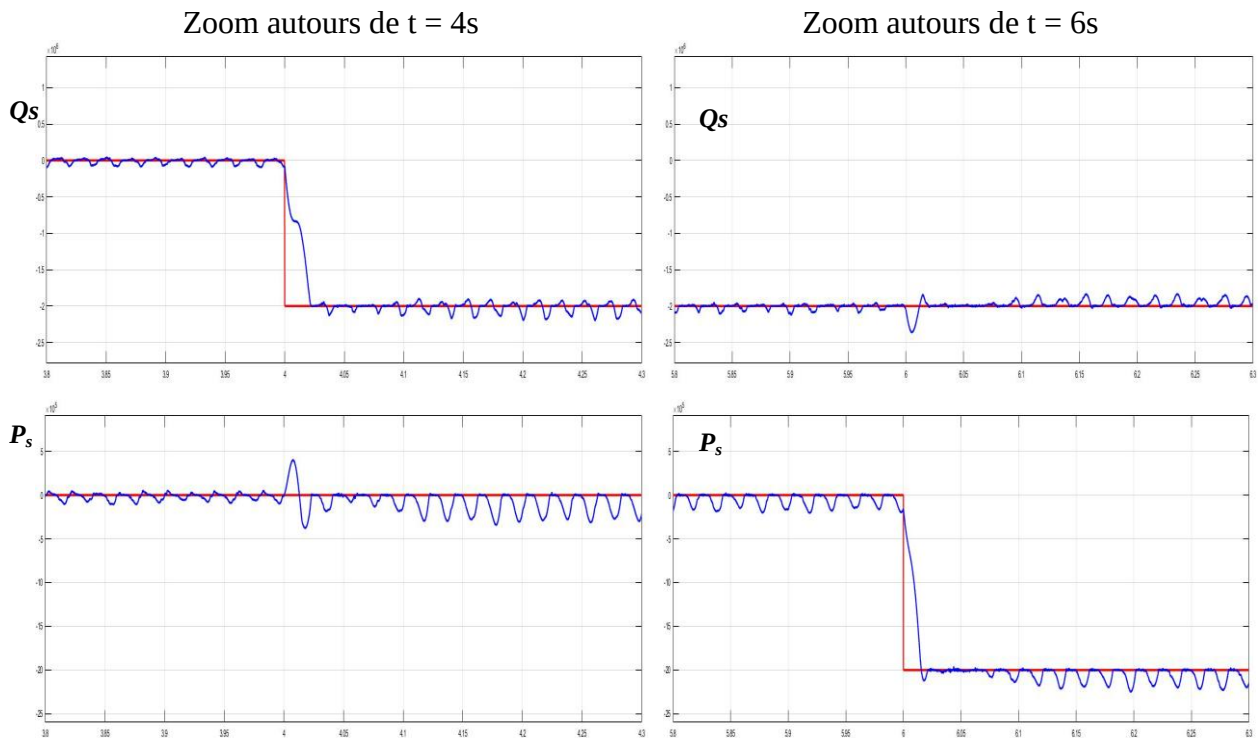


Figure I.25 : Zooms sur l'allure de P_s et Q_s de la M.A.D.A autour de $t = 4s$ puis $t = 6s$

Les zooms sur les allures des puissances active et réactive (figure I.24) mettent en évidence que :

Pour l'allure de la puissance réactive Q_s :

- Le régime transitoire se stabilise après une durée de 3s.
- A $t = 4s$: la puissance réactive passe quasi-instantanément de 0 à -2 MVAR qui montre bien le suivi de la référence.
- A $t = 6s$: la présence d'un faible pic avec un dépassement de l'ordre de 0.2 MVAR.

En ce qui concerne l'allure de la puissance active P_s :

- Le régime transitoire se stabilise après une durée de 3s.
- A $t = 4s$: on voit la présence d'un faible pic avec un dépassement de l'ordre de 0.4 MW.
- A $t = 6s$: la puissance active passe quasi-instantanément de 0 à -2 MW qui montre le bon suivi de la référence.

A travers ces deux allures on constate que les régulateurs sont performants.

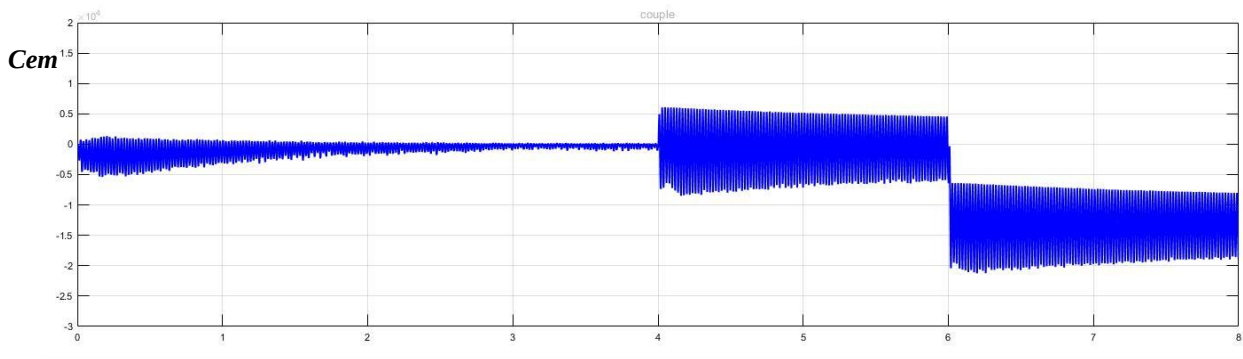


Figure I.26 : Allure du Couple électromagnétique de la M.A.D.A

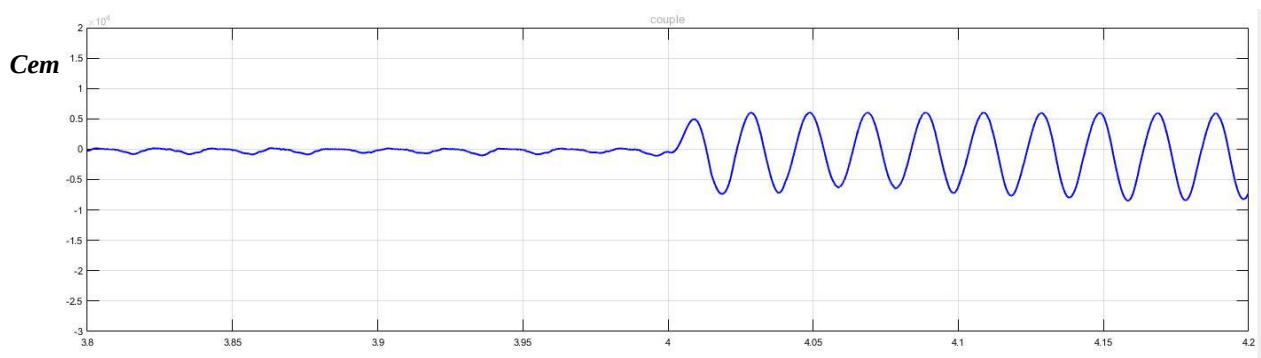


Figure I.27 : Zoom sur l'allure couple de la M.A.D.A entre 3.8s à 4.2s

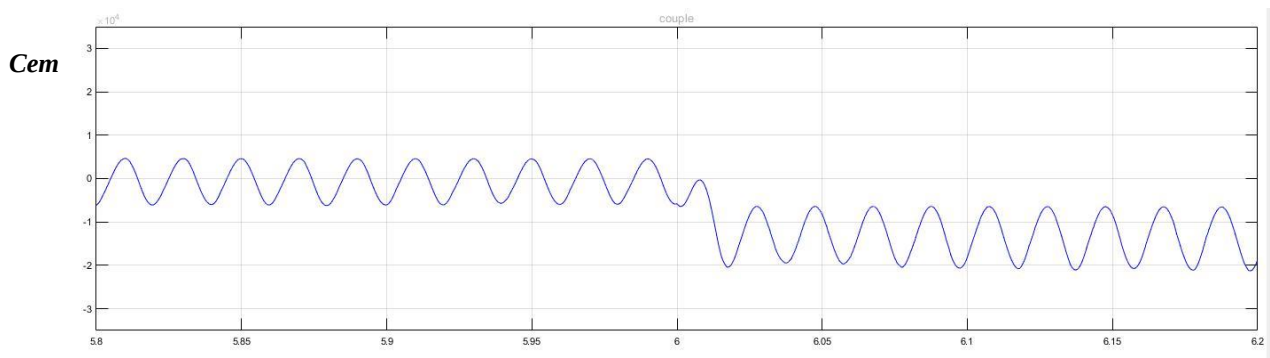


Figure I.28 : Zoom sur l'allure du couple de la M.A.D.A entre 5.8s à 6.2s

A travers l'allure du couple électromagnétique on remarque que le couple suit l'évolution des puissances active et réactive.

Lors de l'application d'un échelon à $t = 4s$ pour la puissance réactive, le couple varie avec une fluctuation de -0.7 à $+0.610^4$ N.m.

Et lors de l'application de l'échelon à $t=6s$ pour la puissance active, on remarque une variation importante du couple qui est passé à une valeur moyenne de l'ordre de $-1.4 \cdot 10^4$ N.m avec une fluctuation de -2 à $-0.8 \cdot 10^4$ N.m.

Figure I.29 : Allure Courant Statorique de la M.A.D.A

Figure I.30 : Zoom sur l'allure du courant Statorique de la M.A.D.A entre 3.8s à 4.2s.

Figure I.31 : Zoom sur l'allure du courant Statorique de la M.A.D.A entre 5s à 6.2s

L'allure du courant statorique suit l'évolution de l'application des variations de puissance

L'allure du courant statorique est sinusoïdale mais légèrement déséquilibré, on remarque que les amplitudes augmentent à $t=4s$ à cause de la variation de la puissance réactive et à $t= 6s$ à cause de la variation de la puissance active.

L'amplitude atteint 2 kA entre la quatrième et la sixième seconde et environs 2.8 kA à partir de la sixième seconde.

Figure I.32 : Allure Courant Rotorique de la M.A.D.A

Figure I.33 : Zoom sur l'allure du courant Rotorique de la M.A.D.A entre 3s à 5s

Figure I.34 : Zoom sur l'allure du courant Rotorique de la M.A.D.A entre 5s à 7s

- L'allure du courant rotorique est sinusoïdale mais riche en harmoniques on remarque que l'amplitude augmente à $t=4s$ à cause de la variation de la puissance réactive et à $t=6s$ à cause de la variation de la puissance active.
- L'amplitude atteint 5 kA entre la quatrième et la sixième seconde et 7 kA à partir de la sixième seconde.

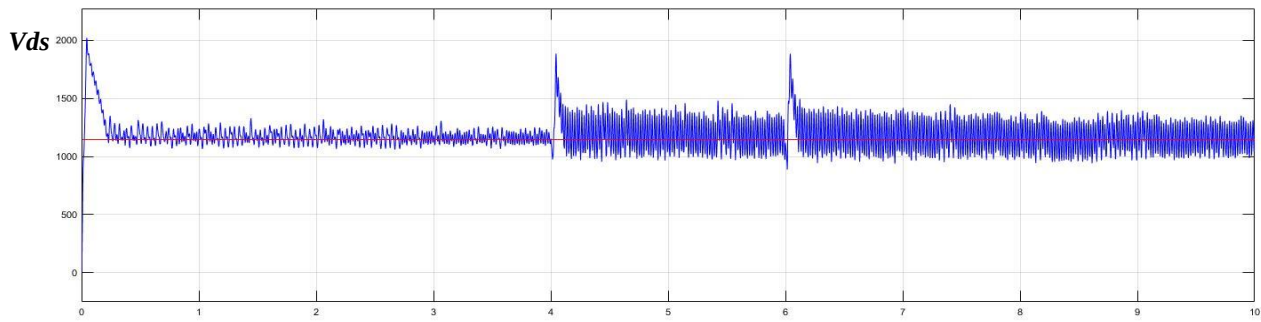


Figure I.35 : Allure de la tension V_{dc} avec régulation.

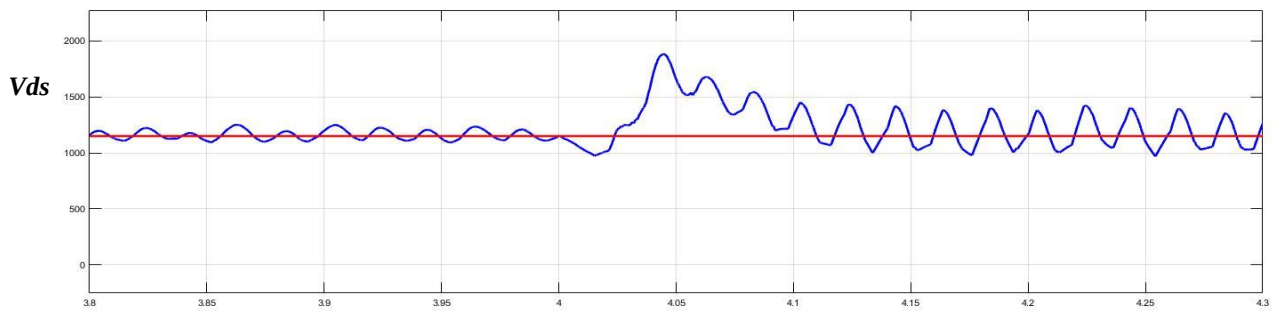


Figure I.36 : Zoom sur l'allure la tension V_{dc} entre 3.8s a 4.3s

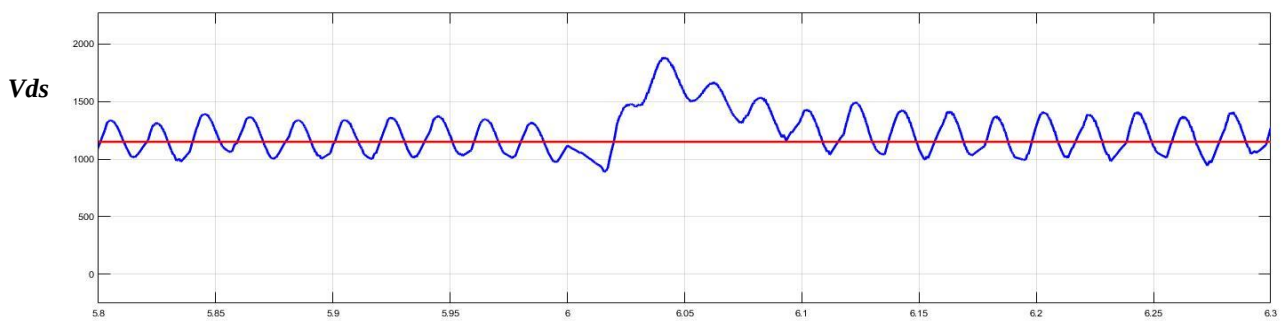


Figure I.37 : Zoom sur l'allure de la tension V_{dc} entre 5.8s a 6.3s

La tension du bus continu suit la référence qui est de 1200 V on remarque des piques au niveau de $t=4s$ et $t=6s$ avec un dépassement d'environ 600 V lors de la variation des puissances active et réactive.

I.11. Conclusion

La machine asynchrone à double alimentation (M.A.D.A) bénéficie de certains avantages par rapport à tous les autres types de machine à vitesse variable,

Dans ce chapitre, nous avons commencé par la description des différentes parties de la chaîne de conversion électrique d'un aérogénérateur à vitesse variable à base de génératrice M.A.D.A.

Nous avons aussi parlé des avantages et inconvénient de la M.A.D.A ainsi que son fonctionnement générateur que ce soit en mode hyper-synchrone et Hypo-synchrone.

Pour analyser la qualité d'énergie fournie par une génératrice de type M.A.D.A de 2 MW dans un cas défavorable. Nous avons modélisé les éléments de la structure Scherbius ce qui nous a permis de simplifier l'étude de la M.A.D.A et de pouvoir établir une commande linéaire découplée ou on a utilisé la commande directe en puissance active et réactive statorique en utilisant un régulateur proportionnel intégral.

Ensuite nous avons simulé notre système éolien constituer de deux sources, la première conventionnel et la seconde et une génératrice de type M.A.D.A d'une puissance de 2 MW les deux source alimentent une charge non linéaire. A travers les résultats de simulation nous avons confirmé le découplage. Et que les régulateurs PI ont assuré la poursuite des références imposées malgré les brusques variations ou nous avons constaté la bonne performance des régulateurs.

Chapitre II

Etude et simulation d'un filtre actif parallèle

II.1. Introduction

Les charges polluantes détériorent la qualité d'énergie des réseaux électrique et ne cesse de poser problème aux distributeurs d'énergie. L'utilisation croissante des dispositifs à base d'électronique de puissance dans les appareils industriels, tertiaires ou domestiques entraînent de plus en plus de problèmes de perturbation, ces charges non linéaires absorbent des courants avec des formes d'ondes différentes des tensions d'alimentation ce qui affecte la qualité de l'énergie électrique du réseau auquel ils sont connectés. En effet, ces systèmes absorbent des courants non sinusoïdaux, même s'ils sont alimentés par une tension sinusoïdale. [37] [38]

Pour fournir aux consommateurs une énergie électrique de qualité, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les filtres actifs sont proposés comme des solutions de dépollution des réseaux électriques.

Dans ce chapitre, nous allons étudier théoriquement la topologie du filtre actif parallèle et établir une stratégie de commande. Enfin nous allons simuler un réseau électrique connecté à une charge polluante. Dans le but de voir l'influence de ce genre de charge sur la qualité d'énergie d'un réseau électrique et de définir ensuite une solution convenable.

II.2. Les harmoniques

Les harmoniques de courant sont périodiques mais non sinusoïdaux circulent au travers des impédances des réseaux. Ces courant sont causé principalement par des charges non linéaires connectées au réseau triphasé absorbent des courants qui ne sont pas forcément égaux et entraînent souvent un déséquilibre dans le réseau électrique. En effet, ces charges non linéaires qui sont constitués à base de semi-conducteurs de puissance absorbent des courants harmoniques et une puissance réactive, ce qui dégrade considérablement la qualité de l'énergie électrique et les performances des réseaux de distribution. Toutes les charges linéaires connectées, au point de couplage commun, en parallèle avec les charges polluantes subissent en conséquence les perturbations et le déséquilibre. On est face à une dégradation de la qualité de

puissance ce qui a des conséquences préjudiciables sur le bon fonctionnement des appareils électriques. [39] [40]

II.2.1. Conséquences de présence de la pollution harmonique

La présence d'harmoniques de courant ou de tension conduit à des effets néfastes sur le réseau de distribution, comme par exemple [41] [20] [35] [42] :

- L'échauffement des conducteurs, des câbles, des condensateurs et des machines dû aux pertes cuivre et fer supplémentaires ;
- Le vieillissement des isolants ;
- Le dysfonctionnement de certains équipements électriques comme les dispositifs de commande et de régulation ;
- La dégradation de la précision des appareils de mesure ;
- L'interférence dans les systèmes de télécommunication ;
- Le facteur de puissance et influé par la présence d'harmonique à cause de la puissance déformante qui s'ajoute à la puissance apparente.

II.2.2. Taux de Distorsion Harmonique « THD »

Le THD va nous servir à quantifier les perturbations des courants et des tensions. Il représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques à la valeur efficace du fondamental. Il est défini par la relation [10] [35] [38] [5] :

$$THD = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{(X_h)^2}{(X_1)^2}} \quad (II.01)$$

Avec X pouvant être un courant ou une tension.

II.2.2.1. Les normes de qualité [03] [36] [40]

Jusqu'à lors, le seuil de tolérance du taux de distorsions harmonique n'est pas universel.

Il existe plusieurs normes, par exemple mais les deux principaux organismes qui ont établi de telles normes sont la Commission Électrotechnique Internationale (CEI) et

IEEE. Les normes qu'ils ont établies sont de façon respective la série CEI 61000 et l'IEEE Standard 519.

De façon générale ces normes identifient les principales sources de pollution harmonique, décrivent les effets de ces harmoniques sur les réseaux, décrivent des méthodes d'analyse et de mesure pour les harmoniques et fournissent diverses recommandations en vue de réduire la présence d'harmoniques sur les réseaux électriques.

Les distributeurs et les consommateurs doivent respecter des normes et des recommandations. Selon la norme IEEE Standard 519 dans les installations industrielles, les tensions harmoniques dont le THD est inférieur à 5% ne produisent pas d'effet notable par contre Entre 5% et 7% on commence à observer des effets, et pour plus de 10% les effets sont quasi certains.

II.2.3. Facteur de puissance [40]

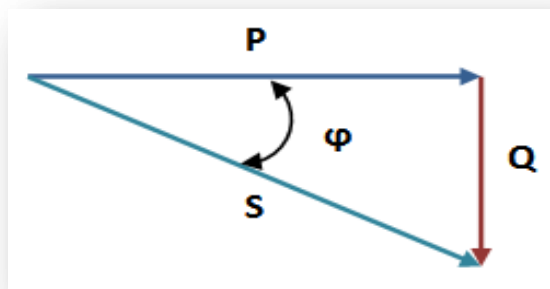


Figure II.1 Diagramme vectorielle des puissances

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (\text{II-02})$$

- S : La puissance apparente (KVAh), elle se transforme intégralement en puissance mécanique (travail) et en chaleur (pertes).
 P : Puissance active (KWH) sert essentiellement à l'alimentation des circuits magnétiques des machines électriques.
 Q : Puissance réactive (KVAR).
 P, Q : représentent la puissance fondamentale.
 D : la puissance déformante représente la puissance harmonique.

Le facteur de puissance peut se mettre donc sous la forme de :

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (\text{II-03})$$

Cette équation montre que les harmoniques diminuent le facteur de puissance.

II.2.4. Dépollution des harmoniques

La minimisation des perturbations harmoniques au sein des réseaux électriques permet de diminuer le taux de distorsion harmonique THD et donc d'éviter les problèmes des courants et tensions harmoniques et leurs conséquences techniques et économiques. Parmi les solutions nous avons le filtre actif (série, parallèle).

Le filtre actif parallèle « F.A.P » constitue l'objet de notre étude celui-ci a pour rôle de compenser en temps réel tout ou une partie des courants harmoniques et/ou la puissance réactive d'un ensemble de charges polluantes. [44] [45]

II.3. Le filtre actif parallèle (F.A.P) [38]

Pour compenser les harmoniques de courant le F.A.P injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase afin que la source puisse fournir uniquement la partie fondamentale du courant avec le maintien d'une allure sinusoïdale.

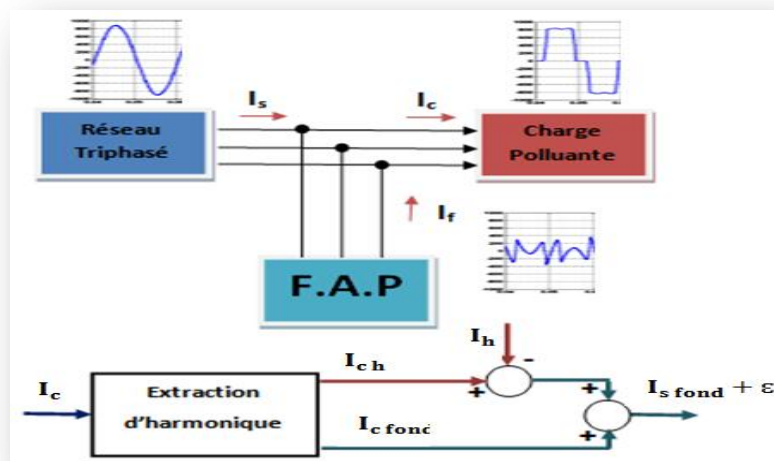


Figure II.2. Principe du filtre actif parallèle.

II.3.1. Structure du F.A.P [38]

La structure d'un filtre actif parallèle se compose en deux parties, puissance et commande. La partie puissance se compose d'un onduleur, d'un circuit de stockage d'énergie, souvent capacitif et d'un filtre de sortie. Tandis que la partie commande est constituée de trois blocs le premier sert à l'identification des courants perturbés, le second pour la régulation de la

tension continue appliquée aux éléments de stockage d'énergie et le troisième pour la régulation du courant injecté sur le réseau à partir de l'onduleur de tension.

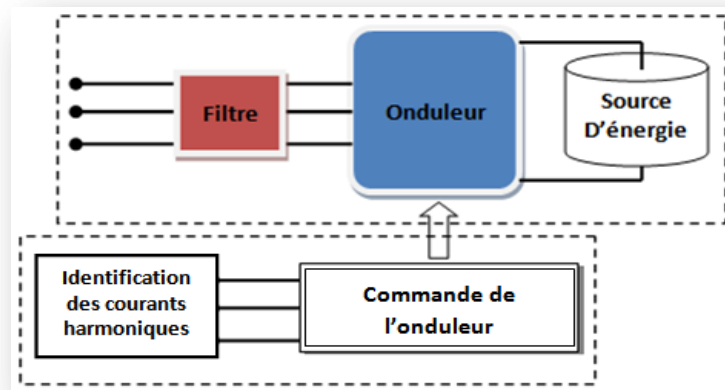


Figure II.3 : Structure générale d'un filtre actif parallèle

II.3.2. Etude de la partie puissance du F.A.P [46] [47] [48]

Dans cette partie, nous nous intéressons à la partie puissance du filtre actif parallèle.

La modélisation de l'onduleur de tension avec la commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) classique ont été déjà abordée dans le premier chapitre de ce mémoire. L'objectif de la commande, que ce soit à MLI ou par hystérésis, est de générer les ordres d'ouverture et de fermeture des interrupteurs de manière à ce que le courant du filtre actif soit le plus proche de sa référence.

Les performances du filtre actif parallèle, notamment la diminution du THD du courant de source sont certes liées aux performances de la génération des courants de référence, mais dépendent également de la stratégie de commande de l'onduleur de tension.

Différentes méthode d'identification de courant harmonique sont recensées dans la littérature.

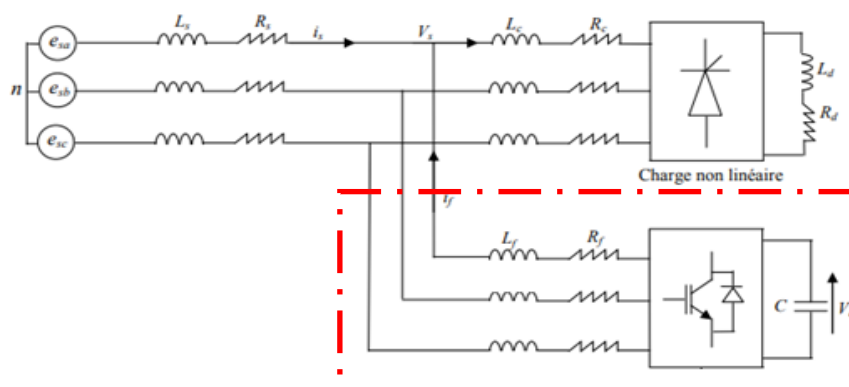


Figure II.4. Schéma de principe de connexion d'un filtre actif parallèle.

II.3.2.1. Dimensionnement du condensateur [49] [50]

Pour les petites et moyennes puissances, l'élément de stockage de l'énergie le plus adapté est une capacité placée du côté continu de l'onduleur.

Le choix des paramètres du système de stockage n'est pas arbitraire car ils ont une influence sur la dynamique et la qualité de compensation du filtre actif parallèle.

La méthode la plus simple pour le choix du condensateur se base sur la mesure du courant harmonique I_h du rang le plus faible et en choisissant un taux d'ondulation acceptable (ε) généralement de l'ordre de 5% de V_{dc} , la capacité C est calculée à partir de la relation suivante :

$$C = \frac{I_h}{\varepsilon V_{dc} \omega_h} \quad (\text{II.02})$$

ω_h : Est la plus faible pulsation des harmoniques à compenser.

I_h : Le courant harmonique du rang h .

II.3.2.2. Dimensionnement du filtre de sortie l_f [51] [52]

L'inductance par laquelle l'onduleur est relié au réseau sert à filtrer les courants harmoniques hautes fréquences. Ces courants harmoniques sont causés par les impulsions de tension générées par l'onduleur. Le filtre passif de sortie composé d'une inductance l_f de résistance interne R_f généralement négligeable. Un bon dimensionnement de la l'inductance l_f et requis. Il doit être dimensionné de manière à satisfaire les deux critères suivants.

- Assurer la dynamique du courant :

$$\frac{d}{dt} \overline{I_h} = \frac{d}{dt} \overline{I_f} \quad (\text{II.05})$$

Avec I_h le courant harmonique de la charge et I_f le courant du filtre actif.

- Empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique.
- La tension V_f généré par le convertisseur pour chaque phase en négligeant la résistance du filtre est donnée par :

$$V_f = V(t) + l_f \frac{dI(t)}{dt} \quad (\text{II-06})$$

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{V_f - V(t)}{l_f} \quad (\text{II-07})$$

- Pour réduire l'ondulation du courant, il est nécessaire d'augmenter la valeur de l'inductance l_f à une valeur acceptable (en accord avec les contraintes de réalisation pratique).
- On peut calculer l'ondulation maximum du courant en négligeant la résistance de l'inductance à partir de l'expression approximée de la dérivée du courant.

$$\frac{\Delta i}{\Delta t} = \frac{V_f - V(t)}{l_f} \quad (\text{II.08})$$

- Si on suppose que le convertisseur essaye de reproduire exactement la tension du réseau, on peut calculer l'intervalle d'application de tension positive (T+) et négative (T-) de du convertisseur comme suit. [13]

$$T + (\omega t) = \frac{T_{sw}}{2} \cdot \frac{2E(\omega t) + V_{dc}}{2V_{dc}} \quad (\text{II.09})$$

$$T - (\omega t) = \frac{T_{sw}}{2} \cdot \frac{-2E(\omega t) + V_{dc}}{2V_{dc}} \quad (\text{II.10})$$

- La variation du courant entre chaque intervalle est donnée par :

$$\Delta i + (\omega t) = \frac{T}{l} + \left(\frac{V_{dc}}{2} - E(\omega t)\right) = \frac{T_{sw}}{8IV_{dc}} (V_{dc}^2 - 4E^2(\omega t)) \quad (\text{II.11})$$

$$\Delta i - (\omega t) = \frac{T}{l} - \left(\frac{V_{dc}}{2} + E(\omega t)\right) = \frac{T_{sw}}{8IV_{dc}} (V_{dc}^2 - 4E^2(\omega t)) \quad (\text{II.12})$$

- On constate que les deux variations sont identiques ; donc l'ondulation maximum pic à pic sera donné par :

$$\Delta i = \frac{T_{sw} \cdot V_{dc}}{8IV_{dc}} \quad (\text{II.13})$$

- La valeur minimum de l'inductance est donnée par :

$$l_{f-min} = \frac{T_{sw} \cdot V_{dc}}{8 \cdot Ii_{max}} \quad (\text{II.14})$$

I.3.3. Stratégie de contrôle du F.A.P

Le choix de la méthode utilisée pour isoler la composante harmonique du courant de charge est un facteur déterminant. [53] L'identification des composantes harmoniques se fait en général, soit dans l'espace des courants, soit dans l'espace des puissances. [54]

Nous avons choisi dans notre étude d'appliqué aux filtres actifs de puissance parallèle la commande directe ainsi que la méthode des puissances instantanées p-q pour identifier les harmoniques de courants. Cette méthode est parmi les méthodes d'identification en temps réel, les plus utilisées, car elle réalise le meilleur compromis entre performances statique et dynamique. Basées sur le filtrage des signaux. Elle est fondée sur le principe de la séparation du fondamental des harmoniques par filtrage. Cette méthode n'est applicable que si la tension du réseau est parfaitement sinusoïdale et équilibrée. [55] [50] [56]

Pour ce qui est du principe La commande directe, elle est basée sur la comparaison du courant de référence $I_{ref}(t)$ obtenu par une méthode appropriée, au courant injecté au réseau par le filtre actif de puissance $I_f(t)$.

II.3.3.1 Principe de compensation des courants harmoniques [56]

La charge absorbe les courants $I_{l(a,b,c)}(t)$ perturbés en harmoniques que le filtre doit compenser en injectant les courants $I_{f(a,b,c)}(t)$ pour que la source ne fournisse que les courants actifs $I_{s(a,b,c)}(t)$.

On écrit pour les courants de charge :

$$I_l(t) = I_{l,a}(t) + I_{l,h}(t) \quad (II.15)$$

Avec $I_{l,a}(t)$ la part active du courant de la charge, $I_{l,h}(t)$ est la part réactive et harmonique du courant de la charge.

Et pour la source, en considérant que les courants désirés sont actifs, soit, $i_{s,a}(t)$ et correspondent majoritairement à la part active nécessaire pour la charge $i_{l,a}(t)$ à côté d'un faible courant $I_{pertes}(t)$ qui sera absorbé par le filtre pour compenser ces pertes.

On aura :

$$I_s(t) = I_{l,a}(t) + I_{pertes}(t) \quad (II.16)$$

$$I_l(t) = I_s(t) + I_f(t) \quad (II.17)$$

En remplaçant (II.15) et (II.16) dans (II.17), on obtient :

$$I_{s,a}(t) + I_{pertes}(t) + I_f(t) = I_{l,a}(t) + I_{l,h}(t) \quad (II.18)$$

$$I_{f,i}(t) = I_{l,h}(t) - I_{pertes}(t) \quad (\text{II.19})$$

II.3.3.2 Méthode p-q Application sur un réseau équilibré à 3 fils [44] [50] [38]

La première étape consiste à ramener la tension v_s de la source et les courants i_c de la charge dans le repère de Concordia en utilisant la transformation de Concordia. Cette transformation permet de passer d'un système triphasé (a,b,c) à un système biphasé (α,β) , ce qui simplifie les expressions mathématiques, réduit le coût d'implémentation et laisse la puissance invariante. [55]

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \text{II-20}$$

La puissance réelle instantanée p et la puissance réactive instantanée q peuvent être exprimées de façon équivalente en système biphasé par :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Ce qui nous donne :

$$\begin{aligned} p &= V_\alpha * I_\alpha + V_\beta * I_\beta \\ q &= V_\alpha * I_\beta - V_\beta * I_\alpha \end{aligned} \quad (\text{II.22})$$

La puissance réelle instantanée ainsi que la puissance imaginaire instantanée peuvent être exprimées de la façon suivante

$$\begin{aligned} p &= \bar{p} + \tilde{p} \\ q &= \bar{q} + \tilde{q} \end{aligned} \quad \text{II-23}$$

Où p et q sont, de façon respective, les composantes des puissances moyennes actives et réactives correspondant au courant de charge fondamentale (50 Hz), alors que $\tilde{q}$ et $\tilde{p}$ correspondent aux composantes oscillatoires liées au courant harmonique.

Supposons que les tensions du réseau soient parfaites et que les courants de la charge puissent être décomposés en série de Fourier : [40]

Toute fonction périodique de fréquence « f » peut être représentée par une somme composée:

- D'un terme sinusoïdal appelé le fondamental de fréquence f et de valeur efficace Y_1 .
- De termes sinusoïdaux appelés harmoniques dont les fréquences sont n fois la fréquence du fondamental et de valeurs efficaces Y_n .
- D'une éventuelle composante continue de valeur Y_0 .

$$Y(t) = Y_1\sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi_1) + \dots + Y_n\sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi_n) + Y_0$$

Pour éliminer les composantes continues, on a le choix entre un filtre passe-haut ou une boucle de régulation constituée d'un filtre passe bas avec un retour unitaire (filtre Butterworth)

$$p_{ref} = \tilde{p}, \quad q_{ref} = \tilde{q} \quad (II.23)$$

Le filtre Butterworth et un filtre passe haut composer d'un filtre passe bas avec un retour unitaire. Le filtre passe bas bloque le passage des composantes harmoniques des puissances, et permet uniquement le passage des composantes continues ensuite grâce la boucle de régulation cette puissance continu va être soustraite de la puissance (réel, imaginaire) ce qui va donner la possibilité d'avoir en sortie seulement la partie ondulé correspondant à la puissance harmonique.

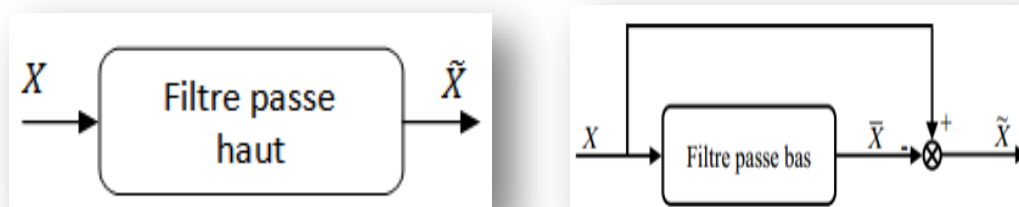


Figure II.5. Filtre passe haut [44]

Les caractéristiques de ces deux filtres concernant le résidu harmonique sont différentes: le circuit constitué d'un filtre Butterworth est plus performant qu'un filtre passe-haut du même ordre.

- Filtre passe Haut : $F_H(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi_2\omega_0 s + \omega_0^2}$ $|R_a| = |1 - F_H|$
- Filtre Butterworth : $F_B(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi_2\omega_0 s + \omega_0^2}$ $|R_b| = |F_B|$

$|R_a|$ et $|R_b|$ sont les résidus hannoniques dans les deux cas.

Après avoir séparé les puissances, on calcule les courants perturbateurs dans le repère $\alpha\beta$ en se servant de l'expression (II.21) comme suit :

$$\begin{bmatrix} I_{ref\alpha} \\ I_{ref\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{ref} \\ p_{ref} \end{bmatrix} \quad (II.24)$$

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (II.25)$$

Selon la fonction que nous donnons au filtre actif de puissance, nous pouvons compenser soit les harmoniques de courant soit l'énergie réactive ou l'ensemble des deux.

Compensation des courants harmoniques	Compensation de la puissance réactive	Compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive
$p_f = \tilde{p}$ $q_f = \tilde{q}$	$p_f = 0$ $q_f = q$	$p_f = \tilde{p}$ $q_f = q$

Tableau 2 : Possibilité de compensation harmonique et réactif avec F.A.P

Dans notre étude nous nous somme intéressé à la compensation des courants harmoniques et la puissance réactive en utilisant la formule suivante :

$$\begin{bmatrix} I_{ref\alpha} \\ I_{ref\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ q \end{bmatrix} \quad (II.26)$$

Les courants triphasés sont obtenus à partir des courants diphasés $I_{ref\alpha}$ et $I_{ref\beta}$ par la transformation inverse de Concordia. Ces courants représentent les perturbations et deviennent les courants de référence qui sont à injecter en opposition de phase sur le réseau électrique pour éliminer les harmoniques.

$$\begin{bmatrix} I_{refa} \\ I_{refb} \\ I_{refd} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ref\alpha} \\ I_{ref\beta} \end{bmatrix} \quad (II.27)$$

Le schéma de la Figure (II.6) illustre les différentes étapes permettant l'obtention des courants de référence par la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées

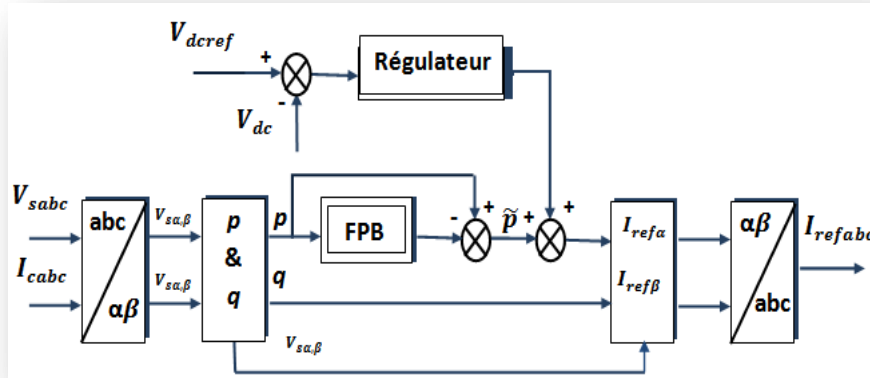


Figure II.6. Schéma de principe de la méthode d'identification des puissances instantanées

II.3.3.3. Régulation de la tension continue [22] [05] [47] [30] [57] [43]

Un bon dimensionnement du bus continu et une bonne régulation de la tension V_{dc} délivré par celui-ci, doit se faire d'une façon à fournir une tension à valeur quasi constante, celle-ci ne doit pas dépasser la limite de tension supportable par les semi-conducteurs de l'onduleur. Cette tension ne doit pas être inférieure à une certaine limite, car cela affecterait les performances de compensation du filtre actif et La fluctuation de cette tension doit être faible.

La cause de variation de cette tension est l'échange de puissance active avec le réseau. Le régime transitoire de la charge non linéaire et les pertes dans les composants de puissance font aussi varier la tension aux bornes du condensateur.

En régime permanent, le bus continu sert comme élément stockage d'énergie pour compenser la différence de la puissance réelle entre la charge et la source lors des périodes transitoires.

Afin d'obtenir la quantité P_{dc} représentant la puissance active nécessaire pour maintenir V_{dc} proche de sa référence V_{dcref} on va utiliser Une boucle de régulation de tension avec un régulateur de type proportionnel intégral.

$$p_{dc} = \frac{d}{dt} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot C_{dc} V_{dc}^2 \right) \quad (II.28)$$

Pour des faibles variations de la tension autour de sa référence V_{dcref} , elle peut être linéarisée :

$$p_{dc} = V_{dcref} C_{dc} \frac{d}{dt} V_{dc} \quad (II.29)$$

Appliquons la transformation de Laplace sur cette relation, nous obtenons :

$$p_{dc}(S) = S \cdot V_{dcref} C_{dc} V_{dc}(S) \quad (II.30)$$

La tension aux bornes du condensateur est donnée par :

$$V_{dc}(S) = \frac{p_{dc}(S)}{V_{dcref} S C_{dc}} \quad (II.31)$$

Pour maintenir la tension V_{dc} à une valeur constante nous allons utiliser une boucle de régulation avec un régulateur de type Proportionnel intégral (PI). Le choix des paramètres K_{idc} et K_{pdc} aura pour objectif d'obtenir un temps de réponse minimal afin de ne pas nuire la dynamique du filtre actif.

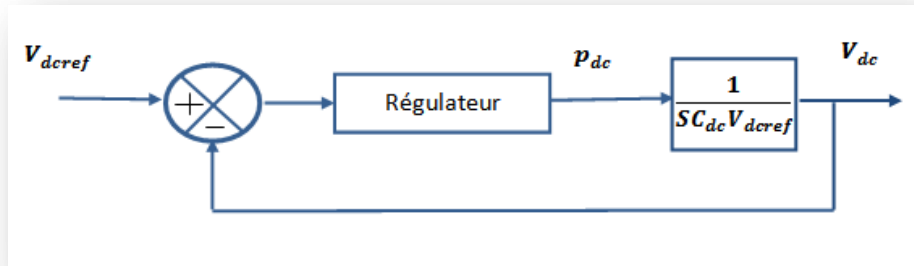


Figure II.6. Boucle de régulation de la tension continue

Le régulateur PI de la tension continue :

$$K_{dc}(s) = \frac{K_{pdc} s + K_{idc}}{s} \quad (II.32)$$

Avec :

K_{pdc} : Gain proportionnel du régulateur

K_{idc} : Gain intégral du régulateur

Le calcul de K_{pdc} et K_{idc} passe par le calcul de la fonction de transfert en boucle fermée puis l'identification avec les paramètres de la fonction de transfert du deuxième ordre.

$$k_{idc} = C_{dc} V_{dc ref} \cdot \omega_s^2 \quad // \quad k_{pdc} = 2\xi \omega_s C_{dc} V_{dc ref} \quad // \quad \omega_s = 2\pi f_c$$

Pour une bonne réponse dynamique du système, on choisit la valeur de Coefficient d'amortissement $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$

II.3.3.4. Régulation du courant du filtre

Pour que le filtre actif s'adapte aux variations de la charge on doit agir sur deux paramètres essentiels qui sont la tension continue à l'entrée de l'onduleur et le courant du filtre actif parallèle.

Le but de la boucle de régulation du courant est de contrôler le courant à la sortie de l'onduleur.

Contrôle par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

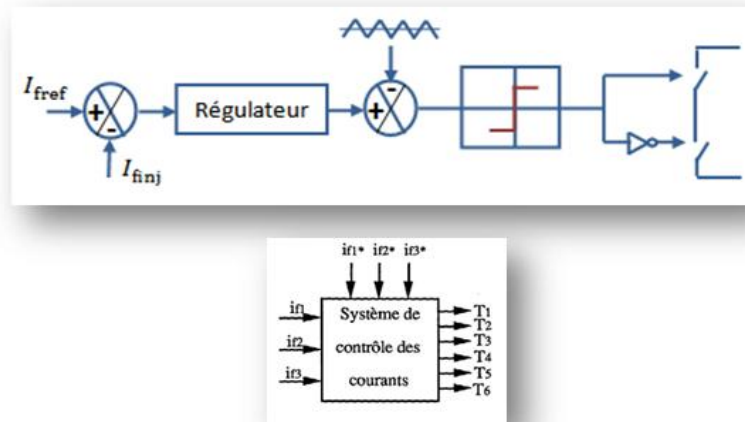


Figure II.8. Principe de commande des courants par commande MLI

$T_1 \dots T_6$ sont les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur.

La figure II.8 illustre le principe de contrôle de l'onduleur de notre F.A.P par MLI. Dans ce cas, la différence entre le courant référence $f I_{ref}$ et le courant réel I_{finj} génère une erreur qui est appliquée à l'entrée d'un régulateur. Le signal de sortie du régulateur, appelé modulateur, est ensuite comparé à un signal triangulaire de

fréquence fixe (porteuse) afin de déterminer les ordres de commutations des interrupteurs. [58]

Considérons ΔI_f la différence entre le courant de référence et le courant mesuré :

$$\Delta I_f = I_{fref} - I_{finj}$$

II-29

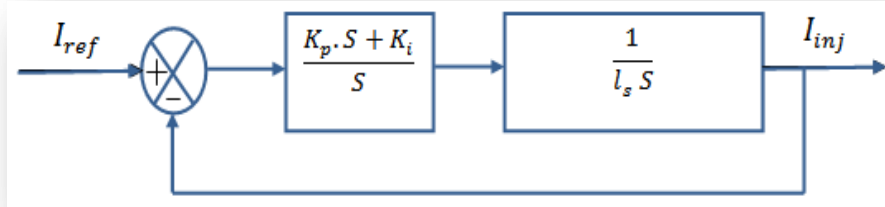


Figure II.9. Schéma simplifié de la régulation des courants du filtre

Le régulateur doit satisfaire les objectifs généraux de la régulation ainsi que les contraintes liées au rejet des perturbations. Généralement, le régulateur le plus utilisé est le régulateur proportionnel intégral (PI). En effet, Il est l'un des plus simples à mettre en œuvre (figure (II.9)). [57]

$$k_{idc} = l_s \cdot \omega_s^2 \quad // \quad k_{pdc} = 2\xi\omega_s l_s \quad // \quad \omega_s = 2\pi f_c$$

II.4. Schéma et paramètres de simulation

Après avoir compris le principe de fonctionnement du F.A.P et après l'avoir étudié théoriquement. Pour vérifier ces performances ainsi que sa commande, nous avons simulé un réseau électrique triphasé équilibré alimentant une charge non linéaire et on a intégré notre filtre actif parallèle triphasé qui a pour rôle de compensé les harmoniques de courant absorbé par la charge non linéaire ainsi que l'énergie réactif.

Sachant que pour l'extraction des courants harmoniques nous avons utilisé la méthode des puissances réelles et imaginaire p-q et la commande direct avec la technique MLI pour le control de l'ouverture et de la fermeture des interrupteurs de l'onduleur.

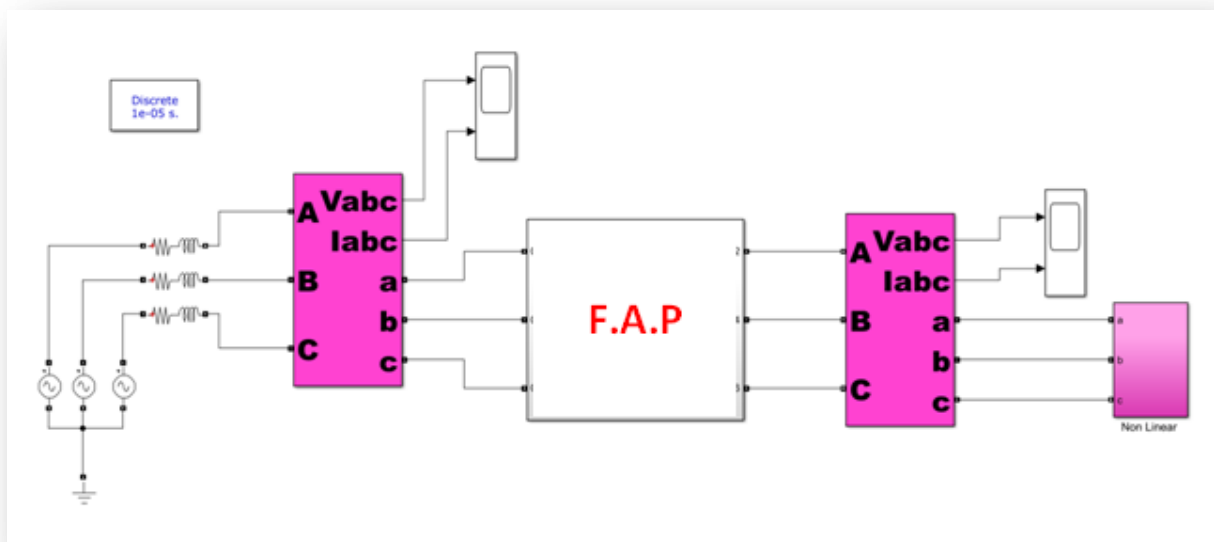


Figure II.10 : Schéma de simulation d'un réseau électrique contenant un F.A.P.

II.5. Résultats de simulation :

Avant filtrage

La tension n'est pas affectée par les harmoniques

Courants (a,b,c) de la charge :

Figure II.11. les trois phase (a,b,c) du courant de la charge I_l

Le courant absorbé par la charge est périodique mais riche en harmoniques cela peut nuire aux charges connectées au même réseau électrique en particulier ceux qui ne supportent pas les harmoniques. Pour neutraliser les harmoniques qui circulent dans le réseau de courant ou les faire baisser à un THD toléré par la norme IEEE standard 519 (THD < 5%) nous allons intégrer notre F.A.P. à ce réseau électrique afin de compenser

Courant (a,b,c) du F.A.P :

Figure II.12. Courants produits par le filtre actif parallèle I_f

La figure montre les courants harmoniques que le F.A.P. a reproduits depuis l'identification des courants harmoniques de la charge polluante mais en opposition de phase pour être injecté au réseau afin de réduire le taux de distorsion harmonique.

Les allures et les FFT des trois phases (a,b,c) des courants de la source (I_s) avant filtrage et les courants générés par le F.A.P (I_f) :

Phase a	
Phase b	
Phase c	

Figure II.13. Courant de la source avant filtrage / Courant de compensation

Le taux de distorsion harmonique du courant la source des trois phases est identique égal à 25,56% nettement supérieur à la norme IEEE standard 519.

Grace au F.A.P nous avons pu générer le même courant harmonique absorbé par la charge mais en opposition de phase afin de l'injecté au même réseau électrique afin de compensé les harmonique de courant.

Les allure des trois phase (a,b,c) des courants de la source (I_s) après filtrage :

Figure II.14. Courant de la source I_s après filtrage

La figure (II.16) montre que l'allure du courant de source est sinusoïdale ce qui veut dire que la qualité du signal a été améliorée grâce au F.A.P. La figure (II.17.) nous montre les FFT de chacune des trois phases du courant de source.

Phase a	Phase b	Phase c

Figure II.15. Allure des courants de sources avec leur FFT après filtrage

D'après les résultats obtenus, on voit bien qu'après l'intégration du F.A.P, la qualité du courant a nettement été améliorée d'où le THD a diminué jusqu'à 4.5% qui est un taux satisfaisant selon la norme IEEE standard 519.

V_{dc}

Figure II.16. Courant de la charge V_{dc} .

La tension v_{dc} s'est stabilisée selon la consigne de régulation et devenu constante à la 0.6 s. Le régulateur proportionnel intégral permet de maintenir la tension continue aux bornes du condensateur c_{dc} constante et égale à sa valeur de référence $V_{dcref} = 700V$.

	Phase 01	Phase 02	Phase 03
THD Is avant compensation	25.58%	25.58%	25.58%
THD Is après compensation	4.47 %	4.55 %	4.52 %

Tableau 3 : THD des courants de source avant et après filtrage

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'abord présenté les perturbations de courants où nous avons parlé de leurs origines, leurs conséquences et comme solution pour limiter la prolifération des harmoniques de courant dans un réseau électrique, nous avons étudié les performances du filtre actif parallèle à structure de tension ou on a utilisé la stratégie de la commande directe et la méthode des puissances actives et réactive instantanées p-q pour l'identification des courants de référence.

Ensuite pour mieux voir l'influence et le comportement du filtre actif parallèle et sa stratégie de control nous avons simulé un système constitué d'un F.A.P intégré à un réseau électrique qui comporte une source triphasé équilibré alimentant une charge non linéaire

Les Résultats de cette simulation nous ont montré que Le facteur de puissance unitaire (la tension et le courant de source sont parfaitement en phase), le taux de distorsion harmonique de courants de source avant filtrage étais de 25.58 % puis diminue jusqu'à 4.55 % après filtrage soit une valeur inférieure au THD max toléré par la Norme IEEE standard 519 et qui est de $< 5\%$.

Depuis ces résultats on a constaté l'efficacité de la méthode des puissances active et imaginaire instantanées $p-q$ à identifier les courants harmoniques ainsi que le bon fonctionnement des régulateurs.

Chapitre III

Etude et simulation de la qualité d'énergie fournie par une éolienne connectée au réseau

III.1. Introduction

Toute perturbation électrique se manifestant dans les tensions, les courants ou la fréquence est susceptible de causer une défaillance ou du dysfonctionnement des équipements électriques, est classée comme un problème de la qualité d'énergie.

L'intégration d'une éolienne à un réseau électrique nécessite plus d'attention.

Dans ce chapitre nous allons étudier la possibilité d'amélioration de la qualité d'énergie d'un réseau électrique pollué constitué d'une source conventionnel en présence d'une génératrice de type M.A.D.A les deux débitant sur une charge non-linéaire la présence d'harmonique de type courant nécessiterai l'intégration d'un filtre actif parallèle a ce réseau. Nous allons donc utiliser le même F.A.P qu'on a étudié au deuxième chapitre et de voir a travers une étude comparatif la meilleure implémentation en termes d'efficace en s'appuyant sur les résultats de simulation sous environnement Matlab/Simulink Simpower Systeme.

III.2. Implémentation du F.A.P

Premier cas (M.A.D.A>>F.A.P>>Charge RL)

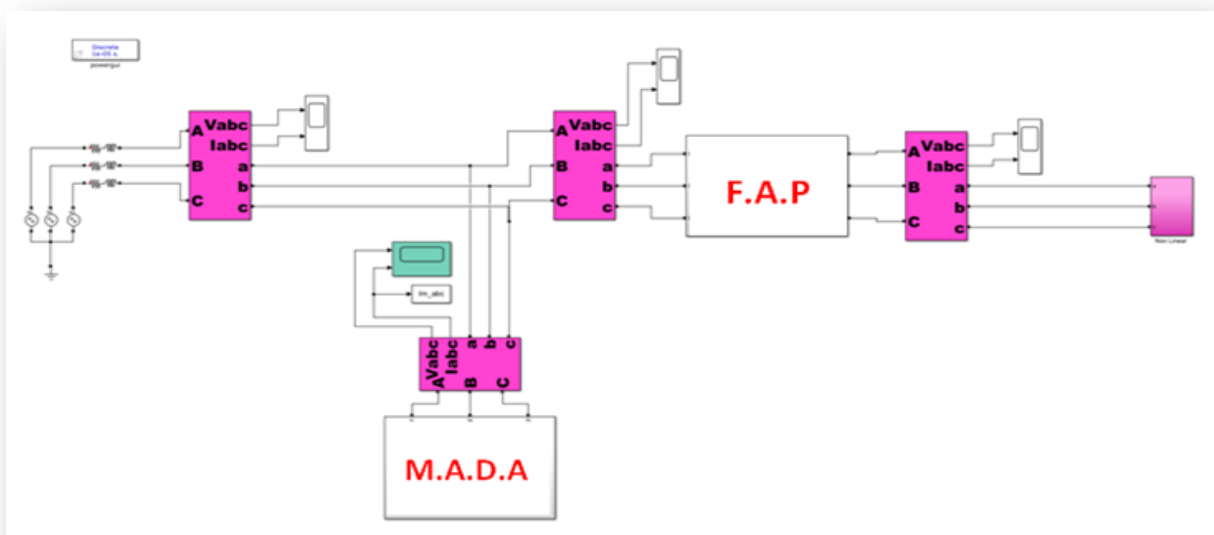


Figure III.1. Schéma de simulation implémentation du F.A.P avant la charge RL

Avant filtrage

Figure III.2. Allure de la tension et du courant de la M.A.D.A (1^{er} configuration)

Figure III.3. Allure de la tension et du courant de la charge RL (1^{er} configuration)

Figure III.4. FFT du courant de la phase 1 de la charge RL (1^{er} configuration)

Après filtrage

Figure III.5. Allure de courant du filtre actif parallèle injecté au réseau électrique (1^{er} configuration)

Figure III.6. Allure de tension et de courant avant le filtre actif parallèle (1^{er} configuration)

Figure III.7. Allure de tension et courant de la source après filtrage (1^{er} configuration)

Figure III.8. FFT du courant de la phase 1 de la source (1^{er} configuration)

Deuxième cas (F.A.P >> M.A.D.A >> Charge RL)

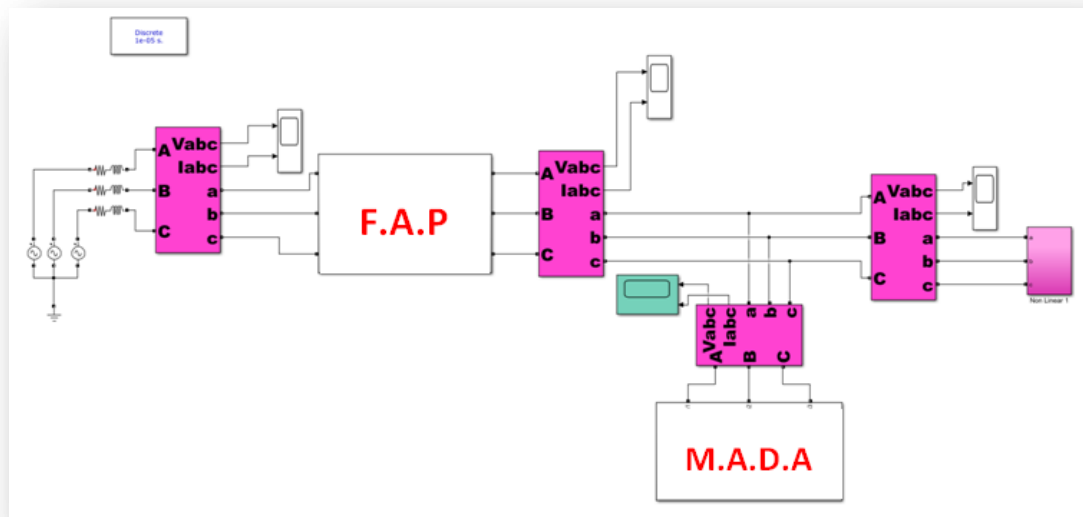


Figure III.9. Schéma de simulation implémentation du F.A.P après la source

Avant filtrage

Figure II.10. Allure de la tension et du courant de la charge RL (2^{ème} configuration)

Figure III.11. FFT du courant de la phase 1 de la charge RL (2^{ème} configuration)

Figure III.12. Allure de la tension et du courant de la M.A.D.A (2^{ème} configuration)

Figure III.13. FFT du courant de la phase 1 de la M.A.D.A (2^{ème} configuration)

Figure III.14. Allure de la tension et du courant de la charge (M.A.D.A + RL) (2^{ème} configuration)

Figure III.15. FFT du courant de la phase 1 la charge (M.A.D.A + RL) (2^{ème} configuration)

Après filtrage

Figure III.16. Allure de la tension et du courant de la source (2^{ème} configuration)

Figure III.17. FFT du courant de la phase 1 la source (2^{ème} configuration)

	THD avant filtrage		THD après filtrage
	Compensation		Source
	RL	M.A.D.A	
Première configuration	26.25%		4.41%
Deuxième configuration		10.27%	5.46%

Tableau 4. Comparative des THD courant de source des deux configurations

Le THD obtenu au niveau la source lors de la première configuration respecte la norme l'IEEE Standard 519 tandis que la deuxième configuration son THD est supérieur à la norme.

A travers

La première configuration on a pu voir que l'allure du courant est sinusoïdale et équilibré et donc le filtre a remplis son rôle ou il a compensé les harmoniques de courant ainsi que l'énergie réactif.

La deuxième configuration on a pu voir que l'allure du courant est sinusoïdale mais riche en harmonique.

III.3. Conclusion

D'après cette études comparatives on a pu constater que l'implémentation du filtre actif parallèle avant la charge RL est plus efficace que de l'implémenté après la source la deuxième configuration nécessite un dimensionnement plus couteux pour satisfaire la norme IEEE Standard 519.

Conclusion Générale

Dans le première chapitre, on propose de faire une étude sur un aérogénérateur munie d'une génératrice à double alimentation 2 MW. Après avoir établie une étude détaillée ou nous avons modélisé les éléments constituant la partie électrique de l'aérogénérateur. Cella nous a permis d'établir une commande directe de la M.A.D.A avec l'utilisateur des régulateur de type PI. Ensuite nous avons simulé sous environnement MATLAB un réseau électrique constitué de deux source l'une conventionnel triphasé équilibré et la deuxième est une génératrice de type M.A.D.A. Les deux sources alimentent une charge non-linéaire RL. Les résultats de simulation nous ont confirmé le découplage et de nous ont permit de vérifier la bonne performance des régulateur.

Le deuxième chapitre nous l'avons consacré au filtre actif parallèle, nous avons modélisé les éléments constituant le filtre actif parallèle pour la commande du F.A.P nous avons utilise la commande direct avec les régulateur PI et pour l'identification des courants Harmoniques nous avons utilisé la méthode des puissances réel et imaginaire p-q. pour mieux étudier le comportement du F.A.P nous avons simulé sous environnement MATLAB un filtre actif parallèle connecté a un réseau électrique constitué d'une source triphasé équilibré alimentant une charge non-linéaire. Les résultats de simulation on montré l'efficacité de la méthode d'identification des courant harmonique et la bonne performance des régulateur. Ce qui nous a confirmé la fiabilité de notre filtre actif parallèle.

Le troisièmes chapitre consiste a une étude comparatif des résultats de simulations de deux configuration d'implémentation du F.A.P dans un réseau électrique constitué de deux source l'une conventionnel et d'une génératrice M.A.D.A débitant toute les deux sur une charge non-linaire

Lors de la première configuration le F.A.P est implémenté juste avant la charge RL.

Pour la deuxième configuration, on implémente le F.A.P juste après la source.

Alors cette étude comparative a pour but de nous montré la meilleur implémentation (la plus efficace et la moins couteuse)

Perspective

En vue d'améliorer d'avantage la qualité d'énergie.

Nous avons comme perspective l'utilisation de nouvelle technique de commande que se sois pour la M.A.D.A ou bien pour le F.A.P ainsi que l'utilisation des onduleurs multi niveaux qui peuvent offrir de meilleur rendement en thermes de compensation harmonique. L'utilisation de nouvelle méthode d'identification d'harmonique de courant

Une réalisation pratique serai aussi envisageable.

Références bibliographiques

[1]	ROUABHI RIYADH « Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée », thèse de doctorat, université Batna 2, 2016.
[2]	<i>Wind energy in Europe in 2018, Trends and statistics, Wind Europe, février 2019.</i>
[3]	MR KOURANE YAMINE MR GANI KHALED mémoire fin d'études « Commande vectorielle d'une M.A.D.A dédiée à l'énergie éolienne », 2015/2016
[4]	K. THAKRE , « Dynamic performance of dfig wind turbine under unbalance grid fault condition» Rourkela 2009.
[5]	SAHRAOUI, ANES; REKIOUK, ABDELHAFID mémoire fin d'études «Commande des puissances active et réactive d'une éolienne basée sur une M.A.D.A», 2016/2017
[6]	LEBSIR Abdelkader " evaluation des possibilites d'integration des energies renouvelables dans les equipements publics " thèse Master ; Université Abderrahmane Mira – Bejaia ; 2014-2015
[7]	Atlas vent d'Algérie publié par CDER (Centre de Développement des Energies Renouvelables)
[8]	BEKHADA HAMANE , « COMMANDE ROBUSTE D'UN AÉROGÉNÉRATEUR À BASE DE MACHINE ASYNCHRONE À DOUBLE ALIMENTATION PILOTÉE PAR UN CONVERTISSEUR MATRICIEL », THÈSE PRÉSENTÉE À L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES Mai 2018.
[9]	REMI DEFONTAINES «ÉTUDE ET SIMULATION DE LA M.A.D.A. » ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE UNIVERSITÉ DU QUÉBEC MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE -2012
[10]	BEKHADA HAMANE , « COMMANDE ROBUSTE D'UN AÉROGÉNÉRATEUR À BASE DE MACHINE ASYNCHRONE À DOUBLE ALIMENTATION PILOTÉE PAR UN CONVERTISSEUR MATRICIEL », THÈSE PRÉSENTÉE À L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES Mai 2018.
[11]	I.DELHEM-S. DERMEL . « Application des techniques de commandes intelligentes pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de master academique. 2015.
[12]	M. BOUHARKAT , « Etude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone à cage en régime dynamique », Thèse de doctorat de l'université de Batna, 2006.
[13]	F. POITIERS , « Étude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne », Thèse de Doctorat, Université de Nantes, Déc. 19, 2003

[14]	ARDJOUN SID AHMED EL MAHDI , « Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation », magister en Electrotechnique ; Université Djilali Liabes de Sidi-Bel-Abbès ; 2010
[15]	BRAHIMI OUSSAMA ET MECHERNEN MOHAMMED WALID « Commandes d'une machine asynchrone à double alimentation (M.A.D.A) utilisée dans une chaîne éolienne », thèse Master Université Aboubekr Belkaid– Tlemcen –; 2016-2017
[16]	TELLI ABDERRAHIM , «ÉTUDE ET COMMANDE D'UNE EOLIENNE A VITESSE VARIABLE INTEGREE AU RESEAU MT.», Magister en Electrotechnique, UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE D'ORAN MOHAMED BOUDIAF USTOMB, 2012.
[17]	DATTA. R ET T.RANGANATHAN. V. « Variable-Speed Wind Power Generation Using Doubly Fed Wound Rotor Induction Machine- a Comparison With Alternative Schemes », IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol.17, No.3, pp.414-421.
[18]	DJERIRI YUCEF , « Commande directe du couple et des puissances d'une M.A.D.A associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle », Thèse de Doctorat en Génie Electrique université de Djillali-Liabes Sidi-Belabes Faculté de Technologie Département d'Electrotechnique 2015
[19]	H. BÜHLER , Electronique de puissance, Traité d'électricité, d'électronique et d'électronique, vol XV, 2ème édition Georgi, 1981.
[20]	M. A. E. ALALI , « Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension », Thèse de doctorat de l'université Louis Pasteur Strasbourg I, France, (2002).
[21]	MR TOUATI MUSTAPHA KAMEL « Étude D'une Génératrice Éolienne Connectée Au Réseau Électrique », magister en Electrotechnique ; Université de Batna 2015
[22]	M. AOUES « Filtrage actif des harmoniques générés par un redresseur triphasé ». Mémoire de Magister, Université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou, 2004.
[23]	TOUAL BELKACEM , « Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable », Université de Batna, Magister ,7/10/2010
[24]	LAAMAYAD TAHAR , « Commande optimale d'une machine asynchrone apport de la logique floue », Mémoire de Magister de l'Université de Batna, 2008.
[25]	Y. BEKAKRA , « Etude et commande du moteur asynchrone à double alimentation (M.A.D.A) par différentes techniques avancées », Mémoire de Magister, Centre Universitaire d'El-Oued, 2010.
[26]	L. BAGHLI , « Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques », Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université Henri Poincaré, Nancy 1, France, 1999.
[27]	R. ABDESSAMED, M. KADJOUJ , « Modélisation des machines électriques », Presses de l'université de Batna, 1997.
[28]	MR MEDJENAH NADIA ET MME HAMOUDI CHAHIRA « Amélioration de la performance de la commande des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée », master en Electrotechnique ; UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA; 2017-2018
[29]	MR HAMOUCHE ABDELKRIM ET MALIOUI ABDELHAMID « Commande par mode glissant de la machine asynchrone à double alimentation (M.A.D.A) utilisée dans une éolienne », master en Electrotechnique ; Université Aboubakr belkaid Tlemcen 2016-2017
[30]	F. DEFAY , « Commande prédictive directe d'un convertisseur multicellulaire triphasé époux une application de filtrage actif », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Université de Toulouse, Décembre 2008.
[31]	H. IDJOUADIEN ET S. IRBAH , « Commande non linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation », thèse d'ingénieur d'état Bejaia 2007.
[32]	K. EFTICHIOS, K. KOSTAS , « Design of a maximum power tracking system for wind energy conversion applications », IEEE transaction on industrial electronics, vol. 53, no. 2, April 2006
[33]	A. MIRECKI , « Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance », Thèse de Doctorat, institut national polytechnique de Toulouse . 05/04/2005.
[34]	P. E. VIDAL , « commande Non Linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation » thèses doctorat en Génie électrique, institut national polytechnique de Toulouse, France, 2004
[35]	BRIKCI NIGASSA, Mohammed Amine Magister «Contribution d'un UPQC dans un réseau MT en présence de charges non linéaire alimentées par éolienne», Université Mohamed Boudiaf des Sciences et de la Technologie - Mohamed Boudiaf d'Oran 2016/

[36]	FREDERIC POITIERS , « Etude et commande des génératrices asynchrone pour l'utilisation de l'énergie éolienne : machine asynchrone à cage autonome et machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau », Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique de Nantes 19-12 -2003.
[37]	ANTOINE HANNA NOHRA , « Commande de Filtrés Actifs Parallèles sur un Réseau Fortement Perturbé », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, janvier 2017.
[38]	JIANHONG XU , « FILTRAGE ACTIF PARALLELE DES HARMONIQUES DES RESEAUX DE DISTRIBUTION D'ELECTRICITE », Thèse de Doctorat, délivré conjointement par l'Institut National 'Polytechnique de Lorraine le 20/01/1994
[39]	P. FERRACCI , « La qualité de l'énergie électrique », Schneider Electric, cahier technique N°. 199, Mai 2000.
[40]	KEBIRI SAMIA , « Etude et Simulation d'un Filtre Actif de Puissance », Magister en Electrotechnique ; UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI, - TIZI-OUZOU ; 2017-2018
[41]	N. BRUYANT , « Etude et commande généralisées de filtres actifs parallèles, compensation global ou sélective des harmoniques, régime équilibré ou déséquilibré », Thèse de doctorat de l'université de Nantes, France, (1999).
[42]	A. LOPEZ DE HEREDIA , « Contribution à l'étude des interactions entre les nouveaux systèmes de génération et compensation distribués et le réseau électrique ». Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble, France, (2006).
[43]	TAHRI MERYEM & ZOUKHA DJEMAA , « Etude et simulation d'une commande robuste pour filtre actif de puissance à deux Bras a point milieu pour la compensation de courant harmonique », Mémoire de fin de master, Université de Tlemcen, 14 Juin 2017
[44]	AMROUNE MOURAD , « Commande et diagnostic d'un filtre actif parallèle », MASTER EN GENIE ELECTRIQUE, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA FACULTE DE TECHNOLOGIE, Algerie, 2015/2016
[45]	H. KOUARA « Application d'un filtre actif série au contrôle de la tension d'un réseau basse tension ». Mémoire de Magister, Université de Batna, 2006
[46]	M.A. NEJAD, S. PIERFEDERICI, J.P. MARTIN, AND F.M. TABAR , « Study of an hybrid current controller suitable for DC-DC or DC-AC applications », IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 6, pp. 2176–2186, November 2007.
[47]	T. GOURAUD , « Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique », Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Nantes, Université de Nantes, Janvier 1997.
[48]	HILMY AWAD , "Vector control of static séries compensator for mitigation of voltage dips" Chalmers University of Technology Gotburg, Sweden 2002.
[49]	REGUIG NADJAH, HERIZI BRAHIM « Etude et Simulation d'un Filtre Actif de Puissance », master en Electrotechnique ; UNIVERSITE LARBI BEN M'HIDI DE OUM EL BOUAGHI - M'SILA; 2017-2018
[50]	MAE. ALALI « Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques Basses Tension ». Thèse de Doctorat, Université Louis Pasteur – Strasbourg I, 2002.
[51]	ETXEBERRIA-OTADUI . « Sur les Systèmes de l'Electronique de Puissance dédiés à la Distribution Electrique Application à la Qualité de l'Energie ». Thèse de Doctorat de l'Institut Nationale Polytechnique de Grenoble (France), 2003.
[52]	R. R. WALLACE L. A. MORÁN, J. DIXON . « A three-phase active power filters operating with fixed switching frequency for reactive power and current harmonic compensation », In IEEE Trans. Ind. Electron, volume vol. 42, No. 4, pp. 402408, August 1995.
[53]	I. ETXEBERRIA-OTADUI Sur « les systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique : Application à la qualité de l'énergie ». Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble avec le «Label Européen», 2003
[54]	D. OULD ABDESLAM, P. WIRA, D. FLIELLER, J. « MERKLE Power harmonic identification and compensation with an artificial neural network method ». International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'2006), Montreal, Canada, 2006.
[55]	D. OULD ABDESLAM, J. MERKLE, R. NGWANYI, Y-A. CHAPUIS « Artificial Neural Networks for Harmonic Estimation in Low-Voltage Power Systems. Du projet » Conception intégrée de systèmes électroniques de commande » CPER Alsace 2002-2006, Université Louis Pasteur de Strasbourg et Institut National des Sciences Appliquées de Strasbourg.
[56]	S. NIA , « Contribution à l'étude théorique et expérimentale d'un filtre actif parallèle à commandes analogique et numérique temps réel », Thèse de doctorat de l'I.N.P.L, Nancy, France, (1996).

[57]	GHADBANE ISMAIL « Etude Et Réalisation D'un Filtre Actif Parallèle En Utilisant Différentes Stratégies De Contrôle » mémoire de Master Université de Biskra 05/05/2016.
[58]	FATIHA EMMERI & ZOULEYKHA GHEMBAZA , « Étude et simulation d'un circuit de commande pour filtre actif de puissance à quatre bras pour un réseau à quatre fils », Mémoire de fin de master, Université de Tlemcen, 25 Juin 2015 .

Résumé :

Les charges non-linéaire génère des harmoniques qui dégradent la qualité d'énergie circulant dans les réseaux électrique auxquels elles sont connecté ce qui détériore toute charge connecté a ce même réseau. D'où les filtres actifs ont été développés pour faire face a ce phénomène perturbateur. Dans notre mémoire nous avons travaillé avec le Filtre actif parallèle pour compenser l'harmonique de type courant ainsi que du réactif présent dans un réseau électrique constitué de deux sources l'une conventionnel et un aérogénérateur a base de génératrice type M.A.D.A, les deux débitent sur une charge non linéaire. Notre but est de voir la bonne implémentation par rapport aux charges polluantes point de vue efficacité d'amélioration de la qualité d'énergie et cout de dimensionnement.

Mots clés

– Aérogénérateur - M.A.D.A - Commande Direct - Régulateur Proportionnel Intégral (PI) –
Les harmoniques - Filtre actif Parallèle (F.A.P) – méthode d'extraction des harmoniques PQ
instantanée de Mr **H.AKAGI**.

ملخص :

تولد الأحمال غير الخطية توافقيات تقلل من جودة الطاقة المتدفقة في الشبكات الكهربائية التي ترتبط بها ، مما يؤدي إلى تدهور أي حمل متصل بهذه الشبكة نفسها. وبالتالي تم تطوير المرشحات النشطة للتعامل مع هذه الظاهرة. في مدركتنا ، عملنا مع المرشحة النشط الموازي لتعويض التوافق التيار وكذلك قوة رد الفعل الموجود في شبكة كهربائية تتكون من مصدرين للطاقة أحدهما تقليدي والآخر هو توربينات الرياح على أساس نوع المولد M.A.D.A ، كلاهما يتدفق على حمل غير خطي. هدفنا هو التوصل إلى تحديد المكان المناسب لتطبيق المرشح حسيب الحملات الملوثة من وجهة نظر الكفاءة وتكلفة التحجيم وذلك عبر تحليل مقارن يركز على نتائج المحاكاة في برنامج ماتلاب

الكلمات المفتاحية

مولد الرياح - آلة غير متزامنة مزدوجة تغذية – التحكم المباشر - منظم نسبي متكامل - التوافقيات - مرشح مواز نشط - طريقة استخراج التوافقيات PQ الفوري.

Abstract :

Non-linear loads generate harmonics which degrade the quality of energy flowing in the electrical networks to which they are connected, which deteriorates any load connected to this

same network. Hence the active filters were developed to deal with this disturbing phenomenon. In our memory we worked with the parallel active filter to compensate for the current type harmonic as well as for the reagent present in an electrical network made up of two sources, one conventional and the other is a wind generator based on generator type M.A.D.A, both flow on a nonlinear load. Our goal is to see the correct implementation in relation to the pollutant load from the point of view of efficiency and cost of sizing.

Keywords

Wind generator - D.F.I.M - Direct Order - Integral proportional regulator (PI) - Harmonics - parallel active power filter (Shunt) – Method of extracting of harmonics PQ instant from Mr H. AKAGI.