

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ BADJI MOKHTAR- ANNABA

FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIORAT

DEPARTEMENT D'ELECTROMECHANIQUE

LABORATOIRE DES SYSTEMES D'ELECTROMECHANIQUE (LSELM)



جامعة باجي مختار - عنابة

كلية علوم الهندسة

قسم الإلكترونيات وميكانيك

مخبر الأنظمة الإلكترونية وميكانيكية

THESE

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de

DOCTORAT

Thème

L'Autoadaptivité du filtre actif aux variations de charge

Option

ELECTROMECHANIQUE

Par

Mounir BENADJA

Soutenue le juin 2015

DEVANT LE JURY

Président	: Pr. Doghmane Nouredine	Université Badji-Mokhtar-Annaba-
Rapporteur	: Pr. Saad Salah	Université Badji-Mokhtar-Annaba-
Examineur	: Pr. Herous Lazhar	Université Badji-Mokhtar-Annaba-
Examineur	: Pr. Bendaas Med Lokmane	Université Hadj-Lakhdar-Batna-
Examineur	: Pr. Abdesmad Rachid	Université Hadj-Lakhdar-Batna-
Examineur	: Pr. Rahmani Lazhar	Université Ferhat-Abbas-Sétif-

Remerciements

Tout d'abord, je tiens à exprimer mes vifs remerciements à mon directeur de thèse, Monsieur **Saad Salah**, Professeur à l'Université Badji-Mokhtar, Annaba, pour avoir dirigé ce modeste travail, pour la confiance et l'intérêt qu'il a témoigné tout au long de la réalisation de cette thèse, pour sa disponibilité au quotidien, sa qualité pédagogique, ses connaissances multidisciplinaires et grande expérience théorique et pratique dans le domaine des convertisseurs statiques, des commandes avancées, des énergies renouvelables et leurs environnement qui m'ont permis d'assimiler la complexité des disciplines et phénomènes mis en jeu tout au long de l'achèvement de cette thèse. En bref, ces années de recherche et de travail commun ont été un véritable amusement scientifique, et la qualité de son engagement, son encadrement, ses conseils et son soutien sont pour moi un exemple à suivre. J'espère que notre collaboration ne s'arrêtera pas avec cette thèse.

Je suis très honoré et j'exprime mes sincères remerciements à Monsieur **Doghmane Noureddine**, Professeur à l'Université Badji-Mokhtar, Annaba pour avoir accepté de juger ce travail et pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

Toute ma reconnaissance va également aux Professeurs : **Herous Lazharde** l'Université Badji-Mokhtar, Annaba, **Bendaas Loukmanede** l'Université Hadj-Lakhdar, Batna, **Abdesmad Rachid** de l'Université Hadj-Lakhdar, Batna et **Rahmani Lazhar** de l'Université Ferhat-Abbas, Sétif, pour avoir accepté de juger ce travail, ainsi que leurs participations en tant qu'examineurs.

En outre, sur un plan personnel, je tiens à dire à mes proches et voisins, membres de ma famille et amis, combien j'ai ressenti leurs craintes, leurs patiences et leurs encouragements qui me sont allés directement vers mon cœur.

Je désire remercier en particulier ma mère, mon frère, mes sœurs, et je dédie ce travail à mon défunt père et à mes chers enfants.

Enfin, je remercie spécialement ma femme, pour son illimitée patience, son aide exceptionnel et son soutien rationnel de tous les instants jusqu'à l'accomplissement de cette thèse.

Résumé

Les travaux présentés dans cette thèse sont consacrés à la capacité d'adaptation du filtre actif à la variation de la charge non-linéaire raccordée au réseau électrique et son intégration dans les systèmes d'énergies renouvelables notamment l'énergie éolienne et photovoltaïque toute en assurant l'alimentation continue de la charge non-linéaire et la bonne qualité d'énergie électrique. Pour atteindre cet objectif, des nouvelles stratégies de contrôle ont été développées pour contrôler les filtres actifs à deux niveaux et PUC à sept niveaux et à la combinaison du contrôle sans capteur avec les commandes appliquées aux filtres actifs destinés pour le système éolien et photovoltaïque. Des techniques d'extraction de la puissance maximale de l'éolienne et du panneau photovoltaïque en temps réel ont été dévoilées.

L'autoadaptivité du filtre actif à la variation de la charge a été testé en utilisant deux systèmes menés par des conditions de fonctionnement différentes. Le premier est une structure d'un filtre actif à 4 bras et le deuxième système est un convertisseur PUC. Les résultats obtenus pour le premier système démontrent bien l'adaptabilité et la robustesse de la stratégie de commande sous une tension de réseau fortement perturbée. Le THD des courants de réseau satisfait les normes de IEEE-519 sur la qualité d'énergie, la tension continue aux bornes du condensateur est maintenue constante soit égale à 500 V et le courant du réseau est équilibré qui s'explique par un courant du neutre nul. Les résultats des deuxièmes systèmes sont acceptable, les courants de source sont sinusoïdaux et en phase avec les tensions de réseau, des tensions aux bornes des condensateurs sont bien régulées et suivent leurs références, les sept niveaux sont obtenus et le THD du courant de source satisfait les normes de IEEE-519 sur la qualité d'énergie.

La commande des convertisseurs statiques associée avec le contrôle sans capteur des deux systèmes (photovoltaïque et éolien) en utilisant l'algorithme du filtre de Kalman étendu a été présentée. Dans le premier système (photovoltaïque), l'estimation de la tension du bus continu du filtre actif en utilisant le filtre de Kalman étendu (EKF) a été développée et combinée avec la méthode des puissances instantanées p-q modifié afin de contrôler le filtre actif. Dans le deuxième système (éolien), la vitesse de rotation et la position du rotor de la génératrice synchrone à aimant permanent ainsi que la tension du bus continu ont été estimées à l'aide de l'algorithme de filtre de Kalman étendu.

Les résultats obtenus dans les deux cas ont montré l'efficacité de la technique EKF pour estimer la tension du bus continu et la vitesse de rotation et la position de rotor de la GSAP.

Abstract

The work presented in this thesis is devoted to the adaptability of the active filter to the variation of the non-linear load connected to the grid and its integration into the renewable energy systems such as wind turbine and solar energy by ensuring continuous supply of non-linear load and high electric power quality. To achieve this objective, new control strategies have been developed to control the active filters at two levels and PUC seven levels and the combination of sensorless control with the controls applied to the active filter intended for wind and photovoltaic system. For extracting the maximum power from wind and photovoltaic panel real-time techniques have been disclosed.

The self-adaptability of the active filter in the load variation was tested using two systems into different operating conditions. The first is a structure of an active filter with 4 arms and the second system is a PUC converter. The results for the first system clearly demonstrate the adaptability and robustness of the control strategy in mains voltage severely disrupted. Grid current THD meets the standards IEEE-519 power quality, the voltage across the capacitor is kept constant or equal to 500 V and the network current is balanced reflecting a neutral current zero. The results of the second systems are acceptable, the source currents are sinusoidal and in phase with the mains voltages, the voltages across the capacitors are well regulated and follow their references, seven levels are obtained and the THD of the current source satisfies the IEEE-519 standards on power quality.

Associated with the control of the sensorless control of both systems (photovoltaic and wind turbine) using the algorithm of the extended Kalman filter static converters was presented. In the first system (photovoltaic), estimating the DC bus voltage of the active filter using the extended Kalman filter (EKF) has been developed and combined with the method of instantaneous power p-q modified to control the active filter. In the second system (wind turbine) speed and rotor position of the permanent magnet synchronous generator, and DC bus voltage were estimated using the algorithm of the extended Kalman filter.

The results obtained in both cases showed the effectiveness of the EKF technique for estimating the DC bus voltage, the rotational speed and the rotor position of the PMSG.

ملخص

تتخصص الأعمال المقدمة في هذه الأطروحة إلى القدرة على التكيف و الملائمة للمصفي الفعال بالنسبة للحمولة الغير خطية المتغيرة و المتصلة بشبكة الكهرباء و كذلك إدماجه في أنظمة الطاقة المتجددة خصوصا العنفة الهوائية و الطاقة الشمسية مع تأمين و ضمان التغذية المستمرة للحمولة الغير خطية المرتبطة بها و النوعية الجيدة للطاقة الكهربائية. لتحقيق هذا الهدف تم تطوير إستراتيجيات تحكم جديدة بالنسبة للمصفي الفعال ذو المستويين و ذو سبعة مستويات و كذلك إدماج التحكم بدون جهاز إستشعار مع الضوابط المطبقة على المصفي الفعال المعد لنظام طاقة الرياح و الطاقة الشمسية. تقنيات تم الكشف عنها من أجل إستخراج الطاقة القصوى من الرياح و الألواح الشمسية في الوقت الحقيقي.

تم إختبار قابلية التكيف الذاتي للمصفي الفعال على الحملية الغير خطية في نظامين تديرهما ظروف تشغيل مختلفة. مصفي الفعال في النظام الأول متكون من أربعة أذرع و في النظام الثاني من صنف PUC. تظهر نتائج النظام الأول على التكيف و المتانة الفعالة للإستراتيجية المطبقة تحت تأثيرات شديدة في التوتر. THD تيار الشبكة الكهربائية يلبي معايير IEEE-519 الخاصة بالنوعية الكهربائية، و الأحتفاظ بالجهد عبر المكثف مستمر ويساوي 500V و كذلك تيار الشبكة متوازن حيث يعكس التيار المحايد بقيمة صفر. نتائج النظم الثانية مقبولة، حيث نلاحظ: جيبية التيار ثلاثي الأطوار و طوره مع الجهد الكهربائي ثلاثي الأطوار، الجهد عبر المكثفات منظم تنظيما جيدا و يتبع مرجعيته، سبعة مستويات متحصلة و THD تيار الشبكة الكهربائية يلبي معايير IEEE-519 الخاص بنوعية الطاقة.

كيفية تحكم المحولات الثابتة مع إدماج التحكم بدون جهاز إستشعار بإستعمال خوارزمية الموسعة لمصفي كالمان تم تقديمها. في النظام الأول (الطاقة الشمسية)، تقديرات الجهد على مستوى المكثف الخاص للمصفي الفعال بإستعمال مصفي كالمان (EKF) تم تطويرها ودمجها في آلية التحكم (p-q) المعدلة. في النظام الثاني (العنفة الهوائية)، سرعة و موقف الدوار للمولد الخاص بالآلة (GSAP) و كذلك الجهد على مستوى المكثف الخاص للمصفي الفعال قد تم تقديرهم بإستخدام خوارزمية مصفي كالمان (EKF).

فيكلتا الحالتين، أظهرت النتائج الفعالية لهذا التقني بإستعمال لتقدير الجهد للمصفا الفعال بسرعة و موقف الدوار للمولد الخاص بالآلة (GSAP).

(EKF)

Table des matières	
Introduction générale.....	01
Chapitre 1 : État de l'art sur le filtrage actif de puissance et son intégration dans le domaine d'énergies renouvelables	
1.1. Introduction.....	04
1.2. Harmoniques : origine, effet et solution.....	05
1.2.1. Bases mathématiques.....	05
1.2.2. Inter et infra harmoniques.....	06
1.2.3. Harmoniques de courants et de tensions.....	06
1.2.3.1. Charge linéaire.....	06
1.2.3.2. Charge non-linéaire.....	07
1.2.3.3. Courants et tensions harmoniques.....	08
1.2.4. Distorsion harmoniques.....	08
1.2.4.1. Taux de distorsion des harmoniques de tension.....	09
1.2.4.2. Taux de distorsion des harmoniques de courant.....	09
1.2.4.3. Triangle de puissances.....	09
1.2.4.4. Facteur de puissance.....	10
1.2.4.5. Normes internationales sur la qualité d'énergie.....	10
1.2.5. Causes et effets des harmoniques.....	10
1.2.6. Mesures de réduction des harmoniques.....	11
1.2.6.1. Transformateurs d'isolement.....	11
1.2.6.2. Filtres passifs.....	11
1.2.6.2.1. Filtres barrages (ou inductance anti harmonique).....	12
1.2.6.2.2. Filtres résonants.....	14
1.2.6.2.3. Filtres amortis.....	16
1.2.6.3. Filtres actifs.....	17
1.2.6.3.1. Filtre de découplage.....	20
1.2.6.3.2. Stockage capacitif d'énergie.....	20
1.2.6.3.3. Topologies des filtres de puissance.....	21
1.2.7. Problématiques des filtres.....	23
1.2.8. Technique de modulation.....	24
1.2.8.1. Modulation de Largeur d'Impulsion Sinusoïdale (Sine PWM). 1.2.8.1.1. Principe de fonctionnement.....	24 25
1.2.8.2. Hystérésis..... 1.2.8.2.1. Principe de fonctionnement.....	25 26
1.2.8.3. Modulation de Largeur d'Impulsion vecteur spatial (SVPWM). 1.2.8.3.1. Principe de fonctionnement.....	27 28
1.2.9. Différentes techniques d'extraction des harmoniques.....	33
1.2.9.1. Groupe fréquentiel.....	33
1.2.9.2. Groupe temporel.....	33
1.3. Énergies renouvelables.....	35
1.3.1. Énergie de la biomasse.....	36

1.3.2. Énergie de la géothermie.....	36
1.3.3. Énergie de la marine.....	36
1.3.4. Énergie hydraulique.....	37
1.3.5. Énergie éolienne.....	37
1.3.5.1. Principe de fonctionnement.....	38
1.3.5.2. Types d'éoliennes.....	38
1.3.5.3. Composants d'une éolienne.....	38
1.3.5.4. Puissance d'une éolienne.....	40
1.3.5.5. Couple produit par l'éolienne.....	40
1.3.5.6. Types de génératrices électriques.....	40
1.3.5.6.1. Machines asynchrones.....	41
1.3.5.6.2. Machines synchrones.....	41
1.3.5.7. Algorithmes de poursuite de point de puissance maximale.....	42
1.3.5.8. Connexion des éoliennes.....	42
1.3.6. Énergie solaire.....	43
1.3.6.1. Cellule photovoltaïque.....	44
1.3.6.2. Technologie des cellules photovoltaïques.....	45
1.3.6.3. Module et champ photovoltaïque.....	45
1.3.6.4. Recherche du point maximum de fonctionnement (MPPT).....	45
1.3.6.4.1. Méthodes indirectes.....	46
1.3.6.4.2. Méthodes directes.....	46
1.3.6.5. Quelques topologies de connexion des photovoltaïques.....	47
1.3.6.6. Autres topologies des systèmes photovoltaïques.....	52
1.4. Conclusion.....	54
Chapitre 2 : Autoadaptivité du filtre actif	
2.1. Introduction.....	55
2.2. Description du premier système avec la commande non-linéaire.....	55
2.2.1. Filtre actif sans neutre.....	57
2.2.2. Modélisation du filtre actif sans neutre.....	58
2.2.2.1. Calcul des tensions sur le référentiel synchrone d-q du FA.....	61
2.2.2.2. Extraction des références harmoniques et dynamiques du FA...	62
2.2.3. Modélisation du quatrième bras du filtre actif.....	65
2.2.4. Implantation du filtre actif à quatre bras.....	69
2.2.5. Résultats de simulation.....	70
2.3. Description du second système (convertisseur multiniveaux).....	75
2.3.1. Méthode de contrôle du filtre actif PUC à sept niveaux.....	77
2.3.2. Résultats de simulation.....	79
2.4. Conclusion.....	86
Chapitre 3 : Capacité d'adaptation du filtre actif dans le système éolien	
3.1. Introduction.....	88
3.2. Description du premier système avec la commande indirecte.....	88
3.2.1. Modèle aérodynamique de la turbine.....	90

3.2.2. Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent.....	91
3.2.2.1. Mode moteur.....	91
3.2.2.2. Mode génératrice.....	93
3.2.3. Stratégie d'extraction du MPPT.....	95
3.2.4. Stratégie de contrôle de la GSAP.....	96
3.2.5. Stratégie de contrôle du filtre actif.....	97
3.2.6. Résultats de simulation.....	98
3.3. Description du deuxième système avec la commande directe.....	104
3.3.1. Stratégie de contrôle du filtre actif.....	105
3.3.2. Résultats de simulation.....	106
3.4. Conclusion.....	112
 Chapitre 4 : Rapidité de réponse du filtre actif dans le système photovoltaïque	
4.1. Introduction.....	113
4.2. Description du premier système avec la commande des puissances p-q.....	113
4.2.1. Module photovoltaïque.....	114
4.2.1.1. Modèle d'une cellule photovoltaïque.....	115
4.2.1.2. Module et champ photovoltaïque.....	117
4.2.2. Stratégie d'extraction du MPPT.....	119
4.2.3. Modélisation du convertisseur DC-DC (BOOST).....	120
4.2.4. Algorithme de contrôle du filtre actif.....	122
4.2.5. Résultats de simulation.....	125
4.3. Description du second système avec la commande indirecte dans le repère dq..	130
4.3.1. Stratégie de contrôle du filtre actif.....	131
4.3.2. Algorithme de contrôle du filtre actif.....	135
4.3.3. Résultats de simulation.....	135
4.4. Conclusion.....	141
 Chapitre 5 : Contrôle sans capteur favorisé par le filtre de Kalman étendue dans le système éolien et photovoltaïque	
5.1. Introduction.....	142
5.2. Description du premier système avec panneau photovoltaïque.....	142
5.2.1. Filtre de Kalman étendue (EKF).....	144
5.2.2. Stratégie de contrôle du filtre actif avec EKF.....	148
5.2.2.1. Estimation de la tension du bus continu.....	148
5.2.3. Algorithme de contrôle du filtre actif avec EKF.....	149
5.2.4. Résultats de simulation.....	151
5.3. Description du second système avec éolienne.....	154
5.3.1. Stratégie de contrôle de la GSAP avec EKF.....	155
5.3.2. Algorithme de contrôle de la GSAP avec EKF.....	157
5.3.3. Stratégie de contrôle du filtre actif avec EKF.....	159
5.3.4. Algorithme de contrôle du filtre actif avec EKF.....	159
5.3.5. Résultats de simulation.....	160
5.4. Conclusion.....	167
Conclusion générale et perspectives.....	169

Bibliographie.....	173
Liste des figures	
Chapitre 1 : État de l'art sur le filtrage actif de puissance et son intégration dans le domaine d'énergies renouvelables	
Figure 1.1 Décomposition d'un signal périodique en série de Fourier.	06
Figure 1.2 Schéma équivalent du réseau électrique.....	07
Figure 1.3 Triangle des puissances électrique avec charge non-linéaire.....	09
Figure 1.4 Schéma équivalent de l'installation d'un filtre barrage en aval d'un transformateur HTB/HTA.....	13
Figure 1.5 Schéma d'une impédance d'harmonique vue du jeu de barres, avec et sans inductance anti harmonique.....	14
Figure 1.6 Schéma équivalent d'un filtre résonant connecté en aval à transformateur HTB/HTA.....	15
Figure 1.7 Schéma d'une impédance d'harmonique vue du jeu de barres lors de l'installation du filtre résonant.....	15
Figure 1.8 Schéma équivalent d'un filtre amorti connecté en aval à un transformateur HTB/HTA.....	16
Figure 1.9 Schéma d'une impédance d'harmonique vue du jeu de barres après l'installation du filtre résonant.....	17
Figure 1.10 Structure de fonctionnement du filtre actif parallèle (FAP).....	18
Figure 1.11 Schéma d'un filtre actif shunt connecté en parallèle avec une charge non-linéaire.....	20
Figure 1.12 Schéma représentatif de la technique de MLI sinusoïdale.....	25
Figure 1.13 Schéma représentatif de la technique de modulation par hystérésis ...	26
Figure 1.14 Schéma représentatif de la commande par hystérésis.....	27
Figure 1.15 Schéma représentatif de la commande par hystérésis modulée.....	27
Figure 1.16 Schéma des états de l'onduleur triphasé et les vecteurs des tensions correspondants.....	28
Figure 1.17 Schéma des vecteurs de base instantanés (a) et la synthèse de tension V_s (b).....	31
Figure 1.18 Schéma des instants de commutation pour chaque interrupteur.....	32
Figure 1.19 Algorithme de génération des courants de référence selon la méthode des puissances instantanées p-q.....	34
Figure 1.20 Algorithme d'identification des harmoniques du courant avec la méthode du courant instantanée d-q.....	35
Figure 1.21 Capacité annuelle de l'énergie éolienne installée dans le monde.....	37
Figure 1.22 Schéma représentant la chaîne éolienne de production d'électricité.....	38
Figure 1.23 Schéma représentant les composants d'une éolienne.....	39
Figure 1.24 Spectre d'irradiance solaire.....	43
Figure 1.25 Capacité mondiale totale du photovoltaïque solaire.....	43
Figure 1.26 Principe de conversion de l'énergie solaire en énergie électrique sur une cellule élémentaire.....	44
Figure 1.27 Schéma représentatif d'une cellule, module et champ de modules photovoltaïques.....	45
Figure 1.28 Topologie du champ photovoltaïque basée sur un onduleur central....	48
Figure 1.29 Topologie du champ photovoltaïque basée sur un rangé d'onduleur...	48

Figure 1.30 Topologie du champ photovoltaïque basée sur un rangé de hacheur et un onduleur central.....	50
Figure 1.31 Topologie du champ photovoltaïque basée sur un rangé de hacheur modulaire parallèle et un onduleur central.....	51
Figure 1.32 Topologie du champ photovoltaïque basée sur un rangé de hacheur modulaire série et un onduleur central.....	52
Chapitre 2 : Autoadaptivité du filtre actif	
Figure 2.1 Schéma de connexion du filtre actif à 4 bras au réseau en alimentant une charge non-linéaire déséquilibrée.....	56
Figure 2.2 Schéma de connexion du filtre actif sans neutre au réseau en alimentant une charge non-linéaire.....	57
Figure 2.3 Schéma du principe d'extraction du courant harmonique $i_{d\ Ch}^*$	63
Figure 2.4 Schéma de la boucle interne des courants.....	63
Figure 2.5 Schéma de la boucle externe de la tension en considérant la boucle interne idéale.....	65
Figure 2.6 Présentation des bras de la phase (a) et du neutre (4 ^{ième} fil) du FA.....	66
Figure 2.7 Schéma simplifié du filtre actif triphasé.....	68
Figure 2.8 Schéma bloc de commande du filtre actif à quatre bras.....	70
Figure 2.9 Dynamique réponse du système avec neutre.....	71
Figure 2.10 Dynamique réponse des courants du neutre respectivement de (la charge, filtre et réseau électrique).....	72
Figure 2.11 Écoulement de puissance du système.....	73
Figure 2.12 THD du courant de la phase ``a`` de la charge.....	74
Figure 2.13 THD du courant de la phase ``a`` du réseau.....	75
Figure 2.14 Schéma d'un convertisseur PUC raccordé en parallèle avec la charge non-linéaire.....	76
Figure 2.15 Schéma bloc de contrôle d'un seul bras du convertisseur PUC.....	78
Figure 2.16 Schéma représentant la dynamique réponse du système avec le convertisseur PUC à sept niveaux.....	80
Figure 2.17 Schéma représentant les tensions aux bornes des condensateurs principaux du convertisseur PUC à sept niveaux.....	81
Figure 2.18 Schéma représentant les tensions aux bornes des condensateurs auxiliaires du convertisseur PUC à sept niveaux.....	82
Figure 2.19 Schéma représentant la tension simple et composée à la sortie du convertisseur PUC à sept niveaux.....	83
Figure 2.20 Schéma représentant le THD du courant de la phase ``a`` de la charge.....	84
Figure 2.21 Schéma représentant le THD du courant de la phase ``a`` de la source.....	85
Chapitre 3 : Capacité d'adaptation du filtre actif dans le système éolien	
Figure 3.1 Système éolien alimentant une charge non-linéaire déséquilibrée à 4 bras.....	89
Figure 3.2 Schéma équivalent en mode moteur de la machine (MSAP) dans le plan "d-q".....	91
Figure 3.3 Schéma équivalent en mode génératrice de la machine (MSAP) dans	

le plan "d-q".....	93
Figure 3.4 Schéma représentatif de l'organigramme d'extraction du MPPT.....	95
Figure 3.5 Schéma représentatif de la commande appliquée au convertisseur côté génératrice de la GSAP.....	96
Figure 3.6 Schéma bloc de la commande indirecte appliquée au filtre actif.....	98
Figure 3.7 Caractéristique de l'éolienne avec MPPT pour des vitesses du vent égale à : $V_{vent} = 5m/s, V_{vent} = 8m/s, V_{vent} = 11m/s, V_{vent} = 14m/s$ et $\beta = 0^\circ$	99
Figure 3.8 Schéma représentatif de la vitesse mesurée et de référence de la GSAP pour les vitesses du vent $V_{vent} = 5m/s, V_{vent} = 8m/s, V_{vent} = 11m/s, V_{vent} = 14m/s$ et l'angle de calage $\beta = 0^\circ$	100
Figure 3.9 Formes d'onde des tensions de la source, des courants de la source, des courants de la charge et des courants de l'onduleur respectivement lorsque le système est sous les conditions des vitesses du vent $V_{vent} = 5m/s, V_{vent} = 8m/s, V_{vent} = 11m/s, V_{vent} = 14m/s$ et l'angle de calage $\beta = 0^\circ$	101
Figure 3.10 Formes d'onde de la tension de bus continue, du courant de neutre de l'onduleur et du courant de neutre du réseau respectivement lorsque le système est sous les conditions des vitesses du vent $V_{vent} = 5m/s, V_{vent} = 8m/s, V_{vent} = 11m/s, V_{vent} = 14m/s$ et l'angle de calage $\beta = 0^\circ$	102
Figure 3.11 Ecoulement de puissance au niveau du filtre, du réseau et de la charge respectivement lorsque le système est sous les conditions des vitesses du vent $V_{vent} = 5m/s, V_{vent} = 8m/s, V_{vent} = 11m/s, V_{vent} = 14m/s$ et l'angle de calage $\beta = 0^\circ$	103
Figure 3.12 Analyse de la FFT du courant de source pour la phase (a) et son THD.	103
Figure 3.13 Schéma représentatif d'un système éolien alimentant une charge non-linéaire.....	104
Figure 3.14 Schéma bloc de la commande directe appliquée au filtre actif.....	106
Figure 3.15 Caractéristique de l'éolienne avec MPPT pour des vitesses du vent égale à : $V_{vent} = 11m/s, V_{vent} = 14m/s$ et $\beta = 0^\circ$	107
Figure 3.16 Schéma représentatif de la vitesse mesurée et de référence de la GSAP pour les vitesses du vent, $V_{vent} = 11m/s, V_{vent} = 14m/s$ et l'angle de calage $\beta = 0^\circ$	108
Figure 3.17 Schéma représentatif des tensions de la source, des courants de la source, des courants de la charge et des courants du filtre actif respectivement lorsque le système est sous les conditions des vitesses du vent, $V_{vent} = 11m/s, V_{vent} = 14m/s$ et l'angle de calage $\beta = 0^\circ$	109
Figure 3.18 Schéma représentatif de la tension de bus continu lorsque le système est sous les conditions des vitesses du vent, $V_{vent} = 11m/s, V_{vent} = 14m/s$ et l'angle de calage $\beta = 0^\circ$	109
Figure 3.19 Schéma représentatif d'écoulement de puissance au niveau du filtre actif, du réseau et de la charge respectivement lorsque le système est sous les conditions des vitesses du vent, $V_{vent} = 11m/s, V_{vent} = 14m/s$ et l'angle de calage $\beta = 0^\circ$	110
Figure 3.20 Schéma représentatif de l'analyse de la FFT du courant de source pour la phase (a) et son THD.....	111
Chapitre 4 : Rapidité de réponse du filtre actif dans le système photovoltaïque	

Figure 4.1 Configuration du système étudié.....	114
Figure 4.2 Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque.....	115
Figure 4.3 Schéma d'un champ de modules photovoltaïque.....	118
Figure 4.4 Organigramme de l'algorithme (P&O) pour l'extraction du MPPT du panneau photovoltaïque.....	119
Figure 4.5 Schéma équivalent du convertisseur statique : BOOST (DC-DC).....	120
Figure 4.6 Schéma de contrôle du convertisseur statique BOOST (DC-DC).....	122
Figure 4.7 Schéma bloc de la commande des puissances instantanées p-q appliqué au contrôle du filtre actif.....	125
Figure 4.8 Caractéristique du panneau photovoltaïque, le courant en fonction de la tension $I_{PV} = f(V_{PV})$ avec MPPT.....	126
Figure 4.9 Caractéristique du panneau photovoltaïque, la puissance en fonction de la tension $P_{PV} = f(V_{PV})$ avec MPPT.....	126
Figure 4.10 Dynamique réponse des tensions et des courants du système respectivement les tensions de la source, les courants de la source, les courants de la charge, les courants de l'onduleur, la tension du bus continu et le courant du BOOST.....	128
Figure 4.11 Schéma d'écoulement de puissance du système lors de la variation de la charge.....	129
Figure 4.12 Schéma représentatif du THD de courant de la phase ``a`` de la source.....	130
Figure 4.13 Modèle du système étudié.....	131
Figure 4.14 Schéma électrique simplifié d'un filtre actif connecté avec le réseau électrique.....	132
Figure 4.15 Schéma bloc de la commande indirecte dans le repère d-q appliqué au contrôle du filtre actif.....	135
Figure 4.16 Caractéristique du panneau photovoltaïque, le courant en fonction de la tension $I_{PV} = f(V_{PV})$ avec MPPT.....	136
Figure 4.17 Caractéristique du panneau photovoltaïque, la puissance en fonction de la tension $P_{PV} = f(V_{PV})$ avec MPPT.....	136
Figure 4.18 Dynamique réponse des tensions de la source, des courants de la source, des courants de la charge et des courants du filtre actif respectivement.....	137
Figure 4.19 Dynamique réponse de la tension du bus continu et du courant du BOOST.....	138
Figure 4.20 Schéma d'écoulement de puissance du système lors de la variation de l'amplitude de la tension de source et de la discontinuité de la phase ``a`` de la charge.....	139
Figure 4.21 Schéma représentatif du THD de courant de la phase ``a`` de la source.....	140
Chapitre 5 : Contrôle sans capteur favorisé par le filtre de Kalman étendue dans le système éolien et photovoltaïque	
Figure 5.1 Modèle du système étudié.....	143
Figure 5.2 Organigramme du filtre de Kalman étendu (EKF).....	147
Figure 5.3 Bloc de contrôle de la commande des puissances instantanées p-q modifiée avec la tension du bus continu estimée en utilisant l'algorithme (EKF).....	150

Figure 5.4 Caractéristique du panneau photovoltaïque, le courant en fonction de la tension $I_{PV} = f(V_{PV})$ avec MPPT.....	151
Figure 5.5 Caractéristique du panneau photovoltaïque, la puissance en fonction de la tension $P_{PV} = f(V_{PV})$ avec MPPT.....	151
Figure 5.6 Dynamique réponse des tensions et des courants du système respectivement les tensions de la source, les courants de la source, les courants de la charge et les courants de l'onduleur.....	152
Figure 5.7 Dynamique réponse de la tension du bus continu estimée et de référence et du courant du BOOST.....	153
Figure 5.8 Schéma représentatif du THD de courant de la phase ``a`` de la source.	153
Figure 5.9 Schéma d'écoulement de puissance du système lors de la discontinuité de la phase ``a`` de la charge et le déséquilibre de la tension de la source.....	154
Figure 5.10 Configuration du système.....	155
Figure 5.11 Schéma du bloc de contrôle de la GSAP avec EKF.....	158
Figure 5.12 Schéma du bloc de contrôle du filtre actif avec EKF.....	160
Figure 5.13 Caractéristique de l'éolienne avec MPPT pour des vitesses du vent égale à : $V_{vent} = 5m/s, V_{vent} = 8m/s, V_{vent} = 11m/s, V_{vent} = 14m/s$ et $\beta = 0^\circ$	161
Figure 5.14 Schéma représentatif de la vitesse estimée et de référence de la GSAP pour les vitesses du vent $V_{vent} = 5m/s, V_{vent} = 8m/s, V_{vent} = 11m/s, V_{vent} = 14m/s$ et l'angle de calage $\beta = 0^\circ$	161
Figure 5.15 Schéma représentatif de la position de rotor estimée de la GSAP.....	162
Figure 5.16 Formes des signaux des tensions de la source, des courants de la source, des courants de la charge, des courants de l'onduleur, de la tension de référence et estimée du bus continu, du courant de neutre de la charge et du courant de neutre de la source respectivement lorsque le système est sous les conditions des vitesses du vent $V_{vent} = 5m/s, V_{vent} = 8m/s, V_{vent} = 11m/s, V_{vent} = 14m/s$ et l'angle de calage $\beta = 0^\circ$	163
Figure 5.17 Analyse de la FFT du courant de source pour la phase (a) et son THD avant le fonctionnement du filtre actif.....	164
Figure 5.18 Analyse de la FFT du courant de source pour la phase (a) et son THD après le fonctionnement du filtre actif.....	165
Figure 5.19 Écoulement de puissance au niveau du filtre, du réseau et de la charge respectivement lorsque le système est sous les conditions des vitesses du vent $V_{vent} = 5m/s, V_{vent} = 8m/s, V_{vent} = 11m/s, V_{vent} = 14m/s$ et l'angle de calage $\beta = 0^\circ$	166

Liste des tableaux	
Chapitre 1 : État de l'art sur le filtrage actif de puissance et son intégration dans le domaine d'énergies renouvelables	
Tableau 1.1 Limite des composantes harmoniques de courant.....	10
Tableau 1.2 Valeurs des tensions simples et composées correspondantes.....	30
Chapitre 2 : Autoadaptivité du filtre actif	
Tableau 2.1 Paramètres du système 1.....	56
Tableau 2.2 Valeur de d_{nK} selon la séquence n et chaque K phase	59
Tableau 2.3 Paramètres du système 2.....	77
Tableau 2.4 Table de commutation des interrupteurs du bras ``a``.....	79
Chapitre 3 : Capacité d'adaptation du filtre actif dans le système éolien	
Tableau 3.1 Paramètres du système 1	89
Tableau 3.2 Paramètres du système 2	105
Chapitre 4 : Rapidité de réponse du filtre actif dans le système photovoltaïque	
Tableau 4.1 Paramètres du système 1	114
Tableau 4.2 Paramètres du système 2	131
Chapitre 5 : Contrôle sans capteur favorisé par le filtre de Kalman étendue dans le système éolien et photovoltaïque	
Tableau 5.1 Paramètres du système 1	143
Tableau 5.2 Paramètres du système 2	155

Acronymes

THD	Total harmonic distortion
SMPS	Switched mode power supply
ASI	Alimentation sans interruption
TDH	Taux de distorsion harmonique
TDH_I	Taux de distorsion harmonique du courant
HTA	Haute tension A
HTB	Haute tension B
GTO	Gate Turn Off
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
FA	Filtreactif
FAP	Filtre actif parallèle
FAS	Filtre actif série
FAH	Filtre actif hybride
AC	Alternatingcurrent
DC	Direct current
D	Diode
UPQC	Unified power qualityconditioner
TCR	Réactance contrôlée par thyristor
SPWM	Sinusoidal pulse-width modulation
SVPWM	Spacevector pulse-width modulation
MLI	Modulation de largeur d'impulsions
FFT	Fast Fourier Transform
GWEC	Global wind energy council
TSR	Tip-speed ratio
MSAP	Moteur synchrone à aimants permanents
GSAP	Génératrice synchrone à aimants permanents
PPM	Point de puissance maximale
MPPT	Maximum power point Tracking
P&O	Perturb and observe
MAS	Machine asynchrone
PMSG	Permanent Magnet Synchronous Generator
MADA	Machine asynchrone à double alimentation
BESS	BatteryEnergy Storage System
PV	Générateur photovoltaïque
PLL	Phase-lockedloop
PI	Proportional-Integral
PUC	Packed U Cells
NPC	Neutral Point Clamped
VSWT	Variable speed wind turbine
EKF	Extended Kalman Filter
HVDC	High voltage direct current
HVAC	High voltage alternating current
STATC	Static synchronous compensator

Nomenclature		
Indice	Désignation	Unité
Chapitre 1		
f	Fréquence	Hz
T	Période	s
ω	Pulsation	rad/s
a_0	Composante continue	
a_1 et b_1	Composante fondamentale	
a_n et b_n	Harmoniques de rang multiples de la fréquence fondamentale	
Z_h	Impédance harmonique du réseau	Ω
V_h	Tension harmonique	V
i_h	Courant harmonique	A
I_{eff}	Valeur efficace d'un courant	A
V_{eff}	Valeur efficace d'une tension	V
I_H	Valeur efficace des harmoniques de courant	A
V_H	Valeur efficace des harmoniques de tension	V
S	Puissance apparente	VA
P	Puissance active	W
Q	Puissance réactive	VAR
D	Puissance déformante	VAR _H
PF	Facteur de puissance	
f_r	Fréquence d'accord du filtre	Hz
f_{ar}	Fréquence antirésonance du filtre	Hz
F	Facteur de qualité	
C_{dc}	Condensateur du bus dc	μF
V_{dc}	Tension continue du bus dc	V
$\vec{V}_s(t)$	Vecteur de tension moyenne	
$V_0 \dots V_7$	Vecteurs d'état de l'onduleur	
C_p	Coefficient de puissance	
λ	Rapport d'avance	
β	Angle de calage de la pale	degrés
ρ	Masse volumique de l'air	Kg/m ³
A	Surface balayée par les pales	m ²
V_{vent}	Vitesse du vent	m/s
Γ	Couple produit par l'éolienne	N.m
P_{pv}	Puissance du générateur photovoltaïque	W
Chapitre 2		
$V_{rms Ph-Ph}$	Tension efficace entre les phases (RootMean Square)	V
L_C	Inductance à l'entrée du filtre	mH
R_C	Résistance à l'entrée du filtre	Ω
R_{dc}	Résistance de protection à la sortie du filtre	Ω
V_{dc}	Tension à la borne du condensateur C_{dc}	V
v_{s123}	Tensions de source alternative triphasée	V
i_{s123}	Courants de source alternative triphasée	A
i_{L123}	Courants de charge alternative triphasée	A
\hat{i}_{123}	Courants alternative triphasée à l'entrée du filtre	A
v_{123}	Tensions alternative triphasée à l'entrée du filtre	V
V_{MN}	Tensions entre la masse et le neutre	V
C_k	Fonction de commutation	

d_{nd} et d_{nq}	Lois de commande du filtre actif selon le repère synchrone d-q	
v_d et v_q	Tensions sur le repère synchrone d-q	V
\hat{V} ou V_{smax}	Tension crête ou maximale	V
V_{aux1}	Tension auxiliaire à la borne du condensateur du bras 1	V
V_{bus1}	Tension à la borne du condensateur du bras 1	V
Chapitre 3		
C_1, \dots, C_8	Coefficients de la turbine	
R	Rayon de la pale	m
ω	Vitesse angulaire à l'arbre de la turbine	rad/s
v_d, v_q	Tensions statorique de la machine dans le repère d-q	V
i_d, i_q	Courants statorique de la machine dans le repère d-q	A
R_s	Résistance statorique	Ω
L_d et L_q	Inductances cycliques statorique dans le repère d-q	mH
ω_r	Vitesse de rotation de la machine	rad/s
λ_m	Flux magnétique généré par la machine	Wb
E_d et E_q	Forces électromotrices de la machine selon l'axe d-q	V
P_m	Puissance mécanique	W
Γ_e	Couple électromagnétique	N.m
p	Nombre de pair de pôle	
ω_m	Vitesse mécanique de la machine	rad/s
J	Moment d'inertie	Kg.m ²
Γ_{mec}	Couple mécanique de la turbine	N.m
P_{max}	Puissance maximale	W
ω^*	Vitesse de rotation optimale	rad/s
U_{abc}	Vecteurs unitaires	
I_{sm}	Courant de source maximal	A
v_{sabc}	Tensions de source alternative triphasée	V
V_m	Tension maximale	V
$i_{F abc}$	Courants de filtre	A
$i_{Ch abc}$	Courants de charge	A
Chapitre 4		
I_{ph}	Courant générer par la photopile	A
R_p	Résistance parallèle	Ω
R_s	Résistance série	Ω
I_D	Courant traversant la diode	A
I_p	Courant traversant la résistance parallèle	A
I_{CC}	Courant de court-circuit de la cellule photovoltaïque	A
K_I	Coefficient de température	A/°C
T_{Cell}	Température de la cellule	K
T_{ref}	Température de référence de la cellule	K
G	Ensoleillement	W/m ²
Estc	Ensoleillement en condition standard	W/m ²
I_0	Courant de saturation inverse de la diode	A
V_D	Tension aux bornes de la diode	V
V_T	Tension thermique	mV
A	Facteur de qualité de la diode	
K	Constante de Boltzmann	J/K

q	Charge élémentaire	C
N_P	Nombre de cellule en parallèle	
N_S	Nombre de cellule en série	
I_S	Courant de saturation	A
I_{RS}	Courant de saturation inverse à T_{Cell} et à G deréférences	A
E_G	Énergie band-gap du semi-conducteur utilisé dans la cellule	e. V
$v_{s\alpha}, v_{s\beta}$	Tensions d'alimentation selon l'axe (α, β)	V
$i_{L\alpha}, i_{L\beta}$	Courants absorbés par la charge polluante selon l'axe (α, β)	A
v_{abc}	Tensions triphasée du réseau électrique	V
i_{abc}	Courants triphasé du réseau électrique	A
L	Inductance de la ligne	mH
R	Résistance de la ligne	Ω
e_{abc_conv}	Tensions aux points de connexion entre le filtre et le réseau	V
Chapitre 5		
w	Vecteur de bruit de système	
v	Vecteur de bruit de mesure	
Φ_k	Matrice de transition	
T_s	Pas d'échantillonnage	
L_k	Gain de Kalman	
$e_{k/k-1}$	Erreur d'estimation	
$R_{v,k}$	Matrice de covariance du bruit de mesure	
y_k	Vecteur de mesures de sortie	
$h(\hat{x}_{k/k-1})$	Vecteur de mesure estimée	
I	($n \times n$) matrice d'identité	
n	Taille du vecteur d'état	
$R_{w,k}$	Covariance du bruit discret agissant du système	
G_k	Matrice discrète de la commande	
R_w	Matrice de covariance du bruit du système	
i_α, i_β	Courants de stator dans le plan($\alpha - \beta$)	A
v_α, v_β	Tensions de stator dans le plan($\alpha - \beta$)	V
ω_{me}	Vitesse électrique du rotor	rad/s
θ_e	Position du rotor	degrés
λ_r	Flux excitée par l'aimant permanent du rotor	Wb
B	Facteur de friction	
T_L	Couple de charge	N. m

Introduction générale

Le domaine de l'électronique de puissance est un espace en plein essor dû à l'apparition des technologies de développement durable et d'énergies renouvelables qui font appel aux développements et recherches réalisés dans ce domaine. Actuellement, ces recherches sont emmenées particulièrement sur les structures des convertisseurs statiques d'énergie électrique utilisant des semi-conducteurs qui satisfont au compromis rapidité et puissance ainsi que les méthodes de mitigation (filtres actifs, shunts, séries et hybrides) pour améliorer la qualité de l'énergie électrique, assurer le transfert de l'énergie électrique produite par les énergies renouvelables notamment l'énergie éolienne et l'énergie photovoltaïque et réduire la pollution harmonique générée par les charges non linéaires. L'emploi habituel des charges non-linéaire aide à la dégradation de la qualité de l'énergie dans le réseau électrique. Ces charges non-linéaire absorbent des courants non sinusoïdaux, même si elles sont alimentés par une tension sinusoïdale, elles se comportent par conséquent comme des générateurs d'harmoniques et échangent en plus de l'énergie réactive. En évidence, ce phénomène d'harmonique mérite d'être pris en considération et au sérieux vu les nombreuses anomalies qu'il peut produire.

En outre, si un courant harmonique passe à travers un circuit résonant, il se retrouve à la sortie bien amplifié. Dans le cas où les composantes du réseau électrique ou/et les charges y connectées ne soient pas bien dimensionnées pour supporter cette amplification de courant, la conséquence sera leur endommagement ou leur détérioration.

Pour limiter les dommages générés par les harmoniques d'une manière générale, une des solutions pratiques mais coûteuse est l'utilisation de transformateurs spéciaux (Phase Shift Transformer). Ces derniers ont la caractéristique de supprimer les harmoniques sélectionnés. En considérant que les harmoniques sont des ondes ayant une fréquence et une amplitude, la solution la plus efficace est de les filtrer en utilisant des méthodes de filtrages passifs ou actifs. Le filtrage passif reste une solution économique mais peu efficace dans certaines conditions. Il ne s'adapte pas aux changements d'impédance du réseau électrique ou de l'augmentation et/ou la diminution de la demande énergétique (à titre d'exemple : addition d'un ou d'autres moteurs électrique dans une usine). Par contre, le filtrage actif est plus efficace en qualité de sa précision de dépollution, de sa performance au niveau du filtrage et de sa facilité d'adaptation aux

différentes situations de charge. D'un autre point de vue, le filtrage actif facilite un contrôle sélectif des harmoniques dont lequel les fréquences nuisibles peuvent donc être visées et réduites au niveau désiré. Le filtre actif est couramment constitué par un onduleur de tension utilisant des transistors de puissance à grille isolée IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). Il peut être mono ou triphasé, séries, parallèles, mixtes, à deux niveaux ou multiniveaux.

Dans les systèmes de stockage d'énergie par batteries, l'onduleur est un élément important transformant l'énergie provenant du réseau électrique (courant alternatif) à la batterie (courant continu) et vice-versa. Il joue le rôle de l'interface entre les batteries et le réseau. Une application semblable pourrait se réaliser pour alimenter un groupe de maisons ou de petits immeubles commerciaux pendant les pannes de courant, ou encore permettant le stockage d'énergie durant les périodes moins chers afin d'être utilisée pendant les temps de pointe coûteuses. Ou bien pour répondre au besoin de coopération au soutien de l'énergie solaire, éolienne ou autre production d'énergie renouvelable en vue de remporter une puissance de sortie constante indépendamment des conditions météorologiques.

Dans ce travail, on intéresse à présenter une étude détaillée sur le filtrage actif et à prouver ses contributions dans l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique influencée par la présence des charges non-linéaires, le transfert de l'énergie produite par le système solaire et éolien et la compensation des harmoniques. Pour atteindre l'objectif fixé, on a réparti la thèse en cinq chapitres:

Dans le premier chapitre, nous effectuerons un recherche bibliographique sur l'état de l'art des filtres actifs connecté avec la charge non-linéaire, leurs intégrations dans les systèmes d'énergies éoliennes et d'énergies photovoltaïques, leurs diverses techniques de modulation et leurs traits ayant aux principales topologies de compensateurs sans et avec la présence des énergies solaires et éoliennes.

Le second chapitre est consacré à l'autoadaptivité du filtre actif triphasé à deux niveaux et PUC à sept niveaux aux variations de la charge non-linéaire.

Le troisième chapitre présente une nouvelle technique d'extraction du MPPT pour le système éolien en temps réel. Ce nouvel algorithme MPPT sera testé sur deux systèmes différents. Pour montrer la capacité d'adaptation du filtre actif dans le système éolien,

deux techniques de contrôle (direct et indirect) seront appliquées sur le filtre actif triphasé accompagnées par des simulations numériques sous Matlab-Simulink.

Le quatrième chapitre montre la rapidité de réponse du filtre actif dans les systèmes photovoltaïques. Deux différents systèmes sous différentes conditions de fonctionnement et météorologiques seront étudiés. La modélisation du panneau photovoltaïque, du convertisseur DC-DC (BOOST) et les différentes étapes des deux méthodes de contrôle du filtre actif (méthodes des puissances instantanées) (p-q) et la commande indirecte dans le référentiel (d-q) seront présentés.

Le dernier chapitre montre d'une part l'intérêt de la combinaison des contrôles sans capteur dans les commandes du filtre actif. Pour dévoiler cette combinaison, deux systèmes seront étudiés (photovoltaïque et éolien). Le filtre de Kalman étendu est combiné avec la méthode des puissances instantanées (p-q modifié) basée sur les séquences positive de la tension du réseau et de courant de charge afin de contrôler le filtre actif du système photovoltaïque. Pour le système éolien, le filtre de Kalman étendu est combiné avec la commande indirecte dans le plan (abc) pour contrôler le filtre actif. Une conclusion générale et des perspectives clôturent ce travail.

Chapitre 1

État de l'art sur le filtrage actif de puissance et son intégration dans le domaine d'énergies renouvelables

1.1.Introduction

La chaîne de conversion de l'énergie renouvelable en énergie électrique intègre différents équipements d'électrotechniques. Les convertisseurs statiques qui assurent l'interface entre les différentes sources d'énergie renouvelables, la charge et le réseau électrique ont généralement pour but d'extraire un maximum de puissance de ces énergies renouvelables et d'assurer le transfert de la puissance. Particulièrement les filtres actifs peuvent être utilisés pour améliorer la qualité d'énergie, compenser le facteur de puissance ainsi que l'énergie réactive et compenser les harmoniques de courant de la charge non-linéaire et cela à travers des commandes robustes appliquées aux convertisseurs d'énergie [1]. Le mot harmonique dans les installations de puissance, exprime les courants harmoniques qui posent des problèmes au niveau des réseaux électriques. Il est très difficile d'assembler un état des lieux sans savoir le spectre des harmoniques de l'installation, on trouve néanmoins des valeurs indicatives pour le taux de distorsion harmonique (TDH) – en anglais : THD (Total Harmonic Distorsion). Récemment, l'utilisation des convertisseurs statiques en particulier les redresseurs ont intensifiés la génération des harmoniques et continuent à le faire. Ce chapitre décrit comment et pourquoi les harmoniques sont générées, comment elles affectent l'installation électrique et les appareils et comment on diminue leurs effets néfastes sur la qualité d'énergie.

Les méthodes d'atténuations des harmoniques peuvent être classées en trois groupes : les transformateurs d'isolement, les filtres passifs et les filtres actifs [2]. Les objectifs de ce chapitre sont de comprendre la structure des différentes connexions des filtres actifs parallèles (FAP), séries (FAS) et hybrides (FAH) en association avec les filtres passifs ainsi que les avantages et les inconvénients pour chaque topologie. Nous étudierons leurs rôles dans le domaine électrique et aussi leurs incorporations dans le

domaine des énergies renouvelables particulièrement les éoliennes et les photovoltaïques. Nous nous présentons aussi les techniques de modulation utilisée dans leurs contrôles.

1.2. Harmoniques : origine, effet et solution

Une composante sinusoïdale d'une onde périodique possédant une fréquence qui est multiple entier de la fréquence fondamentale s'appelle harmonique. Mais on peut observer des sous-harmoniques ou des inters harmoniques à des fréquences non multiples entières de la fréquence fondamentale.

1.2.1. Bases mathématiques

La base mathématique de l'existence des harmoniques provient de la décomposition des signaux périodiques en série de Fourier [3]. Ceci revient à dire que : « tout signal de fréquence f , périodique de période $T=1/f$, peut se décomposer en une somme infinie de termes sinus et cosinus de fréquences multiples de f ».

Mathématiquement, cela s'écrit :

$$s(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad (1.1)$$

$$s(t) = a_0 + a_1 \cos(\omega t) + b_1 \sin(\omega t) + \dots + a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t) \quad (1.2)$$

(n : entier, ω : la pulsation, $\omega = \frac{2\pi}{T}$).

La fonction $s(t)$ comporte 3 éléments:

1. Un terme constant a_0 , appelé composante continue,

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) dt \quad (1.3)$$

2. Une composante fondamentale caractérisée par les valeurs de a_1 et b_1
3. Des harmoniques de rang multiples de la fréquence fondamentale, caractérisées par les valeurs des autres coefficients de Fourier: a_n et b_n .

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \cdot \cos(n\omega t) dt \quad (1.4)$$

et

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \cdot \sin(n\omega t) dt \quad (1.5)$$

La figure suivante représente la décomposition d'un signal périodique déformé en série de Fourier :

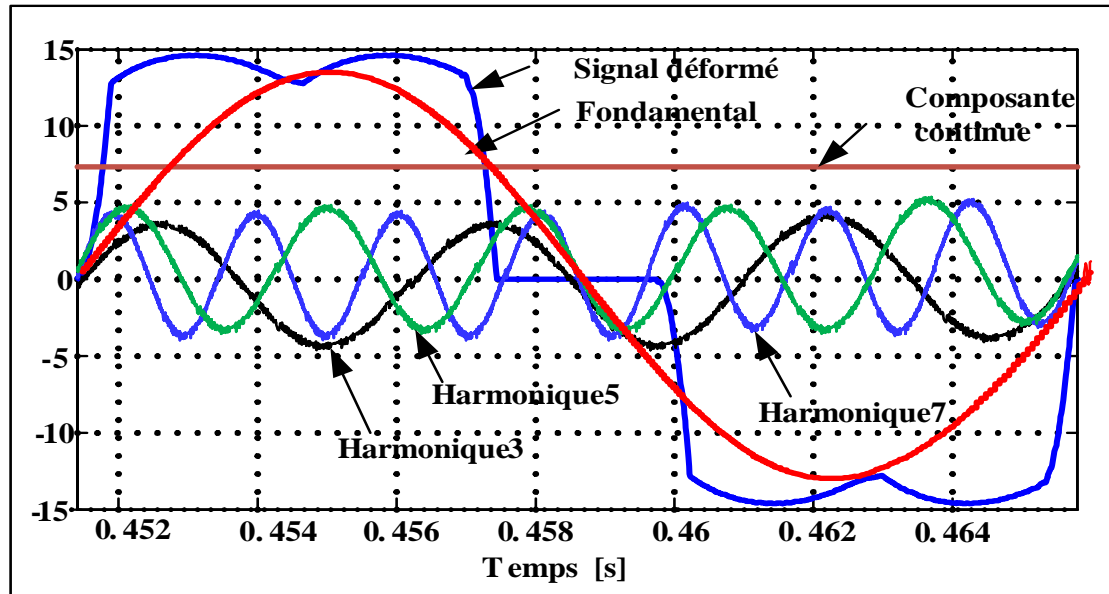


Figure 1.1 Décomposition d'un signal périodique en série de Fourier.

1.2.2. Inter et infra harmoniques

Les inters harmoniques se sont des composantes sinusoïdales de grandeurs qui ne sont pas des fréquences multiples du fondamentale (130 Hz, 170 Hz, ...). Par contre les infra harmoniques sont des composantes qui sont à des fréquences inférieures à celle du fondamentale (10 Hz, 20 Hz, ...) [4].

1.2.3. Harmoniques de courants et de tensions

Dans la plus part des cas, la présence des harmoniques de courant et de tension sur les réseaux électriques sont dues à l'utilisation de charges polluante (charges non linéaires). Pour cela, il faut différencier entre une charge linéaire et non-linéaire.

1.2.3.1. Charge linéaire

Une charge est dite "linéaire" si le courant qu'elle absorbe est sinusoïdal lorsqu'elle est alimentée par une tension sinusoïdale. Ce type de récepteur ne génère pas d'harmonique. Ex. : convecteurs, moteurs en régime établi, ...etc.

1.2.3.2. Charge non-linéaire

Une charge est dite "non linéaire" si le courant absorbé n'est pas sinusoïdal lorsqu'elle est alimentée par une tension sinusoïdale. Ce type de récepteur est un générateur d'harmoniques. Généralement, les deux types de charges polluantes sont les charges monophasées et les charges triphasées. Les charges monophasées dont lesquels on trouve, les alimentations commutable marche/arrêt (SMPS : Switched Mode Power Supply), les ordinateurs, les onduleurs, les imprimantes, les photocopieurs, les unités d'alimentation sans interruption (ASI), les équipements médicaux, les lampes à décharge gazeuse à base et haute pression, les ballasts électroniques pour l'éclairage fluorescent, les lampes à basse consommation, les tubes fluorescent. Les charges triphasées constituées de convertisseurs statiques, alternatif-continu qui représentent l'ensemble des redresseurs, continu-continu qui représentent les hacheurs et les alimentations à découpage, continu-alternatif qui représentent les onduleurs de tension et de courant, et alternatif- alternatif qui représentent les convertisseurs de fréquences et les gradateurs, les chargeurs de batteries, les unités ASI, le four à arc utilisé dans la métallurgie, les variateurs de vitesse pour les moteurs asynchrones et synchrones ... etc.

Le produit des harmoniques de courant I_h provenant des charges non-linéaires et l'impédance harmonique du réseau Z_h en un point (A) du réseau comme illustré dans la figure ci-dessous crée des harmoniques de tension V_h selon la loi d'ohm :

$$\vec{V}_h = \vec{Z}_h \vec{I}_h \quad (1.6)$$

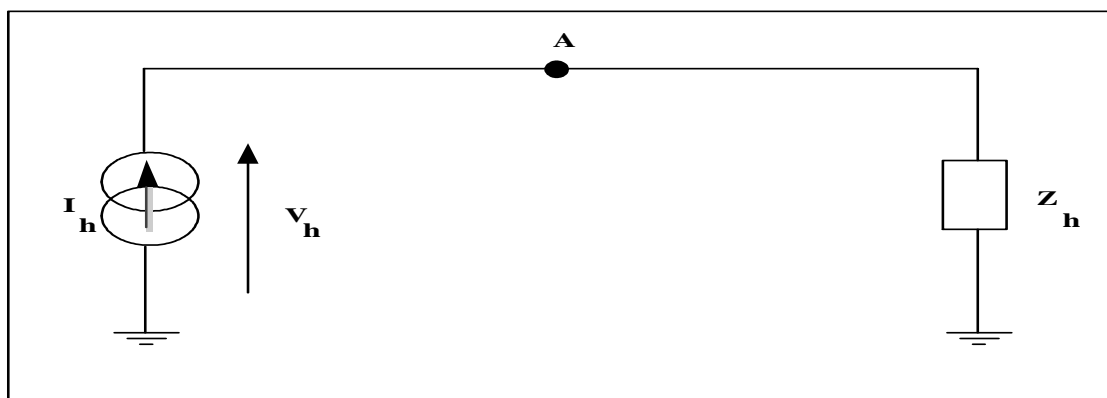


Figure 1.2 Schéma équivalent du réseau électrique.

1.2.3.3. Courants et tensions harmoniques

Par définition, la valeur efficace d'un courant ou d'une tension périodique peut être exprimée par la relation suivante :

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + \sum_{n \geq 2} I_n^2} \quad (1.7)$$

et

$$V_{\text{eff}} = \sqrt{V_0^2 + V_1^2 + \sum_{n \geq 2} V_n^2} \quad (1.8)$$

La valeur efficace des harmoniques de courant et de tension peut être exprimée par la relation suivante :

$$I_H = \sqrt{\sum_{n \geq 2} I_n^2} \quad (1.9)$$

et

$$V_H = \sqrt{\sum_{n \geq 2} V_n^2} \quad (1.10)$$

1.2.4. Distorsion harmoniques

Le taux de distorsion harmonique TDH est défini comme le rapport de la valeur efficace globale des harmoniques (c'est-à-dire leur somme quadratique) à la valeur efficace de la composante fondamentale.

L'application de TDH au courant ou à la tension, peut être défini par l'expression suivante :

$$\text{TDH} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} a_h^2}}{a_1} \quad (1.11)$$

Lorsque les harmoniques se propagent dans le réseau de distribution y compris dans les branchements non concernés par le transport de courant, elles le font sous la forme de tensions. Il est essentiel de mesurer à la fois les valeurs des distorsions de courant et de tension. Habituellement, les mesures de distorsion du courant portent le suffixe I, (TDH_I) et celles de la tension le suffixe V, (TDH_V).

1.2.4.1. Taux de distorsion des harmoniques de tension

Le taux de distorsion des harmoniques de tension est exprimé par l'expression suivante :

$$TDH_V = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots}}{V_1} \times 100 \% \quad (1.12)$$

1.2.4.2. Taux de distorsion des harmoniques de courant

Le taux de distorsion des harmoniques de courant est déterminé par l'équation suivante :

$$TDH_I = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}}{I_1} \times 100 \% \quad (1.13)$$

1.2.4.3. Triangle des Puissances

En tenant compte de la puissance déformante, la puissance apparente (S) peut être calculée en utilisant le triangle des puissances montré sur la figure suivante :

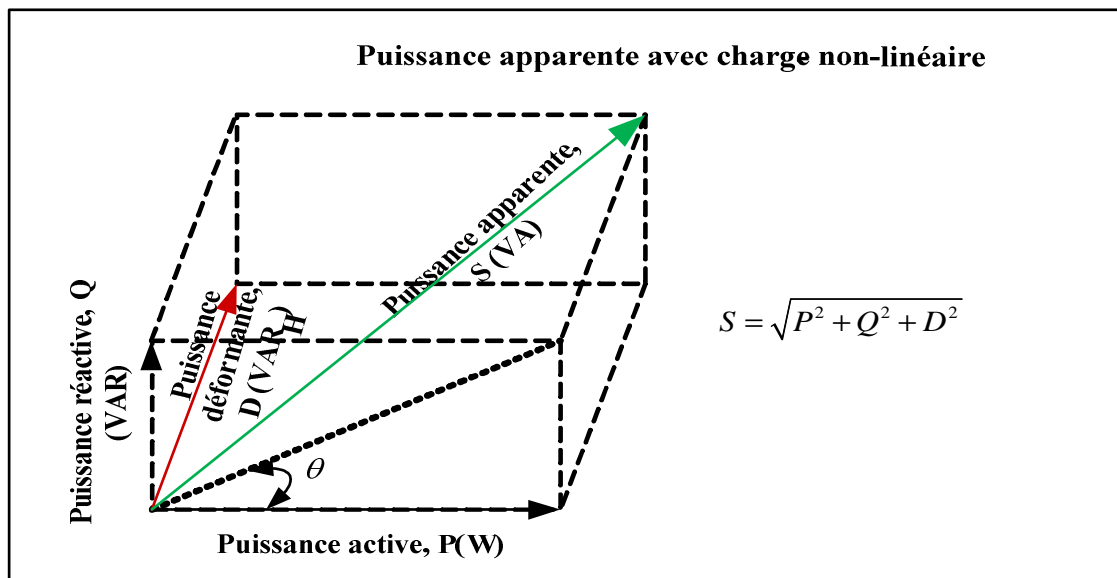


Figure 1.3 Triangle des puissances électrique avec charge non-linéaire.

On retiendra toujours la formulation générale :

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \quad (1.14)$$

1.2.4.4. Facteur de puissance

Par définition, le facteur de puissance en présence de la puissance déformante D vaut:

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2+D^2}} \quad (1.15)$$

1.2.4.5. Normes internationales sur la qualité d'énergie

Des normes internationales [5] ont été mises en place pour limiter les effets indésirables des perturbations harmoniques, parmi eux, on trouve : la norme IEEE std 519-1992 et la norme de CEI-1000-3-2. Le tableau suivant donne un aperçu de la dernière norme sur la limitation des courants harmoniques injectés dans le réseau public pour des équipements dont le courant par phase est inférieur à 16 A.

Tableau 1.1 : Limite des composantes harmoniques de courant.

Harmoniques impairs (K)		Harmoniques pairs (K)	
Rang	Courant harmonique admissible maximal (A)	Rang	Courant harmonique admissible maximal (A)
3	2.30	2	1.08
5	1.14	4	0.43
7	0.77	6	0.30
9	0.40	8≤K≤40	0.23*8/K
11	0.33	-	-
13	0.21	-	-
15≤K≤39	0.15*15/K	-	-

1.2.5. Causes et effets des harmoniques

Les courants harmoniques génèrent des perturbations tant au niveau de la distribution qu'au niveau de l'installation. Les causes et les effets sont divers, on trouve :

1. Problèmes causés par les courants harmoniques:

- surchauffe du neutre,
- surcharge des condensateurs
- surchauffe des transformateurs
- effet de peaux dans les conducteurs
- déclenchement intempestif des coupe-circuits

2. Problèmes causés par les tensions harmoniques:

- de bruit lors du passage à zéro
- distorsion de la tension
- au niveau des moteurs à induction

1.2.6. Mesures de réduction des harmoniques

Les mesures permettant la réduction des courants harmoniques peuvent être classées en trois groupes : les transformateurs d'isolement, les filtres passifs et les filtres actifs. Chaque choix présente ses avantages et ses inconvénients.

1.2.6.1. Transformateurs d'isolement

Ce transformateur permet l'isolation des harmoniques d'ordre trois lors de leur confection, dont lequel, les fabricants prennent en considération les effets indésirables de ces courants harmoniques qui passent dans le circuit secondaire des transformateurs connectés en triangle.

1.2.6.2. Filtres passifs

L'utilisation des circuits électriques RLC (résistance, inductance, capacité) dit filtre passifs était une des solutions traditionnelles pour dévier les courants harmoniques et éliminer les tensions perturbatrices. La capacité (C) crée l'énergie réactive tandis que l'inductance (L) en absorbe. Le filtre passif a pour but principal dans le cas de présence des harmoniques, de diminuer l'impédance du réseau à une fréquence donnée. Les courants perturbateurs à cette fréquence sont alors absorbés par le filtre passif. Le raccordement des éléments capacitifs sur le réseau électrique présente des inconvénients majeurs tels que l'anti-résonance ou résonance parallèle qui représente un

accroissement important de l'impédance du réseau à certaines fréquences. Selon les chercheurs du domaine de filtrage passif [6], une connaissance très précise des rangs harmoniques engendrés par la charge qui devront être filtrés et des atténuations demandées sont extrêmement nécessaire avant le choix de raccordement des éléments constituant le filtre passif et leur dimensionnement, car plusieurs types de filtres passifs sont utilisés pour différentes dépollutions harmoniques. De plus, le filtre passif peut occasionner une résonance parallèle importante qui est excitée par les harmoniques présents sur le réseau électrique, ce qui conduit à des surtensions importantes pouvant aller jusqu'aux détériorations des équipements connectés au réseau électrique. Parmi les filtres passifs, on trouve :

- Le filtre barrage (ou inductance anti harmonique),
- Le filtre amortis.
- Le filtre résonnant,

Les chercheurs [7] et [8] ont recommandés d'utiliser une combinaison de plusieurs filtres accordés aux 5^{ème} et 7^{ème} harmoniques pour le choix le plus propre du redresseur à thyristors de haute puissance.

1.2.6.2.1. Filtres barrages (ou inductance anti harmonique)

Ce type des filtres autrement dit inductance anti harmonique se comporte comme un court-circuit à la fréquence de raccordement. Son installation consiste à mettre une inductance en série avec le condensateur de compensation sur chaque branche des trois phases pour les protéger contre les surintensités liées aux courants harmoniques. Le filtre barrage a pour rôle de réduire l'influence des harmoniques sur l'impédance du réseau. La figure ci-dessous présente l'installation du filtre barrage.

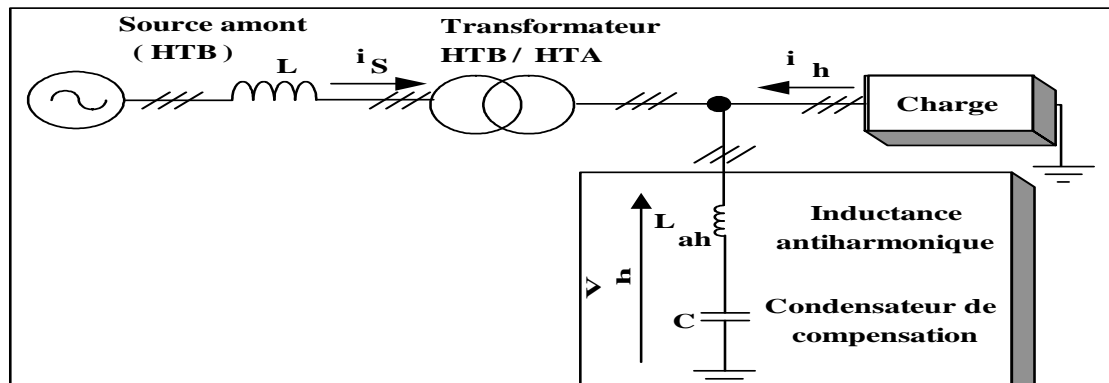


Figure 1.4 Schéma équivalent de l'installation d'un filtre barrage en aval d'un transformateur HTB/HTA.

La tension harmonique au niveau du jeu de barres HTA lors d'injection en ce point un courant harmonique i_h est :

$$V_h = Z_h i_h \quad (1.16)$$

Avec, Z_h est l'impédance vue de jeu de barres.

En négligeant l'inductance de la charge qui présente une faible influence sur les fréquences de résonance et antirésonance, l'impédance vue du jeu de barres peut être comme suite :

$$Z_h' = jL\omega \frac{1 - L_{ah}C\omega^2}{1 - (L - L_{ah})C\omega^2} \quad (1.17)$$

Avant la connexion de l'inductance anti harmonique, l'impédance vue de jeu de barres était comme suite :

$$Z_h = jL\omega \frac{1}{1 - LC\omega^2} \quad (1.18)$$

L'impédance de résonance peut être déterminée comme suite :

$$Z_f = R_{ch} = \frac{U^2}{P_{ch}} \quad (1.19)$$

L'allure de cette impédance Z_h avec et sans filtre barrage est montrée par la figure suivante :

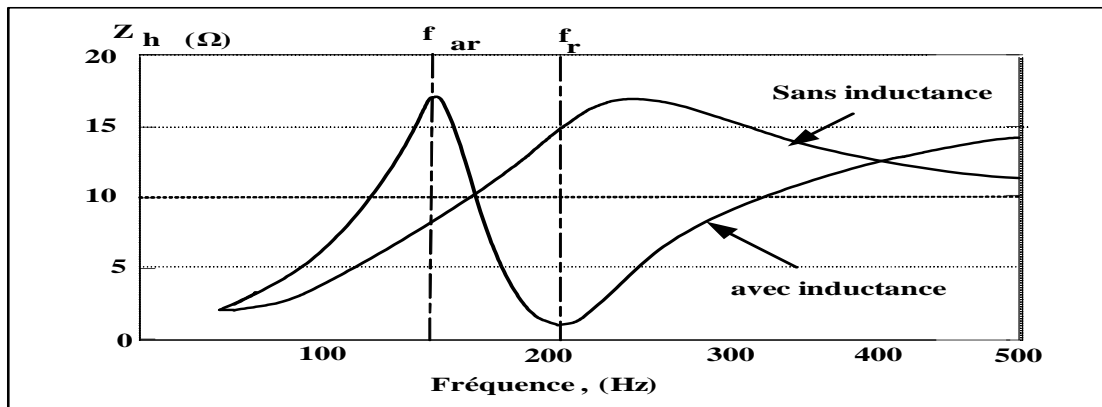


Figure 1.5 Schéma d'une impédance d'harmonique vue du jeu de barres, avec et sans inductance anti harmonique.

Cette figure montre que les tensions harmoniques sur le jeu de barres sont réduites quand la fréquence d'accord f_r du filtre barrage est inférieure au premier rang harmonique injecté (cas d'une inductance anti harmonique accordée à 215 Hz pour une injection à 250Hz, harmonique d'ordre 5). La fréquence d'accord f_r et la fréquence antirésonance f_{ar} peuvent être sous la forme :

- Fréquence d'accord du filtre :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.20)$$

- Fréquence antirésonance du filtre :

$$f_{ar} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{ah}+L)C}} \quad (1.21)$$

1.2.6.2.2. Filtres résonants

Un filtre passif résonant est un circuit constitué d'inductance, de résistance et de capacité (RLC) en série, accordé à la fréquence d'une harmonique généralement d'un rang inférieur. Le principe des filtres résonants est de présenter une impédance très faible au passage des courants harmoniques d'un rang bien déterminé. Dans la pratique, on installe très souvent plusieurs filtres résonants en parallèle, correspondant aux différents rangs harmoniques à filtrer. Ce filtre présente l'inconvénient d'être sensible aux variations de l'inductance (due à la qualité de réalisation) ou de la capacité (due au vieillissement). La figure ci-dessous présente le schéma de connexion du filtre résonant.

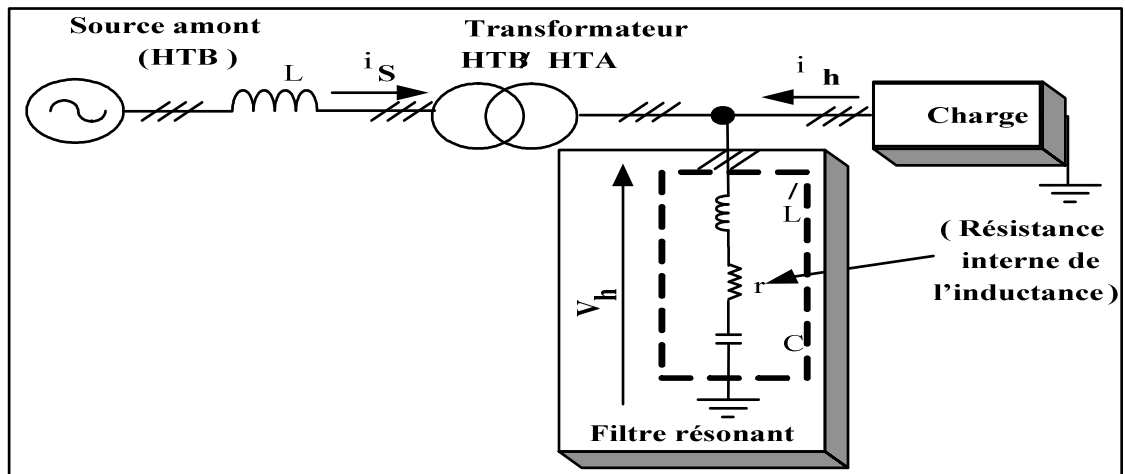


Figure 1.6 Schéma équivalent d'un filtre résonant connecté en aval à transformateur HTB/HTA.

La fréquence de résonance f_r de ce filtre est donnée par l'équation suivante :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.22)$$

Le facteur de qualité qui représente la caractéristique de l'intensité de la résonance est donné comme suit :

$$F = 2\pi f_r \frac{L}{r} \quad (1.23)$$

L'allure de l'impédance harmonique lors de l'installation du filtre résonant est représentée par la figure suivante :

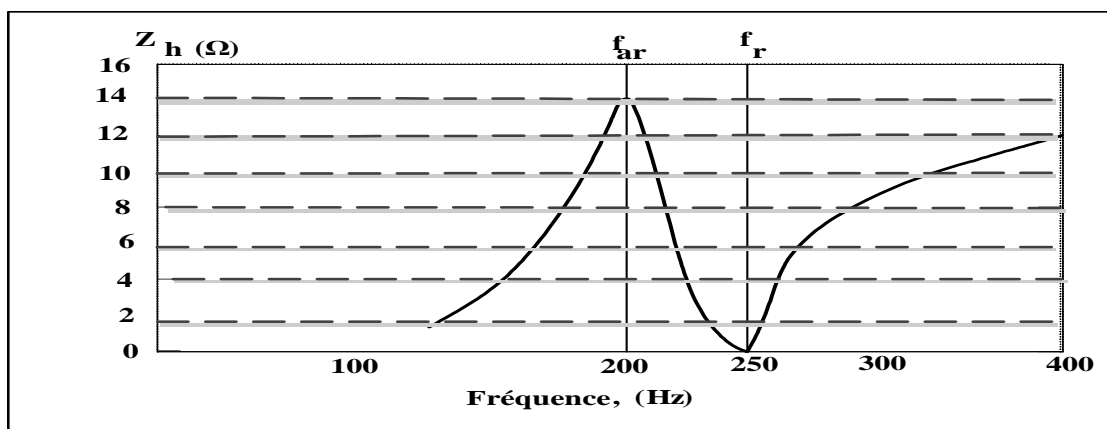


Figure 1.7 Schéma d'une impédance d'harmonique vue du jeu de barres lors de l'installation du filtre résonant.

Dans cette figure, on constate que la fréquence d'accord f_r correspond au rang harmonique 5 soit 250 Hz. De plus, on remarque qu'à une fréquence inférieure, il y a une augmentation de l'impédance et cela due à la résonance en dérivation (parallèle) des éléments L' et L .

1.2.6.2.3. Filtres amortis

Ce filtre autrement dit le filtre passe haut d'ordre 2 est destiné pour filtrer simultanément des harmoniques du rang supérieur, et non une harmonique d'un rang particulier. Le filtre passif amorti est constitué par la mise en série d'une capacité C avec un ensemble constitué de la mise en parallèle d'une résistance r dite résistance d'amortissement et d'une inductance L' . Le filtre amorti offre un filtrage plus réparti mais moins efficace à la fréquence d'accord. L'antirésonance est moins importante que dans le cas d'un filtre résonnant. La figure ci-dessous présente l'installation de filtre amorti.

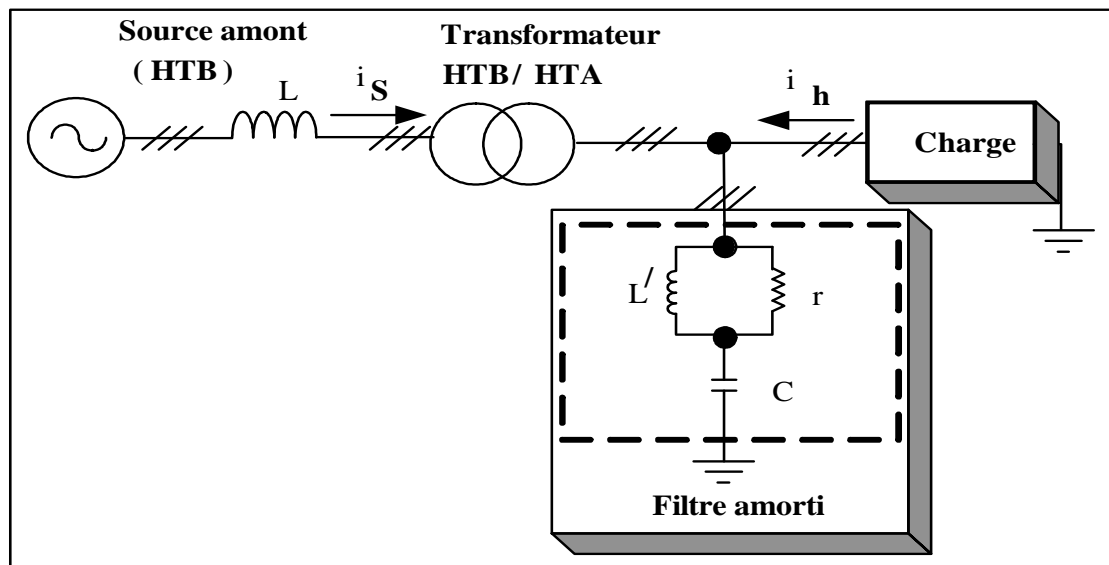


Figure 1.8 Schéma équivalent d'un filtre amorti connecté en aval à un transformateur HTB/HTA.

La fréquence d'accord f_r de ce filtre est donnée par l'équation suivante :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L'/C}} \quad (1.24)$$

Le facteur de qualité est donné comme suit :

$$F = \frac{r}{2\pi L/f_r} \quad (1.25)$$

La connexion du filtre amorti entraîne l'apparition d'une antirésonance à la fréquence f_{ar} donnée comme suite :

$$f_{ar} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L')C}} \quad (1.26)$$

L'allure de l'impédance harmonique après l'installation du filtre amorti à 550 Hz est représentée par la figure suivante :

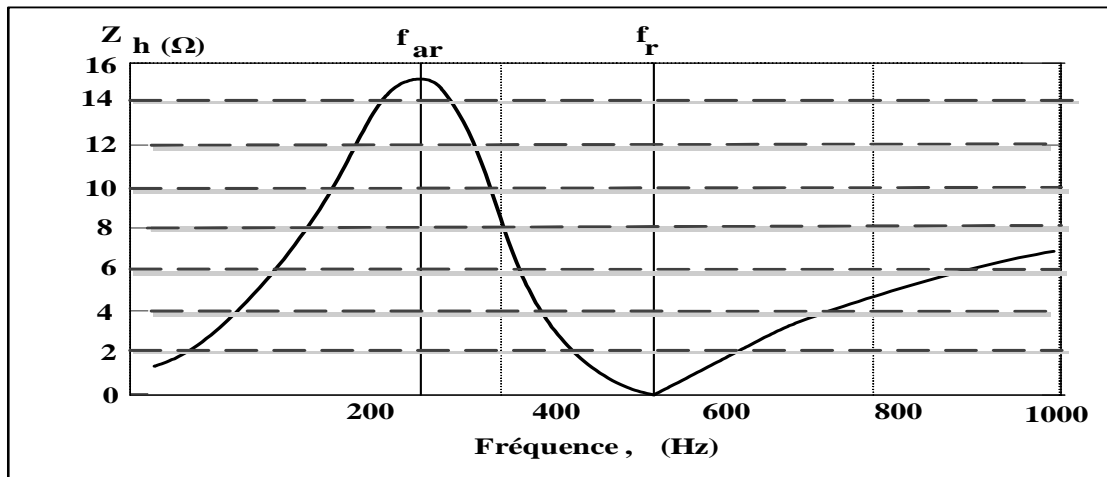


Figure 1.9 Schéma d'une impédance d'harmonique vue du jeu de barres après l'installation du filtre résonnant.

Dans cette figure, on constate que pour les hautes fréquences, l'impédance harmonique est tend vers une asymptote. De plus, la valeur de l'antirésonance peut exiger une nécessité de filtrage des harmoniques de rangs inférieurs à 550 Hz.

1.2.6.3. Filtres actifs

L'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO (Gate Turn Off), MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) et les transistors IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), a permis d'envisager et de conduire à des nouvelles solutions de compensation de ces perturbations sous des

structures de filtres appelées : filtres actifs de puissance. Les filtres actifs constituent donc, une alternative intéressante aux solutions classiques. Ils jouent un rôle principal pour rendre la qualité d'énergie propre et de haute qualité en respectant les normes d'IEEE-519 sur la qualité de l'onde. Ils sont flexibles car auto-adaptatifs, ils viennent s'ajouter à des structures déjà existantes de convertisseurs. Ils peuvent également être utilisés comme complément aux solutions traditionnelles de dépollution harmonique.

Les performances des filtres dépendent en grande partie du type de la topologie, de la technique de modulation mis en œuvre pour commander les interrupteurs du filtre, du dimensionnement des éléments de couplage au réseau et du système de stockage ainsi que de la dynamique d'extraction des algorithmes de commande dédiés au contrôle des switches de convertisseur afin d'avoir une meilleure qualité d'énergie.

En bref, le filtre actif est le plus fréquemment utilisé comme un générateur de courant, il génère des courants harmoniques, en opposition de phase avec le réseau, afin que la somme avec ceux-ci soit nulle. On obtient alors des courants alternatifs sinusoïdaux propres au niveau de la source triphasée comme est illustré par la figure ci-dessous. Il permet donc de supprimer au point de raccordement tous les harmoniques de courants de la charge non linéaire (charge polluante).

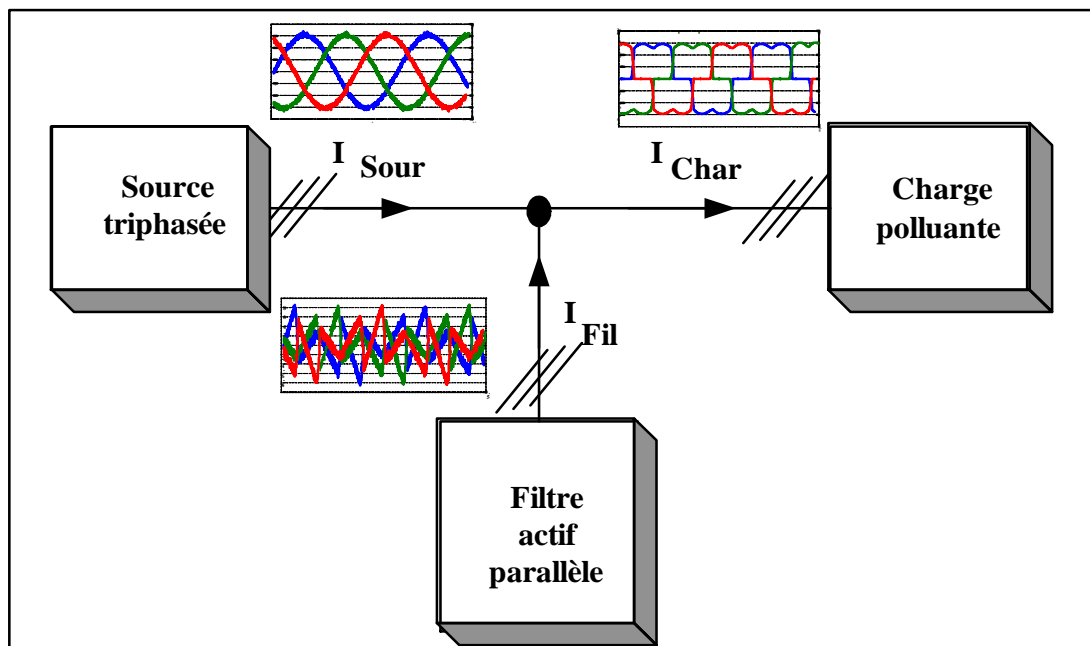


Figure 1.10 Structure de fonctionnement du filtre actif parallèle (FAP).

Malgré les avantages citées dans la littérature du filtrage actifs par rapport aux filtrages passifs, dont lequel on trouve : sa capacité d'atténuer les harmoniques est grande, son adaptation et sa flexibilité dans le système sont meilleurs et sa taille de point de vue le volume est petite, le filtre actif présente aussi des inconvénients comme les pertes et le coût qui sont très élevés.

Nous distinguons donc deux genres de filtres actifs parallèles : le filtre actif parallèle à structure tension et le filtre actif parallèle à structure courant. Dans notre travail, nous nous intéressons uniquement au filtrage actif parallèle à structure tension.

Le filtre actif parallèle se compose de deux parties: La partie de puissance et la partie de contrôle ou de commande. La partie de puissance est composée d'un élément de stockage d'énergie électrique, d'un pont onduleur triphasé et d'un filtre. Pour la partie contrôle, on a le bloc de génération d'harmoniques ou les signaux de références (des courants injectés au réseau) ainsi que les signaux de commande des commutateurs du filtre actif.

La figure ci-dessous montre un filtre actif à structure tension où l'onduleur de tension est connecté en parallèle avec la charge non-linéaire alimentée par une source électrique triphasée à travers un filtre de découplage (L_F , R_F). Cette configuration est extensible pour les convertisseurs multi-niveaux. D'après les chercheurs [9] et [10], ce filtre est admet pour faire l'amélioration des performances de compensation avec des basses fréquences de commutation des interrupteurs. La capacité C_{dc} se comporte comme une source de tension continue. La tension continue aux bornes du condensateur (V_{dc}) doit être positive et retenue constante par le contrôle du filtre actif. Les balancements de la tension continue doivent être faibles d'une part pour ne pas dépasser la limite en tension des interrupteurs constituant l'onduleur et d'autre part pour ne pas dégrader les performances du filtre actif. Ces interrupteurs sont des semi-conducteurs bidirectionnels de type IGBT dans la plus part des cas montés en antiparallèle avec une diode.

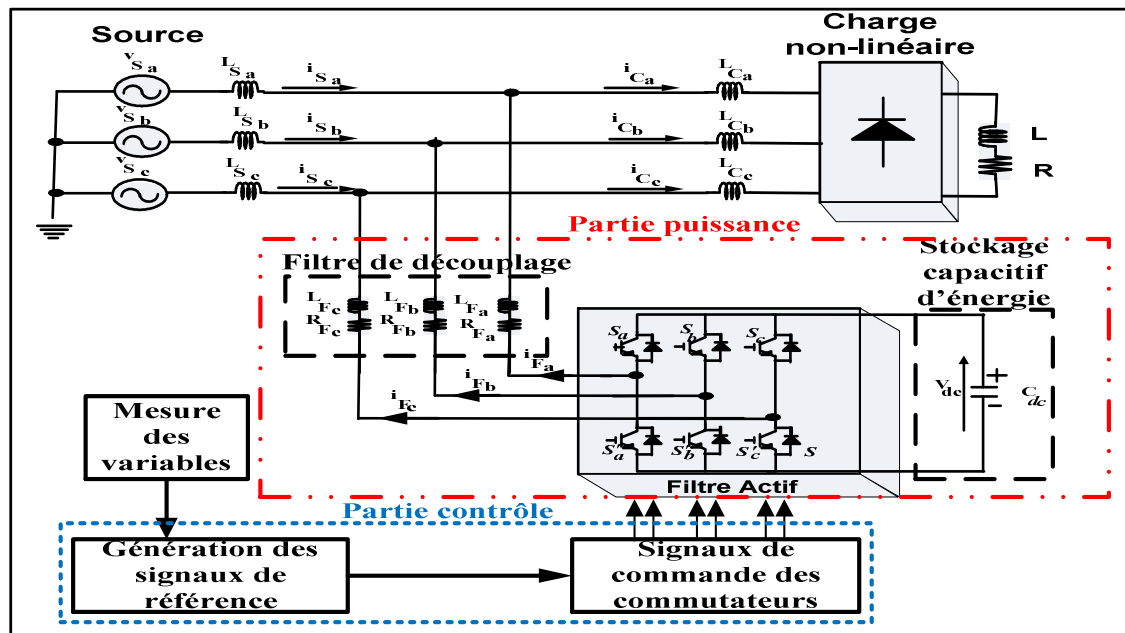


Figure 1.11 Schéma d'un filtre actif shunt connecté en parallèle avec une charge non-linéaire.

1.2.6.3.1. Filtre de découplage

Le filtre de découplage a pour but de permettre la connexion du filtre actif à la source triphasée et aussi très souvent considéré comme une source pour générer des courants harmoniques à partir de la différence des tensions entre la sortie du pont onduleur et le réseau électrique. Le filtre de découplage aide à limiter certainement la dynamique du courant mais aussi affaiblir en même temps la propagation des composantes harmoniques dues aux commutations sur le réseau électrique

1.2.6.3.2. Stockage capacitif d'énergie

Le stockage de l'énergie du côté continu du filtre actif se fait souvent par un système de stockage capacitif (condensateur C_{dc}) qui joue le rôle d'une source de tension continue (V_{dc}). Le choix des éléments du système de stockage (V_{dc} et C_{dc}) dépend de la dynamique et de la qualité de compensation du filtre actif parallèle. De plus, les ondulations de la tension du bus continu, causées par les courants générés par le filtre actif et limitées par le choix de la valeur de la capacité (C_{dc}), peuvent détériorer la qualité de compensation du filtre actif parallèle. Le choix du condensateur (C_{dc}) qui représente

un réservoir pour fournir la différence d'énergie de la charge et la source durant le régime transitoire, permet aussi à maintenir la tension constante avec un faible taux d'ondulation en régime permanent. En régime permanent, la puissance active envoyée par la source électrique doit être égale à la puissance active absorbée par la charge plus une faible puissance active qui sert à compenser les pertes dans le filtre. La tension du bus continu peut être maintenue constante à une valeur de référence désirée. Cependant, quand les exigences demandées par la charge non-linéaire changent, l'écoulement de puissance entre la source triphasée et la charge est perturbé. Cette différence de perturbation d'énergie est compensée par le condensateur du bus continu ce qui écarte cette tension de sa référence. Dans le cas où la tension aux bornes du condensateur a été bien régulée et atteint sa tension de référence, l'énergie envoyée par le réseau électrique est préjugée être égale à l'énergie consommée par la charge non-linéaire.

1.2.6.3.3. Topologies des filtres de puissance

L'état de recherche dans ce domaine est très vaste, beaucoup de chercheurs ont travaillé sur le filtrage actif. En 1971, les chercheurs [11] ont proposés une topologie qui comporte, un filtre actif parallèle connecté en parallèle avec la charge non-linéaire alimentée par une source triphasée. Le placement du filtre actif parallèle est principalement destiné pour l'élimination des courants harmoniques, la compensation de l'énergie réactive, la correction du facteur de puissance et pour rééquilibrage des courants de la charge non-linéaire. Il injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci.

En 1976, les deux chercheurs Gygyuyi et Strycula [12] ont proposés une topologie d'un filtre actif série. Cette topologie a pour rôle l'isolation et l'absorption des tensions harmoniques, rééquilibrage et régulation des tensions alimentant la charge non-linéaire. Aussi, le filtre actif série se comporte comme une source de tension qui s'oppose aux tensions perturbatrices (creux, déséquilibre, harmonique) venant de la source et également à celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau.

Afin de réduire le dimensionnement des filtres actifs et aussi leurs prix, l'association de filtres actifs de faible puissance à des filtres passifs peut être une solution. Dans cet aspect, on trouve parmi ces configurations :

- Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles
- Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles
- Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

En 1988, les chercheurs Takeda, Ikeda et Tominaga [13] ont proposés une topologie hybride : un filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle. Le rôle du filtre actif parallèle dans cette configuration, est la compensation des courants harmoniques basses fréquences émis par la charge polluante. Le filtre passif accordé sur une fréquence élevée, élimine les harmoniques hautes fréquences y compris ceux créés par le filtre actif parallèle. Aussi, il permet la compensation des courants harmoniques émis par un cyclo convertisseur de forte puissance.

En 1988, les chercheurs Peng, Akagi et Nabae [14] ont proposés une autre topologie hybride : un filtre actif série avec un filtre passif parallèle. Cette topologie a pour but d'améliorer les caractéristiques de compensation du filtre passif et de protéger le filtre actif série de la circulation des harmoniques.

En 1990, les chercheurs Fujita et Akagi [15] ont proposés une topologie de la mise en série d'un filtre actif et passif. Le rôle du filtre actif parallèle dans cette configuration, est l'amélioration des caractéristiques de filtrage du filtre passif et la protection aisée du filtre actif contre les surintensités, ainsi que d'empêcher la circulation des harmoniques dans le filtre actif.

En 1996, les chercheurs Cheng, Bhattacharya et Divan [16] ont proposés une nouvelle topologie d'un filtre actif parallèle dédié spécialement à l'isolation de la source-charge non-linéaire des fréquences dominantes pour la 5^{ième} et la 7^{ième} harmonique en respectant la norme standard IEEE-519 sur la qualité d'onde et d'équilibré les puissances du bus continu des deux onduleurs.

En 1989, le chercheur Moran [17] a proposé une topologie avec une combinaison des deux filtres actifs (parallèle et série). Cette topologie a pour rôle l'isolation des harmoniques entre la charge non-linéaire placée en amont et la charge sensible en aval du

filtre actif, de maintenir constante la tension du bus continu aux deux filtres actifs et la correction des distorsions de la tension d'entrée.

En 1998, les chercheurs Fujita et Akagi [18] ont proposés une topologie hybride composée d'un filtre actif parallèle raccordé dos à dos avec un filtre actif série et un filtre passif connecté à la charge non-linéaire alimenté par une source alternative. Le rôle des filtres, est l'élimination des harmoniques et des courants de séquences négatives, la correction des distorsions et des déséquilibres de la tension d'entrée, la régulation de la tension continue du bus continu des deux filtres et la compensation des creux de tension.

En 1998, les chercheurs Barbosa, Santisteban et Watanabe [19] ont proposés une nouvelle topologie. Il s'agit d'un filtre actif série à trois phases connecté dos à dos avec un filtre actif parallèle monophasé. Cette topologie a pour but l'élimination des courants harmoniques du côté alternatif (AC) et de réduire les ondulations de la tension redressée du bus dc.

D'autres topologies sur le filtrage actif ont été le sujet de plusieurs chercheurs. Parmi eux, on trouve les chercheurs Khadkikar et Chandra [20] qui ont développés en 2009, d'autres structures destinées au filtrage hybride à quatre bras : actif série avec actif parallèle sous le nom d'UPQC (Unified Power QualityConditioner). L'UPQC assure un courant et une tension de forme sinusoïdale du réseau électrique à partir d'un courant et d'une tension perturbés de celui-ci. Au-delà, les chercheurs se concentrent sur l'amélioration de la partie contrôle des filtres actif en utilisant les techniques de modulation afin de faciliter leurs intégration au domaine d'énergie renouvelables. Un examen sur les filtres actif pour améliorer la qualité d'énergie a été le sujet des travaux de recherches quand les trouvent dans [21] et [22].

1.2.7. Problématiques des filtres

Suite à notre longue étude et recherche bibliographique sur le filtrage des harmoniques. On peut résumer les problèmes liés aux filtres comme suit:

- (a) La résonance série et parallèle
- (b) La réduction du dimensionnement du filtre passif hybride et la compensation de la puissance réactive de façon adaptative,
- (c) La modélisation du filtre hybride shunt triphasé,

- (d) Le non compensation du filtre hybride série des creux et des surtensions sans avoir recours à une source d'énergie extérieure.

La dernière problématique s'articule sur l'incapacité de filtre hybride série, pour faire compenser conjointement les surtensions, les creux de tension, les harmoniques de courant et le facteur de puissance sans l'aide à aucune source d'énergie extérieure.

1.2.8. Technique de modulation

Selon les normes d'IEEE-519 sur la qualité de l'onde, la diminution du taux de distorsion harmonique TDH à 5 % est nécessaire pour le courant de source, d'où les performances du filtre actif liées aux performances de la génération des références de courants harmoniques corrigent les harmoniques produits par l'utilisation des charges non-linéaire et aident à rendre le courant de source propre, mais dépendent également de la stratégie de commande de l'onduleur.

Pour garder le courant à la sortie du filtre actif autour de sa référence, trois techniques de modulation peuvent être utilisées :

- La technique de modulation MLI inter-sélective (**SPWM**)
- La technique de modulation par **hystérésis**.
- La technique de modulation MLI vectorielle (**SVPWM**)

L'objectif de la technique de modulation, que ce soit à MLI ou par hystérésis, est de générer des signaux d'ouverture et de fermeture des gâchettes des interrupteurs à commander de manière à ce que le courant du filtre actif soit le plus proche de sa référence.

1.2.8.1. Modulation de Largeur d'Impulsion Sinusoïdale (Sine PWM)

Cette technique de modulation par largeur d'impulsions (MLI) est très connue en contrôle des systèmes en électronique et elle porte le nom de PWM (en anglais : Pulse Width Modulation). Dans la plupart des applications, on utilise les techniques suivantes :

- MLI unipolaire,
- MLI bipolaire,
- MLI pour un système triphasé

La technique de commande par MLI résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation en fonctionnant avec une fréquence fixe facile à filtrer en aval de convertisseur statique.

La modulation de largeur d'impulsion est une technique pour générer une tension quasi-sinusoïdale à partir du découpage d'un signal continu

1.2.8.1.1. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement est représenté par la figure 1.12. Une tension sinusoïdale de référence (ou de contrôle V_{control}) et de fréquence définie ($f_{\text{contrôle}}$) est comparée à un signal triangulaire (V_{triangle}) haute fréquence (f_{triangle}). Le résultat de la comparaison donne le signe d'une tension rectangulaire dont la largeur de chaque créneau est modulée en rapport avec le signal sinusoïdal (MLI sinus).

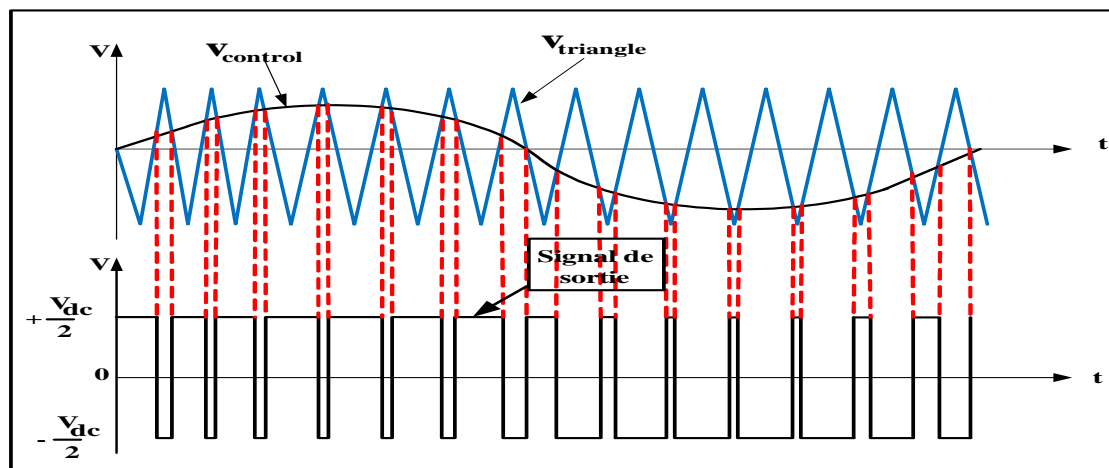


Figure 1.12 Schéma représentatif de la technique de MLI sinusoïdale.

1.2.8.2. Hystérésis

La commande par hystérésis appelée tout ou rien, utilise l'erreur existante entre le signal de référence et la mesure du signal de sortie. Cette technique possède une bande supérieure $+HB$ et une bande inférieure $-HB$. La technique de la bande d'hystérésis $2HB$ permet la commutation des interrupteurs du convertisseur lorsque l'erreur entre le signal et sa consigne dépasse une amplitude fixée. Cette amplitude est généralement appelée fourchette ou bande d'hystérésis. Cette technique de modulation ne demande

qu'un comparateur à hystérésis par phase. L'utilisation de cette technique de contrôle est caractérisée par une fréquence de commutation variable.

1.2.8.2.1. Principe de fonctionnement

Le mode de fonctionnement du comparateur à hystérésis est montré selon le principe de la figure 1.13, l'interrupteur du convertisseur s'ouvre si l'erreur devient inférieure à $-HB$, il se ferme si cette dernière est supérieure à $+HB$, où HB représente la fourchette (ou largeur) d'hystérésis. Si l'erreur est maintenant comprise entre $-HB$ et $+HB$ (c à d, qu'elle varie à l'intérieur de la fourchette d'hystérésis), l'interrupteur ne commute pas.

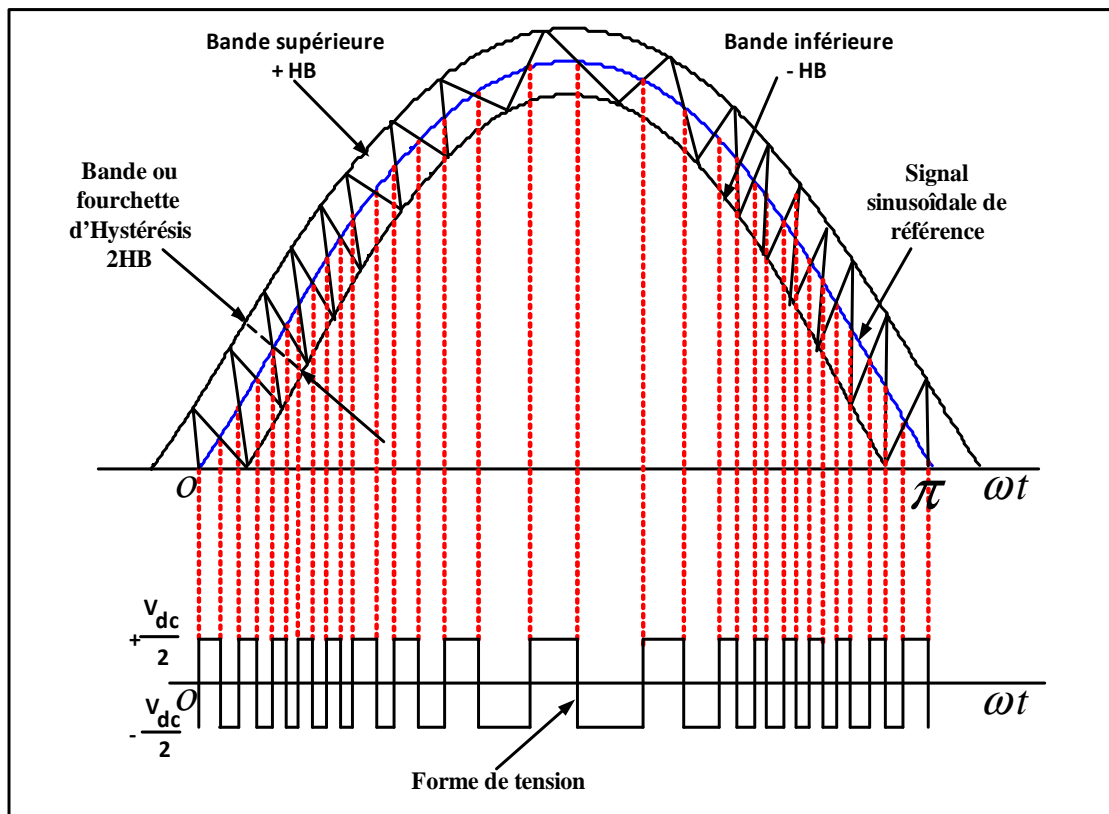


Figure 1.13 Schéma représentatif de la technique de modulation par hystérésis

Dans cette technique selon les chercheurs Zabihi et Zare [23], on ne peut pas maîtriser correctement le spectre de haute fréquence et cela dû aux fréquences de commutation des interrupteurs. Le schéma de principe de cette technique de commande est décrit à la figure 1.14.

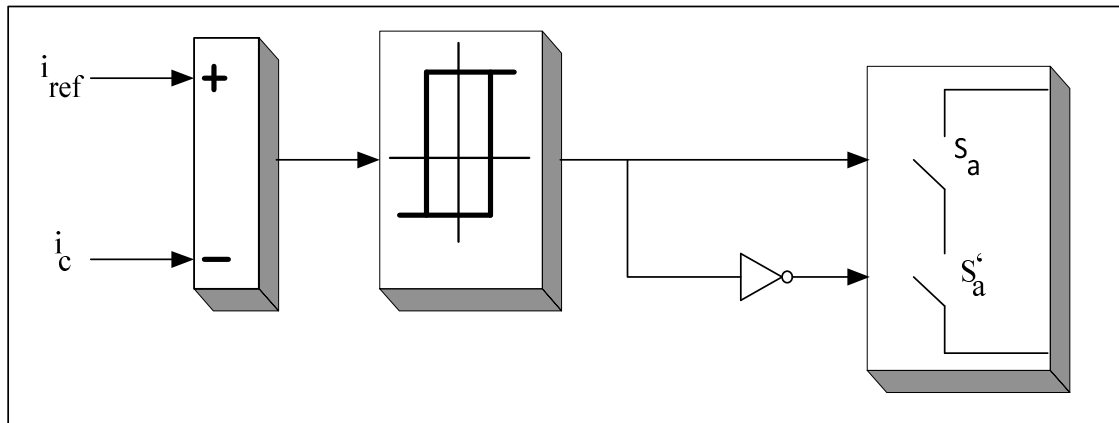


Figure 1.14 Schéma représentatif de la commande par hystérésis.

En résolvant l'inconvénient majeur de la commande par hystérésis ordinaire par une amélioration ramenée sur la fixation de la fréquence de commutation des semi-conducteurs, ce qu'on obtient une commande appelée par hystérésis modulée. Cette amélioration est articulée sur l'ajout d'un signal triangulaire à la fréquence de commutation au signal d'erreur. Le schéma de cette commande est illustré par la figure 1.15.

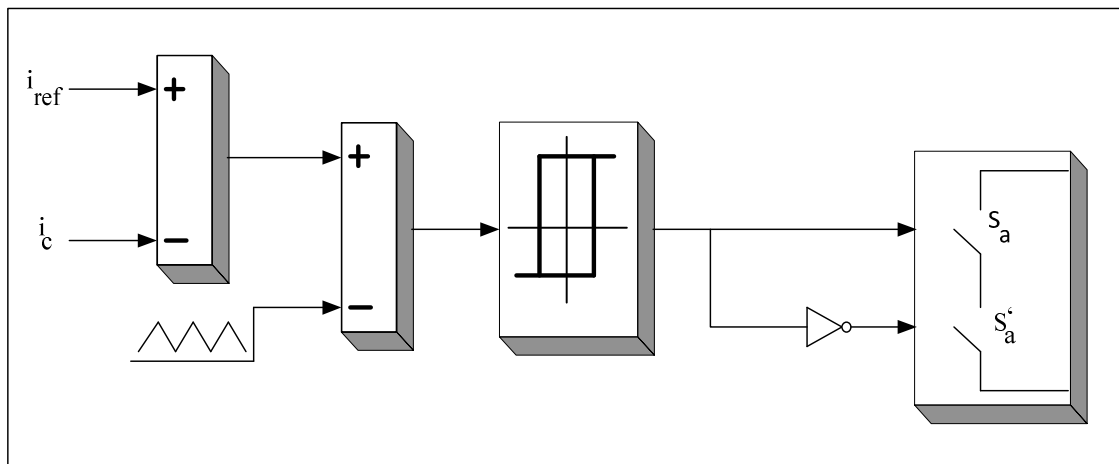


Figure 1.15 Schéma représentatif de la commande par hystérésis modulée.

1.2.8.3. Modulation de Largeur d'Impulsion vecteur spatial (SVPWM)

Cette technique est applicable généralement aux variateurs de vitesse triphasés sans neutre et elle porte le nom de SVPWM (en anglais : Space Vector

Pulse Width Modulation) ou SVMLI (en français : Vecteur Spatial à Modulation par Largeur d'impulsions).

1.2.8.3.1. Principe de fonctionnement

Cette technique montrée dans la figure 1.16 consiste à considérer entièrement l'onduleur triphasé et en appliquant à ces grandeurs triphasées la transformation de Concordia pour que le passage de $(abc/\alpha\beta)$ se fait par une simple projection sur les axes concernés. L'onduleur est constitué de six commutateurs bidirectionnels où il y a une combinaison de 8 possibilités : six états actifs (100), (110), (010), (011), (001) et (101) et deux états nuls (000) et (111). Les vecteurs non-nuls \vec{V}_1 à \vec{V}_6 divisent le cercle en 6 secteurs (I, II, III, IV, V et VI) en formant un hexagone, l'angle entre deux vecteurs non-nuls adjacents est de 60 degrés. Les 6 vecteurs sont appelés vecteurs spatiaux de base. Les deux états nuls ont même vecteur \vec{V}_0 et \vec{V}_7 de base c'est-à-dire 0 (zéro). On peut ainsi reconstruire n'importe quelle tension \vec{V}_s en combinant par exemple ses deux vecteurs adjacents \vec{V}_1 et \vec{V}_2 du secteur I et du vecteur de base nul. N'importe quel vecteur de tension \vec{V}_s peut être effectué dans un sens moyen.

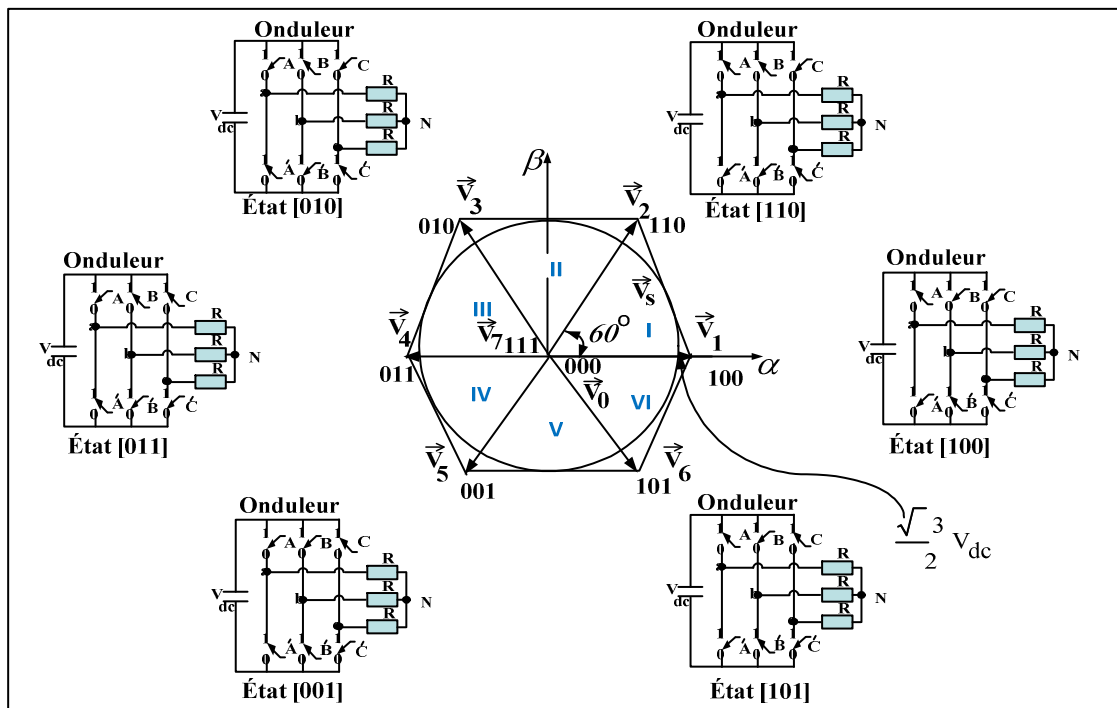


Figure 1.16 Schéma des états de l'onduleur triphasé et les vecteurs des tensions correspondants.

Selon l'auteur [24], le vecteur spatial de tension de phase V_s peut être écrit en multipliant les tensions de phase par leurs orientations spatiales :

$$\vec{V}_s(t) = \frac{2}{3} \cdot [\vec{V}_{aN}(t)e^{j0} + \vec{V}_{bN}(t)e^{j2\pi/3} + \vec{V}_{cN}(t)e^{j4\pi/3}] \quad (1.27)$$

Selon l'état de l'onduleur [110] correspondant à la tension du vecteur $V_1[100]$, les tensions simple V_{an} , V_{bn} et V_{cn} peuvent être exprimées comme suite :

$$V_1[100] \rightarrow V_{an} = \frac{R}{R/R+R} V_{dc} = \frac{R}{\frac{R}{2}+R} V_{dc} = \frac{R}{\frac{3R}{2}} V_{dc} = \frac{2}{3} V_{dc} \quad (1.28)$$

$$V_1[100] \rightarrow V_{bn} = -\frac{R/R}{R+R} V_{dc} = -\frac{\frac{R}{2}}{\frac{R}{2}+R} V_{dc} = -\frac{\frac{R}{2}}{\frac{3R}{2}} V_{dc} = -\frac{1}{3} V_{dc} \quad (1.29)$$

$$V_1[100] \rightarrow V_{cn} = -\frac{R/R}{R+R} V_{dc} = -\frac{\frac{R}{2}}{\frac{R}{2}+R} V_{dc} = -\frac{\frac{R}{2}}{\frac{3R}{2}} V_{dc} = -\frac{1}{3} V_{dc} \quad (1.30)$$

Pour l'état de l'onduleur [110] correspondant à la tension du vecteur $V_2[110]$, les tensions simple V_{an} , V_{bn} et V_{cn} peuvent être exprimées comme suite :

$$V_2[110] \rightarrow V_{an} = \frac{R/R}{R+R} V_{dc} = \frac{\frac{R}{2}}{\frac{R}{2}+R} V_{dc} = \frac{\frac{R}{2}}{\frac{3R}{2}} V_{dc} = \frac{1}{3} V_{dc} \quad (1.31)$$

$$V_2[110] \rightarrow V_{bn} = \frac{R/R}{R+R} V_{dc} = \frac{\frac{R}{2}}{\frac{R}{2}+R} V_{dc} = \frac{\frac{R}{2}}{\frac{3R}{2}} V_{dc} = \frac{1}{3} V_{dc} \quad (1.32)$$

$$V_2[110] \rightarrow V_{cn} = -\frac{R}{R/R+R} V_{dc} = -\frac{R}{\frac{R}{2}+R} V_{dc} = -\frac{R}{\frac{3R}{2}} V_{dc} = -\frac{2}{3} V_{dc} \quad (1.33)$$

De la même manière, on peut déterminer les valeurs des tensions des autres vecteurs. Finalement, le tableau suivant résume les vecteurs d'états, les états des interrupteurs et les tensions simples et composées de l'onduleur triphasé.

Tableau 1.2 : Valeurs des tensions simples et composées correspondantes.

Vecteurs d'état	États des commutateurs			Tensions simples			Tensions composées		
	A	B	C	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	V_{dc}	0	$-V_{dc}$
V_2	1	1	0	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
V_3	0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-V_{dc}$	V_{dc}	0
V_4	0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	V_{dc}
V_5	0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
V_6	1	0	1	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Le vecteur de tension moyenne V_s est synthétisé par une moyenne pondérée dans le temps de ces deux vecteurs de base adjacents de tension V_1 et V_2 qui forment le secteur I (dans lequel le vecteur de tension moyenne se situe) mais en utilisant les deux vecteurs nuls de même durée, c'est-à-dire, les vecteurs de base adjacents \vec{V}_1 et \vec{V}_2 sont appliqués pour les intervalles de temps xT_s et yT_s et pour les vecteurs nuls \vec{V}_0 et \vec{V}_7 sont appliqués pour une durée de $\frac{z}{2}T_s$ chacun. D'où, le vecteur de tension moyenne égal à :

$$\vec{V}_s(t) = \frac{1}{T_s} \cdot [xT_s\vec{V}_1 + yT_s\vec{V}_2 + zT_s \cdot 0] = x\vec{V}_1 + y\vec{V}_2 \quad (1.34)$$

Si le vecteur de tension moyenne \vec{V}_s se situe sous un angle δ comme dans le secteur I, où $x + y + z = 1$ (somme des rapports cycliques) et T_s la période de commutation, les valeurs de ces rapports cycliques en fonction du temps sont les suivants: $x = \frac{T_1}{T_s}$, $y = \frac{T_2}{T_s}$ et $z = \frac{T_0}{T_s}$,

La figure suivante représente les vecteurs de base instantanés et la synthèse de tension V_s en fonction du temps :

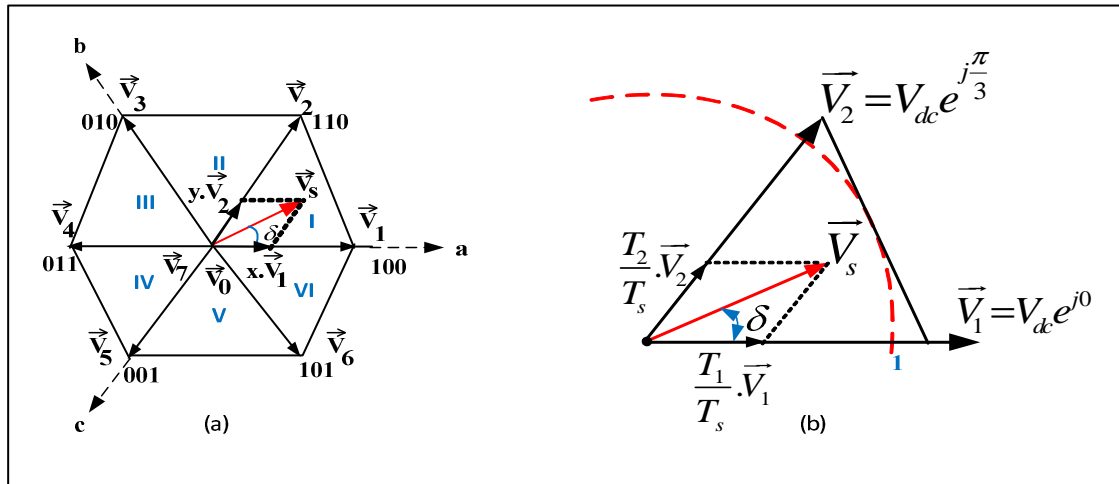


Figure 1.17 Schéma des vecteurs de base instantanés (a) et la synthèse de tension V_s (b).

Évidemment, le vecteur de tension moyenne $\vec{V}_s(t)$ sera égal à :

$$\vec{V}_s(t) = \frac{T_1}{T_s} \left[\frac{2}{3} V_{dc} \right] + \frac{T_2}{T_s} \left[\frac{2}{3} V_{dc} e^{j\pi/3} \right] + \frac{T_0}{T_s} \cdot 0 \quad (1.35)$$

Par extraction des parties réelles et imaginaires, les temps T_1, T_2 et T_0 ont pour équations :

$$T_1 = \frac{3}{2} \frac{V_s}{V_{dc}} \frac{\sin(\frac{\pi}{3} - \delta)}{\sin(\frac{\pi}{3})} T_s \quad (1.36)$$

$$T_2 = \frac{3}{2} \frac{V_s}{V_{dc}} \frac{\sin(\delta)}{\sin(\frac{\pi}{3})} T_s \quad (1.37)$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (1.38)$$

Les instants de commutation pour chaque interrupteur de l'onduleur triphasé en tenant compte les six secteurs sont représentés par la figure 1.18 (a), (b) et (c) suivante:

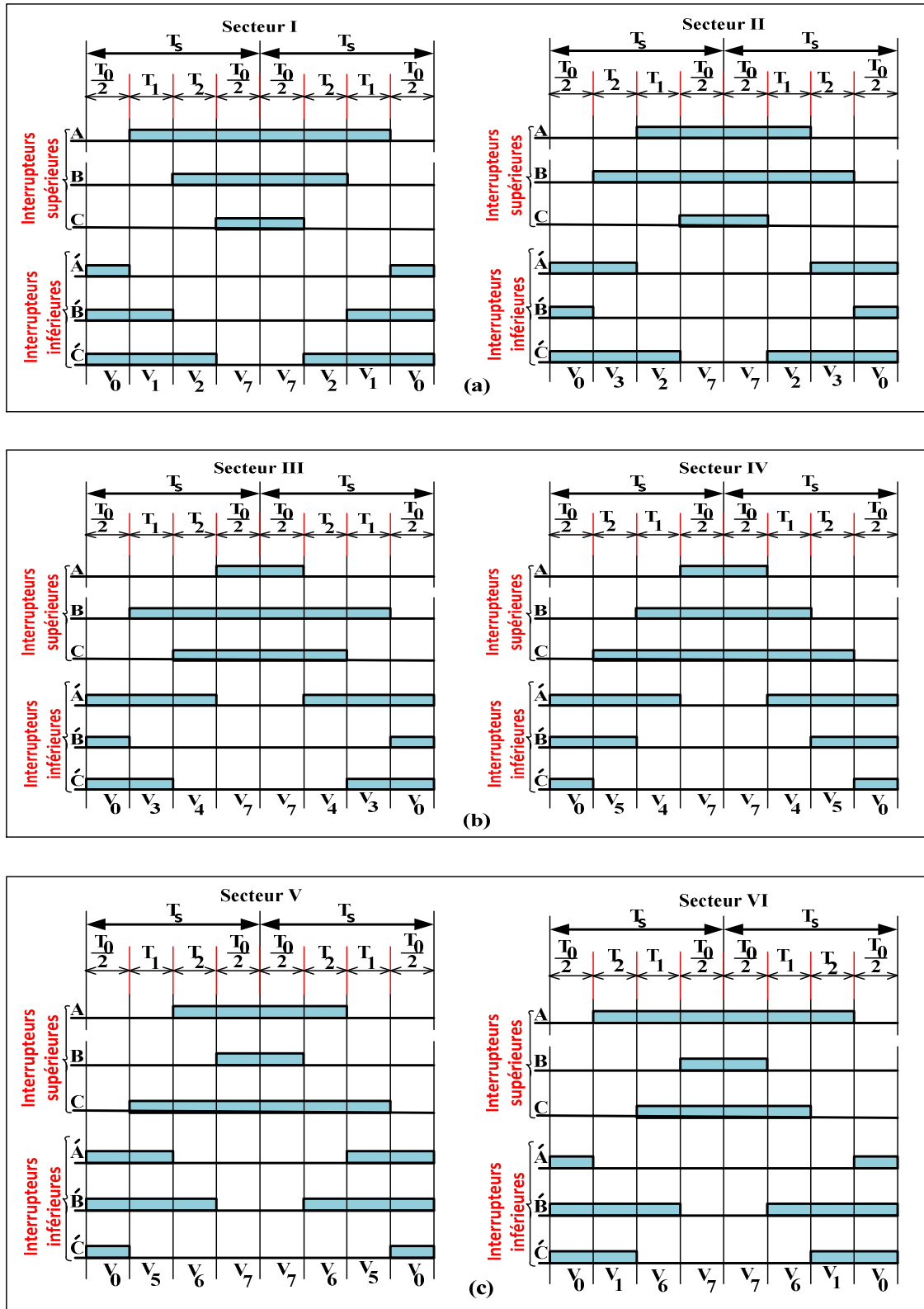


Figure 1.18 Schéma des instants de commutation pour chaque interrupteur.

1.2.9. Différentes techniques d'extraction des harmoniques

Dans la littérature, on trouve de nombreuses méthodes qui permettent la description des différents algorithmes d'identification possibles. Plusieurs d'entre elles montrent une comparaison entre différentes méthodes en appuyant sur les avantages et les inconvénients de chaque méthode. Selon leur champ de calcul, les algorithmes d'extraction des grandeurs harmoniques sont classés dans deux groupes, fréquentiel et temporel [25] et [26].

1.2.9.1. Groupe fréquentiel

Les algorithmes de compensation de ce groupe sont basés sur l'analyse de Fourier, la transformée rapide FFT (Fast Fourier Transform), FFT inverse, etc. Dans la transformée rapide, la composante harmonique peut être replacée en écartant la composante fondamentale du signal transformé. L'utilisation de la FFT inverse est pour l'obtention du signal final dans le domaine temporel. Les inconvénients les plus importants de ces méthodes sont des résultats moyens en régime transitoire, le retard de réponse et un volume de calcul très élevé [27].

1.2.9.2. Groupe temporel

Contrairement au groupe fréquentiel, les algorithmes de compensation dans le domaine temporel sont basés sur la détermination instantanée des grandeurs de compensation des courants/tensions harmoniques par la séparation du fondamental ou de quelques harmoniques par la méthode de filtrage [28]. Parmi ces méthodes, On trouve:

- Méthode des puissances instantanées p-q

La méthode des puissances instantanées p-q, a été introduite par le chercheur H. Akagi en 1984 [29]. Ce concept est très intéressant pour des raisons pratiques, en particulier pour analyser la compensation instantanée de la puissance réactive sans consommation d'énergie. Son principe est basé sur la transformation de systèmes triphasés constitués par les tensions simples et les courants de ligne, à un système diphasé (repère $\alpha - \beta$) en utilisant la transformation de Concordia ($abc / \alpha - \beta$), afin de calculer

les puissances réelle et imaginaire instantanées. Ultérieurement, pour la résolution des courants harmoniques de la charge, la composante fondamentale est transformée en une composante continue et les composantes harmoniques en des composantes alternatives. La figure 1.19 montre l'algorithme de génération des courants de référence selon la théorie des puissances instantanée p-q.

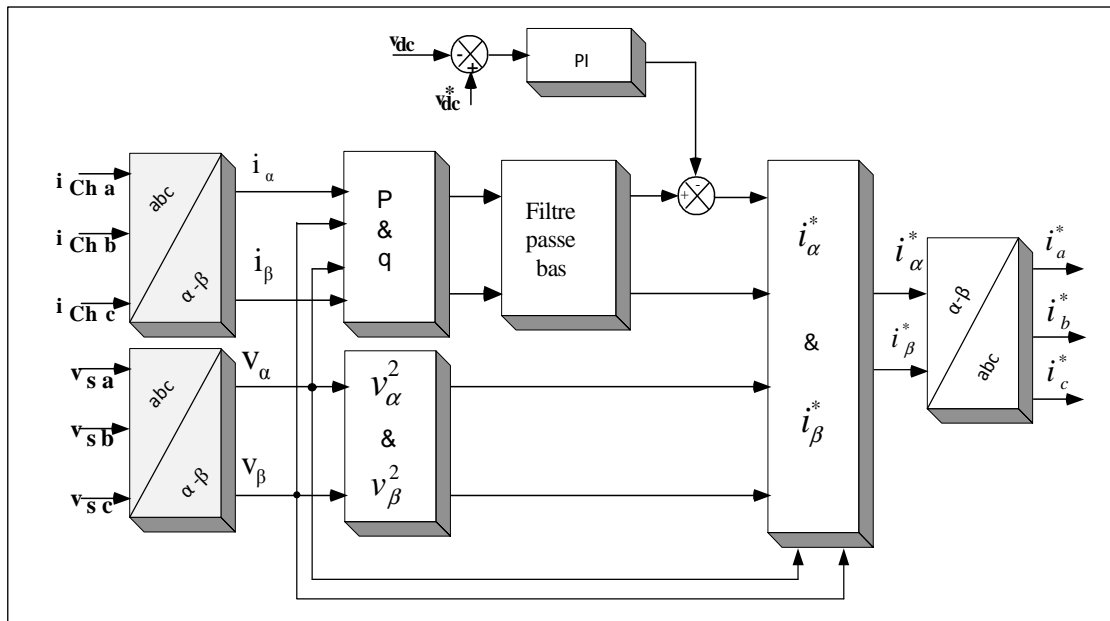


Figure 1.19 Algorithme de génération des courants de référence selon la méthode des puissances instantanée p-q.

- Méthode du courant instantané d-q

Cette méthode est basée sur le transformé de Park. Les courants sont transformés dans un repère tournant, étant synchronisé avec les tensions de réseau et tournant à la même fréquence, ainsi, les courants sont composés d'une composante continue, liée au fondamental, et d'une composante alternative, liée aux harmoniques, qui peuvent être séparées en utilisant un filtre passe-haut ou un filtre passe-bas [30]. La figure 1.20 présente l'algorithme d'identification des harmoniques des courants selon la méthode du courant instantané d-q.

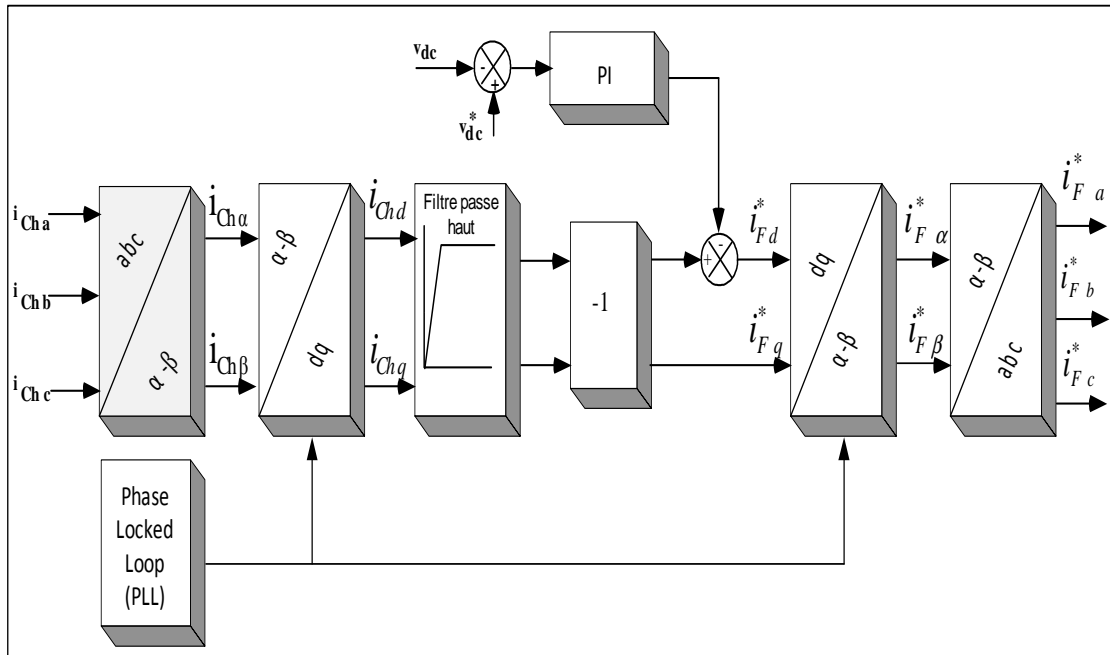


Figure 1.20 Algorithme d'identification des harmoniques du courant avec la méthode du courant instantanée d-q.

1.3.Énergiesrenouvelables

Par définition, toute forme d'énergie issue de sources disponibles dans la nature s'appelle énergies primaires; ces formes d'énergie peuvent être exploitées directement, c'est-à-dire sans transformation, ou bien, subir toute une série de transformations. Les sources d'énergie primaire peuvent être classées en deux familles: énergies épuisables et énergies renouvelables.

Dans les énergies épuisables, on peut citer les combustibles, qui peuvent prendre les formes suivantes:

- une forme solide, tels que le charbon, le lignite et la tourbe ;
- une forme visqueuse, tel que le pétrole ;
- une forme gazeuse, tel que le gaz naturel.

Comme énergies renouvelables, on peut citer : l'énergie hydraulique, l'énergie éolienne, l'énergie solaire thermique ou photovoltaïque, la géothermique, la biomasse, ou encore, les énergies marines. Elles ont longtemps été considérées comme la solution extrême aux problèmes énergétiques que connaît notre monde surtout durant la crise

pétrolières des années 1970 et les craintes d'épuisement des ressources énergétiques et d'insécurité politique des états. Ce domaine d'intérêt, le "renouvelable", a connu un saut mondiale significatif, traduit par un développement accru des activités liées aux domaines des énergies renouvelables, offrant l'avantage d'être illimité, propre et non polluant.

Dans ce qui suit, les énergies de la biomasse, les énergies de la géothermie, les énergies marines et les énergies hydraulique seront décrites brièvement. Par contre, l'énergie éolienne et l'énergie photovoltaïque étant plus détaillées car elles sont au centre de ce présent travail.

1.3.1. Énergie de la biomasse

La biomasse est la forme d'énergie issue des forêts et de l'agriculture, exactement de l'énergie stockée au cœur de la matière organique sous forme de sucres, d'huile ou d'amidon, produits par photosynthèse à partir d'eau, de sels minéraux et de CO₂., aujourd'hui est considérée comme une source d'énergie alternative et propre. Chaleur, électricité, biocarburants, chimie : ses voies de valorisation sont multiples surtout en Afrique subsaharienne. En Afrique en général, elle représente environ 50% de l'énergie primaire. Aussi, on distingue : la biomasse traditionnelle (bois de feu), la biomasse à petite échelle (foyer amélioré, charbon de bois) et la biomasse à grande échelle (cogénération, éthanol).

1.3.2. Énergie de la géothermie

L'énergie géothermique provient de la chaleur issue de la croûte terrestre. Elle est extraite par des forages qui captent la vapeur d'eau à haute pression. Elle est utilisée pour chauffer de l'air ou de l'eau (pompes à chaleur) ou pour produire de l'électricité.

1.3.3. Énergie de la marine

Les courants de marée indiquent une énergie qui, contrairement aux vents, sont périodiques et possibles à exploiter. Pour capter cette énergie, les chercheurs travaillent à la mise au point d'hydroliennes, ressemblantes sous-marines des éoliennes. Le principe d'exploitation de cette énergie consiste à installer des turbines dans l'axe des courants de marée. Lors des phases montantes et descendantes, ces courants poussent les pales reliées à des rotors chargés de tourner en transformant cette énergie mécanique

obtenue en énergie électrique, acheminée ensuite par des câbles sous-marins. Le défi technologique tient toutefois à leur maintenance. Les hydroliennes sont destinées à fonctionner dans un milieu hostile, où l'accès est rendu délicat à cause de l'existence même des courants dont on désire exploiter l'énergie, elles doivent donc être créées en vue d'obtenir une grande fiabilité pour minimiser les interventions. »

1.3.4. Énergie hydraulique

L'énergie hydraulique, connue aussi sous le nom de «la houille blanche », est la première des énergies renouvelables dans le monde. Dès le Moyen Âge, les hommes apprennent à exploiter la force motrice de l'eau pour faire tourner les roues de leurs moulins.

1.3.5. Énergie éolienne

L'énergie éolienne peut certainement être cataloguée comme une des solutions les plus en vogue actuellement si l'on s'en réfère à l'utilisation de plus en plus croissantes dans le monde. En exploitation, les éoliennes ne rejettent pas de dioxyde de carbone ni dans l'air, ni dans l'eau et ni dans le sol. Depuis une dizaine d'années, l'énergie éolienne maintient une croissance de 30% par an à l'échelle mondiale selon le rapport de Global Wind Energy Council (GWEC) [31]. La figure ci-dessous représente la capacité annuelle de l'énergie éolienne installée dans le monde.

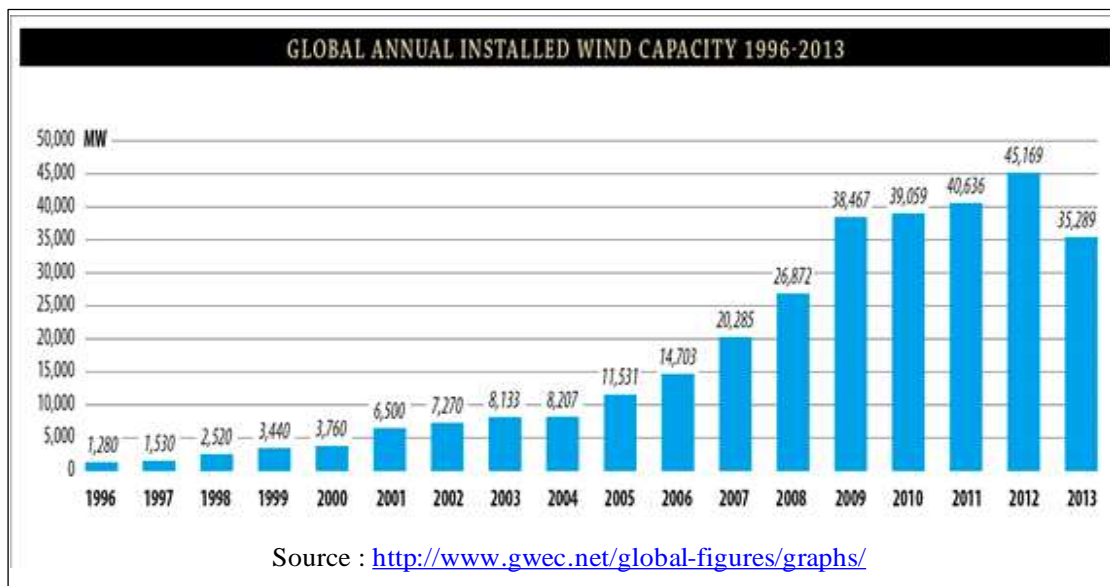


Figure 1.21 Capacité annuelle de l'énergie éolienne installée dans le monde.

1.3.5.1.Principe de fonctionnement

L'énergie éolienne est une énergie provenant de la force motrice du vent. Cette force est créée à l'aide d'une différence de pression due au réchauffement de certaines zones de la planète d'une part et le refroidissement d'autre part. Cette différence de pression permette le déplacement absolu de la masse d'air. L'éolienne utilise cette masse d'air (où énergie cinétique du vent) pour entrainer l'arbre de son rotor, celle-ci est alors convertie en énergie mécanique, elle-même transformée en énergie électrique par une génératrice électromagnétique accouplée à la turbine éolienne. La chaîne de production de l'électricité peut être représentée par la figure suivante :

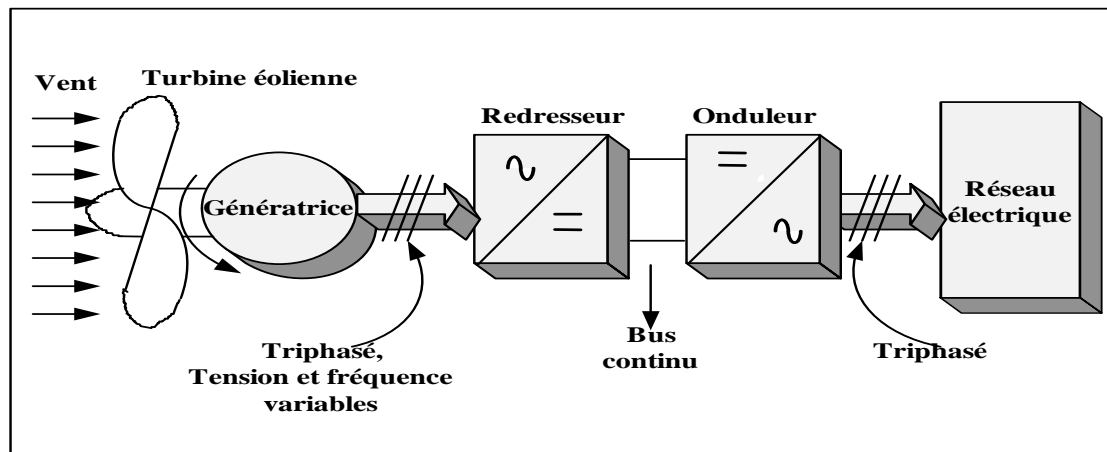


Figure 1.22 Schéma représentant la chaîne éolienne de production d'électricité.

1.3.5.2.Types d'éolienne

Il existe deux types d'éoliennes : certaines ont un axe horizontal, parallèle au sol, et d'autres avec un axe vertical, perpendiculaire au sol.

L'éolienne à axe horizontal est la plus utilisée. Elle est munie de pales (généralement deux ou trois) qui tournent dans un plan vertical. Ainsi l'éolienne doit s'orienter face au vent pour une bonne efficacité. Les pales des éoliennes à axe vertical tournent quant à elles dans un plan horizontal et prennent alors le vent plus facilement.

1.3.5.3.Composants d'une éolienne

En générale, une éolienne se compose des éléments montrés dans la figure ci-dessous :

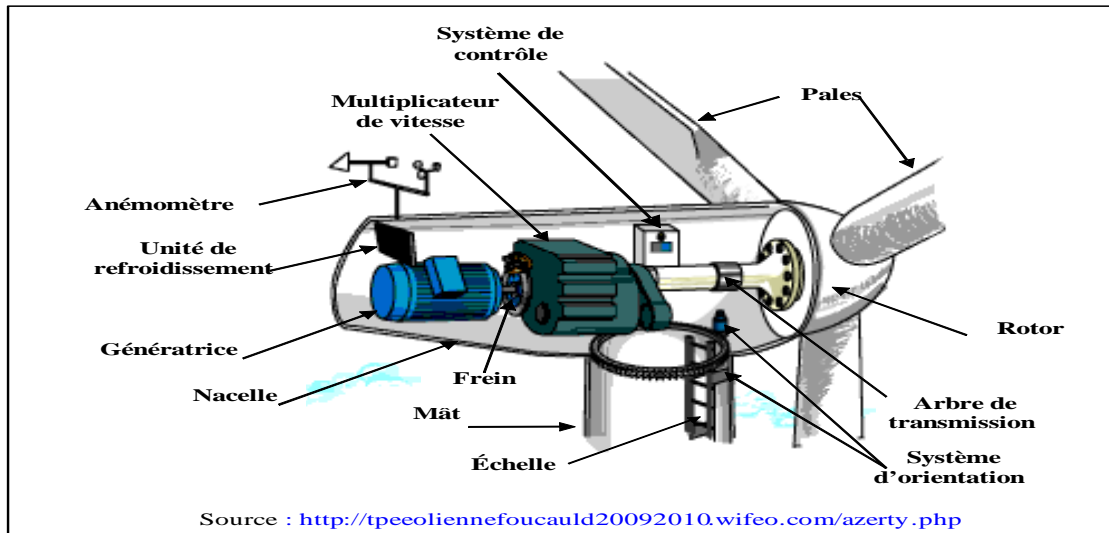


Figure 1.23 Schéma représentant les composants d'une éolienne.

1. Mât: structure cylindrique en béton armé ou en acier qui soutient toute la structure de la nacelle et du rotor. Il contient l'échelle pour avoir accès à la nacelle et tout le câblage électrique.
2. Nacelle: C'est le coffret qui se trouve en haut du mât. IL contient et protège les différentes parties de l'éolienne (la génératrice, le système de contrôle, etc.).
3. Pales: Ils captent l'énergie cinétique (contenue dans le vent) et la transfèrent au rotor.
4. Rotor: Il transmet le mouvement de rotation à l'arbre principal de transmission qui est solidaire à celui-ci.
5. Arbre de transmission: Il reçoit le mouvement de rotation du rotor afin d'entraîner la génératrice électrique.
6. Système de contrôle: Il surveille le fonctionnement de l'éolienne, signale et commande l'arrêt de l'éolienne. Il adapte la vitesse de rotation en fonction de la génératrice.
7. Système d'orientation : Il sert à maintenir le rotor de l'éolienne dans l'axe horizontal face au vent afin de tirer le maximum d'énergie.
8. Frein: Il permet d'arrêter l'éolienne en cas d'urgence, ou pour effectuer la maintenance.

9. Génératrice: Elle peut être un générateur à courant continu ou un alternateur; dans tous les cas elle transforme l'énergie mécanique que lui transmet le rotor, en énergie électrique.
10. Anémomètre: Il mesure la vitesse du vent qu'il va transmettre au système de contrôle pour démarrer ou arrêter l'éolienne.

1.3.5.4. Puissance de d'une éolienne

La puissance mécanique à l'arbre de la turbine peut être calculée au moyen de l'expression illustrée dans [32] et [33] comme suit:

$$P_m = C_p(\lambda, \beta) \cdot \frac{\rho \cdot A}{2} \cdot V_{\text{vent}}^3 \quad (1.39)$$

C_p : Le coefficient de puissance. Il caractérise le niveau de rendement d'une turbine éolienne.

λ : Le rapport d'avance (dit aussi paramètre de rapidité ou vitesse spécifique, ou encore rapport de vitesse en bout de pale (TSR : tip-speed ratio). Il est défini aussi comme le rapport de la vitesse d'extrémité des pales sur la vitesse du vent :

β : L'angle de calage de la pale, en (degrés)

ρ : la masse volumique de l'air, dans les conditions normales de températures et de la pression au niveau de la mer, ($\rho = 1.205 \text{ Kg/m}^3$),

A: La surface balayée par les pales, en (m^2),

V_{vent} : La vitesse du vent, en (m/s),

1.3.5.5. Couple produit par l'éolienne

Le couple produit par l'éolienne Γ en (N. m), peut être déterminé par la formule suivante :

$$\Gamma = \frac{P_m}{\omega} = \frac{C_p(\lambda, \beta) \cdot \frac{\rho \cdot A}{2} \cdot V_{\text{vent}}^3}{\omega} \quad (1.40)$$

1.3.5.6. Types de génératrices électriques

En générale, il y a des différents types de génératrices électriques qui peuvent être utilisés pour convertir l'énergie mécanique produite par le mouvement de l'arbre éolien

en énergie électrique. Pour chaque application, le choix de la machine dépend des facteurs technico-économiques.

Dans l'industrie éolienne, les deux types de machines les plus répandues et utilisées sont :

1.3.5.6.1. Machines asynchrones.

Selon [34], l'utilisation des machines électriques asynchrones est économique, car elles sont relativement peu coûteuses, robustes et elles nécessitent peu d'entretien. Leur inconvénient majeur est la consommation d'un courant réactif de magnétisation au stator. Elles sont bien ajustées à des vitesses de rotation importantes, mais elles exposent le défaut d'exiger la présence d'une boîte de vitesse, c'est à dire d'un multiplicateur de vitesse. Parmi ces machines, on trouve :

- **Génératrice asynchrone à cage d'écureuil,**
- **Génératrice asynchrone à rotor bobiné**

1.3.5.6.2. Machines synchrones

Les machines synchrones sont utilisées dans les deux cas d'entraînements, avec et/ou sans multiplicateur de vitesse. Intégralement, le coût des machines synchrones est plus élevé que celui des machines asynchrones avec multiplicateur, mais à couple et masse sont égaux. Les machines synchrones possèdent un meilleur rendement, Parmi ces machines, on trouve :

- **Génératrice synchrone à rotor bobiné,**
- **Génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP),**

Selon les auteurs [35] et [36], les machines synchrones à aimants permanents permettent de fonctionner avec un facteur de puissance élevé et un bon rendement, ce qui les rend intéressantes dans les applications du type des systèmes de conversion d'énergie éolienne. Cette étude bibliographique, nous permet de conclure que l'utilisation des turbines éoliennes à base des génératrices synchrones à aimants permanents est intéressante pour les applications éoliennes. Ces génératrices fonctionnent à vitesse variable, ordinairement proportionnelle à la vitesse du vent.

1.3.5.7. Algorithmes de poursuite de point de puissance maximale

L'optimisation de la puissance générée par l'éolienne représente l'un des problèmes majeur dans le système éolien. La poursuite de point de puissance maximale (MPPT en anglais : Maximum Power Point Tracking) a une importance non seulement pour maximiser le rendement énergétique du système éolien, mais aussi pour minimiser le temps de retour sur l'investissement effectué lors de son installation [37].

Les méthodes de poursuite du point de puissance maximale, connues sous l'acronyme MPPT, peuvent être classifiées en fonction de la stratégie de commande en quatre catégories, à savoir :

- recherche de la vitesse spécifique optimale ou « tip speed ratio » [38],
- recherche du couple optimal [39],
- « look-up table » de la puissance [40],
- la méthode P&O (perturbateur-observateur) [41].

1.3.5.8. Connexion des éoliennes

En générale, il existe deux modes de raccordement des éoliennes : les éoliennes autonomes utilisées pour alimenter les sites isolés (raccordement direct entre l'éolienne et les utilisateurs résidentiels et/ou industriels) et les éoliennes non-autonomes utilisées pour faire envoyer l'énergie électrique au réseau tout en assurant l'alimentation des charges connectées (raccordement avec le réseau et les utilisateurs résidentiels et/ou industriels). Les topologies présentées dans [42] montrent les différents types d'accordement d'éolienne à base de machine asynchrone (MAS) et la génératrice synchrone à aimant permanent GSAP (en anglais PMSG : Permanent Magnet Synchronous Generator).

D'autres configurations hybrides (système éolien associé avec le système solaire, le groupe diesel et les batteries) sont discutées dans plusieurs recherches de la littérature. Parmi ces travaux de recherche, on trouve la stratégie proposée par Singh, M [43] qui regroupe trois différentes sources d'énergie pour alimenter la charge variable alternative et continue via des convertisseurs de puissance. Un GSAP (Générateur Synchrone à Aimants Permanents), une batterie BESS (Battery Energy Storage System) et un

générateur diesel sont utilisés. Le but de BESS est de maintenir l'équilibre de puissance en absorbant la puissance lors de la génération de pointe et pour libérer au moins pendant ou quand il n'y a pas de production d'électricité.

1.3.6. Énergiesolaire

Le soleil propage un rayonnement électromagnétique dans lequel on trouve notamment les rayons cosmiques, gamma, X, la lumière visible, l'infrarouge, les micro-ondes et les ondes radios en fonction de la fréquence d'émission. Tous ces types de diffusion électromagnétique distribuent de l'énergie. La figure suivante montre le spectre d'irradiance solaire sur la surface de la terre en fonction de la longueur d'onde du rayonnement solaire.

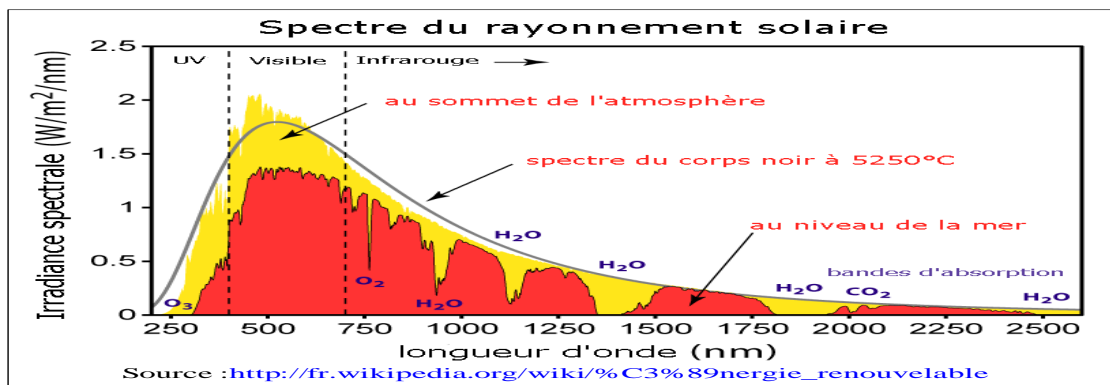


Figure 1.24 Spectre d'irradiance solaire.

La capacité mondiale en énergie photovoltaïque cumulée à l'horizon 2030 est en augmentation, elle est illustrée par la figure ci-dessous:

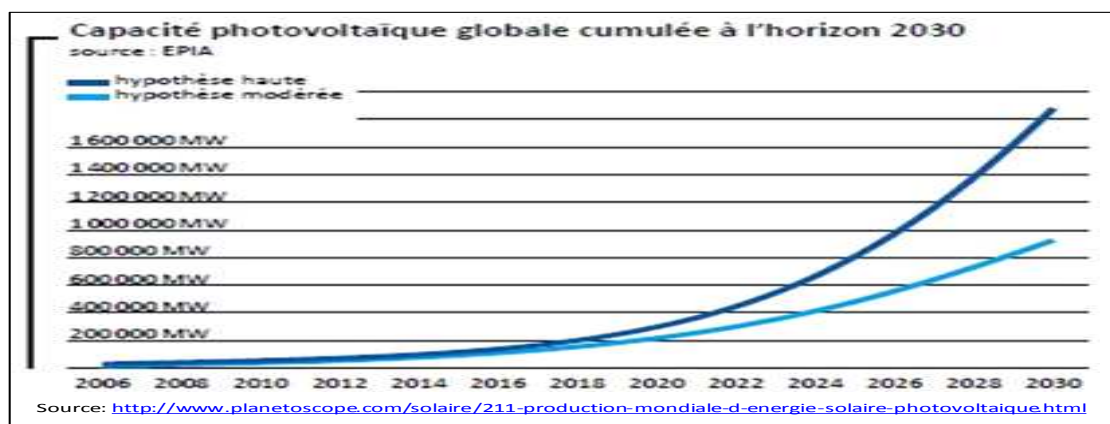


Figure 1.25 Capacité mondiale totale du photovoltaïque solaire.

1.3.6.1. Cellule photovoltaïque

Le rayonnement solaire peut être exploité en concentrant les rayons pour chauffer un liquide, ce que l'on appelle couramment l'énergie solaire thermique. Le second procédé consiste à utiliser des panneaux photovoltaïques pour produire de l'électricité. L'énergie photovoltaïque est obtenue par la transformation du rayonnement solaire en énergie électrique en utilisant les panneaux photovoltaïques, composés de cellules photovoltaïques à base de silicium. Ces cellules ont la capacité de transformer l'énergie photonique en énergie électrique.

Une cellule photovoltaïque est comparable à une diode photosensible. Elle repose sur l'effet photovoltaïque qui permet la conversion directe de l'énergie lumineuse du soleil en énergie électrique. Son fonctionnement est basé sur les propriétés des matériaux semi-conducteurs. En effet, une cellule est composée de deux couches minces d'un semi-conducteur, la couche N, apport d'électrons périphériques et la couche P, déficit d'électrons. Ces deux couches créent ainsi une différence de potentiel. L'énergie des photons lumineux captés par les électrons périphériques (couche N) leur permet de passer la barrière de potentiel et de générer un courant électrique continu.

Pour réaliser la collecte de ce courant, des électrodes sont déposées par sérigraphie sur les deux couches de semi-conducteur comme est montré dans la figure 1.26.

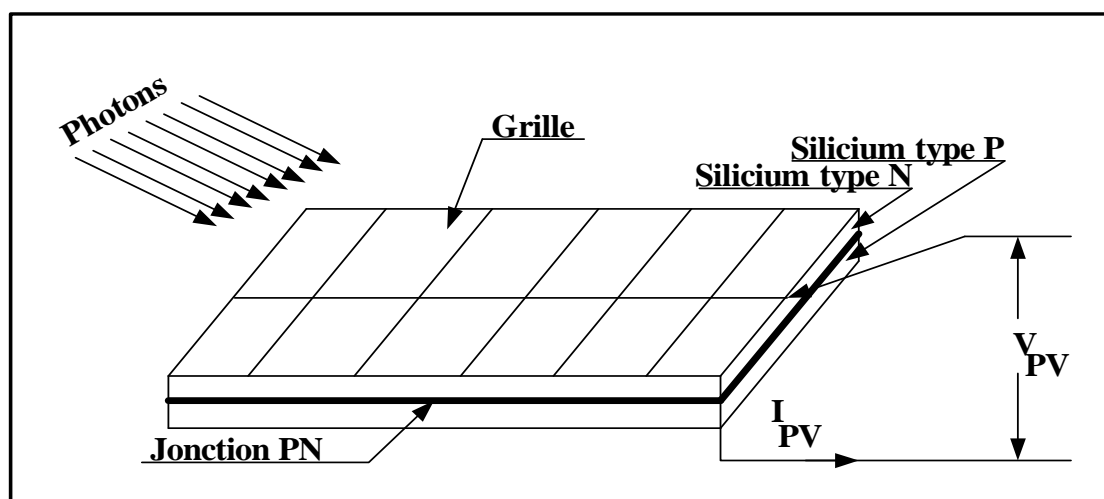


Figure 1.26 Principe de conversion de l'énergie solaire en énergie électrique sur une cellule élémentaire.

L'électrode de la partie supérieure est une grille permettant le passage des rayons lumineux. Une couche antireflet est ensuite déposée sur cette électrode afin d'accroître la quantité de lumière absorbée.

1.3.6.2. Technologie des cellules photovoltaïques

Le matériau le plus répandu dans les photopiles ou cellules solaires est le silicium, semi-conducteur de type IV. Il est dit quadrivalent, cela signifie qu'un atome de silicium peut se lier avec quatre autres atomes de même nature.

1.3.6.3. Module et champ photovoltaïque

Une association série de plusieurs cellules donne un module et une association série et/ou parallèle de plusieurs modules permet de réaliser un panneau (ou champs de modules) photovoltaïque. La figure suivante représente la structure d'une cellule, d'un module photovoltaïque et d'un champ de modules photovoltaïques.

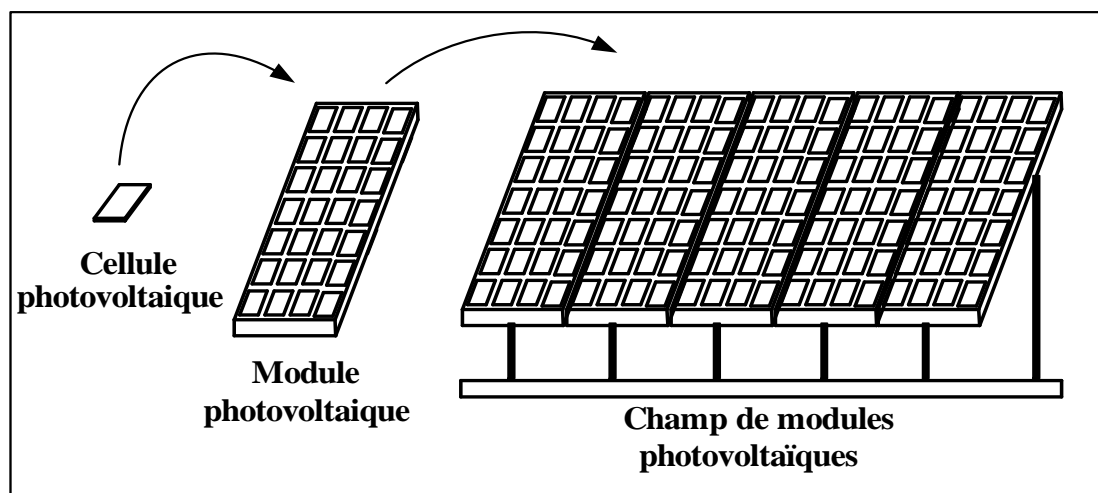


Figure 1.27 Schéma représentatif d'une cellule, module et champ de modules photovoltaïques.

1.3.6.4. Recherche du point maximum de fonctionnement (MPPT)

Généralement, en fonction des charges, les générateurs photovoltaïques sont surdimensionnés ce qui ramène à un point de fonctionnement inférieur à la puissance maximale produite par le générateur PV. La production d'énergie maximale se base donc sur l'ajustement de la droite de charge aux changements des conditions atmosphériques

afin de lier le point de fonctionnement à la puissance maximale. Pour récupérer cette perte d'énergie, il faudrait donc adapter une chaîne de conversion de l'énergie PV capable à fonctionner à la puissance maximale quelles que soient les changements de la température, de l'irradiation et de la charge. Pour ce faire, on introduit un convertisseur d'électronique de puissance entre le générateur PV et la charge pour compenser toutes les variations existantes en ramenant la puissance au point maximal.

La technique de recherche du point maximal est a pour but de fournir au convertisseur DC-DC le rapport cyclique approprié pour qu'il puisse maintenir le fonctionnement du générateur photovoltaïque à la puissance maximale. Cette méthode est appelée : poursuite du point de puissance maximale (MPPT). Il existe deux méthodes de MPPT (les méthodes directes et les méthodes indirectes).

1.3.6.4.1. Méthodes indirectes

Parmi ces méthodes, on trouve :

- ✓ d'ajustage de courbe (curve-fitting method) [44],
- ✓ de la table d'observation" (look-up table) [45],
- ✓ avec tension à vide du générateur PV (open-circuit voltage photovoltaic generator method) [46],
- ✓ du générateur PV en court-circuit (short-circuit photovoltaic generator method) [47],

1.3.6.4.2. Méthodes directes

Les méthodes directes autrement dit (vraie recherche) utilisent les mesures de la tension et/ou du courant pour ramener le fonctionnement du système au point maximal quelle que soit le changement des conditions atmosphériques. On peut distinguer deux familles de ces méthodes : les méthodes de modulation et les méthodes d'échantillonnage.

a. Méthodes par modulation

Les méthodes par modulation appelées aussi les méthodes par oscillations forcées, consistent à amplifier de faibles oscillations à la tension de fonctionnement du générateur

photovoltaïque. La création de l'ondulation dont l'amplitude et la phase en fonction de la position relative du point de fonctionnement par rapport au point de puissance maximal (PPM). Dans ce cas, la tension de fonctionnement est ajustée doucement autour du PPM. Le désavantage de cette méthode est la grande difficulté de sa réalisation ainsi que l'approximation des signaux a de très basses amplitudes [48].

b. Méthodes par échantillonnage

Ces méthodes sont caractérisées par la résolution du changement relative temporelle de la puissance du générateur $P_{PV}(t)$. Au premier lieu, On mesure la puissance $P_{PV}(t)$ à l'instant (t) , puis à l'instant $(t + \Delta t)$. À partir de ces deux mesures d'échantillons captés, le contrôleur prend une décision de continuer de mesurer ou de reculer en fonction de la position du point de fonctionnement du générateur PV. Cette procédure se recommence jusqu'à l'obtention du PPM. Plusieurs techniques utilisent le principe de cette méthode.

On trouve :

- ✓ La méthode de différentiation [49].
- ✓ La méthode de rétroaction de tension (ou de courant) [50].
- ✓ La méthode de « Perturbation et Observation » (P&O) [51] et [52].
- ✓ La méthode par accroissement de conductance (Conductance Incremental C.I)
- ✓ La méthode des capacités parasites [53].
- ✓ La méthode avec la tension optimale comme référence [54].
- ✓ La méthode utilisant seulement la mesure de courant photovoltaïque [55] et [56].

1.3.6.5. Quelques topologies de connexion des photovoltaïques

L'ancienne configuration et la plus traditionnelle est constitué d'un seul onduleur DC/AC réalisant l'interconnexion entre le réseau électrique et le champ photovoltaïque, où des chaînes de modules connectées en parallèle comme est présenté dans la figure 1.28. Ce montage est fréquemment utilisé pour des installations de grandes puissances (20-400 kW [57]) dans lesquelles des protections anti-retour de courant sont installées par rangée.

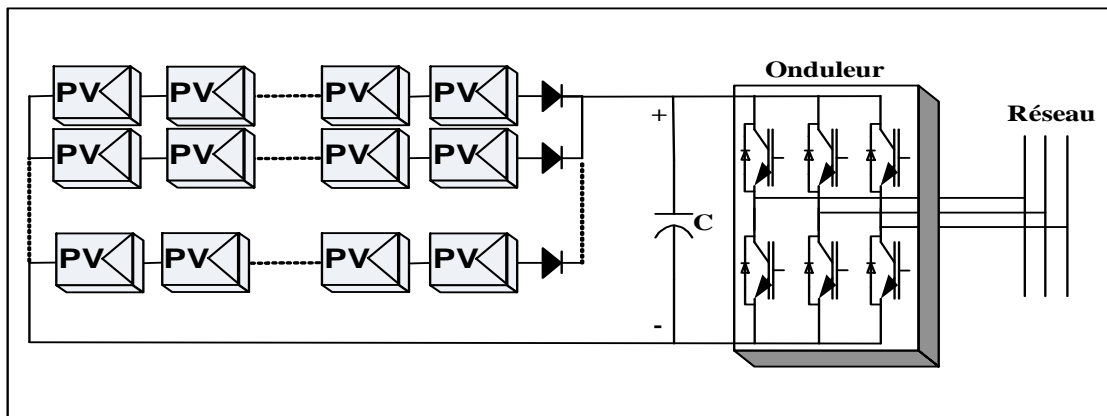


Figure 1.28 Topologie du champ photovoltaïque basée sur un onduleur central [58].

L'avantage de cette topologie est son articulation sur un seul onduleur DC/AC (onduleur principal) et sa simplicité de mise en opération : un seul onduleur est nécessaire pour faire le transfert d'énergie produit par le champ photovoltaïque vers le réseau électrique. Par ailleurs, cette configuration demande seulement un faible coût d'investissement tout en arrivant à une maintenance simple. Ce modeste montage de cette topologie admet finalement un meilleur rendement de la transformation de la tension. En effet, la connexion en série de plusieurs modules permet d'obtenir un rapport de transformation faible, ce qui donne une augmentation de rendement du convertisseur. Parmi les inconvénients de cette topologie, on trouve : les pertes dans la conversion solaire (il existe un seul MPPT pour l'ensemble de modules), les pertes et les risques d'énergies électriques dans le câblage DC et l'arrêt absolu de service en cas de panne de l'onduleur. Ces inconvénients n'influent pas sur cette topologie qui reste très populaire dans le milieu industriel des fermes photovoltaïques au sol de forte puissance.

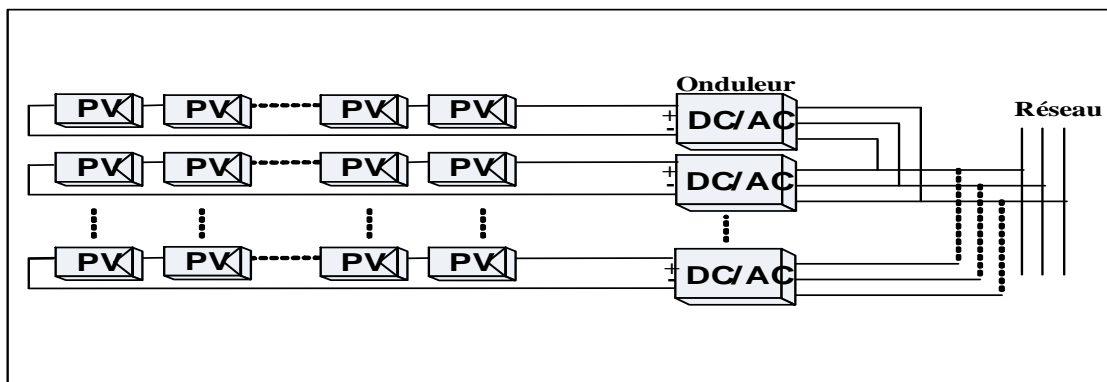


Figure 1.29 Topologie du champ photovoltaïque basée sur un rangé d'onduleur [59].

Cette topologie de la figure 1.29 nécessite un onduleur au bout de chaque chaîne photovoltaïque. Les onduleurs sont ensuite raccordés en parallèle au réseau électrique, ce qui demande une synchronisation totale entre les onduleurs et cela pour éliminer le fonctionnement en îlotage et éviter les échanges de puissance entre les différents onduleurs.

Cette topologie permet d'améliorer le contrôle de la puissance disponible par la chaîne de modules où string grâce à l'extraction du MPPT à partir de chaque onduleur. De plus, le système global reste opérationnel même dans le cas d'un dysfonctionnement où d'une panne survenue d'un convertisseur cela n'entraîne pas l'arrêt total de l'installation. Enfin, cette configuration est évolutive puisque chaque chaîne de module constitue un sous-ensemble indépendant. Dans le cas d'insertion d'une autre chaîne de module pour faire une augmentation de puissance de l'installation globale du système, seul la liaison côté réseau alternatif AC est à remplacer.

Une étude comparative a été menée par des chercheurs italiens [60], sur la structure des deux onduleurs "rangée" et "central". Cette comparaison a permis de présenter que ces deux montages sont similaires, en ce qui concerne les pertes dans les convertisseurs de puissance et dans les câbles. Aussi, cette étude montre que dans les deux structures, il y a environ 10% de l'énergie perdue en comparant de l'énergie totale produite. En revanche, dans le cas de protection du système PV, l'architecture avec l'onduleur central produit 12% de moins d'énergie que la structure rangée. En conclusion, l'étude donne un éclaircissement sur les deux montages et recommande d'utiliser la topologie de l'onduleur rangée qui a un rendement global (qui prend en compte les pertes ainsi que le nombre de jours éclairés et sombres ombragés) plus performant de 1,5% par rapport à la topologie avec l'onduleur central. Ces conséquences sont néanmoins harmonisées par la grande difficulté à caractériser une protection de système. Cette comparaison procède strictement de la protection du système considéré. Néanmoins, il reste des pertes par couplage série des modules photovoltaïques au sein d'une même chaîne de module. Le rendement des onduleurs dépend de la puissance fournie par la chaîne photovoltaïque (un mauvais rendement de l'onduleur correspond à une faible puissance des modules photovoltaïques).

Une évolution de la topologie à onduleur rangée (hacheur) dénommée « Team concept » est présentée dans [61]. Cette modification de topologie consiste à introduire des disjoncteurs en aval des onduleurs. Dans, cette topologie, les chercheurs proposent de modifier le nombre d'onduleurs utilisés pour réaliser la conversion de l'énergie en fonction de la puissance fournie par le champ photovoltaïque. Ainsi, les onduleurs fonctionnent près de leur puissance nominale qui correspond à la zone de rendement optimal. Cette modification de topologie permettrait d'acquérir au moins 4% d'énergie annuelle par rapport à l'ancienne structure. La figure 1.30 montre la topologie d'un hacheur rangée.

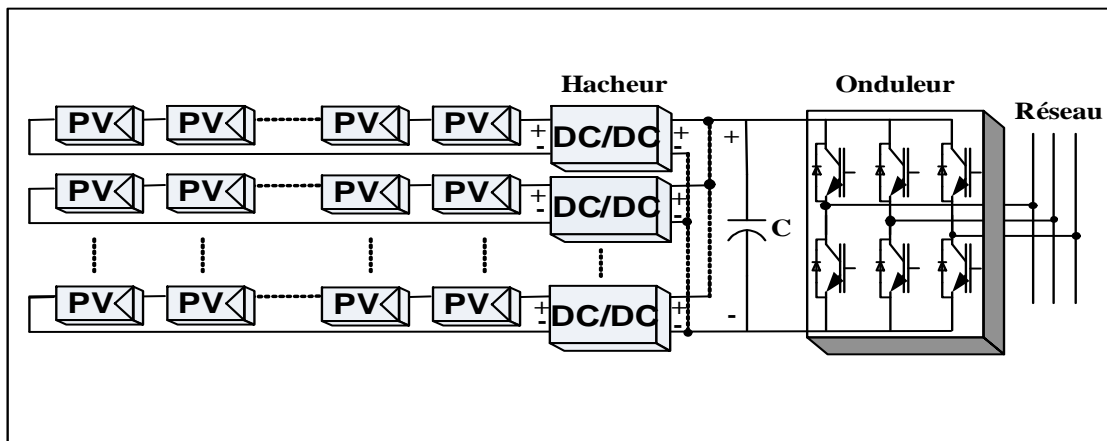


Figure 1.30 Topologie du champ photovoltaïque basée sur un rangé de hacheur et un onduleur central.

Selon les chercheurs [62], la mise en fonctionnement de plusieurs étages de conversion peut améliorer le rendement de conversion d'énergie et la fiabilité du système global, en séparant les fonctionnalités de chaque onduleur. Usuellement, cette topologie est considérée comme un compromis entre l'onduleur "central" et l'onduleur "rangée". Le hacheur "rangée", aussi appelé convertisseur multi-string, utilise un hacheur en bout de chaque chaîne du système photovoltaïque. De plus, l'utilisation d'un seul onduleur DC/AC comme interface avec le réseau électrique permet de diminuer le nombre de réactions entre le réseau et l'installation de la chaîne photovoltaïque. Aussi, l'extraction du maximum de puissance (MPPT) se fait pour chaque chaîne photovoltaïque indépendamment des autres, ce qui réduit l'influence des modules photovoltaïques entre

eux [63]. Le bus continu dc à pour avantage d'intégrer simplement un élément de stockage d'énergie.

Cette configuration reste évolutive, mais la continuité de fonctionnement du service n'est pas assurée en cas de panne de l'onduleur DC/AC. De point de vue économique, les coûts de l'onduleur "rangée", seront probablement réduits car chaque hacheur n'a pas besoin d'intégrer les fonctionnalités de mesure et de surveillance de la tension et du courant de la source.

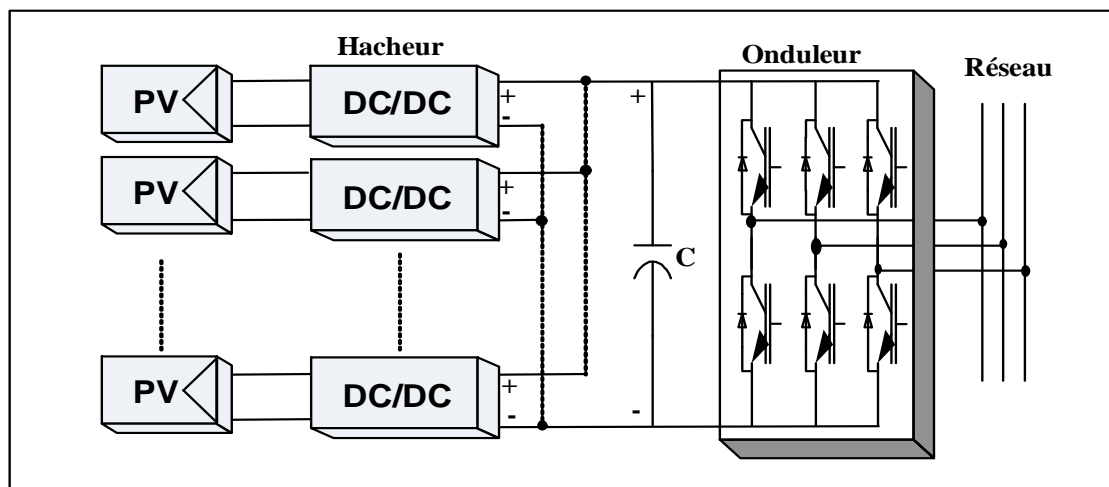


Figure 1.31 Topologie du champ photovoltaïque basée sur un rangé de hacheur modulaire parallèle et un onduleur central [64].

Cette topologie hacheur modulaire parallèle présentée sur la figure 1.31 est obtenue après modification de la topologie hacheur « rangée ». Dans cette topologie, le hacheur (convertisseur DC/DC) n'est plus connecté à une chaîne de modules photovoltaïques mais directement à la sortie d'un module photovoltaïque. Cette amélioration garde tous les avantages du hacheur « rangée », tout en augmentant le niveau de discrétisation lié à l'extraction du maximum de puissance des modules photovoltaïques. De ce fait, ce n'est plus une chaîne de modules photovoltaïques qui fonctionne à son MPPT mais chaque module. Une augmentation de productivité est donc à souhaiter par rapport au hacheur « rangée ». De plus, cette discrétisation plus importante admet une surveillance plus délicate et une détection des anomalies plus rapide.

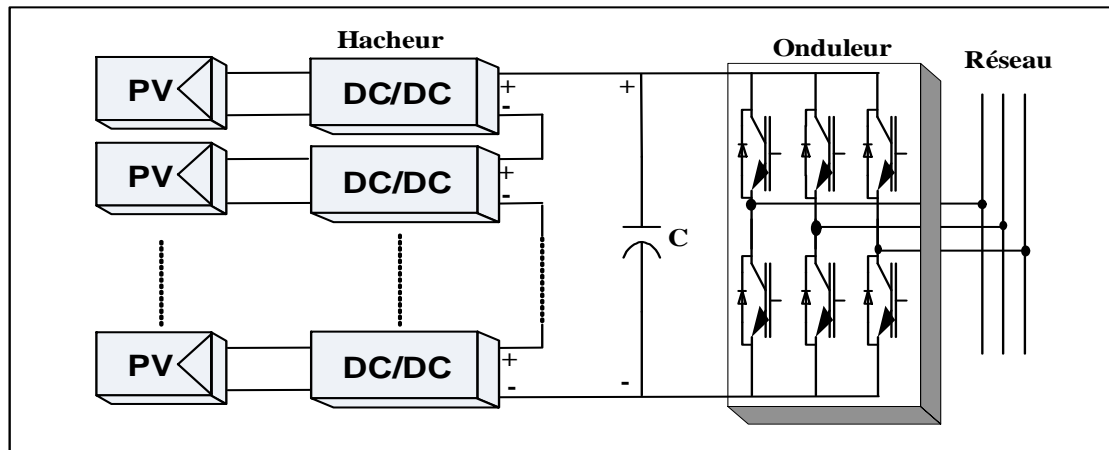


Figure 1.32 Topologie du champ photovoltaïque basée sur un rangé de hacheur modulaire série et un onduleur central [65].

Cette topologie dénommée hacheur modulaire série montrée sur la figure 1.32, consiste de mettre la sortie des hacheurs en série. Dans cette topologie, le rapport d'élévation des convertisseurs DC/DC est d'autant diminué que le nombre de hacheurs en série est augmenté. Cette topologie garde tous les avantages de la topologie antérieure (hacheur modulaire parallèle) tout en diminuant le rapport d'élévation des hacheurs et permet ainsi d'augmenter le rendement. En revanche, la mise en série des hacheurs implique une relation des points de fonctionnement des uns par rapport aux autres et rendre les lois de commandes de système et le dimensionnement de la structure plus complexe.

1.3.6.6. Autres topologies de système photovoltaïques

Plusieurs chercheurs [66], [67], [68] et [69] dans ce domaine de l'énergie photovoltaïque ont développés d'autres configurations, on trouve par exemple : les topologies à base des convertisseurs cellulaires, des convertisseurs modulaire, de la matrice de connexion et des hacheurs cellulaires.

La topologie basée sur les convertisseurs cellulaires permette de contrôler chaque cellule photovoltaïque. La production de l'énergie du champ photovoltaïque est aussi améliorée. Parmi les inconvénients de cette topologie est la complexité de l'installation globale avec un rapport d'élévation de tension entre la sortie de la cellule (environ 0,6V) et le réseau électrique (environ 300V) très élevée qui exclue aujourd'hui ces solutions.

La topologie des installations photovoltaïques menée de la matrice de connexion permet de reconfigurer le champ photovoltaïque pour coupler les modules photovoltaïques de même caractéristique. La production de l'énergie photovoltaïque de cette topologie est ainsi élevée et chaque module fonctionne autour de son point actif afin d'extraire la puissance maximale. Les inconvénients de cette topologie sont la liaison en courant continu et la complexité de l'algorithme de contrôle du système globale.

Actuellement avec l'arrivée des panneaux photovoltaïques intégrés dans les charpentes de construction, les problématiques d'ombrages sont de plus en plus fréquentes. La capacité actuelle pour les installations photovoltaïques connectées au réseau électrique de puissance inférieure à 10 kWc est à une individualisation de plus en plus importante de l'interfaçage de l'électronique de puissance sur le champ photovoltaïque. Dans les années 90, l'onduleur central était couramment utilisé et dans les années deux mille, l'apparition de l'onduleur rangée et du hacheur rangée a fait le jour. Dans les années futures, semblent promises aux configurations hacheur « série » et hacheur « rangée » et d'autres topologies encore plus numérisées pourraient prendre la continuation par la suite.

En fin, les travaux de recherche dans le domaine des énergies renouvelables particulièrement l'éolienne et le photovoltaïque n'ont pas atteint leurs objectifs visés jusqu'à l'heure actuelle, il reste toujours de trouver des solutions agissantes aux différents problèmes existant, tel que : problème d'optimisation de la puissance générée par l'éolienne et/ou photovoltaïque, problème de réduire le stress de la tension supportée par les interrupteurs, problème d'amélioration des performances et de la réduction du coût, problème du choix des algorithmes de commandes, problème d'interaction et de l'instabilité du réseau électrique lors du branchement des énergies renouvelables..., etc.

1.4.Conclusion

Dans ce premier chapitre, un état de l'art sur l'identification des différents problèmes liés aux perturbations harmoniques engendrées par les charges non-linéaires, leurs influences sur le réseau électrique, les solutions actuellement utilisées pour dépolluer ces harmoniques et l'interfaçage de l'électronique de puissance (redresseur ou/et onduleur) avec le réseau électrique ainsi que dans les systèmes d'énergie renouvelables notamment l'énergie photovoltaïque et l'énergie éolienne ont été discutés. Ce chapitre formule également une revue de la littérature des travaux de recherche appuyant sur les compensateurs actifs, hybrides et passifs pour la compensation des perturbations et l'intégration du filtre actif dans le domaine d'énergie renouvelables. L'utilité du filtre actif est justifiée par les besoins à surpasser les problèmes de leurs précédents le transformateur d'isolement et surtout le filtrage passif offrant une meilleure qualité de compensation harmonique en revanche des résonances série et parallèle de ce dernier sur lesquels ils sont connectés et aussi de leur mauvaise adaptation avec les balancements des charges polluantes. Nous avons présenté d'une manière générale le rôle du filtre actif dans le domaine électrique et ces principaux types de technique de modulation associée dans leurs contrôles. De plus, on a dévoilé au début, quelques configurations des travaux de recherche récents sur les filtres actifs connectés avec le réseau électrique et la charge non-linéaire et aussi quand ils sont intégrés dans le système éolien et le système photovoltaïque. Chaque topologie présente une solution aux problèmes liés à l'amélioration de la qualité d'énergie, spécialement la compensation des harmoniques, des déséquilibres et des creux de tension. Ces analyses permettront au lecteur de voir, de juger et d'évaluer l'avancement de la recherche sur les filtres actifs et leurs incorporations dans le domaine des énergies renouvelables qui représente l'évènement d'aujourd'hui.

Chapitre 2

Autoadaptivité du filtre actif

2.1. Introduction :

Grace au progrès rapide dans la technologie des semi-conducteurs (convertisseurs) de puissance comme les IGBT et les GTO, les filtres actifs sont devenus une solution efficace pour (réussite agissante sur) la compensation des harmoniques générés (produits) par les charges non-linéaires. Des normes sont établies pour limiter la pollution harmonique dans les réseaux électriques pour ne pas affecter la qualité de l'énergie. La norme IEEE-519 (sur la qualité d'énergie) [70], conseille de limiter les courants harmoniques injectés dans le réseau par les charges non-linéaires à 5 %.

Dans ce chapitre nous entamerons à l'étude de deux systèmes qui entre dans ce contexte.

Dans le premier système, on étudiera la structure générale et la modélisation d'un filtre actif shunt dédié pour compenser les perturbations en courants créent par une charge non-linéaire déséquilibrée à 4 bras [71] alimentée par un réseau électrique hautement perturbé en utilisant la commande non-linéaire. Une étude bien détaillée avec une modélisation du filtre actif parallèle à 4 bras est considérée.

Dans le deuxième système, on présentera l'efficacité de l'un des convertisseurs multiniveaux pour compenser les harmoniques générés par une charge non-linéaire toute en assurant une bonne qualité d'énergie, un grand nombre de niveau sur la tension qui permet la réduction du taux d'harmonique et avec une diminution du nombre total des commutateurs de convertisseur. Il s'agit du convertisseur triphasé PUC à sept niveaux composé de 18 interrupteurs.

Une série de simulation sous le logiciel MATLAB/SIMULINK pour les deux cas de système sera présentée.

2.2. Description du premier système avec la commande non-linéaire

Le système étudié se compose d'une source triphasée avec neutre alimentant une charge non-linéaire déséquilibrée avec le quatrième fil du neutre et d'un filtre actif à 4 bras. La structure du système étudié est montrée dans la figure 2.1.

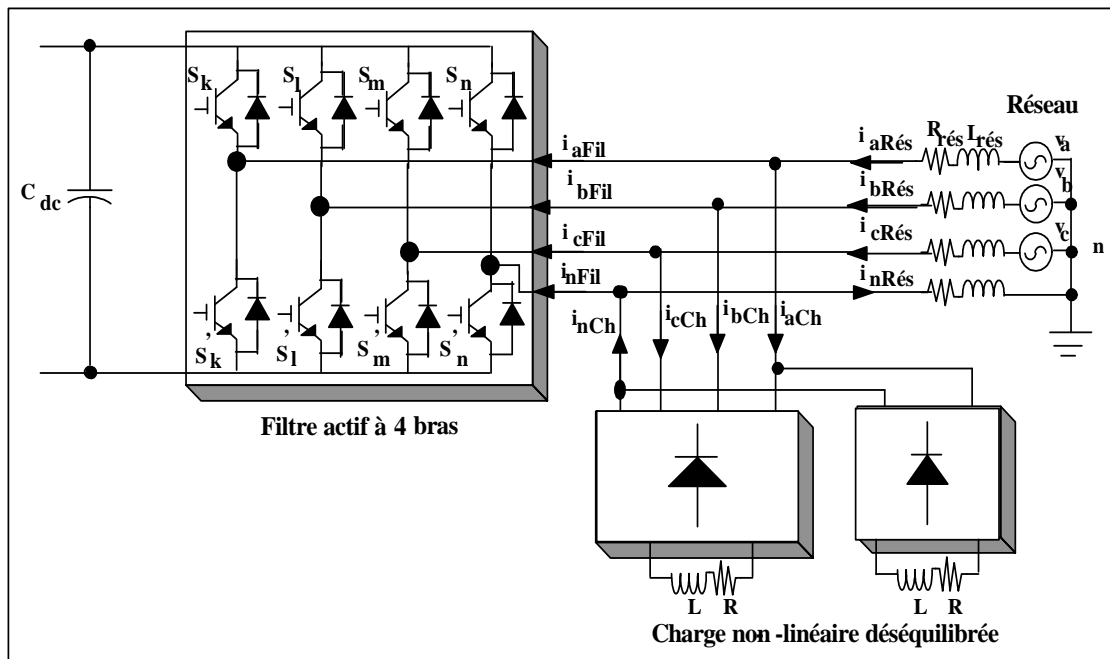


Figure 2.1 Schéma de connexion du filtre actif à 4 bras au réseau en alimentant une charge non-linéaire déséquilibrée.

Les paramètres du système sont montrés par le tableau suivant :

Tableau 2.1 : Paramètres du système 1.

Réseau électrique				Charge	Filtre	Lignes
$V_{rms\ Ph-Ph} = 208V$				$R = 10\Omega$	$C_{dc} = 3000\mu F$	$R_{rés} = R_{rés\ N} = 0.001\Omega$
Phase (deg) = 0				$L = 25mH$	$V_{dc\ ref} = 500V$	$L_{rés} = L_{rés\ N} = 0.5mH$
Fréquence = 60 Hz						$R_{ch} = R_{ch\ N} = 0.001\Omega$
Génération d'harmonique						$L_{ch} = L_{ch\ N} = 0.5mH$
$h = 3$	Amp. (pu) = 0.2	Phase (deg) = -25	Séquence = 0 (homop.)			$R_{fil} = R_{fil\ N} = 0.001\Omega$
$h = 2$	Amp. (pu) = 0.15	Phase (deg) = 35	Séquence = 2 (indir.)			$L_{fil} = L_{fil\ N} = 5mH$

2.2.1. Filtre actif sans neutre :

Le système de la figure 2.2 est constitué d'un filtre actif à six interrupteurs en IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), ayant des inductances et des résistances (L_c et R_c) à l'entrée et un condensateur (C_{dc}) et une résistance de protection (R_{dc}) à la sortie. Ce filtre est raccordé en parallèle avec une charge non-linéaire. Cette dernière consistant en un pont de diode alimentant une charge inductive (L, R) à l'aide d'une source alternative triphasée (v_{s1}, v_{s2}, v_{s3}) ayant des inductances (L_s). Le filtre actif permet à la source de fournir des courants (i_{s1}, i_{s2}, i_{s3}) quasiment sinusoïdaux afin de compenser les harmoniques des courants de charge (i_{L1}, i_{L2}, i_{L3}). Les courants à l'entrée du filtre et les tensions simples au point de raccordement du filtre actif entre la charge non-linéaire et le réseau électrique sont représentées par (i_1, i_2, i_3) et (v_1, v_2, v_3) respectivement. Les différences de potentiel aux bornes de la capacité (C_{dc}) et entre le pont M et le point du neutre N sont représentées respectivement par (V_{dc}) et (v_{1M}, v_{2M}, v_{3M}).

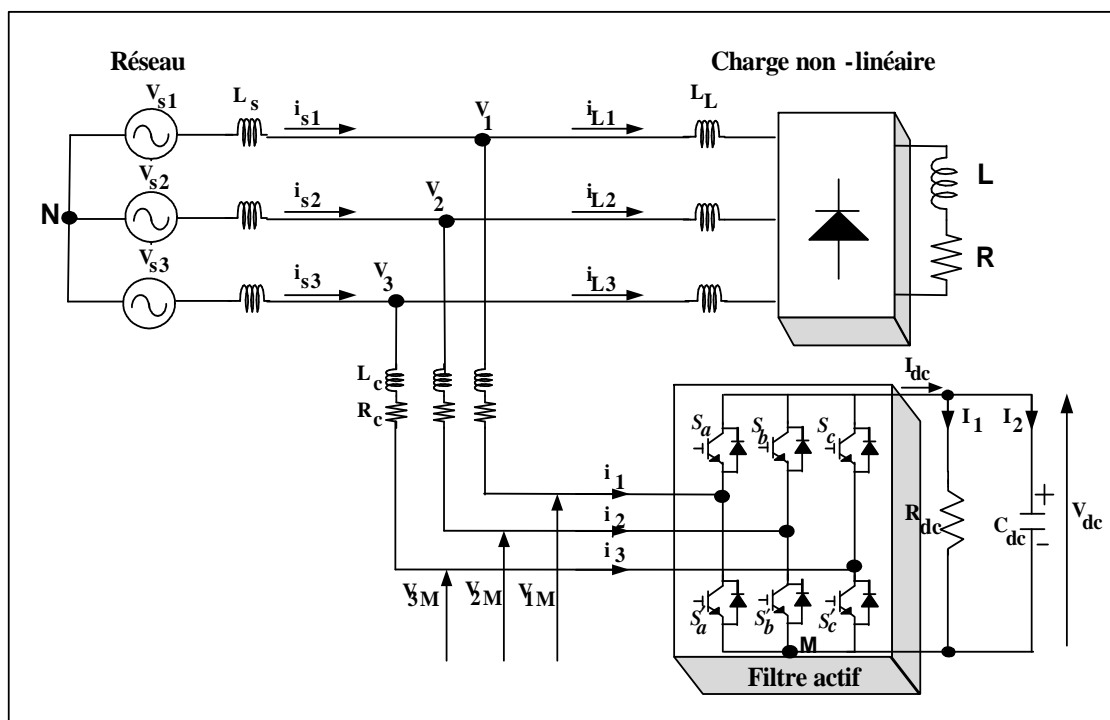


Figure 2.2 Schéma de connexion du filtre actif sans neutre au réseau en alimentant une charge non-linéaire.

2.2.2. Modélisation du filtre actif sans neutre :

Pour simplifier la modélisation du filtre actif à 4 bras, on modélise tout d'abord le filtre actif sans le quatrième bras de la figure 2.2, puis on modélise le quatrième bras.

La modélisation du filtre actif triphasé est basée sur des équations différentielles qui régissent le système, le système est d'abord modélisé dans le système 'abc', puis transformé dans le plan 'd-q' en utilisant la transformation de Park (abc/d-q).

Les équations des tensions simples (v_1, v_2, v_3) sont obtenues en utilisant les lois de Kirchhoff pour chaque phase au point de raccordement du filtre actif :

$$\begin{cases} v_1 = L_c \cdot \frac{di_1}{dt} + R_c \cdot i_1 + v_{1M} + v_{MN} \\ v_2 = L_c \cdot \frac{di_2}{dt} + R_c \cdot i_2 + v_{2M} + v_{MN} \\ v_3 = L_c \cdot \frac{di_3}{dt} + R_c \cdot i_3 + v_{3M} + v_{MN} \end{cases} \quad (2.1)$$

La tension entre la masse et le neutre (v_{MN}) est déterminée la somme des trois tensions simples toute en considérant que les tensions sont équilibrées et que la composante homopolaire est nulle.

$$v_{MN} = -\frac{1}{3}(v_{1M} + v_{2M} + v_{3M}) = -\frac{1}{3}\sum_{m=1}^3 v_{mM} \quad (2.2)$$

La fonction de commutation (ou de modulation) C_k du commutateur pour chaque m bras du filtre est considérée comme étant l'état binaire de ses deux interrupteurs supérieure S_k et inférieure S'_k et est donnée comme suite :

$$C_k = \begin{cases} 1 & \text{Si } S_k \text{ est fermé et } S'_k \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{Si } S_k \text{ est ouvert et } S'_k \text{ est fermé} \end{cases}$$

Donc, $v_{mM} = C_k \cdot V_{dc}$, ce qui accède de déduire :

$$v_{MN} = -\frac{1}{3}\sum_m C_m \cdot V_{dc} \quad (2.3)$$

D'où l'équation régissant la phase k devient :

$$v_k = L_c \cdot \frac{di_k}{dt} + R_c \cdot V_{dc} + C_k \cdot V_{dc} - \frac{1}{3}\sum_{m=1}^3 C_m \cdot V_{dc} \quad (2.4)$$

On peut encore écrire :

$$\frac{d_{ik}}{dt} = -\frac{R_C}{L_C} \cdot i_K - \frac{1}{L_C} \left(C_K - \frac{1}{3} \sum_{m=1}^3 C_m \right) V_{dc} + \frac{v_K}{L_C} \quad (2.5)$$

Avec, $K = 1, 2, 3$ et suite aux huit possibilités ou de séquences de fonctionnement du filtre actif triphasé, la fonction séquentielle d_{nk} des interrupteurs peut être sous la forme:

$$d_{nk} = \left(C_K - \frac{1}{3} \sum_{m=1}^3 C_m \right)_n \quad (2.6)$$

Les huit séquences de fonctionnement ($n = 0, 1, \dots, 7$) des interrupteurs pour chaque m bras du filtre actif et de chaque k phase ainsi que la valeur de d_{nk} sont présentées par le tableau suivant :

Tableau 2.2 : Valeur de d_{nk} selon la séquence n et chaque K phase.

n	[C₁ C₂ C₃]	d_{nk}		
		K=1	K=2	K=3
0	[0 0 0]	0	0	0
1	[1 0 0]	2/3	-1/3	-1/3
2	[1 1 0]	1/3	1/3	-2/3
3	[0 1 0]	-1/3	2/3	-1/3
4	[0 1 1]	-2/3	1/3	1/3
5	[0 0 1]	-1/3	-1/3	2/3
6	[1 0 1]	1/3	-2/3	1/3
7	[1 1 1]	0	0	0

D'après ce tableau, la fonction séquentielle d_{nk} des trois phases ($K=1, 2, 3$) est égale à :

$$\begin{bmatrix} d_{n1} \\ d_{n2} \\ d_{n3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

L'équation définissant le courant continu I_{dc} à la sortie du filtre actif est comme suite :

$$I_{dc} = C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (2.8)$$

Aussi, le courant I_{dc} peut-être calculé par la loi de Kirchhoff comme suit :

$$I_{dc} = C_1 i_1 + C_2 i_2 + C_3 i_3 \quad (2.9)$$

Et on peut facilement vérifier que :

$$\sum_{m=1}^3 d_{nm} i_m = \sum_{m=1}^3 C_m i_m \quad (2.10)$$

Et sachant :

$$d_{n3} = -d_{n1} - d_{n2} \quad (2.11)$$

Et :

$$i_3 = -i_1 - i_2 \quad (3.12)$$

Donc, on peut écrire le courant continu I_{dc} en fonction de la fonction séquentielle d_{nk} comme suit :

$$I_{dc} = d_{n1} i_1 + d_{n2} i_2 + d_{n3} i_3 = (2d_{n1} + d_{n2}) i_1 + (d_{n1} + 2d_{n2}) i_2 \quad (2.13)$$

Finalement, l'équation différentielle $\frac{dV_{dc}}{dt}$ devient égale à :

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} (2d_{n1} + d_{n2}) i_1 + \frac{1}{C_{dc}} (d_{n1} + 2d_{n2}) i_2 \quad (2.14)$$

En définitive, les quatre équations du filtre actif triphasé dans le plan abc peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$\begin{cases} L_c \cdot \frac{di_1}{dt} = -R_c \cdot i_1 - d_{n1} V_{dc} + v_1 \\ L_c \cdot \frac{di_2}{dt} = -R_c \cdot i_2 - d_{n2} V_{dc} + v_2 \\ L_c \cdot \frac{di_3}{dt} = -R_c \cdot i_3 - d_{n3} V_{dc} + v_3 \\ C_{dc} \cdot \frac{dV_{dc}}{dt} = d_{n1} i_1 + d_{n2} i_2 + d_{n3} i_3 \end{cases} \quad (2.15)$$

En utilisant, la transformation du Park de cette équation du repère abc vers le plan synchrone d-q.

$$f_{123} = C_{dq}^{123} = f_{dq0}$$

Avec :

$$C_{dq}^{123} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Dans cette transformation, les deux phases du plan synchrone d-q ayant deux bobines sont perpendiculaire l'une par rapport à l'autre et parcourues par des courants déphasé entre eux de $\theta = \frac{\pi}{2}$ permet au système de créer un champ tournant à la vitesse ω . Et en tenant compte de l'absence de la composante homopolaire, ($d_{n0} = 0$ et $i_0 = 0$), l'équation du filtre actif triphasé devienne sous la forme suivante :

$$\begin{cases} L_c \cdot \frac{di_d}{dt} + R_c \cdot i_d = +L_c \cdot \omega \cdot i_q - d_{nd} \cdot V_{dc} + v_d = u_d \\ L_c \cdot \frac{di_q}{dt} + R_c \cdot i_q = -L_c \cdot \omega \cdot i_d - d_{nq} \cdot V_{dc} + v_q = u_q \\ C_{dc} \cdot \frac{dV_{dc}}{dt} = d_{nd} i_d + d_{nq} i_q \end{cases} \quad (2.16)$$

D'où :

$$\begin{cases} L_c \cdot \frac{di_d}{dt} + R_c \cdot i_d = +L_c \cdot \omega \cdot i_q - d_{nd} \cdot V_{dc} + v_d = u_d \\ L_c \cdot \frac{di_q}{dt} + R_c \cdot i_q = -L_c \cdot \omega \cdot i_d - d_{nq} \cdot V_{dc} + v_q = u_q \\ C_{dc} \cdot \frac{dV_{dc}}{dt} = d_{nd} i_{d0} + d_{nq} i_q = u_{dc} \end{cases} \quad (2.17)$$

Donc, les équations de commande du filtre actif triphasé sont les suivants :

$$\begin{cases} d_{nd} = \frac{-u_d + L_c \cdot i_q \cdot \omega + v_d}{V_{dc}} \\ d_{nq} = \frac{-u_q - L_c \cdot i_d \cdot \omega - v_d}{V_{dc}} \\ i_{d0} = \frac{u_{dc} \cdot V_{dc} - d_{nq} \cdot V_{dc} \cdot i_q}{d_{nd} \cdot V_{dc}} \end{cases} \quad (2.18)$$

Avec, d_{nd} et d_{nq} les lois de commande du filtre actif et ω la fréquence angulaire.

Selon l'axe d-q :

$$\begin{cases} d_{nd} \cdot V_{dc} = v_d \\ d_{nq} \cdot V_{dc} = v_q \end{cases} \quad (2.19)$$

2.2.2.1. Calcul des tensions sur le référentiel synchrone d-q du FA

La procédure de calcul des tensions sur le référentiel synchrone d-q du filtre actif v_d et v_q est comme suite:

On sait que :

$$\begin{cases} v_1 = V_{\max} \cdot \cos(\theta) = \widehat{V} \cdot \cos(\theta) \\ v_2 = V_{\max} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) = \widehat{V} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_3 = V_{\max} \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) = \widehat{V} \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.20)$$

En appliquant la transformation de Park.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Après développement mathématique, on trouve :

$$\begin{cases} v_d = \sqrt{\frac{3}{2}} V_{\max} = \sqrt{\frac{3}{2}} \widehat{V} \\ v_q = 0 \end{cases} \quad (2.22)$$

Après l'insertion des valeurs de v_d et v_q , les équations de commande du filtre actif triphasé seront sous la forme suivante :

$$\begin{cases} d_{nd} = \frac{-u_d + L_c \cdot i_q \cdot \omega + v_d}{V_{dc}} \\ d_{nq} = \frac{-u_q - L_c \cdot i_d \cdot \omega - v_d}{V_{dc}} \\ i_{d0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{u_{dc} \cdot V_{dc}}{V_{\max}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{u_{dc} \cdot V_{dc}}{\widehat{V}} \end{cases} \quad (2.23)$$

2.2.2.2. Extraction des références harmoniques et dynamiques du FA

Les courants de la charge non linéaire $i_{abc} (Ch)$ sont mesurés et transformés au plan synchrone d-q qui tourne à la fréquence fondamentale f_s . Les courants i_{dCh} et i_{qCh} , peuvent être écrits comme:

$$i_{dCh} = \bar{i}_{dCh} + \tilde{i}_{dCh} \quad (2.24)$$

La composante $\bar{i}_{d\ Ch}$ est l'image du courant fondamentale en phase avec la tension dans le plan abc (puissance active). Finalement, les courants de référence du filtre actif sont donnés par :

$$\begin{cases} i_{d\ Ch}^* = \bar{i}_{d\ Ch} + i_{d0} \\ i_{q\ Ch}^* = -i_{q\ Ch} \end{cases} \quad (2.25)$$

Le schéma du principe d'extraction du courant harmonique $i_{d\ Ch}^*$ est représenté par le schéma ci-dessous :

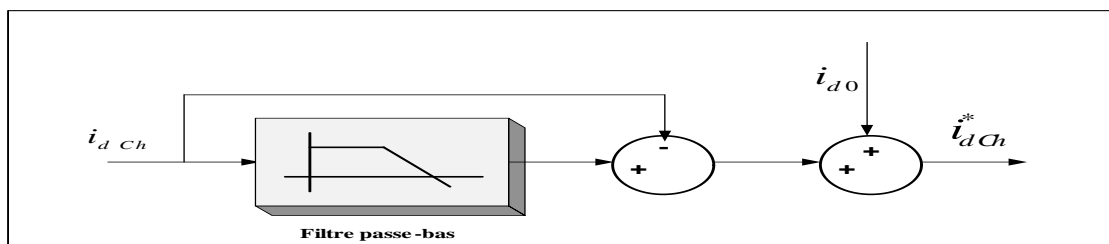


Figure 2.3 Schéma du principe d'extraction du courant harmonique $i_{d\ Ch}^*$.

Les courants injectés par le filtre actif sont contrôlés dans le plan 'd-q' en utilisant une stratégie de commande non-linéaire. La stratégie de commande utilisée sépare la dynamique des boucles internes (boucles des courants) de la dynamique de la boucle externe (boucle de la tension continue).

- Boucles des courants

La boucle de chaque courant sur les axes 'd' et 'q' doit être rapide pour effectuer un bon suivi des consignes. Par contre la boucle de la tension continue doit être préférablement lente. La figure 2.4 montre le schéma bloc de la boucle interne des courants.

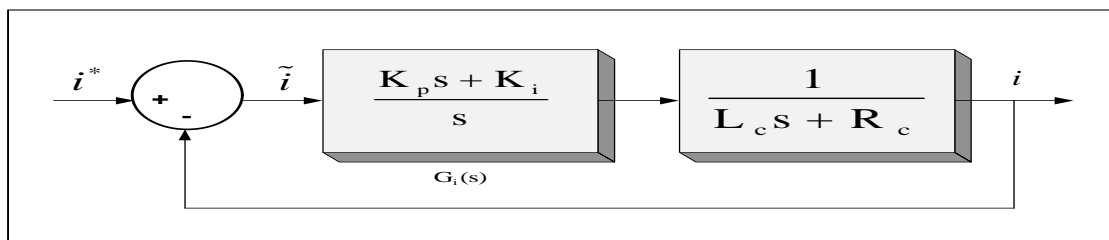


Figure 2.4 Schéma de la boucle interne des courants.

Des compensateurs du type proportionnel-intégral (PI) sont insérés dans l'asservissement de chaque courant pour forcer les courants injectés à suivre rapidement leurs références. En plus, un préfiltre du premier ordre est ajouté à l'entrée de la boucle pour éviter les dépassements transitoires dus au zéro à droite dans les fonctions de transfert en chaîne fermée. La fonction de transfert du courant en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{i_q(s)}{i_q^*(s)} = \frac{i_d(s)}{i_d^*(s)} = \frac{K_p}{L_c} \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s^2 + \frac{(R_c + K_p)}{L_c} s + \frac{K_i}{L_c}} \quad (2.26)$$

- Boucles de régulation de la tension continue

En ce qui concerne la boucle externe, un compensateur PI est aussi utilisé pour réguler la tension continue à une valeur de consigne. L'erreur compensée à la sortie de ce dernier PI sera ajoutée à la référence du courant sur l'axe 'd'. La figure 2.5 montre le schéma bloc de la boucle externe de la tension. Pour déterminer les paramètres, de la commande, considérons d'abord que le système des tensions est équilibré, où :

$$\begin{cases} v_{s1} = \widehat{V} \cos(\omega t) = V_{s\max} \cos(\omega t) \\ v_{s2} = \widehat{V} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) = V_{s\max} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{s3} = \widehat{V} \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) = V_{s\max} \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.27)$$

Après l'utilisation de la transformation de Park les valeurs nominales de ces tensions dans le plan synchrone d-q sont comme suite :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \widehat{V} \\ 0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} V_{s\max} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

On sait que les puissances active et réactive instantanées à l'entrée du filtre actif sont exprimées par l'équation suivante :

$$\begin{cases} p = v_d \cdot i_d + v_q \cdot i_q \\ q = v_d \cdot i_q - v_q \cdot i_d \end{cases} \quad (2.29)$$

Puisque le système des tensions de la source est équilibré $v_q = 0$, les puissances instantanées s'écrivent : $p = v_d \cdot i_d$ et $q = v_d \cdot i_q$, cela démontre qu'il suffit d'agir sur

i_d pour compenser les pertes dans le filtre actif. Pour analyser cette boucle de régulation, récrivons la troisième équation du modèle sous la forme suivante :

$$C_{dc} \cdot \frac{dV_{dc}}{dt} = d_{nd}i_d + d_{nq}i_q = u_{dc} \quad (2.30)$$

Où u_{dc} est un compensateur PI de l'erreur de tension utilisé :

$$\widetilde{V}_{dc} = V_{dc}^* - V_{dc} \quad (2.31)$$

Où à la fin, on peut déduire la fonction de transfert comme suite :

$$G_V(S) = \frac{u_{dc}(S)}{\widetilde{V}_{dc}(S)} = K_p \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s} \quad (2.32)$$

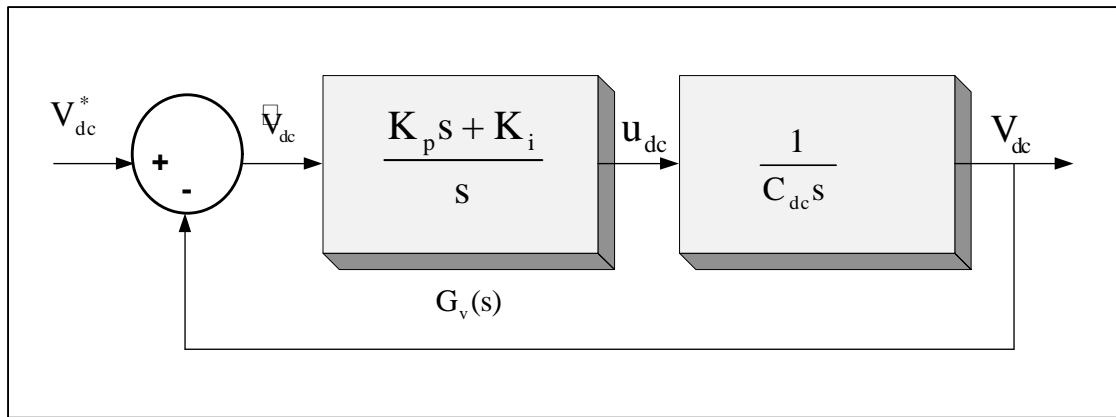


Figure 2.5 Schéma de la boucle externe de la tension en considérant la boucle interne idéale.

De plus, l'effort de la commande sera comme suit :

$$i_{do}^* \approx \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_{dc}}{\widehat{V}} U_{dc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_{dc}}{V_{smax}} U_{dc} \quad (2.33)$$

2.2.3. Modélisation du quatrième bras du filtre actif

Soit le bras de la phase (a) et du neutre du filtre actif représenté par la figure 2.6 suivante :

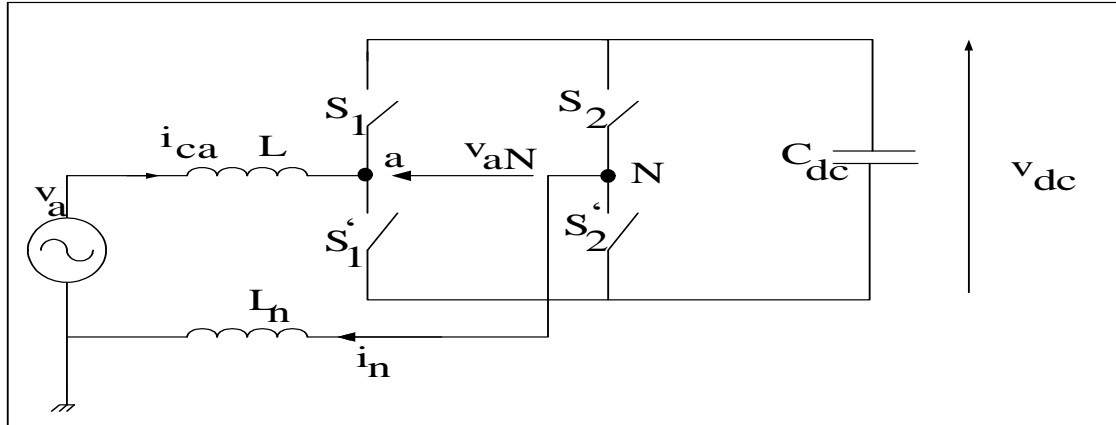


Figure 2.6 Présentation des bras de la phase (a) et du neutre (4^{ème} fil) du FA.

En appliquant la loi de Kirchhoff, on obtient :

$$v_{aN} = v_{a0} + v_{0N} = d_a V_{dc} - d_n V_{dc} = (d_a - d_n) V_{dc} \quad (2.34)$$

De la même façon, en appliquant la loi de Kirchhoff pour les autres bras (b et c) avec le neutre. Finalement, on trouve pour les trois phases avec le neutre les équations suivantes :

$$\begin{cases} v_{aN} = v_{a0} + v_{0N} = v_{a0} - v_{No} = (d_a - d_n) V_{dc} \\ v_{bN} = v_{b0} + v_{0N} = v_{b0} - v_{No} = (d_b - d_n) V_{dc} \\ v_{cN} = v_{c0} + v_{0N} = v_{c0} - v_{No} = (d_c - d_n) V_{dc} \end{cases} \quad (2.35)$$

En appliquant la loi d'Ohm, on obtient :

$$L \frac{di_{ca}}{dt} + L_n \frac{di_n}{dt} = v_a - v_{aN} = v_a - (d_a - d_n) V_{dc} \quad (2.36)$$

De la même façon pour les autres phases (b et c), on trouve à la fin :

$$L \frac{di_{cb}}{dt} + L_n \frac{di_n}{dt} = v_b - v_{bN} = v_b - (d_b - d_n) V_{dc} \quad (2.37)$$

Et

$$L \frac{di_{cc}}{dt} + L_n \frac{di_n}{dt} = v_c - v_{cN} = v_c - (d_c - d_n) V_{dc} \quad (2.38)$$

On suppose que les tensions du réseau sont équilibrées :

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (2.39)$$

Et que la somme des courants égale au courant de neutre :

$$i_{ca} + i_{cb} + i_{cc} = i_n \quad (2.40)$$

On additionne les trois équations précédentes, on obtient l'expression de $\frac{di_n}{dt}$ comme suite :

$$\frac{di_n}{dt} = \left(\frac{1}{L+L_n}\right) \cdot (-d_a - d_b - d_c + 3d_n)V_{dc} \quad (2.41)$$

Après, on introduit cette équation dans les trois équations de courant antécédente, on obtient finalement :

$$\begin{cases} L \frac{di_{ca}}{dt} + L_n \left[\left(\frac{1}{L+3L_n}\right) (-d_a - d_b - d_c + 3d_n)V_{dc}\right] = v_a - (d_a - d_n)V_{dc} \\ L \frac{di_{cb}}{dt} + L_n \left[\left(\frac{1}{L+3L_n}\right) (-d_a - d_b - d_c + 3d_n)V_{dc}\right] = v_b - (d_b - d_n)V_{dc} \\ L \frac{di_{cc}}{dt} + L_n \left[\left(\frac{1}{L+3L_n}\right) (-d_a - d_b - d_c + 3d_n)V_{dc}\right] = v_c - (d_c - d_n)V_{dc} \end{cases} \quad (2.42)$$

En développant, nous obtenons

$$\begin{cases} L \frac{di_{ca}}{dt} = v_a - L_n \left[\left(\frac{1}{L+3L_n}\right) (-d_a - d_b - d_c + 3d_n)V_{dc}\right] - (d_a - d_n)V_{dc} \\ L \frac{di_{cb}}{dt} = v_b - L_n \left[\left(\frac{1}{L+3L_n}\right) (-d_a - d_b - d_c + 3d_n)V_{dc}\right] - (d_b - d_n)V_{dc} \\ L \frac{di_{cc}}{dt} = v_c - L_n \left[\left(\frac{1}{L+3L_n}\right) (-d_a - d_b - d_c + 3d_n)V_{dc}\right] - (d_c - d_n)V_{dc} \end{cases} \quad (2.43)$$

Après simplification, nous obtenons:

$$\begin{cases} L \frac{di_{ca}}{dt} = v_a - \left(\frac{L_n}{L+3L_n}\right) \left[\left(\frac{L}{L_n} + 2\right) d_a - d_b - d_c + \frac{L}{L_n} d_n\right] V_{dc} \\ L \frac{di_{cb}}{dt} = v_b - \left(\frac{L_n}{L+3L_n}\right) \left[\left(\frac{L}{L_n} + 2\right) d_b - d_a - d_c + \frac{L}{L_n} d_n\right] V_{dc} \\ L \frac{di_{cc}}{dt} = v_c - \left(\frac{L_n}{L+3L_n}\right) \left[\left(\frac{L}{L_n} + 2\right) d_c - d_a - d_b + \frac{L}{L_n} d_n\right] V_{dc} \end{cases} \quad (2.44)$$

D'où :

$$\begin{cases} v_a = L \frac{di_{ca}}{dt} + \left(\frac{L_n}{L+3L_n}\right) \left[\left(\frac{L}{L_n} + 2\right) d_a - d_b - d_c + \frac{L}{L_n} d_n\right] V_{dc} \\ v_b = L \frac{di_{cb}}{dt} + \left(\frac{L_n}{L+3L_n}\right) \left[\left(\frac{L}{L_n} + 2\right) d_b - d_a - d_c + \frac{L}{L_n} d_n\right] V_{dc} \\ v_c = L \frac{di_{cc}}{dt} + \left(\frac{L_n}{L+3L_n}\right) \left[\left(\frac{L}{L_n} + 2\right) d_c - d_a - d_b + \frac{L}{L_n} d_n\right] V_{dc} \end{cases} \quad (2.45)$$

Le système est équilibré, la somme des trois tensions est nulle. On a donc :

$$v_{s0} = v_a + v_b + v_c = 0 \quad (2.46)$$

Et admettant que :

$$d_0 = d_a + d_b + d_c = 0.5 \quad (2.47)$$

On a donc après simplification, l'équation suivante:

$$L \frac{di_n}{dt} = v_{s0} - \left(\frac{L}{L+3L_n} \right) \cdot (d_0 + 3d_n)V_{dc} \quad (2.48)$$

En utilisant le schéma simplifié du filtre actif de la figure 2.7 pour déterminé le courant continu du bus dc (I_{dc}).

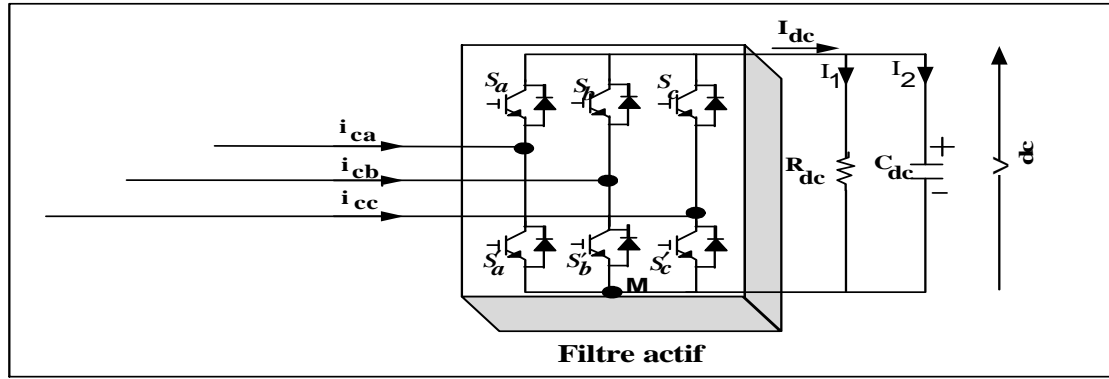


Figure 2.7 Schéma simplifié du filtre actif triphasé.

Du côté continu, on a :

$$I_{dc} = I_1 + I_2 = \frac{V_{dc}}{R_{dc}} + C_{dc} \frac{V_{dc}}{dt} \quad (2.49)$$

On peut aussi écrire :

$$I_{dc} = \frac{V_{dc}}{R_{dc}} + C_{dc} \frac{V_{dc}}{dt} = (d_a - d_n)i_{ca} + (d_b - d_n)i_{cb} + (d_c - d_n)i_{cc} \quad (2.50)$$

En appliquant la transformation de Park abc/d-q, on obtient :

$$I_{dc} = \frac{V_{dc}}{R_{dc}} + C_{dc} \frac{V_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} d_{nd} i_q + \frac{3}{2} d_{nq} i_d + \frac{1}{3} (d_0 - d_n) i_{c0} \quad (2.51)$$

Avec :

$$i_{c0} = -i_n = i_a + i_b + i_c \quad (2.52)$$

D'où :

$$L \frac{di_{c0}}{dt} = -L \frac{di_{cN}}{dt} = -v_{s0} + \left(\frac{L}{L+3L_n} \right) \cdot (d_0 - 3d_n)V_{dc} \quad (2.53)$$

En définitive, les équations des courants et des tensions de l'onduleur à 4 bras en tenant compte de la composante homopolaire dans le plan 'd-q' sont les suivantes:

$$\left\{ \begin{array}{l} L \cdot \frac{di_d}{dt} = -R_c \cdot i_d + L \cdot \omega \cdot i_q - d_{nd} \cdot V_{dc} + v_d = u_d \\ L \cdot \frac{di_q}{dt} = -R_c \cdot i_q - L \cdot \omega \cdot i_d - d_{nq} \cdot V_{dc} + v_q = u_q \\ L \cdot \frac{di_{c0}}{dt} = -L \frac{di_{cN}}{dt} = v_{s0} - \frac{L(d_0-3d_n)}{3L_n+L} V_{dc} = u_0 \\ C_{dc} \cdot \frac{dV_{dc}}{dt} + \frac{V_{dc}}{R_{dc}} = \frac{3}{2} d_{nd} i_d + \frac{3}{2} d_{nq} i_q + \frac{1}{3} (d_0 - 3d_n) i_0 = u_{dc} \end{array} \right. \quad (2.54)$$

En suppose que les inductances du filtre sont égales, c'est-à-dire : $L = L_n$ et la tension $v_{s0} = v_a + v_b + v_c = 0$ (système équilibré) avec $d_0 = \frac{1}{2}$. On introduit ces valeurs dans l'équation précédente, on trouve les lois de commande des interrupteurs du filtre actif à 4 bras suivante:

$$\left\{ \begin{array}{l} d_{nd} = \frac{-u_d + L_c i_q \omega + v_d}{V_{dc}} \\ d_{nq} = \frac{-u_q - L_c i_d \omega + v_q}{V_{dc}} \\ d_{n0} = d_n = \frac{1}{2} + \frac{4}{3} \frac{u_0}{V_{dc}} \\ i_{d0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{u_{dc} V_{dc}}{V_{max}} \cdot u_{dc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_{dc}}{\hat{V}} \cdot u_{dc} \end{array} \right. \quad (2.55)$$

2.2.4. Implantation du filtre actif à quatre bras

Chaque interrupteur comprend un transistor en tête bêche avec une diode (IGBT). Le signal de commande de ces huit interrupteurs est un signal modulé en largeur d'impulsion (PWM). Cette commande est générée en comparant l'erreur des courants de références avec une porteuse triangulaire qui oscille autour une fréquence constante. La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs. Le schéma de contrôle du filtre actif avec le quatrième bras en utilisant les équations des lois de commande, sera implanté comme montre la figure 2.8.

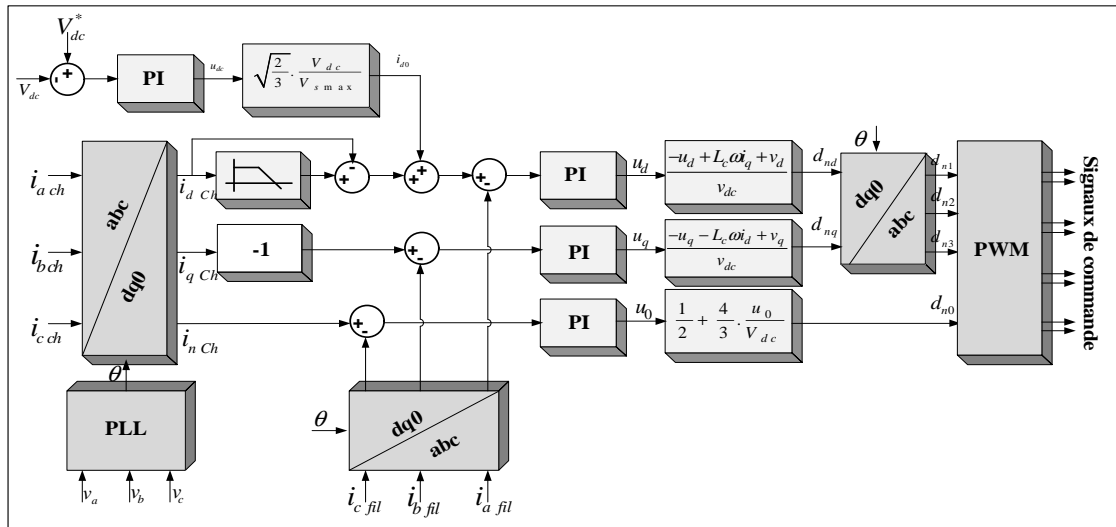


Figure 2.8 Schéma bloc de commande du filtre actif à quatre bras.

2.2.5. Résultats de simulation

La simulation du système étudié est menée dans l'environnement MATLAB/SIMULINK. Les résultats de simulation obtenus du filtre actif shunt sont satisfaisants, la tension V_{dc} aux bornes du filtre reste constante, les courants de correction mesurés suivent parfaitement les courants de références et le THD (Taux de Distorsion Harmonique) est inférieur à 5% ce qui révere la norme IEEE-519.

La figure 2.9 illustre la dynamique de réponse du filtre actif shunt à 4 bras sur le système. Nous présentons notamment les tensions du réseau ($v_{abc_Réseau}$), les courants du réseau ($i_{abc_Réseau}$), les courants de charge (i_{abc_Charge}) et les courants du filtre (i_{abc_Filtre}) respectivement et la tension continue V_{dc} .

On observe que de $t = 0$ s à $t = 0.025$ s, les courants de source sont perturbés par les courants harmoniques de la charge non-linéaire. À partir de $t = 0.025$ s à $t = 0.3$ s, on actionne le filtre actif triphasé a fonctionné, les courants de source deviennent propres et sinusoïdaux malgré l'injection des perturbations harmonique de tension de $t = 0.15$ s à $t = 0.2$ s de plus la tension continue V_{dc} stabilise autour de la tension de référence de 500 V, ce qui prouve la performance de la commande appliquée au filtre.

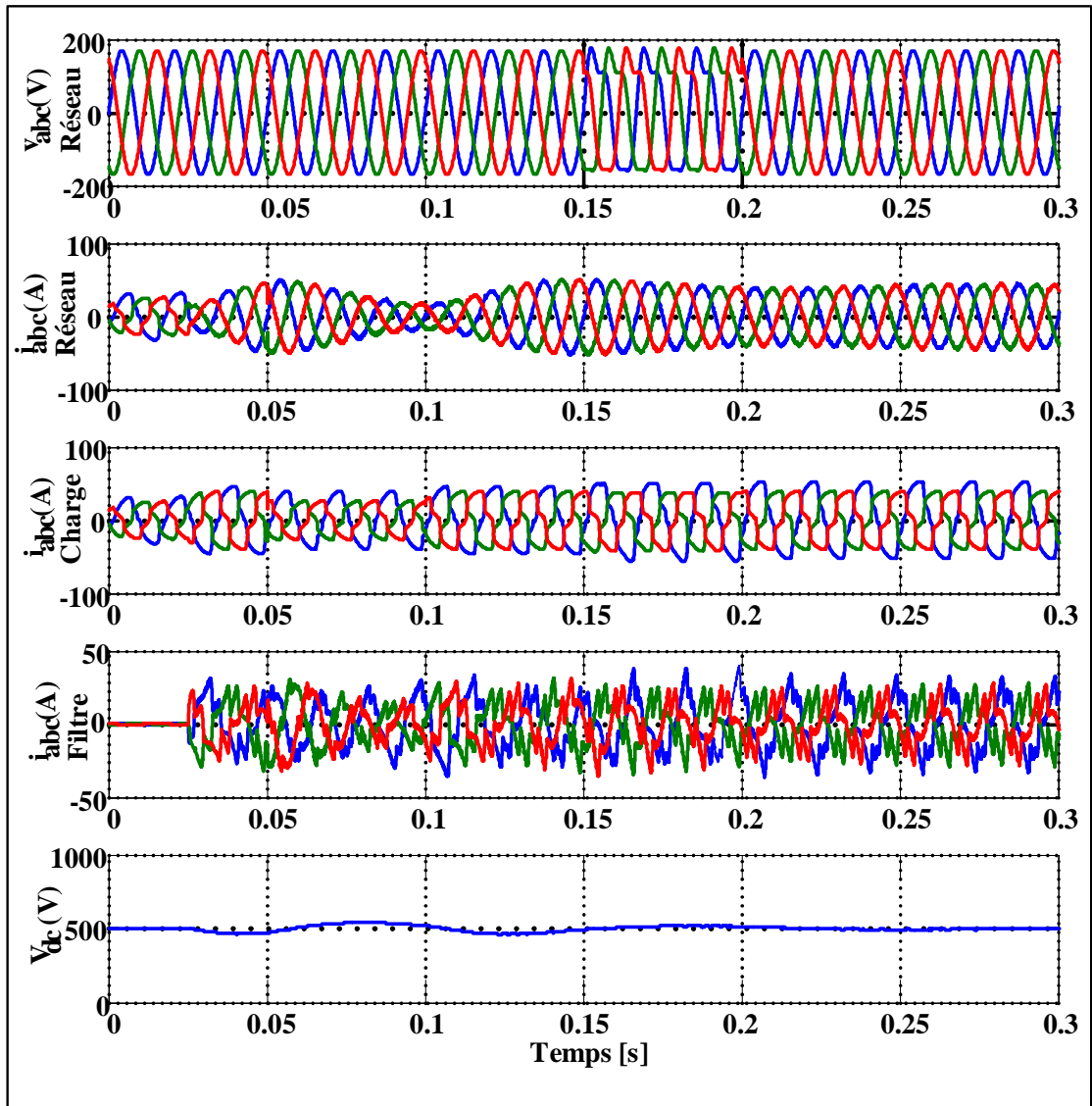


Figure 2.9 Dynamique réponse du système avec neutre.

La figure 2.10 montre le système de courant du neutre de la charge, du filtre et du réseau. À l'instant $t = 0.05$ s, on actionne le quatrième bras du filtre actif a fonctionné, ce qui donne un courant de sens opposé au courant du neutre de la charge qui se traduit par un courant du neutre du réseau nul.

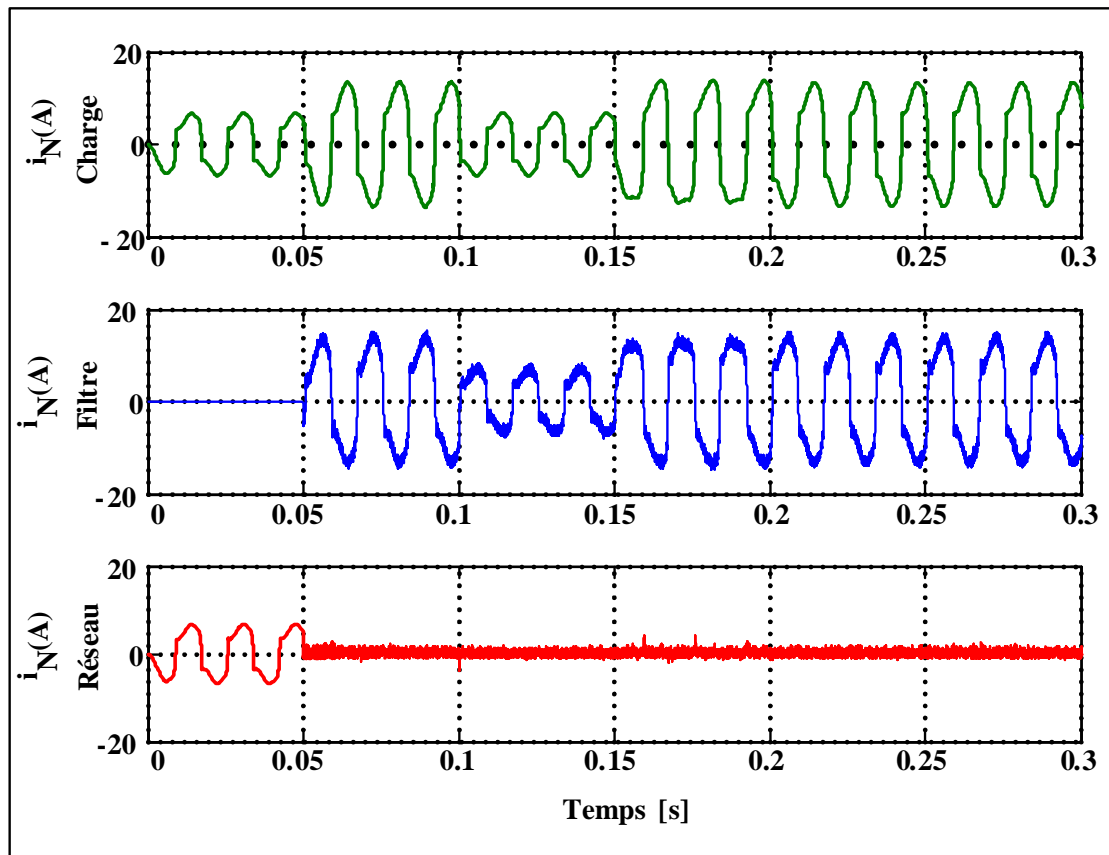


Figure 2.10 Dynamique réponse des courants du neutre respectivement de (la charge, filtre et réseau électrique).

Dans la figure 2.11, on présente l'écoulement de puissance. On remarque de $t = 0$ s à $t = 0.025$ s, c'est le réseau électrique qui fournit de l'énergie active et réactive demandée par la charge non-linéaire puisque le filtre actif ne fonctionne pas. Dès que le filtre actif est actionné en marche à $t = 0.025$ s, c'est à son tour de faire envoyer le besoin demandée par la charge en énergie réactive.

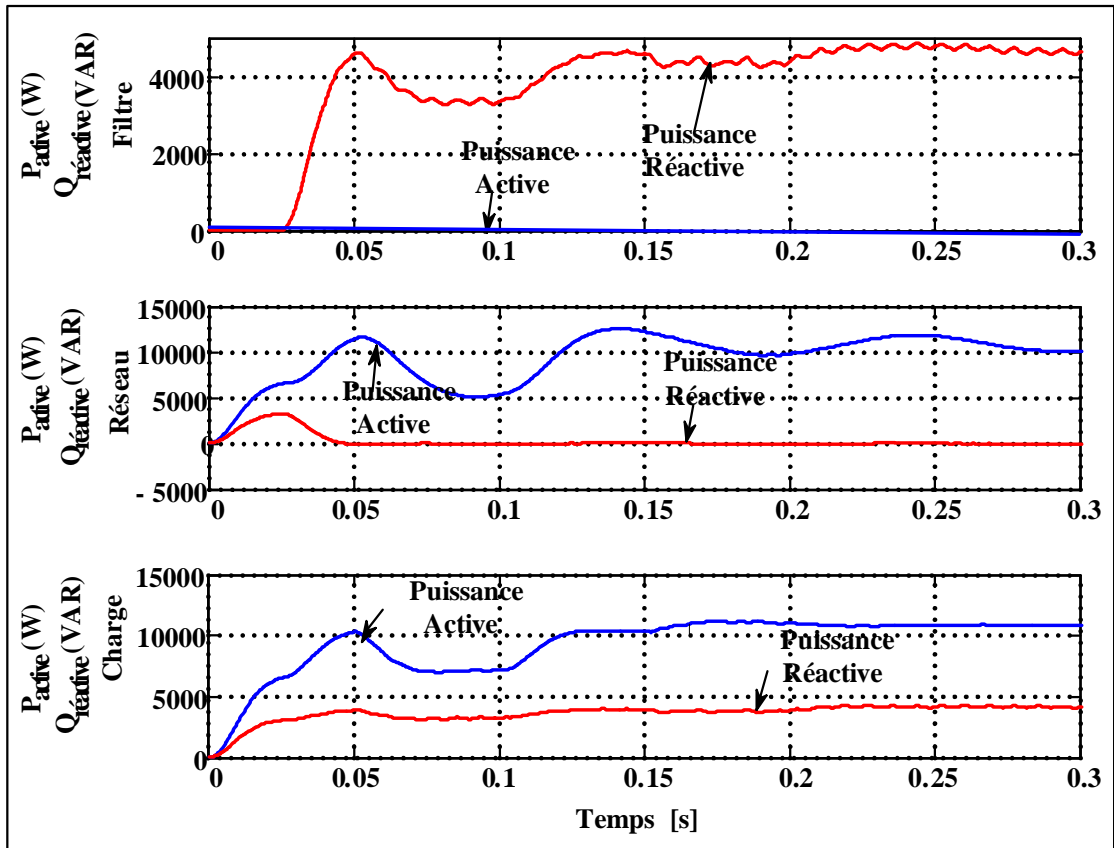


Figure 2.11 Écoulement de puissance du système.

La figure 2.12 montre le taux d'harmonique de distorsion (THD) du courant de charge pour une FFT de 5 cycles qui correspond à 11,59 %.

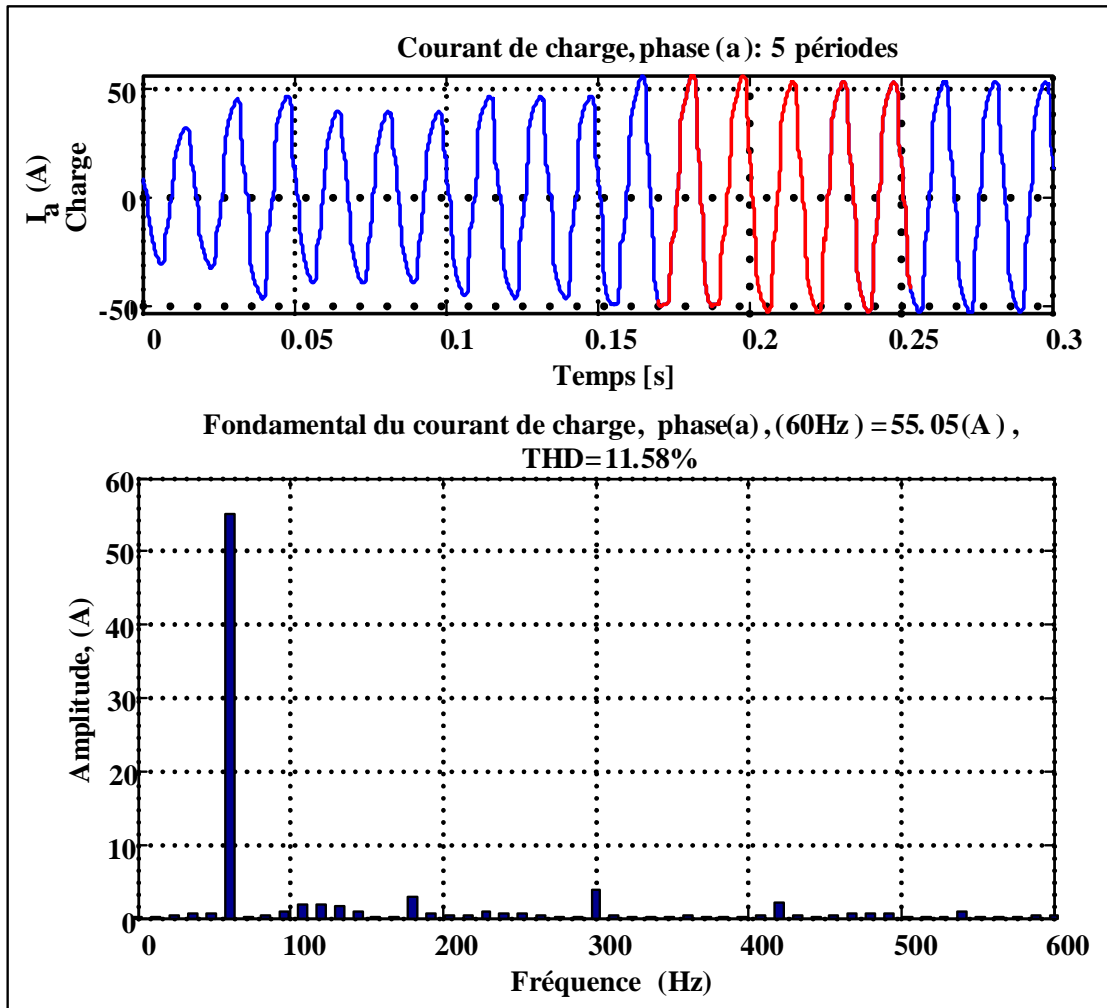


Figure 2.12 THD du courant de la phase ``a`` de la charge.

La figure 2.13 montre le taux d'harmonique de distorsion (THD) du courant de réseau pour une FFT de 5 cycles qui correspond à 3,58 % ce qui respecte les normes de la qualité d'énergie de IEEE-519.

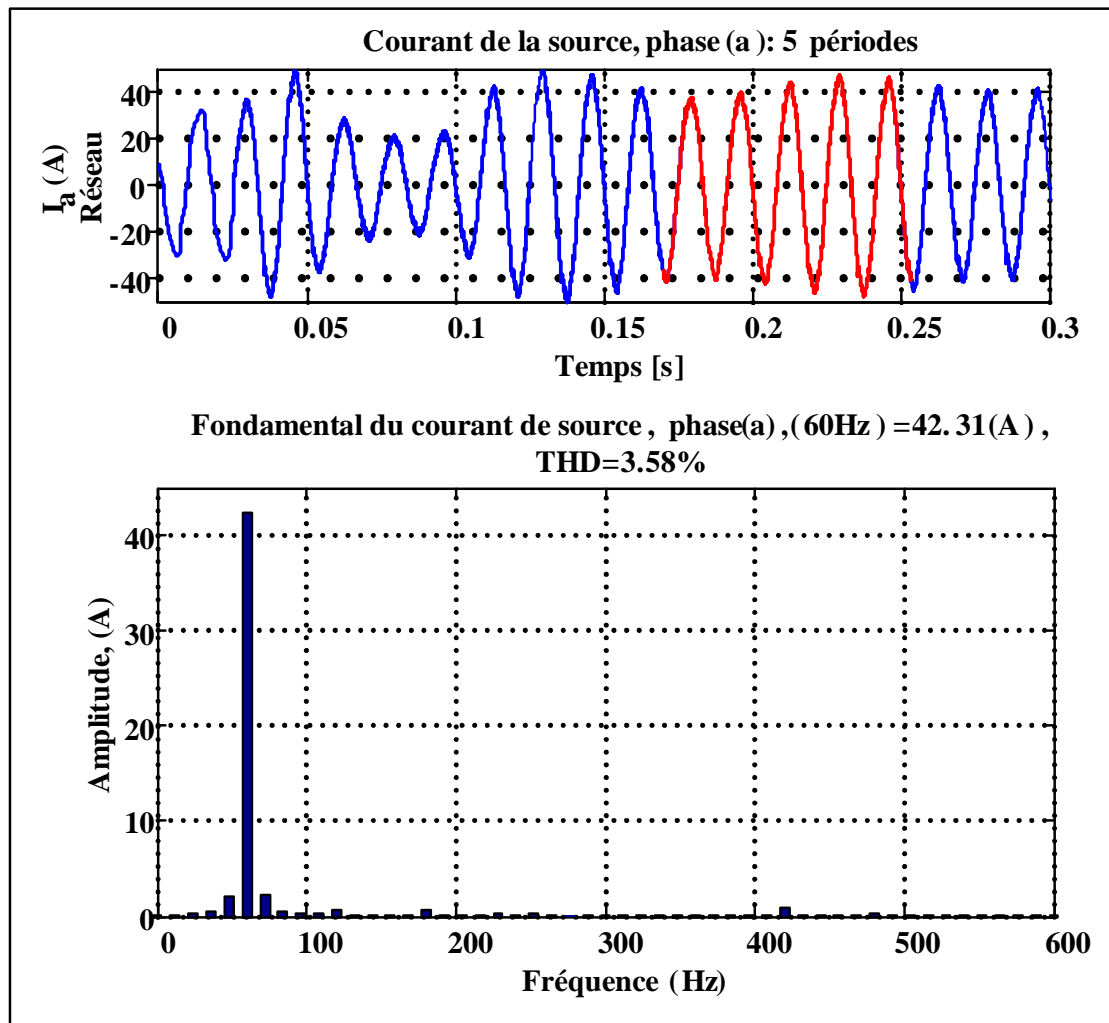


Figure 2.13 THD du courant de la phase ``a`` du réseau.

2.3. Description du second système (convertisseur multiniveaux)

Actuellement, les convertisseurs multiniveaux font l'objet de beaucoup de recherches scientifiques [72], [73], [74]. [75] et [76]. En 2008, les chercheurs Ounejjar et Al-Haddad[77]ont conçus des nouveaux convertisseurs multiniveaux connu sous le nom PUC (Packed U Cells) autrement dit les convertisseurs à cellules en U empilées. Ces convertisseurs permettent d'avoir une qualité d'énergie propre avec un minimum nombre des interrupteurs. Le deuxième système entre dans ce contexte. Il s'agit d'un convertisseur PUC à sept niveaux raccordé en parallèle avec une charge non-linéaire alimentée par le réseau électrique. Le schéma ci-dessous montre cette configuration.

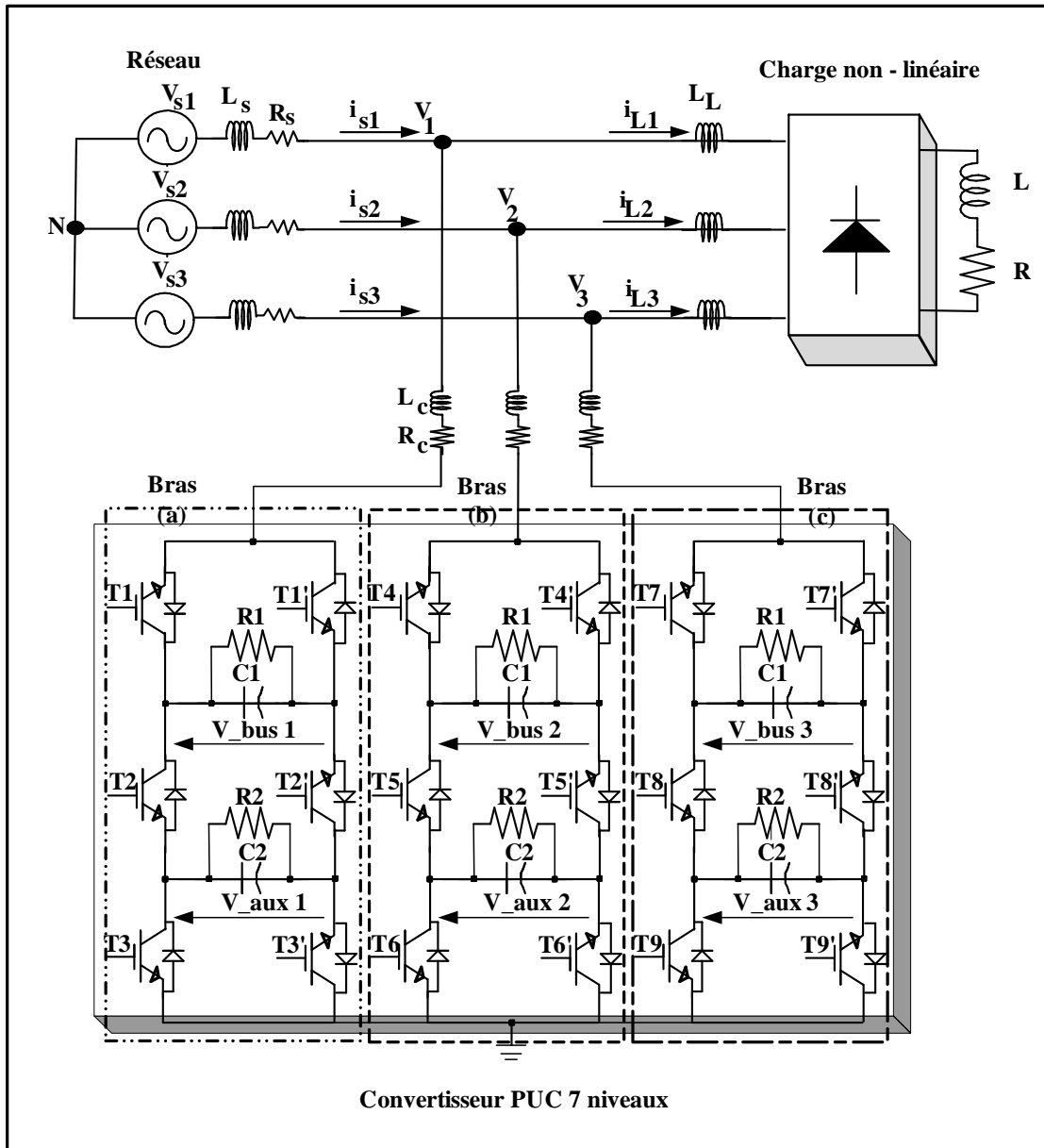


Figure 2.14 Schéma d'un convertisseur PUC raccordé en parallèle avec la charge non linéaire.

Les paramètres du système sont montrés par le tableau suivant :

Tableau 2.3 : Paramètres du système 2.

Tension de réseau (entre phases)	208 V
Résistance de ligne	0.001 Ohm
Inductance de ligne	1.5mH
Résistance à l'entrée de la charge	0.001 Ohm
Inductance à l'entrée de la charge	0.5mH
Résistance à l'entrée du filtre	0.001 Ohm
Inductance à l'entrée du filtre	0.5mH
Résistance bus principal	200 Ohm
Résistance bus auxiliaire	150 Ohm
Condensateur bus principal	4000 μ F
Condensateur bus auxiliaire	4000 μ F
Résistance de charge	25 Ohm
Inductance de charge	10mH
Fréquence de commutation	10 KHz

2.3.1. Méthode de contrôle du filtre actif PUC à sept niveaux

La méthode de contrôle du filtre actif PUC à sept niveaux s'articule sur l'indépendance de commande, c'est-dire que chaque bras de convertisseur PUC est commandé séparément par rapport aux autres bras. La figure ci-dessous montre le bloc de contrôle du filtre actif triphasé PUC à 7 niveaux.

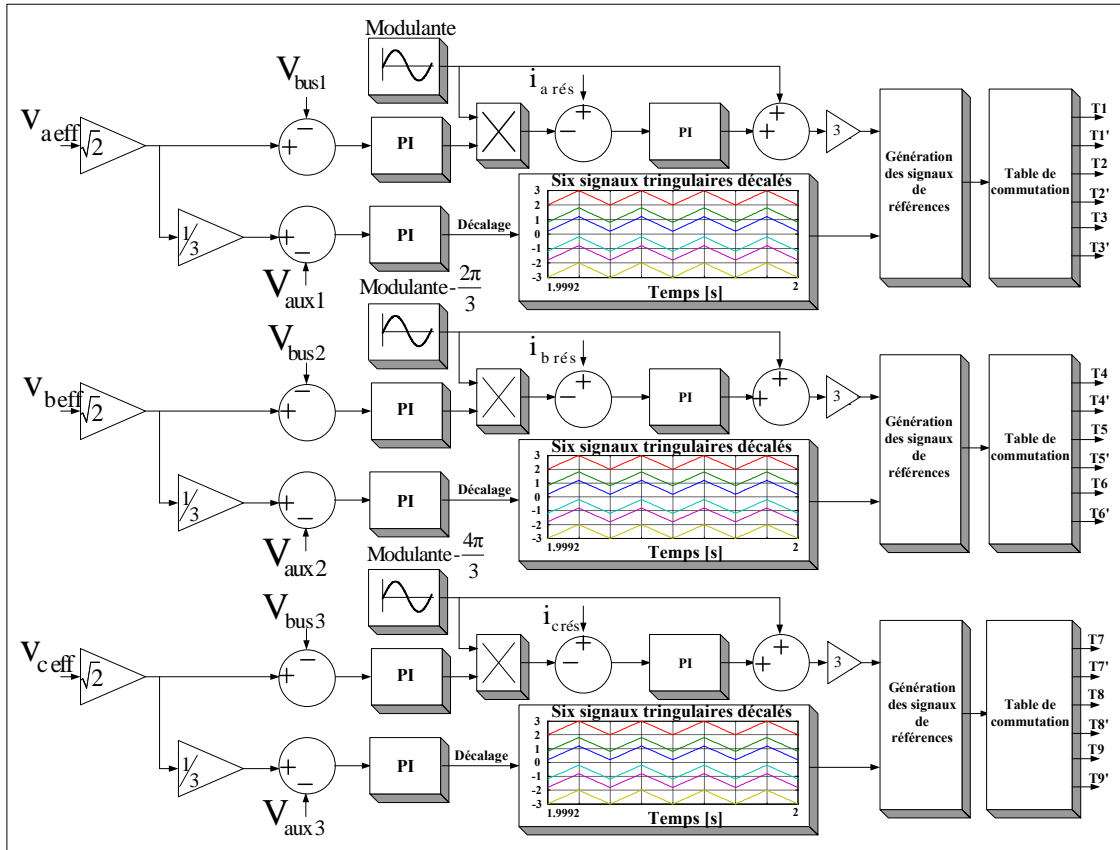


Figure 2.15 Schéma bloc de contrôle d'un seul bras du convertisseur PUC.

La procédure de contrôle est la suivante : considérons tout d'abord le contrôle du bras de la phase (a). Après avoir extraire la tension efficace de la source v_a eff (phase ``a``), ensuite on la multiplier par $\sqrt{2}$. Le résultat obtenu est comparée avec une tension continue V_{bus1} . L'erreur engendrée sert à l'entrée d'un régulateur proportionnel-intégrateur (PI). Le signal à la sortie du contrôleur est multiplié par une modulante. Ensuite, le signal remporté est comparé avec le signal du courant de la source i_a rés (phase ``a``). L'erreur engendrée sert à l'entrée d'un autre régulateur PI. La somme de ce signal avec la modulante, nous donne un signal de référence. Pour atteindre les sept niveaux à la sortie de convertisseur, la tension aux bornes du condensateur V_{aux1} doit être régulée au tiers de la tension continue V_{bus1} . En définitive, le signal de référence et les six signaux triangulaires décalés aident à la génération des références de commutation. Le rôle de décalage est de faire faciliter le chargement et le déchargement des condensateurs d'un côté et de l'autre côté, il aide à maintenir la tension aux bornes des condensateurs

autour de leur valeurs de références afin d'obtenir un signal modulé sur sept niveaux. Les références de commutations générées sont utilisées comme entrée à la table de commutation pour générer les signaux de contrôle nécessaire de convertisseur. Le contrôle des autres bras `b` et `c` est le même que celui de la phase `a`, seulement il faut prendre en considération le décalage de $\frac{2\pi}{3}$ entre les phases. La table de commutation du bras `a` du convertisseur est représentée par le tableau suivant :

Tableau 2.4 Table de commutation des interrupteurs du bras `a`.

Conditions	Action de commutation						Tension de sortie V_s
	T_1	T'_1	T_2	T'_2	T_3	T'_3	
-3	0	1	1	0	1	0	$-V_{bus 1}$
-2	0	1	1	0	0	1	$-\frac{2}{3}V_{bus 1}$
-1	0	1	0	1	1	0	$-\frac{1}{3}V_{bus 1}$
0	0	1	0	1	0	1	0
1	1	0	1	0	0	1	$\frac{1}{3}V_{bus 1}$
2	1	0	0	1	1	0	$\frac{2}{3}V_{bus 1}$
3	1	0	0	1	0	1	$V_{bus 1}$

2.3.2. Résultats de simulation

Les résultats de simulation du deuxième système montrent une compensation parfaite des perturbations associé à la charge non linéaire, les tensions mesurées aux bornes des condensateurs principaux et auxiliaires suivent complètement leurs références. Les sept niveaux souhaités pour le convertisseur PUC sont obtenus et le THD (Taux de Distorsion Harmonique) de courant de source est inférieur à 5% ce qui satisfait la norme IEEE-519. La simulation du système est menée dans l'environnement MATLAB/SIMULINK. Le temps total de simulation est de 2 secondes. Mais, pour que les signaux soient visibles et clairs, le temps présenté pour la plus part des formes de signaux est de 0.3 s à 0.35 s.

La figure 2.16 illustre la dynamique de réponse du convertisseur PUC à sept niveaux sur l'ensemble du système. Nous présentons spécialement les tensions du

réseau ($v_{abc_Réseau}$), les courants du réseau ($i_{abc_Réseau}$), les courants de charge (i_{abc_Charge}) et les courants du filtre (i_{abc_Filtre}) respectivement.

On observe que de $t = 0.3$ s à $t = 0.35$ s, les courants de source sont propres, sinusoïdaux et en phase avec la tension ce qui prouve la performance de la commande appliquée au convertisseur PUC.

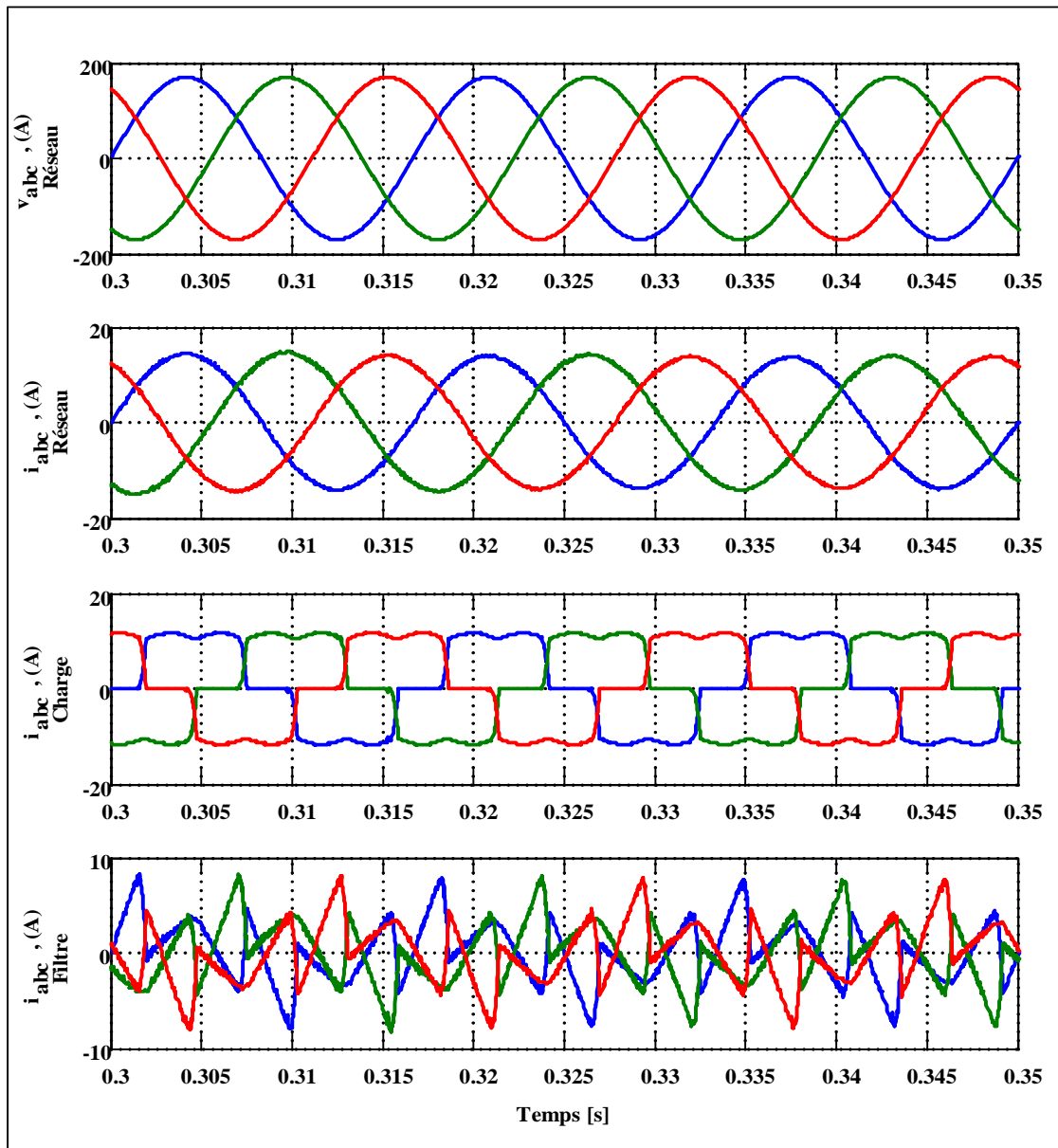


Figure 2.16 Schéma représentant la dynamique réponse du système avec le convertisseur PUC à sept niveaux.

La figure 2.17 montre les trois tensions mesurées aux bornes des condensateurs principaux $V_{bus(123)}$ régulées et suivent leurs références $v_{\max(\text{ph-N})} = \frac{v_{\text{ph-ph}} * \sqrt{2}}{\sqrt{3}} = v_{a \text{ eff}} * \sqrt{2} = 170 \text{ V}$.

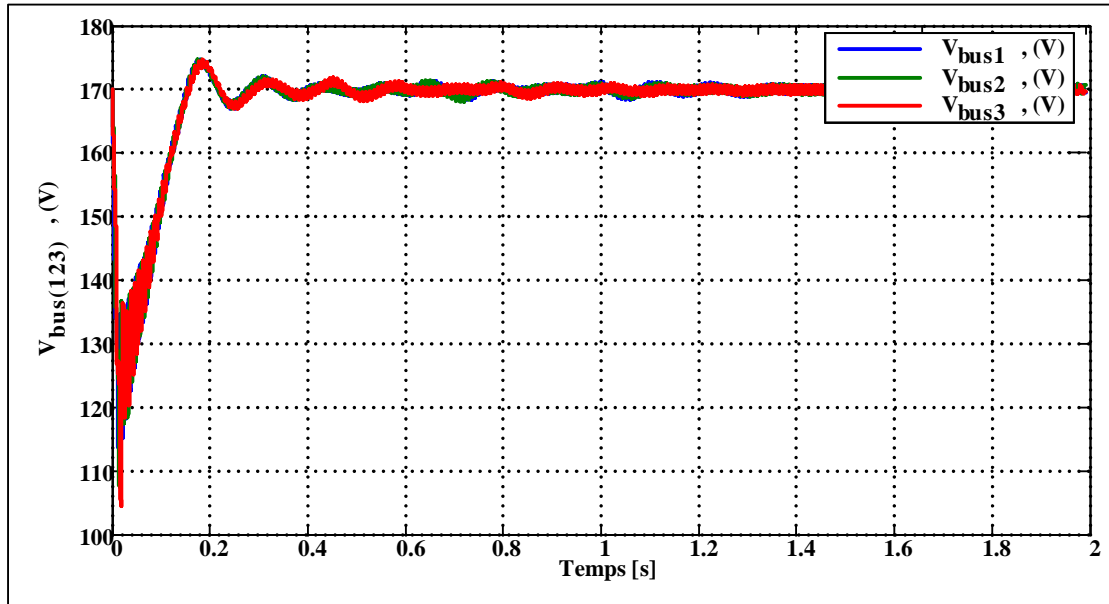


Figure 2.17 Schéma représentant les tensions aux bornes des condensateurs principaux du convertisseur PUC à sept niveaux.

La figure 2.18 montre les trois tensions mesurées aux bornes des condensateurs auxiliaires $V_{aux(123)}$ régulées et suivent leurs références $\frac{v_{\text{eff}} * \sqrt{2}}{3} = \frac{170}{3} \text{ V}$.

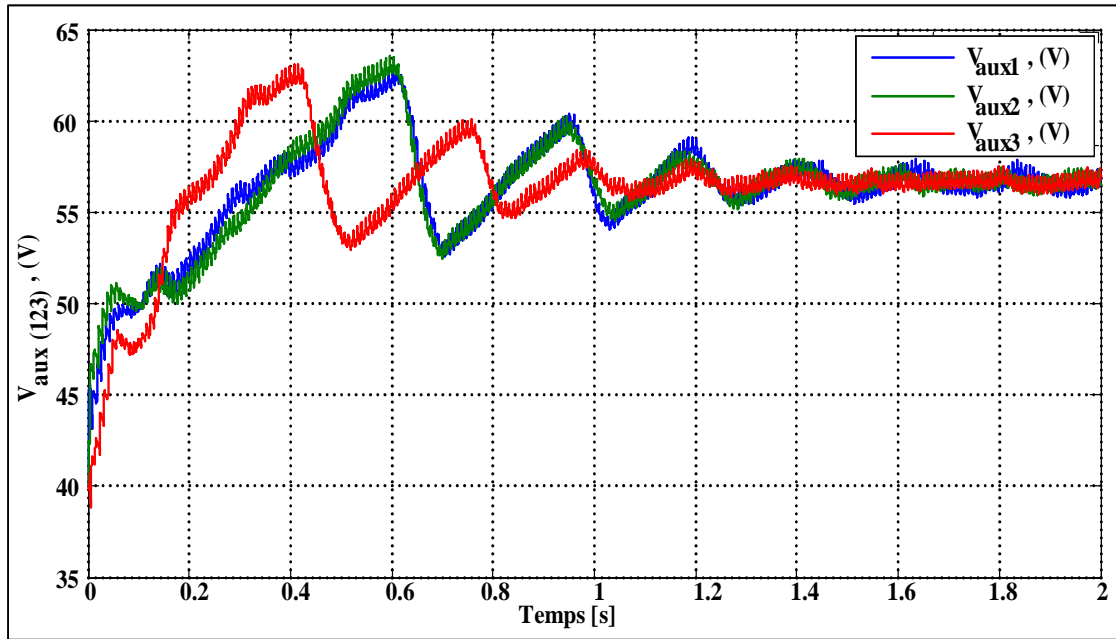


Figure 2.18 Schéma représentant les tensions aux bornes des condensateurs auxiliaires du convertisseur PUC à sept niveaux.

La figure 2.19 montre la tension simple et composée respectivement du convertisseur PUC. On remarque que les sept niveaux de la tension simple (v_s) et les treize niveaux de la tension composée (v_c) sont obtenus.

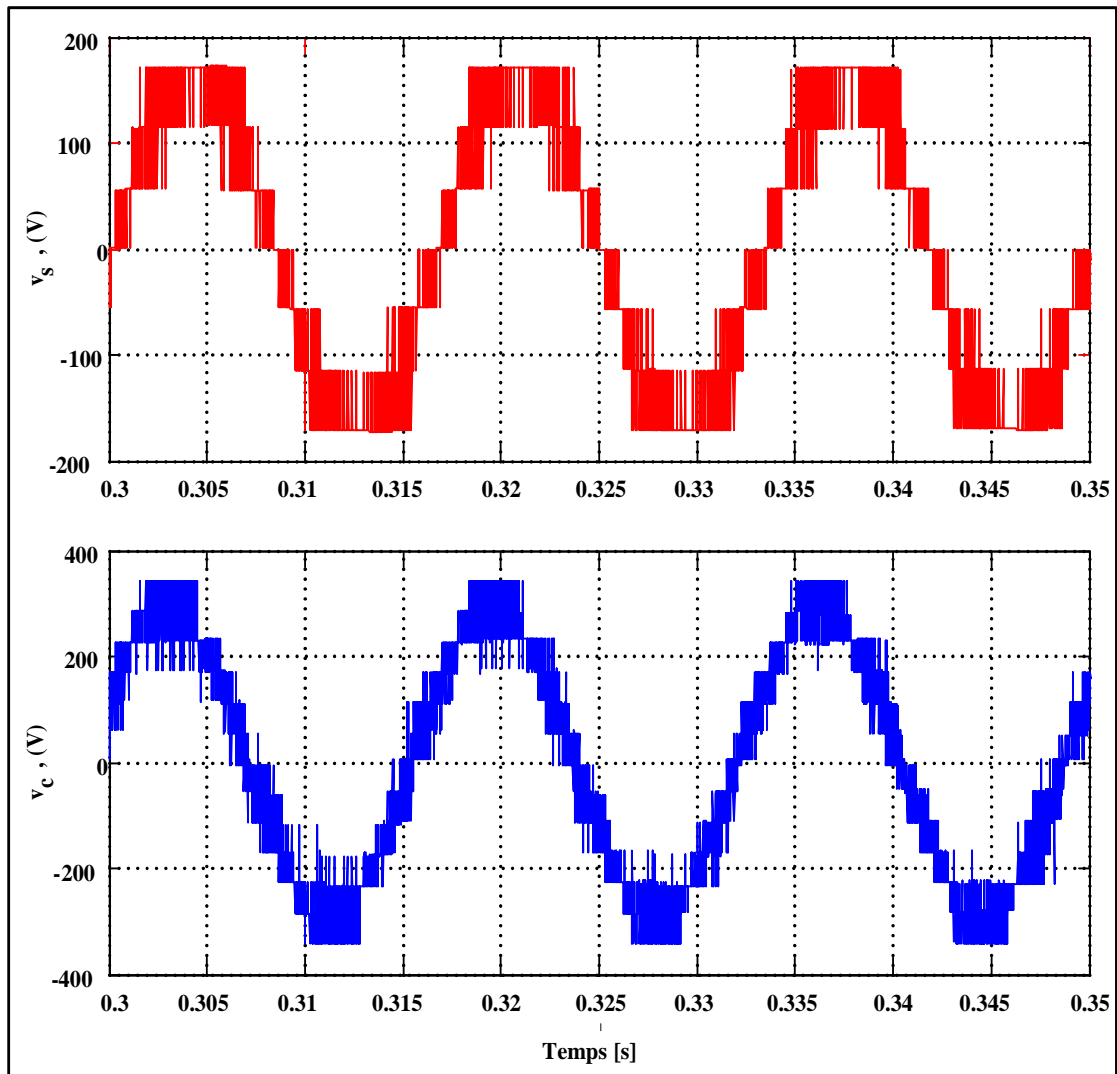


Figure 2.19 Schéma représentant la tension simple et composée à la sortie du convertisseur PUC à sept niveaux.

La Figure 2.20 montre le taux de distorsion harmonique (THD) du courant de charge pour une FFT de 5 périodes appliquée à partir de $t = 0.3s$ qui correspond à 27.15 %.

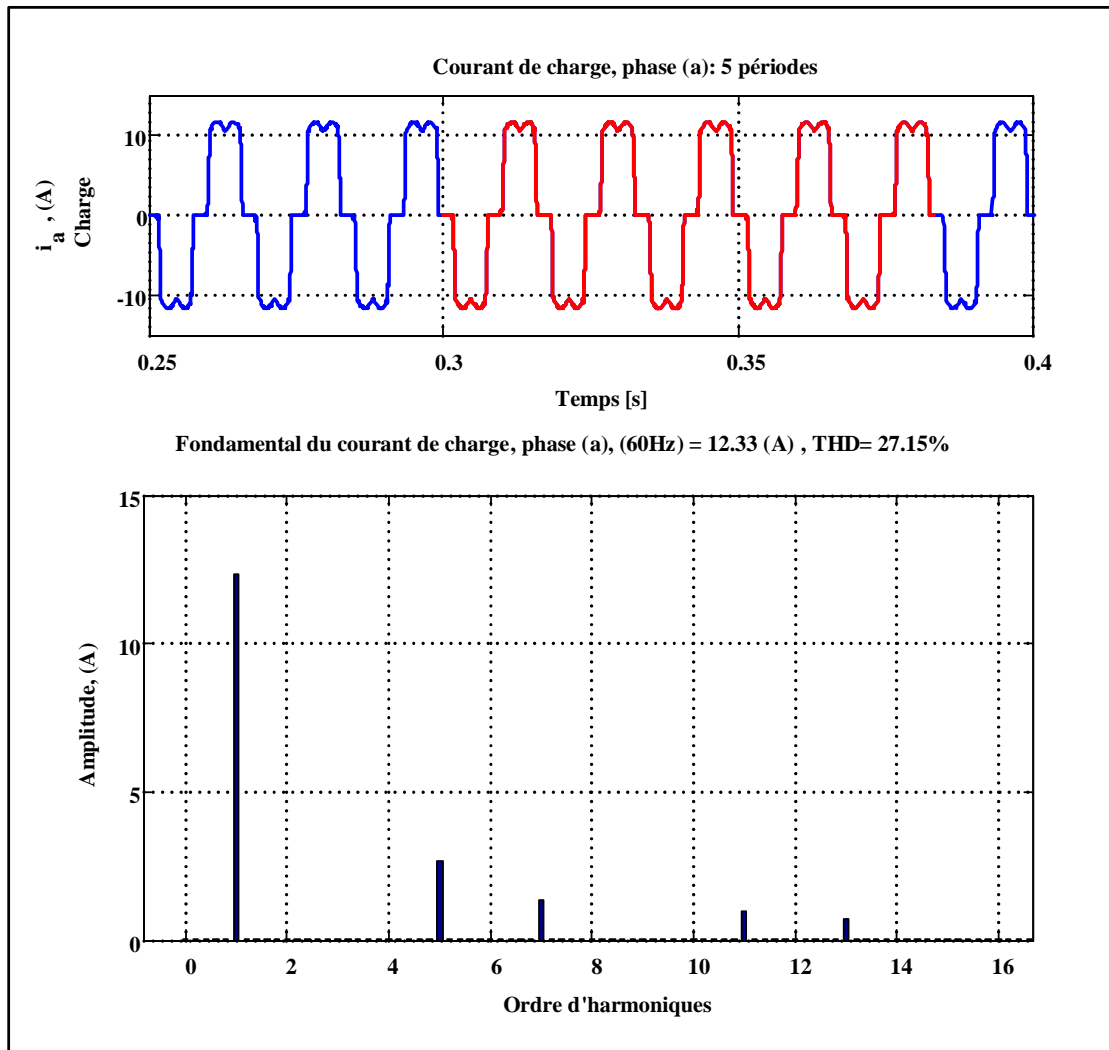


Figure 2.20 Schéma représentant le THD du courant de la phase ``a`` de la charge.

La figure 2.21 montre le taux de distorsion harmonique (THD) du courant de réseau pour une FFT de 5 périodes qui correspond à 1,28 % ce qui respecte les normes de la qualité d'énergie de IEEE-519.

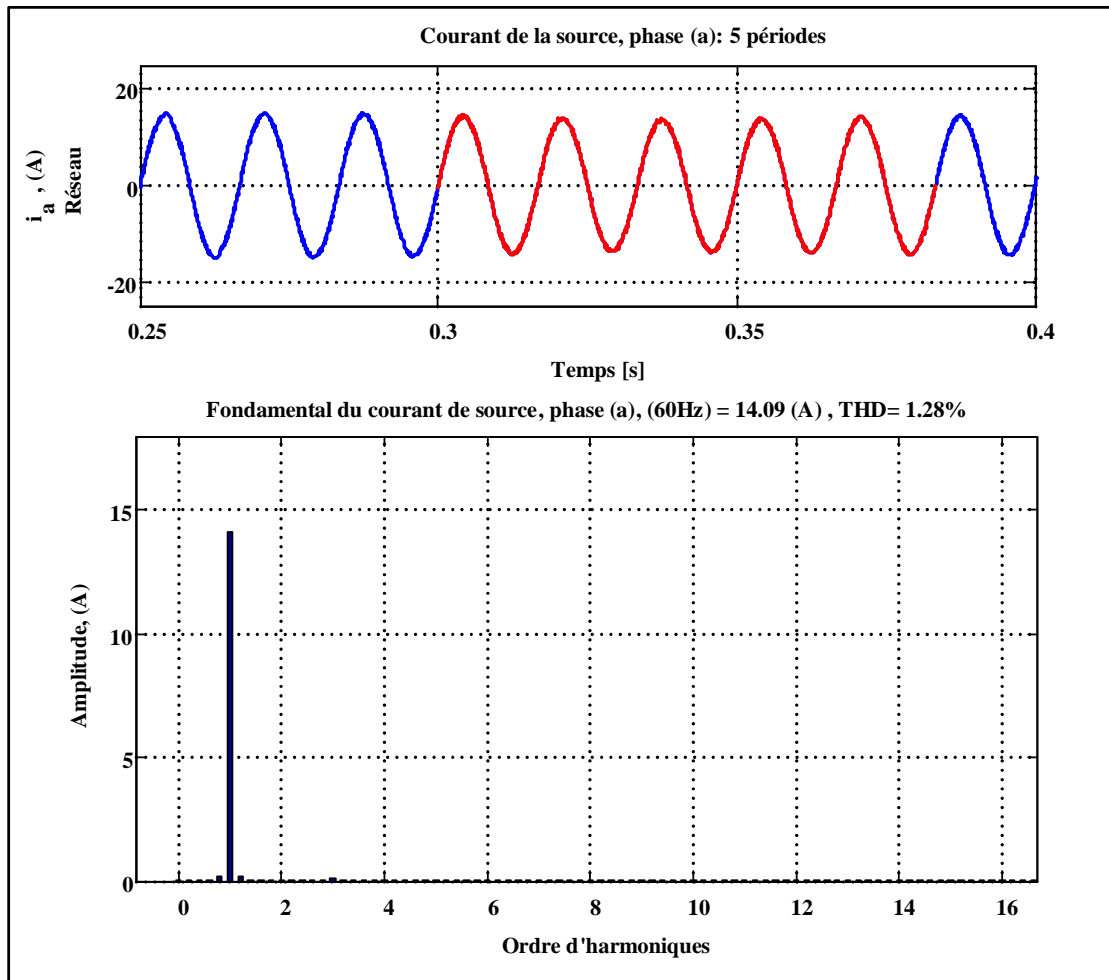


Figure 2.21 Schéma représentant le THD du courant de la phase ``a`` de la source.

2.4. Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié deux systèmes. Dans le premier on a présenté la structure d'un filtre actif à 4 bras, son analyse, sa modélisation et son contrôle. La méthode de commande non-linéaire appliquée au filtre actif a prouvé l'autoadaptivité du filtre actif aux variations de la charge non-linéaire. La compensation simultanée ou partiellement de la puissance réactive et la compensation des courants harmoniques et le déséquilibre générés par la charge non-linéaire déséquilibrée. Les résultats obtenus par simulation démontrent bien l'adaptabilité et la robustesse de la stratégie de commande sous une tension de réseau fortement perturbée de $t = 0.15$ s à $t = 0.2$ s. Aussi, les résultats obtenus à l'aide du système d'alimentation SPS (Sim Power System) ont permis d'obtenir de bons résultats, soit en fonctionnement équilibré ou déséquilibré. Le THD des courants de réseau est faible comparé aux normes applicables de IEEE-519. La tension continue aux bornes du condensateur est maintenir constante soit égale à 500 V et un système de courant du réseau équilibré qui se traduit par un courant du neutre nul.

Dans le deuxième système, on a présenté l'efficacité du convertisseur PUC à sept niveaux. Après simulation, les résultats obtenus du système global (réseau, charge et convertisseur PUC à sept niveaux) sont acceptables. Les courants de source sont sinusoïdaux et en phase avec les tensions de réseau et aussi les tensions aux bornes des condensateurs sont bien régulées et suivent leurs références le THD obtenu est dans les normes de IEEE-519 concernant la qualité d'énergie. De ce fait, l'utilisation de ce genre de convertisseur multiniveaux peut offrir beaucoup d'avantages tels que le nombre de niveaux permet la diminution du taux d'harmonique, la réduction du stresse sur le fonctionnement des interrupteurs, le nombre des interrupteurs par rapport aux convertisseurs multiniveaux à point neutre calé NPC (Neutral Point Clamped) est diminué (5 niveaux NPC est de 24 switches), le volume et le poids du filtre diminuent aussi. En conclusion, ce type de convertisseur constitue un élément important pour une éventuelle commercialisation.

En conclusion, les deux systèmes étudiés montrent l'autoadaptivité du filtre actif à la variation de la charge en respectant les normes de la qualité d'énergie.

L'intégration du filtre actif dans le domaine d'énergie renouvelable notamment l'énergie photovoltaïque sera présentée dans le chapitre suivant.

Chapitre 3

Capacité d'adaptation du filtre actif dans le système éolien

3.1.Introduction :

L'énergie éolienne présente un avantage écologique sur diverses autres sources d'énergie telles que le charbon, le bois, et le pétrole, mais le coût initial est encore élevé. Les Génératrices synchrones à aimants permanents (GSAP) sont couramment utilisées dans les systèmes de production d'énergie éolienne [78]. Ces génératrices sont économiques en énergie et fiables. Ils ne nécessitent pas d'excitation externe. Aucune perte de cuivre dans le circuit du rotor. De plus, la turbine est directement reliée à l'arbre de rotation de la machine éliminant le besoin d'une boîte de vitesses. Il en résulte moins d'entretien et une plus grande fiabilité; un grand avantage pour les parcs éoliens dans la mer (offshore). D'autre part, les travaux de recherche dans le domaine des énergies renouvelables notamment l'éolienne n'ont pas atteint leurs objectifs visés jusqu'à l'heure actuelle en ce qui concerne l'optimisation de la puissance générée par l'éolienne.

Dans ce chapitre, nous présentons un nouvel algorithme pour extraire le maximum de puissance générée par l'éolienne à vitesse variable basée sur une génératrice synchrone à aimant permanent (VSWT/GSAP) en contrôlant le redresseur et deux différentes méthodes de contrôle (directe et indirecte) appliquée au filtre actif sous des conditions différentes pour les deux systèmes étudiés. Le premier système s'articule sur l'extraction du MPPT d'une éolienne pour alimenter une charge non-linéaire déséquilibrée à quatre bras. Par contre, le deuxième système est articulé pour alimenter une charge non-linéaire triphasée sous un fort déséquilibre de la tension du réseau. L'intégration du filtre actif assure le transfert de l'énergie produite par l'éolienne, l'amélioration de la qualité d'énergie, la compensation des harmoniques et de maintenir la tension continue au niveau de condensateur constante.

3.2.Description du premier système avec la commande indirecte

Le système étudié est constitué d'une éolienne à base d'une génératrice synchrone à aimant permanent (GSAP), un redresseur (AC-DC), un onduleur (DC-AC), une charge non-linéaire déséquilibrée à quatre bras et un réseau électrique. L'énergie produite par l'éolienne est destinée à alimenter la charge non-linéaire connectée à la source à travers les deux convertisseurs statiques (AC-DC/DC-AC). Le surplus de cette énergie est envoyé au réseau. La figure ci-dessous montre le système éolien.

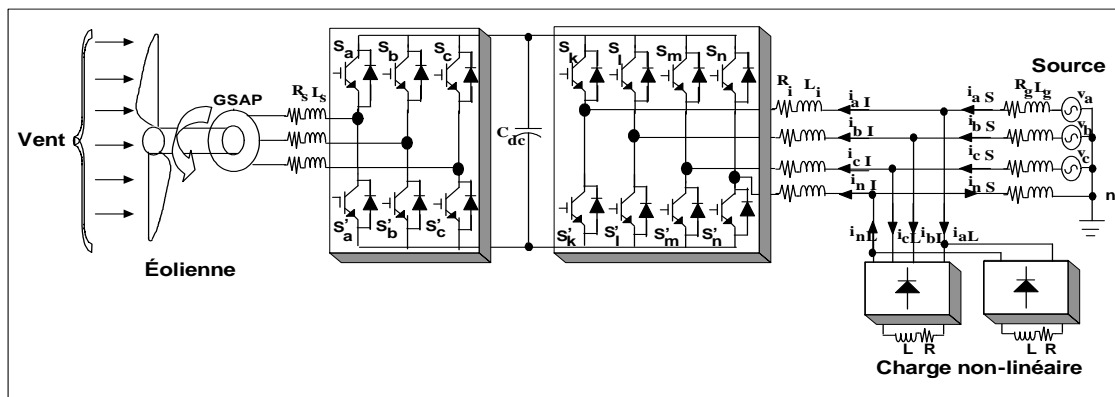


Figure 3.1 Système éolien alimentant une charge non-linéaire déséquilibrée à 4 bras.

Les paramètres du système sont montrés par le tableau suivant :

Tableau 3.1 : Paramètres du système 1.

Paramètres du système			
Éolienne	GSAP	Réseau et charge	Redresseur et onduleur
$\rho=1.225$ kg/m^3 $R=1.5\text{m}$ $C_1=0.22;$ $C_2=116$ $C_3=0.4; C_4=5$ $C_5=12.5;$ $C_6=0.08$ $C_7=0.035$	$V=285\text{V}$ $p=8$ $J=0.0016 \text{ kg.m}^2$ $P = 11\text{Kw}$	$V_{\text{rmsPh-h}}=208\text{V}$ $\text{Phas(deg)} =0$ $\text{Freq(Hz)} =60$ $R_g=0.001\Omega$ $L_g=0.5\text{mH}$ $R=20\Omega$ $L=10\text{mH}$	$K_{\text{Prect}}=10$ $K_{\text{Irect}}=700$ $K_{\text{Pinv}}=1$ $K_{\text{Iinv}}=500$ $C_{\text{dc}}=3000\mu\text{F}$ $V_{\text{dc}}=500\text{V}$ $R_i=0.001\Omega$ $L_i =0.5\text{mH}$

3.2.1. Modèle aérodynamique de la turbine

La puissance mécanique à l'arbre de la turbine peut être calculée au moyen de l'expression illustrée dans [79] et [80] comme suit:

$$P_m = C_p(\lambda, \beta) \cdot \frac{\rho \cdot A}{2} \cdot V_{\text{vent}}^3 \quad (3.1)$$

C_p : Le coefficient de puissance. Il caractérise le niveau de rendement d'une turbine éolienne.

$$C_p(\lambda, \beta) = C_1 \left(\frac{C_2}{\lambda_i} - C_3 \cdot \beta - C_4 \right) e^{\frac{-C_5}{\lambda_i}} + C_6 \cdot \lambda \quad (3.2)$$

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + C_7 \cdot \beta} - \frac{C_8}{\beta^2 + 1} \quad (3.3)$$

C_1, \dots, C_8 : Les coefficients de la turbine,

β : L'angle de calage de la pale, en (degrés)

ρ : la masse volumique de l'air, dans les conditions normales de températures et de la pression au niveau de la mer, ($\rho = 1.205 \text{ Kg/m}^3$),

A : La surface balayée par les pales, en (m^2),

V_{vent} : La vitesse du vent, en (m/s),

λ : Le rapport d'avance (dit aussi paramètre de rapidité ou vitesse spécifique, ou encore rapport de vitesse en bout de pale (TSR : tip-speed ratio). Il est défini aussi comme le rapport de la vitesse d'extrémité des pales sur la vitesse du vent :

$$\lambda = \frac{R \cdot \omega}{V_{\text{vent}}} \quad (3.4)$$

R : Le rayon de la pale, en (m),

ω : La vitesse angulaire à l'arbre de la turbine, en (rad/s),

Le couple produit par l'éolienne Γ en (N.m), peut être déterminé par la formule suivante :

$$\Gamma = \frac{P_m}{\omega} = \frac{C_p(\lambda, \beta) \cdot \frac{\rho A}{2} \cdot V_{vent}^3}{\omega} \quad (3.5)$$

3.2.2. Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent

Les équations de la dynamique des trois phases de la machine synchrone à aimant permanent dans le référentiel synchrone d-q peuvent être écrites en tenant compte des deux modes de fonctionnement suivants:

3.2.2.1. Mode moteur

Le circuit équivalent de la machine en mode moteur (MSAP : moteur synchrone à aimant permanent) [81] le long de l'axe "d" et "q" est donné dans la figure suivante :

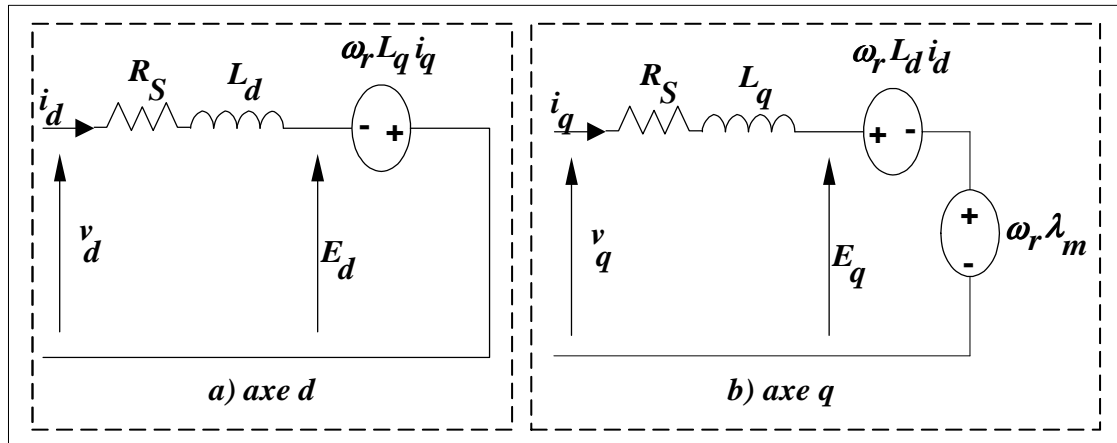


Figure 3.2 Schéma équivalent en mode moteur de la machine (MSAP) dans le plan "d-q".

Les équations de tension selon le repère d-q de Park en mode moteur de la machine peuvent être écrites comme suit:

$$v_d = R_s \cdot i_d + \frac{L_d di_d}{dt} - \omega_r \cdot L_q \cdot i_q \quad (3.6)$$

$$v_q = R_s i_q + \frac{L_q di_q}{dt} + \omega_r \cdot L_d \cdot i_d + \omega_r \cdot \lambda_m \quad (3.7)$$

Avec:

v_d, v_q, i_d et i_q : Respectivement, les tensions et les courants statorique de la machine dans le repère d-q de Park.

R_s, L_d et L_q : Respectivement, la résistance statorique en (Ω) et les inductances cycliques statorique en (H) dans le repère d-q de Park.

ω_r et λ_m : Respectivement, la vitesse de rotation de la machine, en (rad/s) et le flux magnétique généré par la machine, en (Wb).

Les forces électromotrices de la machine selon l'axe d-q de Park, sont représentées comme suite :

$$E_d = -\omega_r \cdot L_q \cdot i_q \quad (3.8)$$

$$E_q = \omega_r \cdot L_d \cdot i_d + \omega_r \cdot \lambda_m \quad (3.9)$$

La puissance mécanique développée est exprimée comme suite:

$$P_m = \frac{3}{2} (E_d \cdot i_d + E_q \cdot i_q) \quad (3.10)$$

Le couple électromagnétique est exprimé par la relation suivante :

$$\Gamma_e = \frac{P_m}{\omega_m} = \frac{P_m}{\omega_r} \cdot \left(\frac{P}{2}\right) \quad (3.11)$$

Avec :

ω_m et p : Respectivement, la vitesse mécanique et le nombre de pair de pôle de la machine.

En substituant l'équation (3.10) dans l'équation (3.11), le couple électromagnétique devient :

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} (\lambda_m \cdot i_q - (L_d - L_q) i_d \cdot i_q) \quad (3.12)$$

3.2.2.2. Mode génératrice

Comme la machine est actionnée en mode générateur [82], [83], de sorte que les courants dans l'enroulement du stator seront en sens inverse. Selon le repère d-q de Park, le schéma équivalent de la machine en mode génératrice est représenté dans la figure suivante :

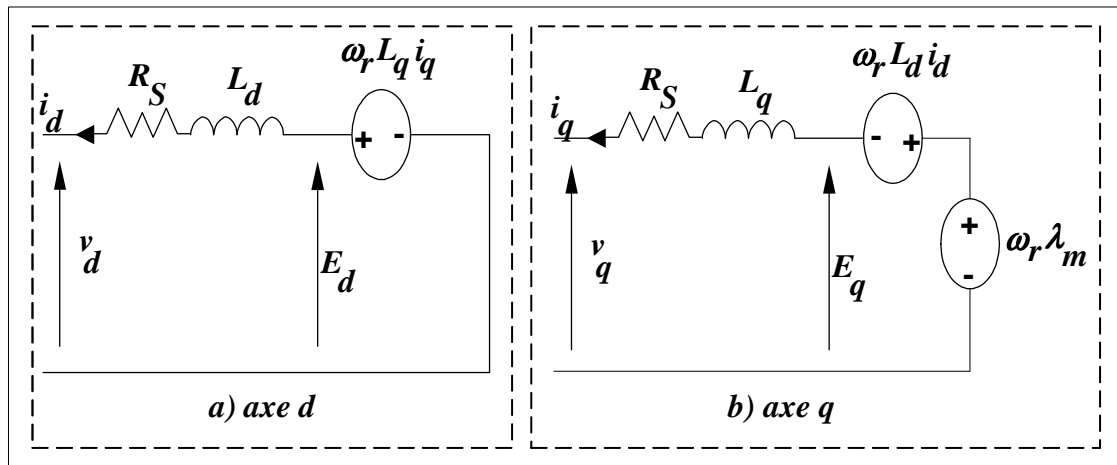


Figure 3.3 Schéma équivalent en mode génératrice de la machine (MSAP) dans le plan "d-q".

Les équations de tension selon le repère d-q de Park en mode génératrice de la machine peuvent être écrites comme suit:

$$v_d = -R_s \cdot i_d - \frac{L_d di_d}{dt} + \omega_r \cdot L_q \cdot i_q \quad (3.13)$$

$$v_q = -R_s i_q - \frac{L_q di_q}{dt} - \omega_r \cdot L_d \cdot i_d + \omega_r \cdot \lambda_m \quad (3.14)$$

Les équations de la f.é.m. selon le repère d-q de Park en mode génératrice de la machine sont exprimées par:

$$E_d = \omega_r \cdot L_q \cdot i_q \quad (3.15)$$

$$E_q = -\omega_r \cdot L_d \cdot i_d + \omega_r \cdot \lambda_m \quad (3.16)$$

Le couple électromagnétique est formulé par la relation suivante :

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} (\lambda_m \cdot i_q + (L_d - L_q) i_d \cdot i_q) \quad (3.17)$$

Dans les machines à aimants permanents à rotor lisse, les inductances statorique le long de l'axe "d" et de l'axe "q" sont égaux ($L_d = L_q$), d'où le couple devient :

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} (\lambda_m \cdot i_q) \quad (3.18)$$

Le couple électromagnétique Γ_e est directement proportionnelle au courant du stator selon l'axe «q» (i_q); donc, le couple électromagnétique peut être contrôlé par le contrôle de ce courant.

$$\Gamma_e^* = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} (\lambda_m \cdot i_q^*) \quad (3.19)$$

Le courant de référence le long de l'axe «q» (i_q), est utilisé pour contrôler la génératrice peut être de la forme suivante:

$$i_q^* = \frac{4}{3} \left(\frac{\Gamma_e^*}{P \lambda_m} \right) \quad (3.20)$$

Le couple électromagnétique Γ_e^* est estimé à partir de la régulation de la vitesse.

Comme la turbine est reliée directement à la PMSG, l'équation de la dynamique de la PMSG est donnée par:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = \Gamma_{mec} - \Gamma_e \quad (3.21)$$

Avec :

J et Γ_{mec} : Respectivement, le moment d'inertie total en (Kg. m²) et le couple mécanique de la turbine, en (N. m)

3.2.3. Stratégie d'extraction du MPPT

La procédure pour extraire le maximum de puissance (MPPT) produite par la turbine en temps réel est basée uniquement sur la mesure de la vitesse du vent et de l'angle de calage β . Au début, l'algorithme calcul la puissance mécanique, puis trace point par point cette puissance en fonction de la vitesse de rotation de la machine et ensuite, il stocke toutes ces données. A chaque itération, l'algorithme dessine une autre caractéristique de la turbine concordante aux d'autres valeurs mesurées de la vitesse du vent et de l'angle bêta afin d'extraire le point maximum correspond à la puissance maximale P_{max} et la vitesse de rotation optimale ω^* . La consigne de vitesse ω^* est également extraite, et doit être utilisée dans le contrôle de la GSAP pour forcer la vitesse de la machine de suivre cette référence. L'organigramme du MPPT algorithme est représenté comme suit:

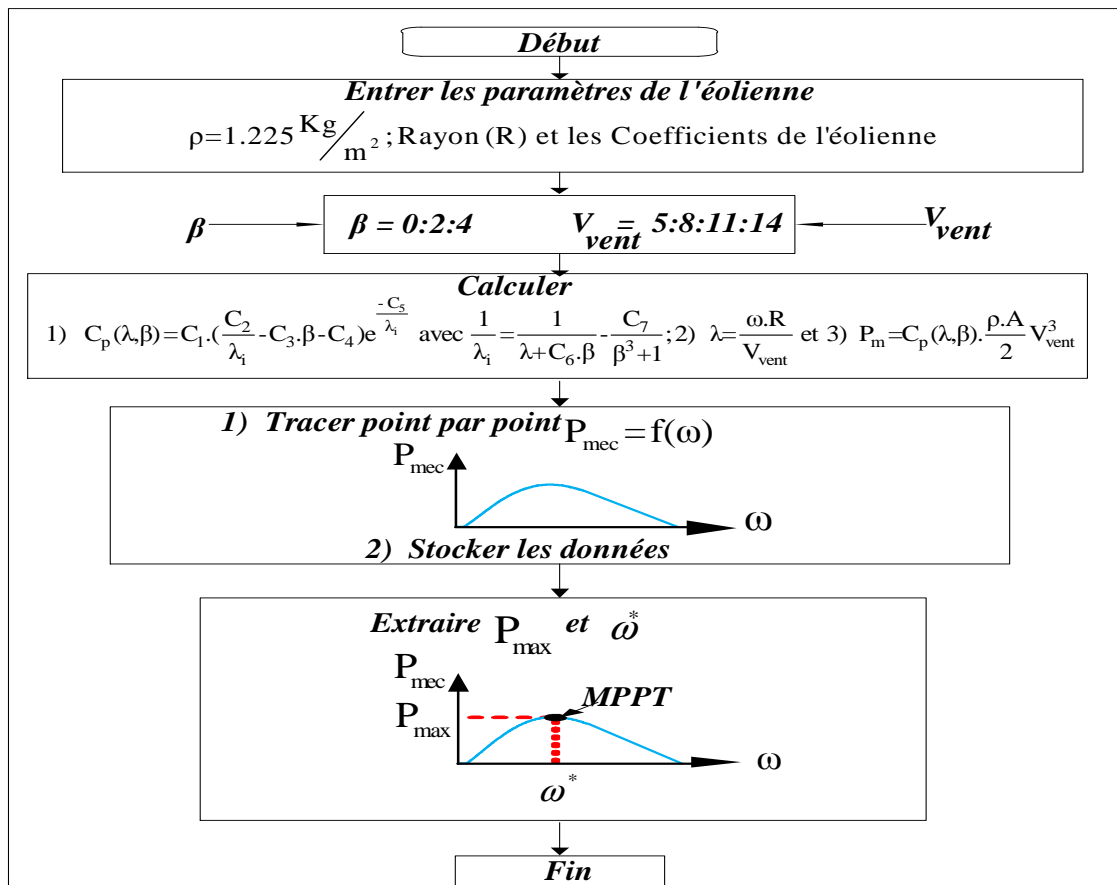


Figure 3.4 Schéma représentatif de l'organigramme d'extraction du MPPT.

3.2.4. Stratégie de contrôle de la GSAP

La vitesse de référence de rotation obtenue par le MPPT algorithme est comparée à la vitesse mesurée de la GSAP. Le régulateur PI est utilisé pour adapter la vitesse mesurée de suivre la vitesse de référence. À la sortie du régulateur PI, le couple électromagnétique est estimé Γ_e^* . En utilisant l'équation (3.20), le courant de référence i_q^* le long de l'axe ``q`` est obtenu. Le courant i_q^* est transformé de ``d-q`` en ``abc`` en utilisant la transformation de Park. À la sortie, les courants de référence obtenus (i_{abc}^*) dans le plan ``abc`` sont comparés aux courants de stator mesurée ($i_{abc\ sta}$). L'erreur générée est utilisée comme entrée de la modulation par hystérésis afin d'obtenir les signaux de commande pour contrôler le redresseur. Le bloc de contrôle du redresseur est représenté par la figure suivante :

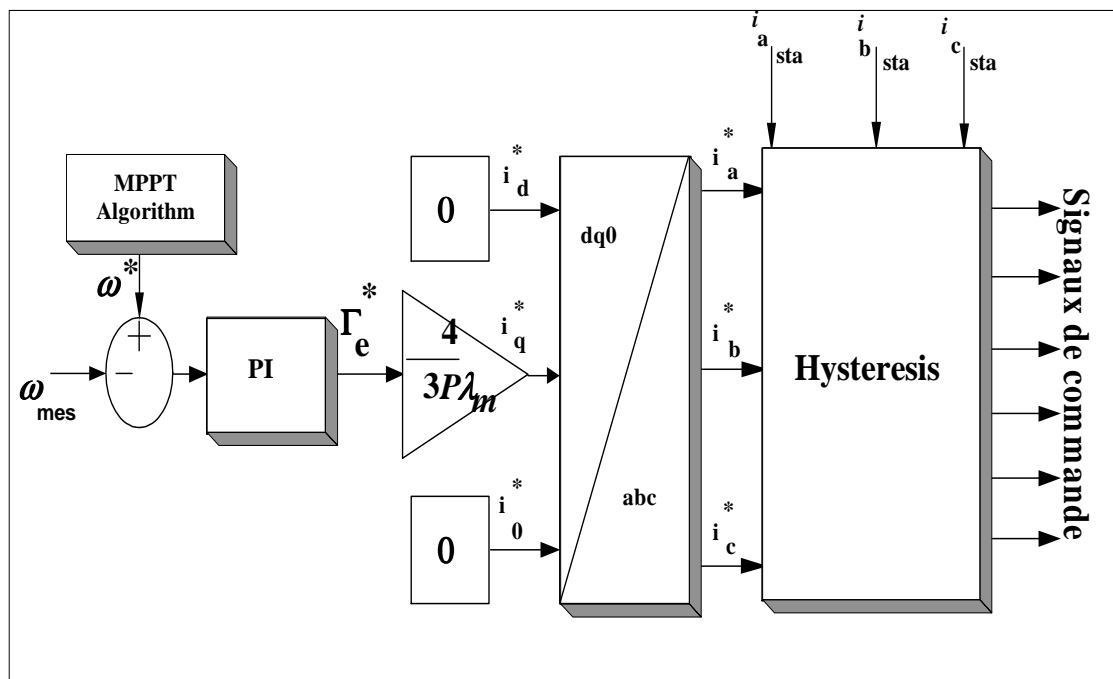


Figure 3.5 Schéma représentatif de la commande appliquée au convertisseur à courant continu de la GSAP.

Dans le mode de fonctionnement, le redresseur doit fournir l'ajustement de couple, ainsi que la vitesse de rotation pour définir le point de fonctionnement de la génératrice.

3.2.5. Stratégie de contrôle du filtre actif

Le filtre actif a pour rôle d'assurer le transfert de la puissance produite par l'éolienne, de maintenir la tension continue constante et de compenser les harmoniques, la puissance réactive et le déséquilibre de la charge. La procédure de contrôle est articulée sur le contrôle indirect du filtre en utilisant les courants de la source. La stratégie de contrôle est montrée par la figure ci-dessous où la tension du bus continu mesurée V_{dc} est comparée à une tension de référence V_{dc}^* . L'erreur générée sert à l'entrée d'un régulateur PI. La sortie du régulateur PI estime l'amplitude du courant de source I_{sm} . Ce courant se charge de la puissance active demandée par l'onduleur afin de maintenir la tension du bus continu et les pertes dans le convertisseur constante. Les courants de références instantanées de la source (i_a^* , i_b^* et i_c^*) sont estimés en multipliant le courant I_{sm} par trois vecteurs unitaires (U_a , U_b et U_c). La boucle à verrouillage de phase (PLL) a pour rôle d'extraire l'angle de synchronisation θ à partir des tensions de la source (v_a , v_b et v_c). La référence de courant de neutre i_n^* du réseau est mise à zéro. L'erreur générée entre la référence de courant (i_a^* , i_b^* et i_c^*) et les courants mesurés (i_a , i_b et i_c) sert en tant qu'entrée pour la technique de modulation d'hystérésis pour générer les signaux de commande. Les équations utilisées pour la commande de filtre actif sont les suivantes:

$$\begin{cases} U_a = \sin(\theta) \\ U_b = \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_c = \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.22)$$

$$\begin{cases} i_a^* = I_{sm} \cdot U_a \\ i_b^* = I_{sm} \cdot U_b \\ i_c^* = I_{sm} \cdot U_c \\ i_n^* = 0 \end{cases} \quad (3.23)$$

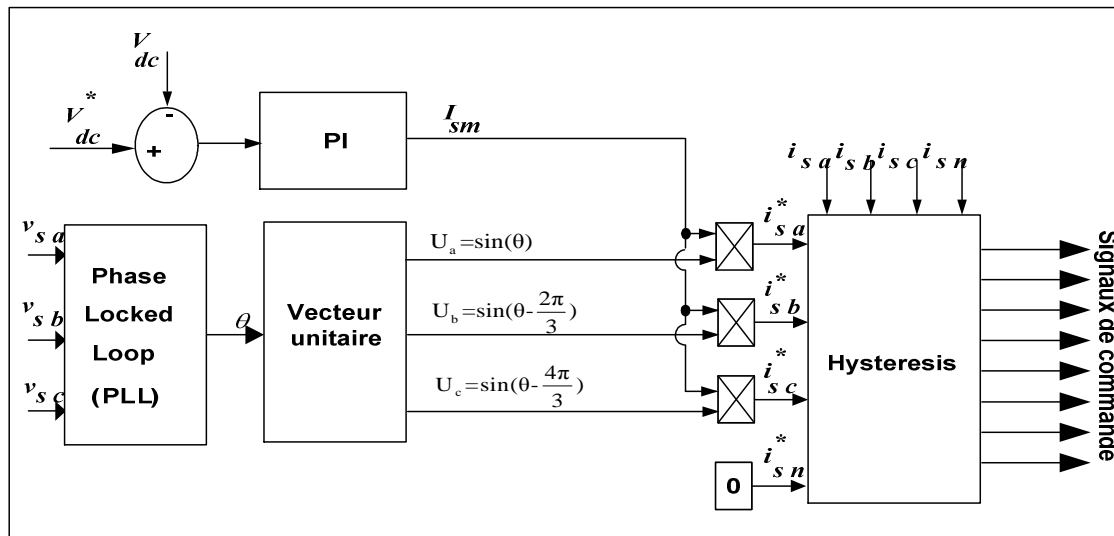


Figure 3.6 Schéma bloc de la commande indirecte appliquée au filtre actif.

3.2.6. Résultats de simulation

Dans cette étude, l'éolienne à vitesse variable basée sur une génératrice synchrone à aimant permanent (VSWT/GSAP) connectée au réseau électrique via deux convertisseurs statiques : redresseur (AC-DC) et onduleur (DC-AC) afin d'alimenter une charge non-linéaire déséquilibrée à quatre bras a été modélisée, simulée et validée en utilisant MATLAB/Simulink. L'extraction de la puissance maximale disponible de l'éolienne qui correspond à la vitesse de référence pour la génératrice GSAP est réalisée en utilisant un programme en temps réel. La génératrice GSAP est d'abord modélisée afin d'être commandée et régulée à la vitesse de référence obtenue par MPPT algorithm. La technique de contrôle indirecte est appliquée au filtre actif afin de réguler la tension du bus cc, la compensation de la puissance réactive et la compensation d'harmoniques de courant de la charge déséquilibrée. La simulation montre également que le THD des courants de la source est inférieure à 5%, tel que recommandé par la norme IEEE-519.

La caractéristique de l'éolienne représentée sur la figure 3.7 est obtenue en utilisant le programme d'extraction de la puissance maximale pour des valeurs de vitesse de vent (5, 8, 11 et 14 m / s) et la valeur de l'angle d'inclinaison bêta (0 °). Cette caractéristique indique le bon fonctionnement du MPPT algorithm confirmant l'extraction de MPPT de chaque courbe (MPPT₁, MPPT₂, MPPT₃ et MPPT₄)

correspondant à la puissance mécanique maximale P_{\max} et à la vitesse de rotation de référence ω^* .

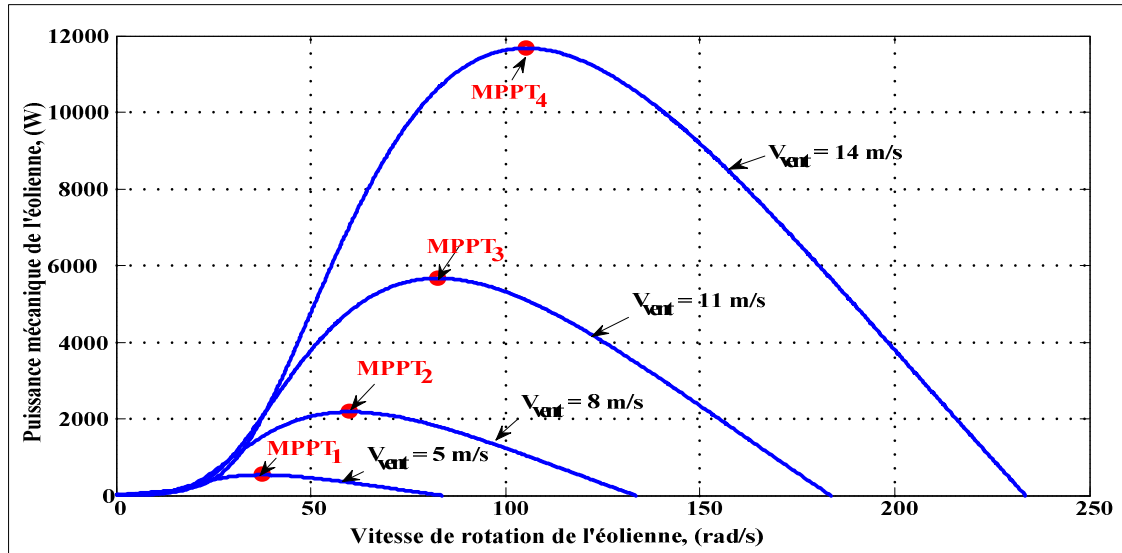


Figure 3.7 Caractéristique de l'éolienne avec MPPT pour des vitesses du vent égales à : $V_{\text{vent}} = 5\text{ m/s}$, $V_{\text{vent}} = 8\text{ m/s}$, $V_{\text{vent}} = 11\text{ m/s}$, $V_{\text{vent}} = 14\text{ m/s}$ et $\beta = 0^\circ$.

La figure 3.8 montre le bon comportement du système à des vitesses différentes du vent et avec un angle d'inclinaison égal à zéro. Ces simulations montrent que les vitesses de rotor de la machine GSAP suivent leurs vitesses de référence ω_1^* , ω_2^* , ω_3^* et ω_4^* obtenue par MPPT algorithm qui correspond à la projection sur l'axe des abscisses de leurs points de puissances maximale respectivement MPPT₁, MPPT₂, MPPT₃ et MPPT₄.

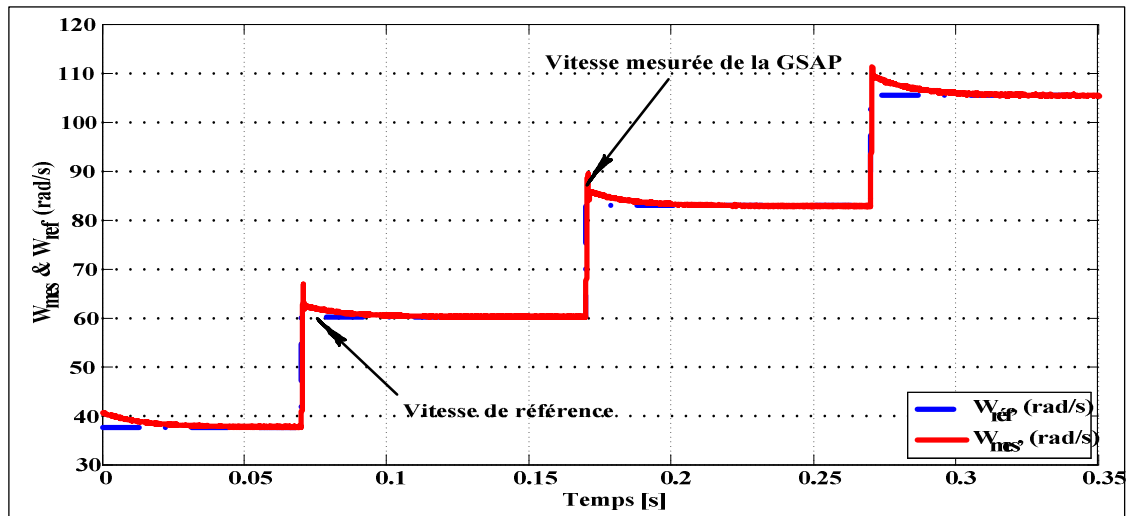


Figure 3.8 Schéma représentatif de la vitesse mesurée et de référence de la GSAP pour les vitesses du vent $V_{vent} = 5\text{m/s}$, $V_{vent} = 8\text{m/s}$, $V_{vent} = 11\text{m/s}$, $V_{vent} = 14\text{m/s}$ et l'angle de calage $\beta = 0^\circ$.

La figure 3.9 montre les résultats de simulation du système avec une charge non linéaire déséquilibrée à 4 bras. À partir de $t = 0\text{ s}$ à $t = 0.08\text{s}$, la vitesse de vent est faible et la vitesse de fonctionnement de la GSAP est lente, c'est pour cette effet, le réseau est l'unique qui alimente la charge. De $t = 0.08\text{s}$ à $t = 0.17\text{s}$, l'éolienne est activé et réglé pour différentes de vitesses correspondant à la puissance maximale disponible. La GSAP commence de délivrer de la puissance ce qui réduit légèrement la quantité d'énergie fournie par le réseau. De $t = 0.17\text{s}$ à 0.27s , l'éolienne délivre suffisamment de puissance. D'où l'alimentation de la charge est assurée seulement par l'éolienne, ce qui peut être vérifié dans la figure 3.11. De $t = 0.27\text{s}$ à $t = 0.35\text{s}$, l'éolienne alimente la charge toute seule et le réseau reçoit la puissance excédentaire générée par l'éolienne. On peut voir aussi que les courants et les tensions de la source sont en phases quand l'éolienne est incapable d'alimenter la charge et en oppositions lorsque le réseau reçoit l'excédent de l'énergie produite par l'éolienne.

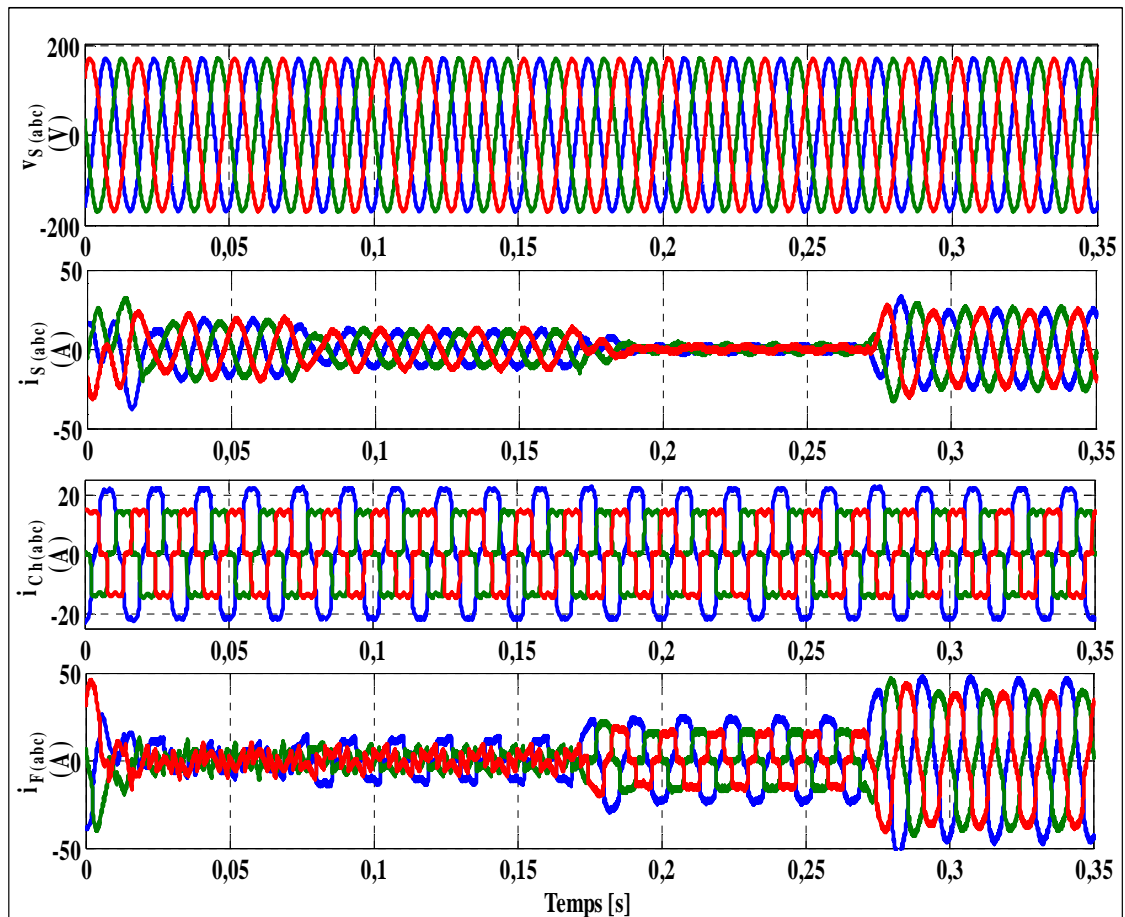


Figure 3.9 Formes d'onde des tensions de la source, des courants de la source, des courants de la charge et des courants de l'onduleur respectivement lorsque le système est sous les conditions des vitesses du vent $V_{vent} = 5\text{m/s}$, $V_{vent} = 8\text{m/s}$, $V_{vent} = 11\text{m/s}$, $V_{vent} = 14\text{m/s}$ et l'angle de calage $\beta = 0^\circ$.

On peut voir sur la figure 3.10, la tension du bus continu est maintenue constante au cours de différentes conditions de fonctionnement de système. Aussi, le courant de neutre à partir de $t = 0\text{s}$ à $t = 0.03\text{s}$ n'est pas compensé parce que les courants de la source sont déséquilibrés et le quatrième bras du filtre actif n'est pas encore activé. Pour rendre plus équilibrée, le quatrième bras de l'onduleur est activé à partir de $t = 0.03\text{s}$ à $t=0.35\text{s}$ et le courant de neutre est forcé de suivre sa référence $i_n^* = 0$.

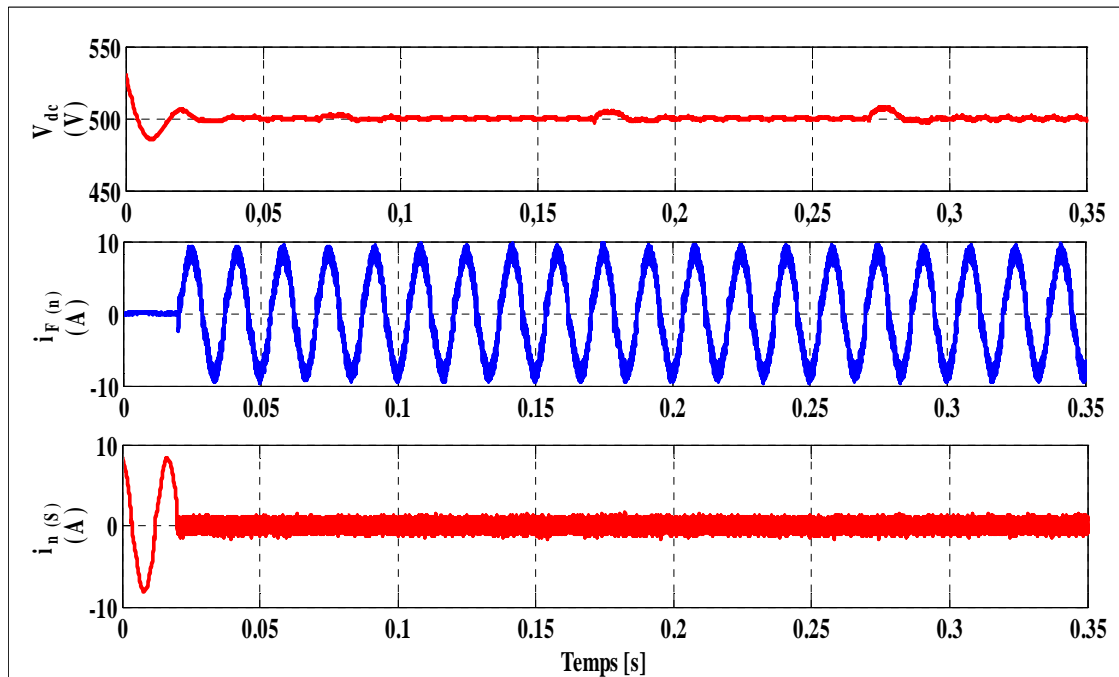


Figure 3.10 Formes d'onde de la tension de bus continue, du courant de neutre de l'onduleur et du courant de neutre du réseau respectivement lorsque le système est sous les conditions des vitesses du vent $V_{vent} = 5\text{m/s}$, $V_{vent} = 8\text{m/s}$, $V_{vent} = 11\text{m/s}$, $V_{vent} = 14\text{m/s}$ et l'angle de calage $\beta = 0^\circ$.

Dans la figure 3.11, et à partir de $t = 0\text{ s}$ à $0,08\text{ s}$, l'éolienne n'est pas en mesure d'alimenter la charge non linéaire toute seule à cause de pas assez de vitesse du vent. Dans ce cas, c'est le réseau qui assure l'alimentation de la charge. De $t = 0,08$ à $t = 0,35\text{s}$, l'éolienne produit beaucoup d'énergie à cause de l'augmentation de la vitesse du vent. De $t = 0,2\text{s}$ à $0,35\text{s}$ l'éolienne est en mesure d'alimenter la charge toute seule et d'envoyer le surplus de la puissance au réseau.

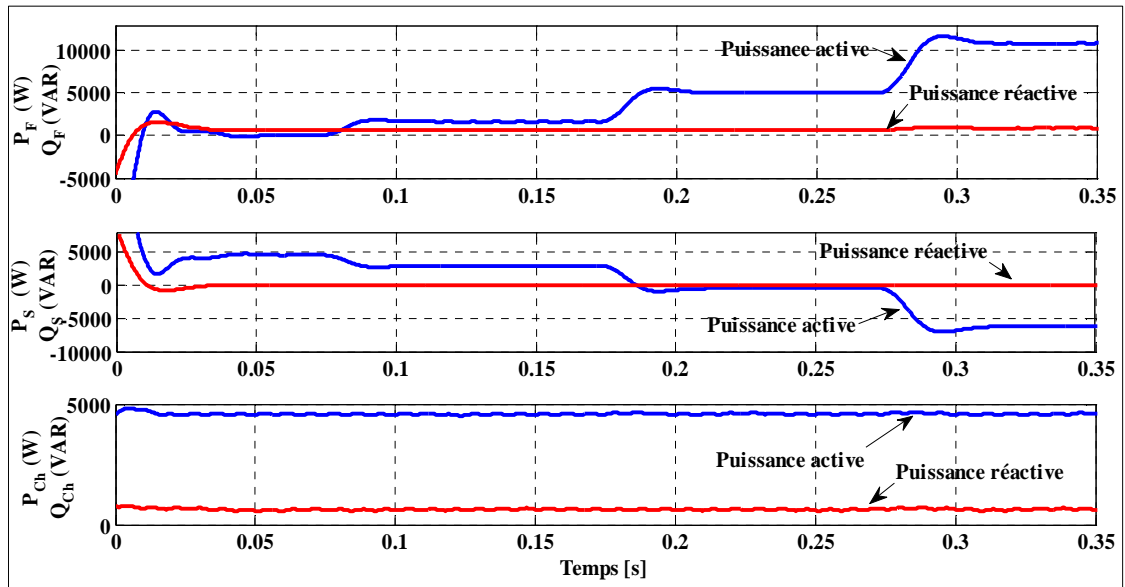


Figure 3.11 Écoulement de puissance au niveau du filtre, du réseau et de la charge respectivement lorsque le système est sous les conditions des vitesses du vent $V_{vent} = 5\text{m/s}$, $V_{vent} = 8\text{m/s}$, $V_{vent} = 11\text{m/s}$, $V_{vent} = 14\text{m/s}$ et l'angle de calage $\beta = 0^\circ$.

La figure 3.12 montre la FFT (Fast Fourier Transform) appliquée au courant de source de la phase (a) pour 5 périodes ainsi que sa distorsion harmonique totale (THD) qui est égale à 2,80%, ce qui respecte les normes d'IEEE-519 sur la qualité d'énergie.

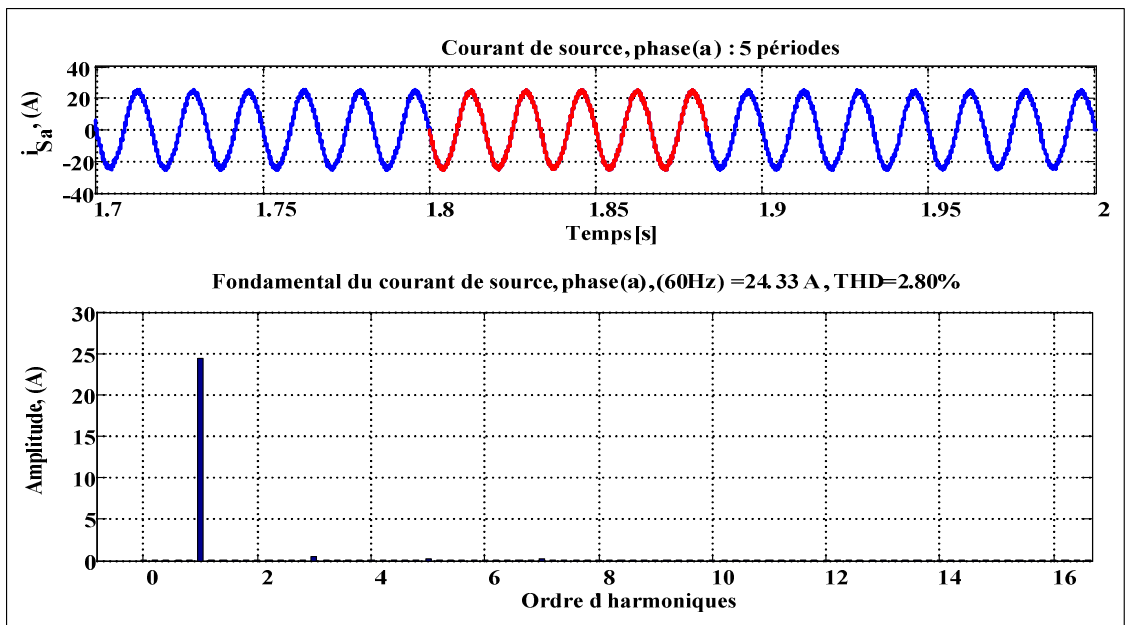


Figure 3.12 Analyse de la FFT du courant de source pour la phase (a) et son THD.

3.3. Description du deuxième système avec la commande directe

Le deuxième système est constitué d'une éolienne à base d'une génératrice synchrone à aimant permanent (GSAP), deux convertisseurs statique (redresseur et onduleur), une charge non-linéaire et un réseau électrique hautement déséquilibré. L'énergie produite par l'éolienne est dédiée pour alimenter la charge non-linéaire triphasée raccordée à la source à travers un redresseur qui convertie cette énergie alternative en continue et un onduleur qui converti cette dernière énergie continue en énergie alternative. L'excédent de l'énergie produite par l'éolienne est envoyé au réseau. La figure ci-dessous montre le deuxième système éolien étudié.

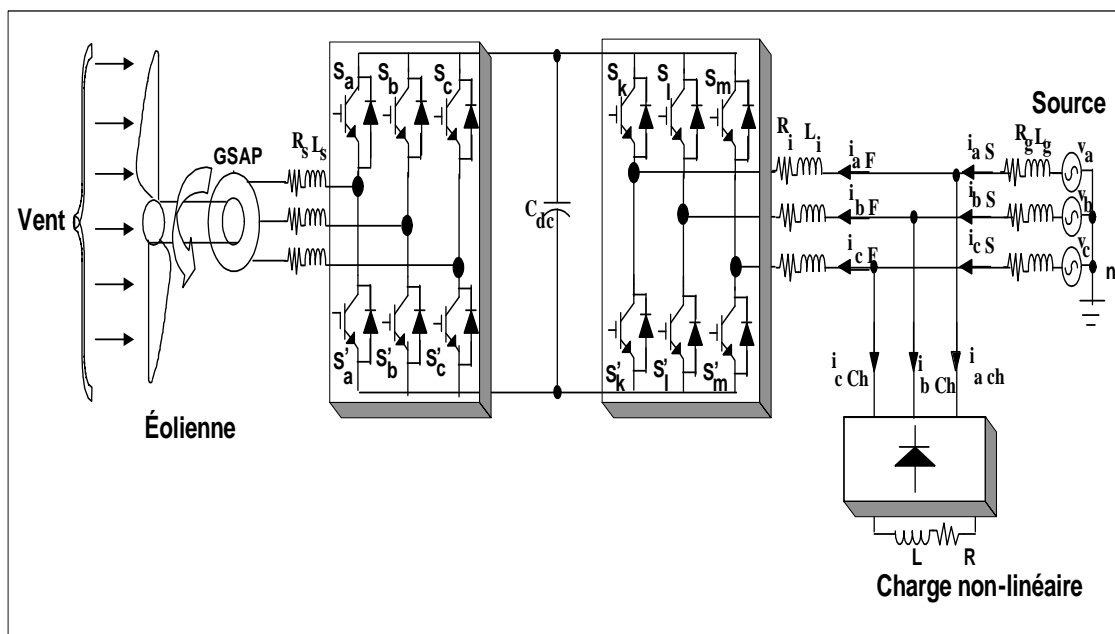


Figure 3.13 Schéma représentatif d'un système éolien alimentant une charge non-linéaire.

Les paramètres du système sont montrés par le tableau suivant :

Tableau 3.2 : Paramètres du système 2.

Paramètres du système			
Éolienne	GSAP	Réseau et charge	Redresseur et onduleur
$\rho=1.225$ kg/m^3 $R=1.5\text{m}$ $C_1=0.22;$ $C_2=116$ $C_3=0.4; C_4=5$ $C_5=12.5;$ $C_6=0.08$ $C_7=0.035$	$V=285\text{V}$ $p=8$ $J=0.0016 \text{ kg.m}^2$ $P = 11\text{Kw}$	$V_{\text{rmsPh-h}}=208\text{V}$ $\text{Phas(deg)} =0$ $\text{Freq(Hz)} =60$ $R_g=0.001\Omega$ $L_g=0.5\text{mH}$ $R=20\Omega$ $L=10\text{mH}$	$K_{\text{Prect}}=10$ $K_{\text{Irect}}=700$ $K_{\text{Pinv}}=1$ $K_{\text{Iinv}}=500$ $C_{\text{dc}}=3000\mu\text{F}$ $V_{\text{dc}}=500\text{V}$ $R_i=0.001\Omega$ $L_i =0.5\text{mH}$

La stratégie d'extraction de la puissance maximale et le contrôle de la GSAP à travers le redresseur est la même que du premier système, sauf le contrôle de l'onduleur a changé. Il s'agit d'un contrôle direct des courants de filtre actif.

3.3.1. Stratégie de contrôle du filtre actif

Dans cette application, la technique de commande dite directe du courant du filtre actif est appliquée. La tension du bus continu mesurée V_{dc} du filtre actif est comparée avec une tension de référence V_{dc}^* , l'erreur engendrée sert d'entrée pour le régulateur proportionnel-intégrateur PI. La sortie du régulateur PI devient une estimation du courant maximum de la source I_{sm} . Ce courant I_{sm} prend soin de la puissance active demandée par le filtre actif et les pertes engendrées dans l'onduleur. Les courants de référence instantanés de la source (i_{sa}^* , i_{sb}^* et i_{sc}^*) sont obtenus en multipliant le courant maximum I_{sm} par trois vecteurs unitaires (U_{sa} , U_{sb} et U_{sc}) déterminés à partir des tensions de la source (v_{sa} , v_{sb} et v_{sc}).

$$\begin{cases} U_{s a} = \frac{v_{s a}}{V_m} \\ U_{s b} = \frac{v_{s b}}{V_m} \\ U_{s c} = \frac{v_{s c}}{V_m} \end{cases} \quad (3.24)$$

La tension maximale V_m est déterminée par la relation suivante:

$$V_m = \sqrt{\frac{2}{3}(v_{s a}^2 + v_{s b}^2 + v_{s c}^2)} \quad (3.25)$$

Les courants de référence instantanés de la source ($i_{s a}^*$, $i_{s b}^*$ et $i_{s c}^*$) obtenus sont comparés aux courants de la charge mesurés ($i_{Ch a}$, $i_{Ch b}$ et $i_{Ch c}$). L'erreur engendrée représente les courants de référence de filtre actif ($i_{F a}^*$, $i_{F b}^*$ et $i_{F c}^*$). Ces courants de référence de filtre actif sont comparés directement aux courants mesurés de filtre actif ($i_{F a}$, $i_{F b}$ et $i_{F c}$). L'erreur générée est comparée à un signal triangulaire de la technique de MLI pour procréer les signaux de commande des gâchettes du filtre actif. Le bloc de commande du filtre actif est représenté par la figure suivante :

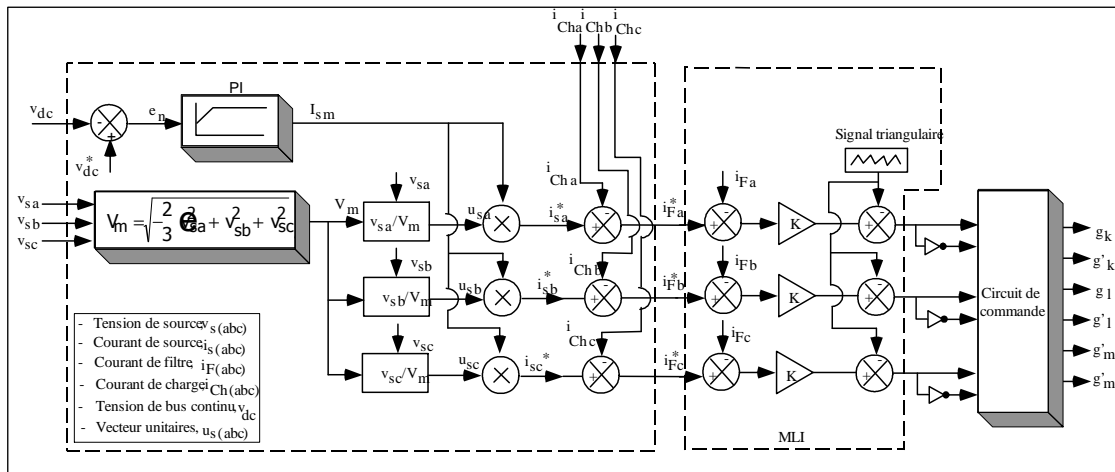


Figure 3.14 Schéma bloc de la commande directe appliquée au filtre actif.

3.3.2. Résultats de simulation

Il s'agit dans ce deuxième système, une éolienne à vitesse variable basée sur une génératrice synchrone à aimant permanent (VSWT/GSAP) connectée au réseau électrique hautement déséquilibré en alimentant une charge non-linéaire triphasée à travers un

redresseur et un onduleur. L'extraction du MPPT et le contrôle de la génératrice GSAP sont les mêmes que dans le premier système. Une autre technique de contrôle dite directe du filtre actif est appliquée pour assurer le transfert de l'énergie produite par l'éolienne, de maintenir la tension du bus continu constante, de compenser la puissance réactive et les harmoniques des courants engendrés par la charge triphasée. Les résultats de simulation sous le logiciel MATLAB/Simulink, montrent la performance de la commande indirecte soutenue au contrôle du filtre actif pour l'ensemble du système avec un taux de distorsion harmonique inférieure à 5%, tel qu'il est conseillé par la norme IEEE-519 sur la qualité d'énergie. Le temps de simulation du système global est de $t = 0$ s à $t = 2.5$ s. Mais pour que les formes de signaux soient claires et visibles, le temps considéré pour quelques signaux est entre 2.45 s et 2.5 s.

La figure 3.15 représente la caractéristique de l'éolienne obtenue par MPPT algorithme pour des vitesses du vent égales à : $V_{vent} = 11\text{m/s}$, $V_{vent} = 14\text{m/s}$ et l'angle de calage $\beta = 0^\circ$. Le MPPT de chaque courbe (MPPT₁ et MPPT₂) correspond chacun à sa puissance maximale et sa vitesse de référence successivement (P_{max1} et ω_1^*) et (P_{max2} et ω_2^*).

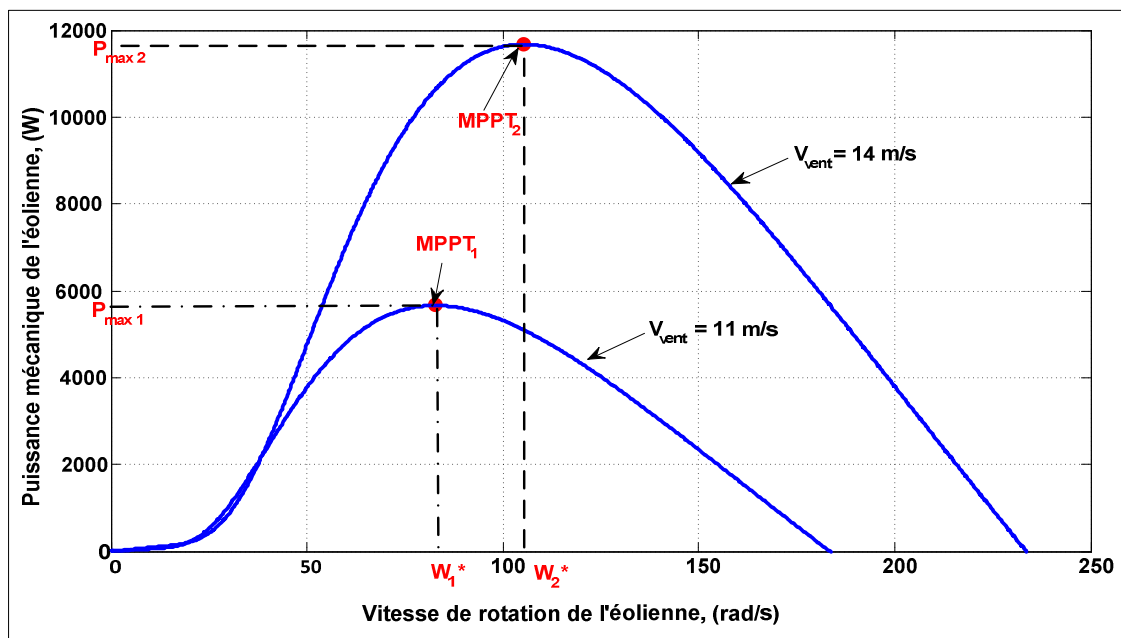


Figure 3.15 Caractéristique de l'éolienne avec MPPT pour des vitesses du vent égales à : $V_{vent} = 11\text{m/s}$, $V_{vent} = 14\text{m/s}$ et $\beta = 0^\circ$.

La figure 3.16 montre que les vitesses de rotor de la machine GSAP suivent leurs vitesses de référence obtenue par MPPT algorithm ($\omega_1^* = 82.8 \text{ rad/s}$ et $\omega_2^* = 105.4 \text{ rad/s}$).

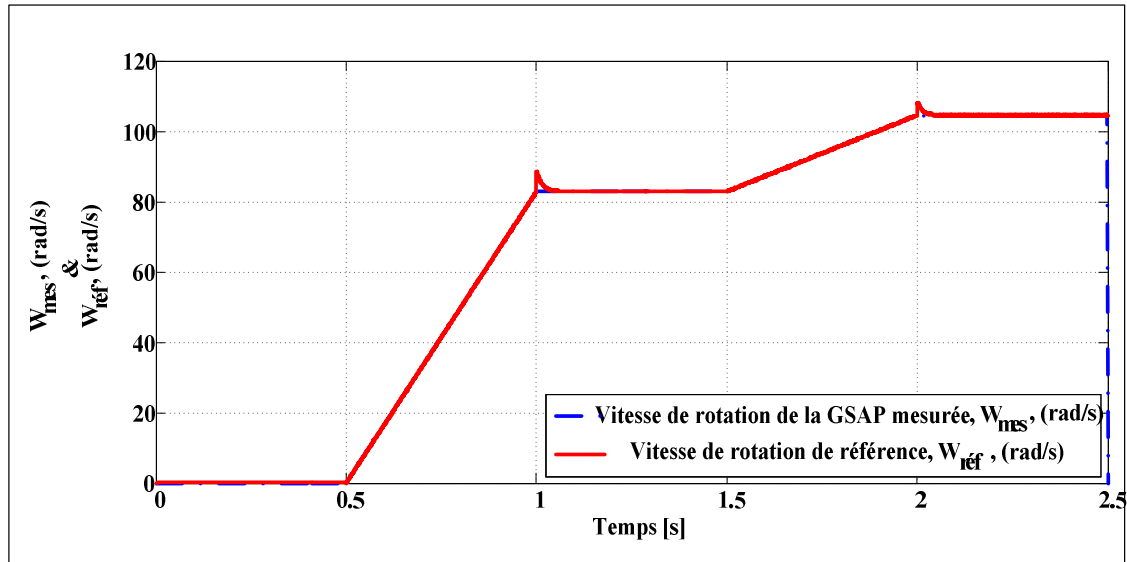


Figure 3.16 Schéma représentatif de la vitesse mesurée et de référence de la GSAP pour les vitesses du vent, $V_{vent} = 11\text{m/s}$, $V_{vent} = 14\text{m/s}$ et l'angle de calage $\beta = 0^\circ$.

La figure 3.17 montre respectivement, les tensions de la source déséquilibrée ($v_{s a}, v_{s b}, v_{s c}$), les courants de sources ($i_{s a}, i_{s b}, i_{s c}$), les courants de la charge non-linéaire ($i_{ch a}, i_{ch b}, i_{ch c}$) et les courants de compensation du filtre actif ($i_{F a}, i_{F b}, i_{F c}$). Il est très clair que les courants de source sont propres et sinusoïdaux, de plus, les courants et les tensions de la source sont en opposition, ce qui ramène que l'éolienne alimente la charge toute seule et le surplus de l'énergie est envoyé au réseau.

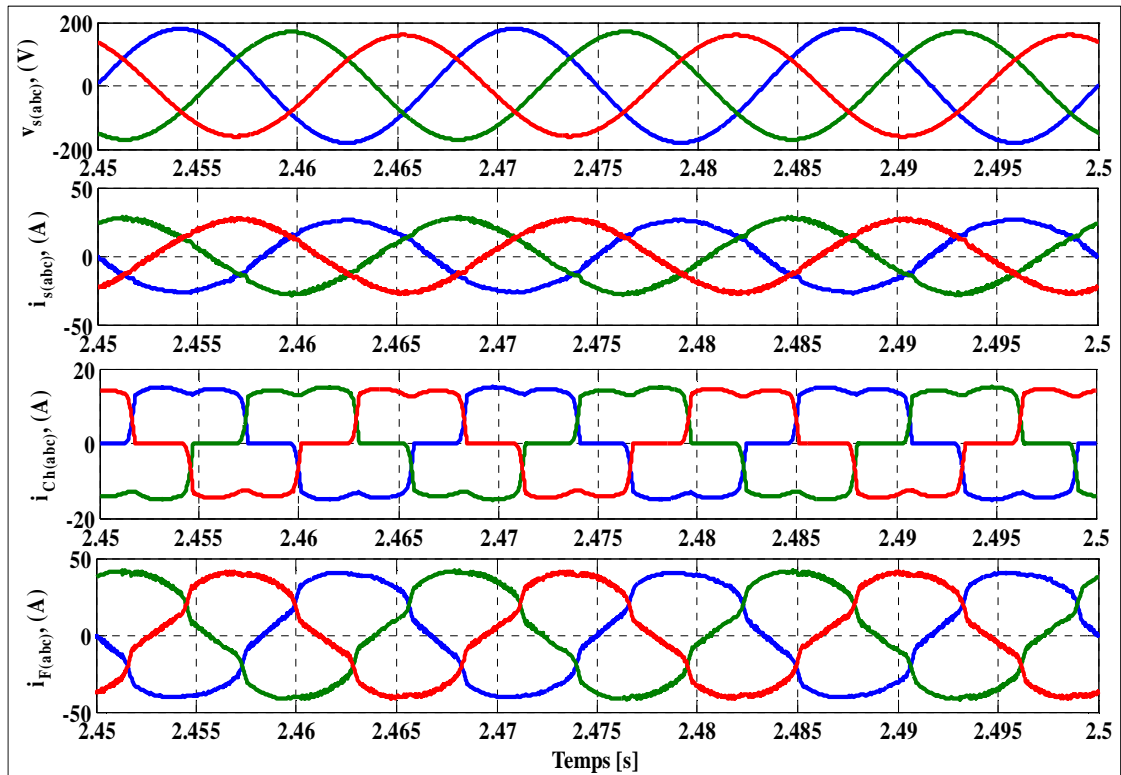


Figure 3.17 Schéma représentatif des tensions de la source, des courants de la source, des courants de la charge et des courants du filtre actif respectivement lorsque le système est sous les conditions des vitesses du vent, $V_{\text{vent}} = 11\text{m/s}$, $V_{\text{vent}} = 14\text{m/s}$ et l'angle de calage $\beta = 0^\circ$.

Dans la figure 3.18, la tension du bus continu est maintenue constante au long du temps de simulation sous les différentes variations de la vitesse du vent.

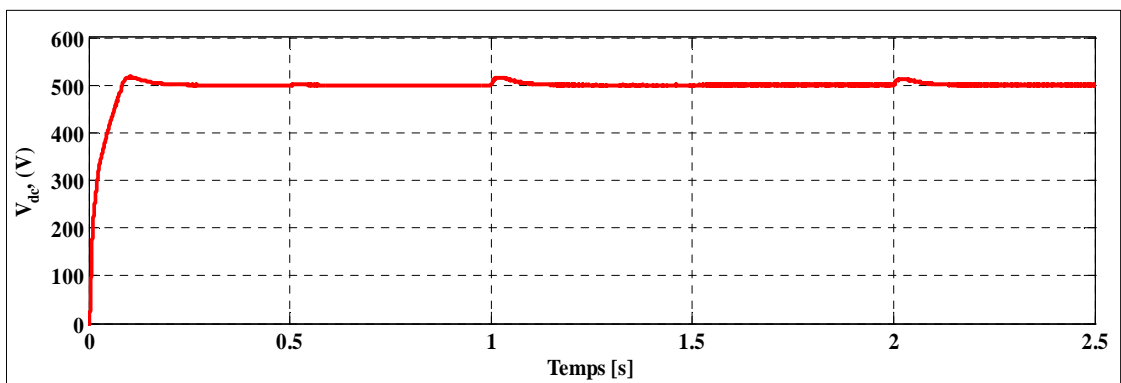


Figure 3.18 Schéma représentatif de la tension de bus continu lorsque le système est sous les conditions des vitesses du vent, $V_{\text{vent}} = 11\text{m/s}$, $V_{\text{vent}} = 14\text{m/s}$ et l'angle de calage $\beta = 0^\circ$.

La figure 3.19 montre l'écoulement de puissance du système. De $t = 0$ s à $t = 1$ s, le réseau est le seul qui alimente la charge parce que la vitesse du vent est faible. À partir de $t = 1$ s à 2.5 s, la croissance de la vitesse du vent est remarquable sur l'augmentation de la puissance produite par l'éolienne. Les puissances maximales pour les deux vitesses du vent $V_{vent} = 11m/s$ et $V_{vent} = 14m/s$ sont de valeurs respectivement $P_{max1} = 5.67$ Kw et $P_{max2} = 11.7$ Kw. Cette augmentation de puissance est suffisamment pour alimenter la charge non-linéaire. De plus, on peut distinguer que l'excédent de cette puissance est envoyé au réseau.

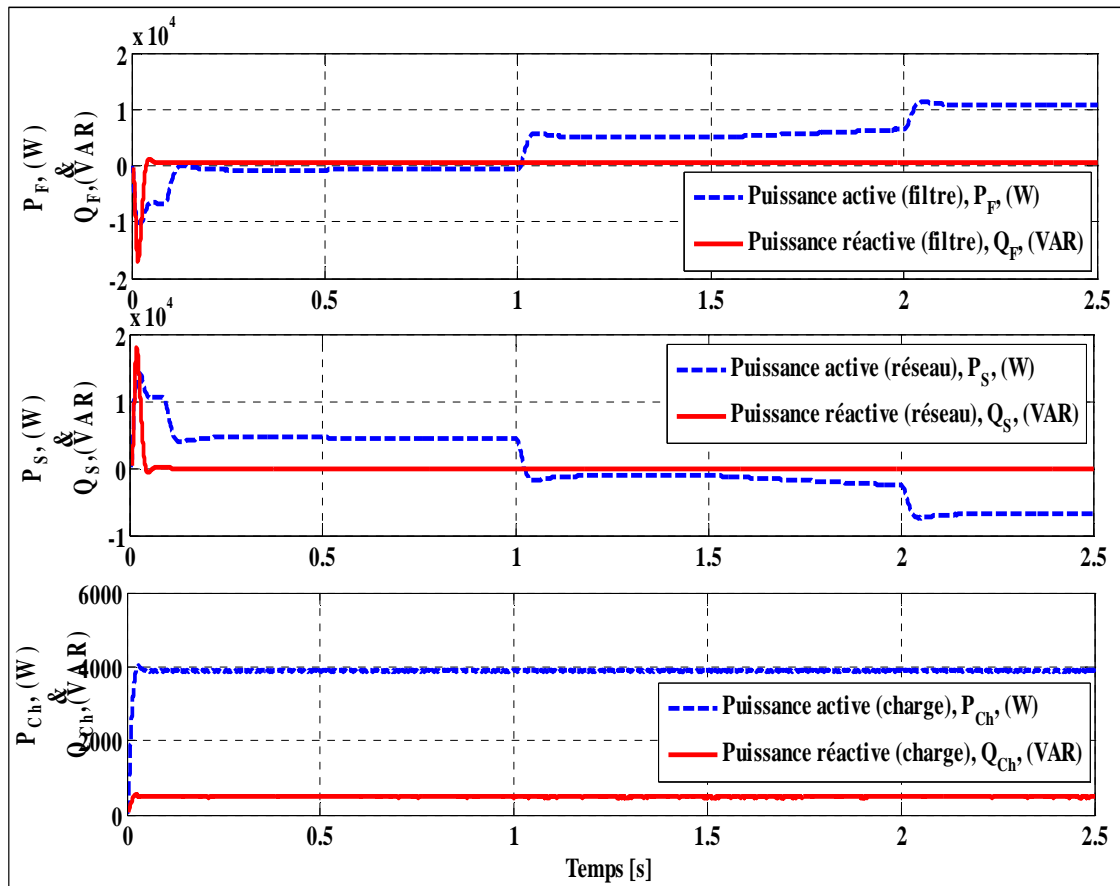


Figure 3.19 Schéma représentatif d'écoulement de puissance au niveau du filtre actif, du réseau et de la charge respectivement lorsque le système est sous les conditions des vitesses du vent, $V_{vent} = 11m/s$, $V_{vent} = 14m/s$ et l'angle de calage $\beta = 0^\circ$.

La FFT appliquée pour 5 périodes du courant de source de la phase (a) ainsi que son THD sont montrés dans la figure 3.20. En respectant la norme d'IEEE-519 sur la

qualité d'énergie, le taux de distorsion harmonique est inférieure à 5 %, il est égale à :
THD = 4.42%.

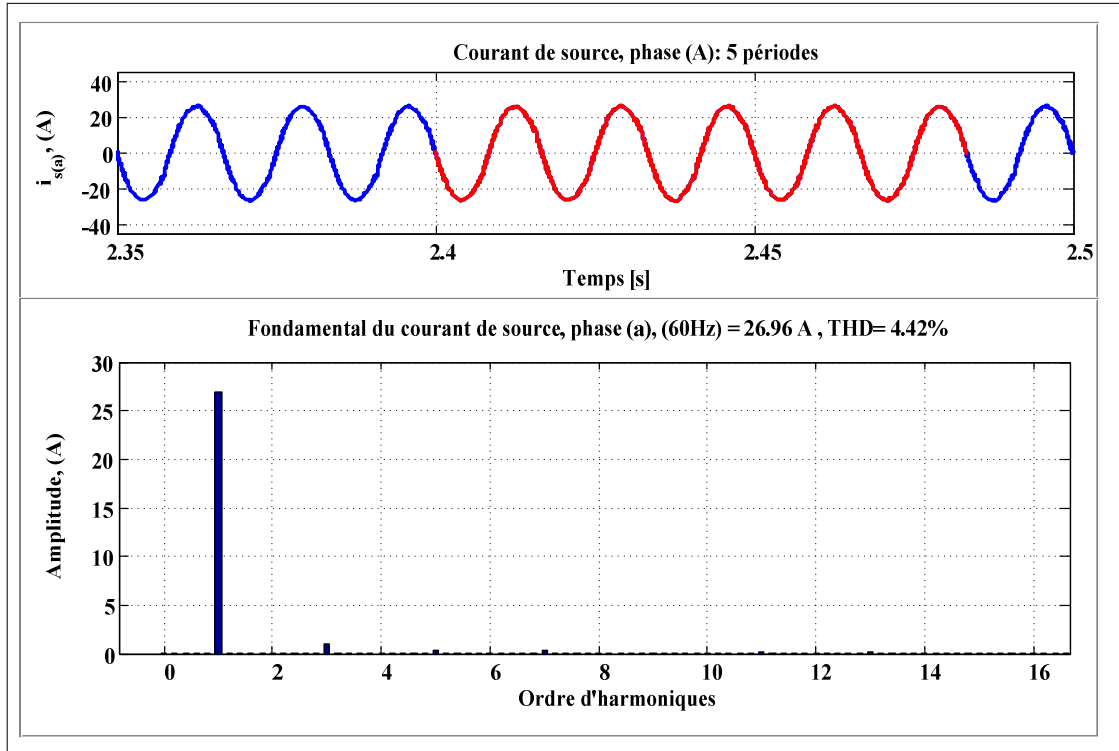


Figure 3.20 Schéma représentatif de l'analyse de la FFT du courant de source pour la phase (a) et son THD.

3.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux systèmes éoliens avec des différentes conditions de fonctionnement. Une nouvelle technique d'extraction de la puissance maximale sous forme d'un programme (MPPT algorithme) et deux différentes commandes appliquées au filtre actif sont dévoilées. Le premier système concerne une VSWT/GSAP dédié pour alimenter une charge non-linéaire déséquilibrée à quatre bras connectée au réseau électrique à travers deux convertisseurs statiques (AC-DC/DC-AC). Le deuxième système concerne aussi une VSWT/GSAP destiné pour alimenter une charge non-linéaire triphasée connectée au réseau électrique hautement déséquilibré par l'intermédiaire d'un redresseur et d'un onduleur.

La nouvelle technique d'extraction du MPPT a montré de bonnes performances pour les deux systèmes sous des différentes valeurs de vitesse du vent (5, 8, 11 et 14 m / s) et pour β égal à zéro pour le premier système et lorsque le deuxième système est sous seulement deux conditions des vitesses du vent, $V_{vent} = 11m/s$, $V_{vent} = 14m/s$ et l'angle de calage $\beta = 0^\circ$.

Les deux systèmes sont conçus pour alimenter en continu la charge non-linéaire. Si la GSAP est capable de fournir plus d'énergie, le surplus de cette énergie est envoyé directement au réseau, dans le cas contraire c'est le réseau qui assure la différence.

Dans les deux systèmes, les algorithmes de contrôle (indirect et direct) appliqués au filtre actif ont montré de bonnes performances sur la qualité de l'énergie électrique (compensation des courants harmoniques, compensation de la puissance réactive, le déséquilibre de la charge, le déséquilibre de la tension de réseau et la régulation de la tension de bus continu). De plus, le courant du neutre de la source est mis à zéro quand le quatrième bras du filtre actif est actionné et le taux de distorsion d'harmoniques pour les deux systèmes est inférieur à 5 %, ce qui respecte la norme d'IEEE-519 sur la qualité d'onde.

Chapitre 4

Rapidité de réponse du filtre actif dans le système photovoltaïque

4.1. Introduction :

Pour apercevoir la rapidité de réponse du filtre actif sur les différentes parties des systèmes photovoltaïques, deux systèmes photovoltaïques sous des différentes conditions de fonctionnement sont considérés. Au début, nous nous présentons en détail le fonctionnement du système photovoltaïque, la modélisation d'une cellule et d'un module photovoltaïque, la méthode d'extraction de la puissance maximale du panneau photovoltaïque en utilisant l'algorithme perturbe et observe (P&O), la modélisation du convertisseur statique DC-DC (BOOST), les différentes étapes de la commande dite des puissances instantanées (p-q) et la modélisation du filtre actif dans le repère (d-q). À la fin de chaque système étudié, nous présentons les résultats de simulations menés à l'aide du logiciel de calcul scientifique MATLAB/Simulink.

4.2. Description du premier système avec la commande des puissances p-q

Le système étudié se compose d'un panneau photovoltaïque (PV), un convertisseur BOOST (DC-DC), un filtre actif (DC-AC) et une charge non-linéaire variable [84]. L'énergie produite par le panneau photovoltaïque est destinée pour alimenter la charge non-linéaire variable à travers les deux convertisseurs. Le surplus de l'énergie est envoyé au réseau électrique. Le réseau électrique alimente la charge quand le PV est incapable de fournir l'énergie. La figure 4.1 montre cette configuration du panneau photovoltaïque.

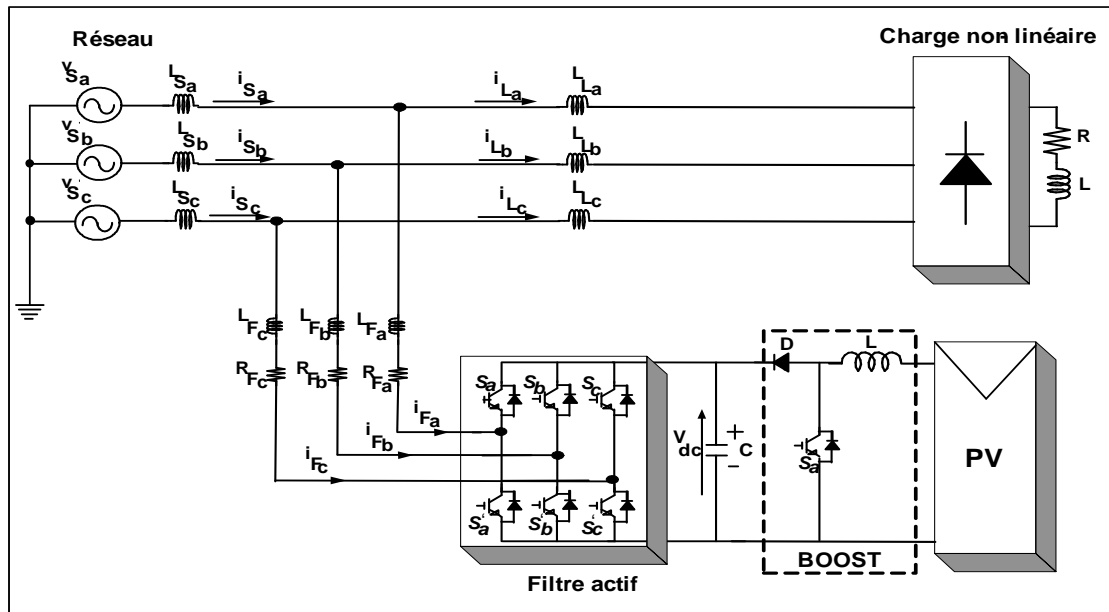


Figure 4.1 Configuration du système étudié.

Les paramètres du système sont montrés par le tableau suivant :

Tableau 4.1 : Paramètres du système 1.

Réseau électrique	BOOST	Filtre	Charge	PV	Lignes
$V_{rms\ Ph-Ph} = 208V$	$L = 7mH$	$C_{dc} = 3000\mu F$	$R = 10\Omega$	$R_p = 120\Omega$	$R_{rés} = 0.001\Omega$
Phase (deg) = 0	$C = 2000\mu F$	$V_{dc\ ref} = 500V$	$L = 10mH$	$R_s = 0.05\Omega$	$L_{rés} = 0.9mH$
Fréquence = 60 Hz				$I_0 = 1e^{-9}A$	$R_{ch} = 0.001\Omega$
				$N_s = 800$	$L_{ch} = 0.5mH$
				$N_p = 150$	$R_{fil} = 0.001\Omega$
					$L_{fil} = 5mH$

4.2.1. Module Photovoltaïque

Un générateur photovoltaïque ou module est composé d'un ensemble de cellules photovoltaïques simples montées en série et/ou parallèle.

4.2.1.1. Modèle d'une cellule photovoltaïque

Une cellule photovoltaïque peut être illustrée par son schéma équivalent et aussi peut être modélisé par un générateur de courant (I_{ph}), une diode (D), et une résistance en parallèle (R_P) avec une résistance série (R_S) comme le montre la figure 4.2.

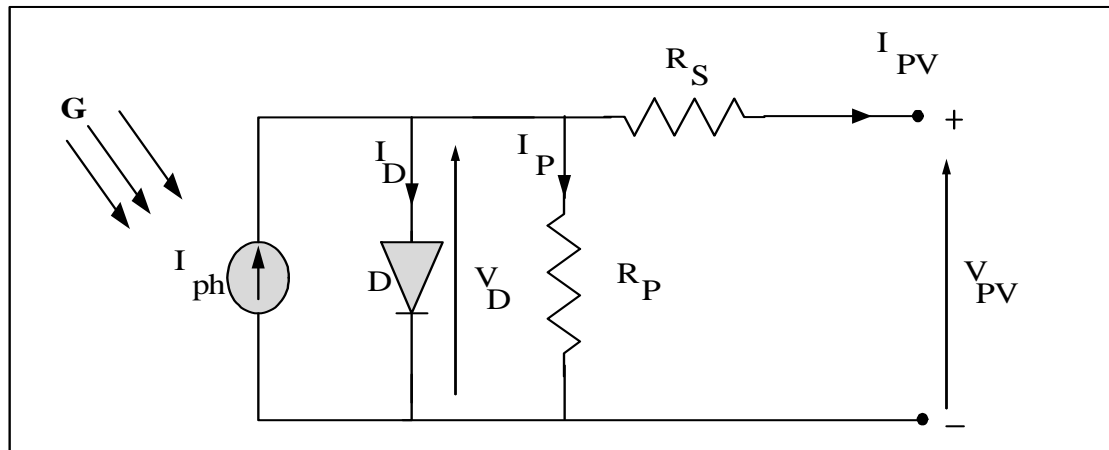


Figure 4.2 Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque

Le générateur de courant I_{ph} fournit un courant proportionnel à l'intensité lumineuse. La résistance R_P modélise les fuites de courant aux bords de jonctions et la résistance R_S représente les pertes par contact et connexions.

Le courant en sortie de la cellule (I_{PV}), peut être déterminé par l'équation générale suivante :

$$I_{PV} = I_{ph} - I_D - I_P \quad (4.1)$$

Où :

I_{ph} : Courant généré par la photopile, en (A),

I_D : Courant traversant la diode, en (A),

I_P : Courant traversant la résistance parallèle R_P , en (A),

Le courant généré par la photopile (I_{ph}), peut être déterminé par l'équation suivante :

$$I_{ph} = [I_{CC} + K_I(T_{Cell} - T_{ref})] \frac{G}{E_{stc}} \quad (4.2)$$

Où :

I_{CC} : Courant de court-circuit de la cellule photovoltaïque, en(A). Il varie proportionnellement avec l'ensoleillement.

K_I : Coefficient de température, en(A/°C).

T_{Cell} : Température de la cellule, en(K).

T_{ref} : Température de référence de la cellule égale à 298 K.

G : L'ensoleillement (l'éclairement ou l'illumination), en(W/m²).

E_{stc} : Ensoleillement en condition standard de test égale à 1000 W/m².

D'où, le courant généré par la photopile est :

$$I_{ph} = [I_{CC} + K_I(T_{Cell} - 298)] \frac{G}{1000} \quad (4.3)$$

Le courant traversant la diode (I_D), peut être déterminé par l'équation de la diode Shockley suivante :

$$I_D = I_0 \left[\exp\left(\frac{q \cdot V_D}{A \cdot K \cdot T_{Cell}}\right) - 1 \right] = I_0 \left[\exp\left(\frac{V_D}{V_T}\right) - 1 \right] \quad (4.4)$$

Avec :

I_0 : Courant de saturation inverse de la diode, en(A).

V_D : Tension aux bornes de la diode, en(V).

$V_T = \frac{A \cdot K \cdot T_{Cell}}{q}$: Tension thermique égale à 26 mV à $T = 300$ K.

A : Facteur de qualité de la diode (=1 pour une diode idéal)

K : Constante de Boltzmann égale à : $1.38 \cdot 10^{-23}$ (J/K).

T_{Cell} : Température absolu de la cellule, en(K).

q: Charge élémentaire égale à : $1.602 \cdot 10^{-19}$ C.

Le courant traversant la résistance parallèle de la cellule (R_P) est obtenu en utilisant la loi d'Ohm.

$$I_P = \frac{V_D}{R_P} \quad (4.5)$$

L'équation caractéristique d'une cellule photovoltaïque, peut être déterminée en substituant toutes ces dernières équations à la première équation générale, nous obtenons le courant en sortie de la cellule (I_{PV})

$$I_{PV} = I_{ph} - I_0 \left[\exp\left(\frac{V_D}{V_T}\right) - 1 \right] - \frac{V_D}{R_P} \quad (4.6)$$

Avec:

$$V_D = V_{PV} + R_S \cdot I_{PV} \quad (4.7)$$

Donc:

$$I_{PV} = I_{ph} - I_0 \left[\exp\left(\frac{V_D}{V_T}\right) - 1 \right] - \frac{V_{PV}}{R_P} - \frac{R_S \cdot I_{PV}}{R_P} \quad (4.8)$$

4.2.1.2. Module et champ photovoltaïque

Pour produire plus de puissance, les cellules photovoltaïques sont assemblées pour former un module photovoltaïque. Les modules photovoltaïques sont les éléments de base de tout panneau photovoltaïque (ou champ de modules photovoltaïques). Ils peuvent être branchés en série pour augmenter la tension pour un même courant, tandis qu'en parallèle accroît le courant en conservant la tension. La figure 4.3 illustre la conception d'un champ de modules photovoltaïques.

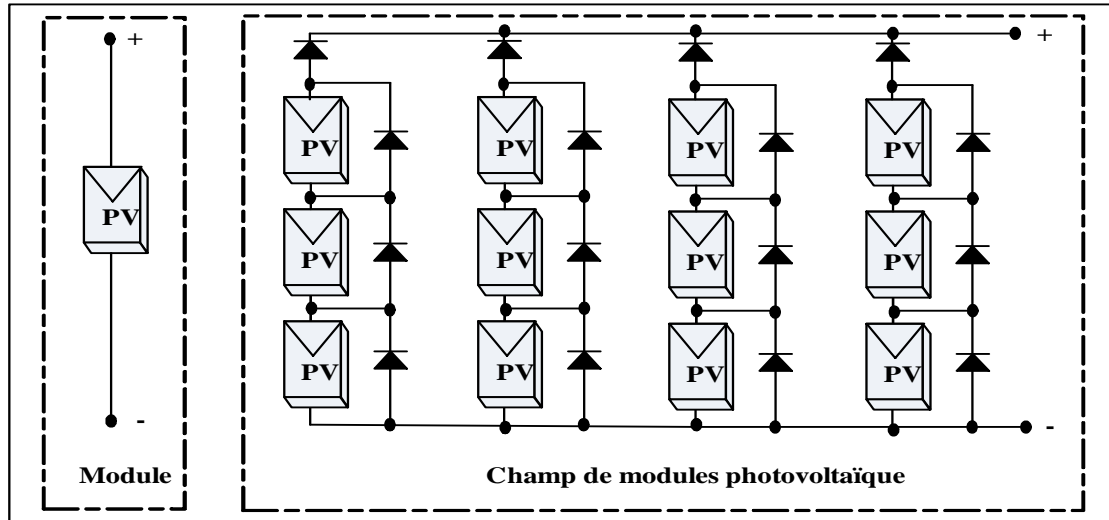


Figure 4.3 Schéma d'un champ de modules photovoltaïques.

Pour un module photovoltaïque (PV) comportant N_S cellules en série et N_P cellules en parallèle en tenant compte de l'influence de la température, la tension au borne de la diode V_D est égale à :

$$V_D = \frac{V_{PV}}{N_S} + \frac{R_S}{N_P} I_{PV}$$

D'où, l'intensité du courant total sera :

$$I_{PV} = N_P I_{ph} - N_P I_S \left[\exp \left(\frac{\frac{V_{PV} + R_S I_{PV}}{N_S} - \frac{R_S I_{PV}}{N_P}}{V_T} \right) - 1 \right] - \frac{V_{PV}}{R_P} - \frac{R_S I_{PV}}{R_P} \quad (4.9)$$

N_P : Nombre de cellule en parallèle,

N_S : Nombre de cellule en série,

Où, le courant de saturation I_S est égale à :

$$I_S = I_{RS} \left(\frac{T_{Cell}}{T_{ref}} \right)^3 \exp \left[\frac{q \cdot E_G \left(\frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T_{Cell}} \right)}{KA} \right] \quad (4.10)$$

Avec :

I_{RS} : Courant de saturation inverse à la température et à l'ensoleillement de références,

E_G : L'énergie band-gap du semi-conducteur utilisé dans la cellule; pour le silicium, $E_G = 1.15$ e.V.

4.2.2. Stratégie d'extraction du MPPT

L'algorithme (P&O) [85] utilisé dans cette étude est basé sur la perturbation du système photovoltaïque par l'augmentation ou la diminution de la tension de référence $V_{réf}$ où en agissant directement sur le rapport cyclique du convertisseur DC-DC (BOOST), puis l'observation de l'effet sur la puissance de sortie du panneau solaire. Si la puissance actuelle $P(K)$ du panneau est supérieure à la valeur précédente $P(K - 1)$, alors en garde la même direction de perturbation précédente sinon en inverse la perturbation du cycle précédent. L'organigramme de l'algorithme (P&O) de poursuite du point de puissance maximum (MPPT) du panneau photovoltaïque est présenté par la figure suivante :

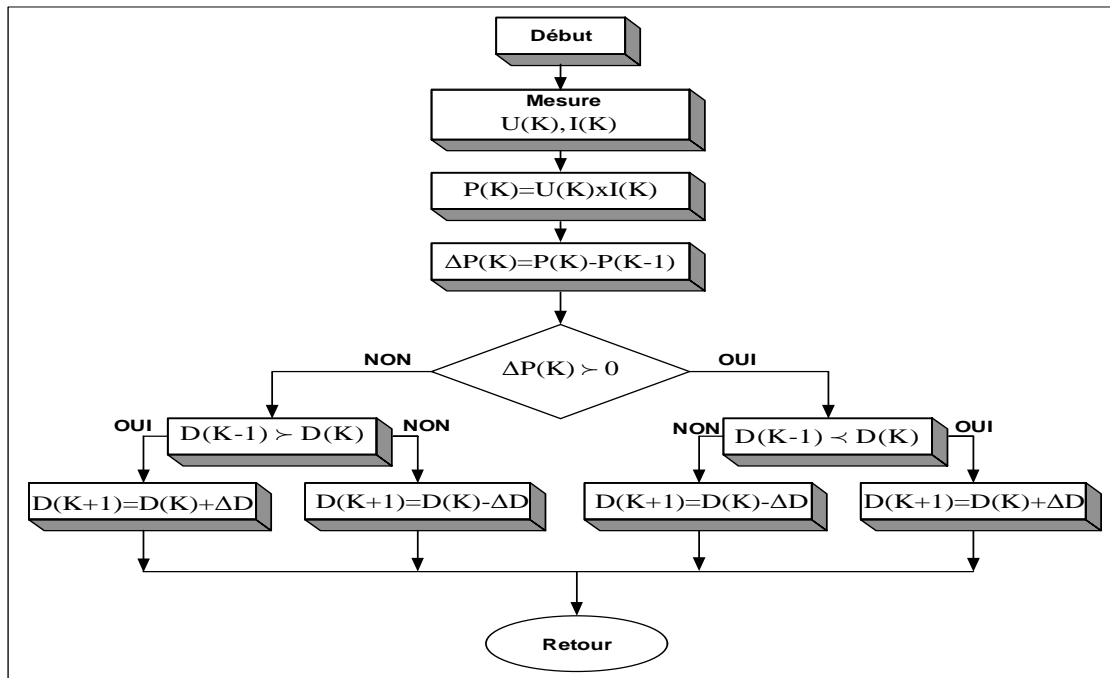


Figure 4.4 Organigramme de l'algorithme (P&O) pour l'extraction du MPPT du panneau photovoltaïque

4.2.3. Modélisation du convertisseur DC-DC (BOOST)

Le convertisseur DC/DC (BOOST) [86], [87] et [88] est composé d'une inductance (L), d'une diode (D), d'un condensateur (C) et d'un interrupteur S_a comme est présenté dans la figure 4.5.

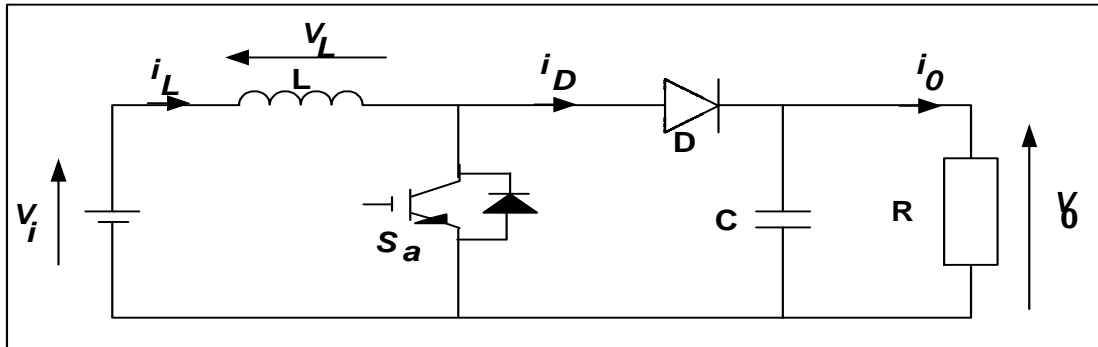


Figure 4.5 Schéma équivalent du convertisseur statique : BOOST (DC-DC).

La modélisation du BOOST dépend de deux cas :

Premier cas : Interrupteur (S_a) passant : $0 < t < \alpha T$

Sous forme matricielle, le modèle d'état s'écrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (4.11)$$

En appliquant le modèle d'état suivant :

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 V_i$$

Avec :

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \text{ et } B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Deuxième cas : Interrupteur (S_a) ouvert : $\alpha T < t < T$

Sous forme matricielle ce modèle d'état s'écrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (4.12)$$

Le modèle d'état sera :

$$\dot{x} = A_2 x + B_2 V_i$$

Avec :

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \text{ et } B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Pour relier les deux cas de fonctionnement du BOOST, on utilise le modèle moyen suivant :

$$\dot{x} = Ax + BV_i$$

Avec :

$$\begin{cases} A = A_1 d + A_2 (1-d) \\ B = B_1 d + B_2 (1-d) \end{cases}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{d}{RC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & -\frac{(1-d)}{RC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} d \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{(1-d)}{L} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Ainsi, le modèle d'état régissant le fonctionnement du convertisseur BOOST est :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{1-d}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (4.13)$$

D'où :

$$L \frac{di_L}{dt} = V_i - (1 - d)V_0 \text{ et } C \frac{dV_0}{dt} = (1 - d)i_L - \frac{V_0}{R}$$

La dynamique du courant i_L traversant l'inductance L est donnée par l'équation différentielle suivante :

$$L \frac{di_L}{dt} = V_i - (1 - d)V_0 = u_i \quad (4.14)$$

À partir de cette dernière équation, on extrait la loi de commande ``d`` du BOOST :

$$d = 1 - \frac{V_i - u_i}{V_0} = 1 - \frac{V_{pv} - u_i}{V_{dc}} \quad (4.15)$$

Le bloc représentatif de la loi de commande du convertisseur BOOST est le suivant :

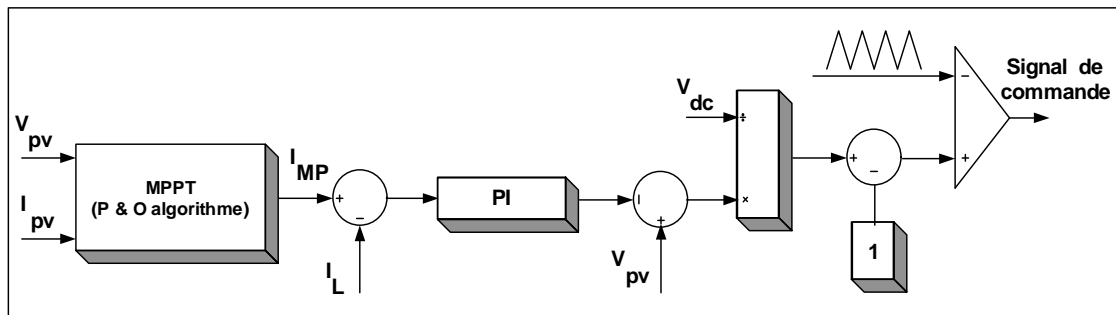


Figure 4.6 Schéma de contrôle du convertisseur statique BOOST (DC-DC).

4.2.4. Algorithme de contrôle du filtre actif

La méthode des puissances active et réactive est une technique de compensation bien placée par plusieurs chercheurs [89], [90] et [91] au contrôle du filtre actif. Cette méthode dite des puissances instantanée exploite la transformation de Concordia ($\alpha - \beta$) pour obtenir les puissances actives (réelle) et réactive (imaginaire).

Notons respectivement par $(v_{s\alpha}, v_{s\beta})$ et $(i_{L\alpha}, i_{L\beta})$ les composantes orthogonales de Concordia associées aux tensions d'alimentation v_{SK} avec ($K = a, b, c$) et aux courants

absorbés par la charge polluante i_{LK} . La transformation de Concordia permet d'écrire pour les tensions et pour les courants :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{23} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

Avec:

$$C_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \text{ et } C_{32} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{\frac{3}{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix}$$

Les puissances instantanées réelle et imaginaire de la charge, notées respectivement (p et q), sont définies par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{S\alpha} v_{S\beta} \\ -v_{S\beta} v_{S\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

En remplaçant les tensions et les courants diphasés par leurs homologues triphasés, on obtient :

$$p = v_{S\alpha} \cdot i_{L\alpha} + v_{S\beta} \cdot i_{L\beta}$$

De même, pour la puissance réactive on a :

$$q = v_{S\alpha} \cdot i_{L\beta} - v_{S\beta} \cdot i_{L\alpha}$$

A partir de l'expression matricielle des puissances, on peut déduire l'expression des courants :

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{S\alpha}^2 + v_{S\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{S\alpha} & -v_{S\beta} \\ v_{S\beta} & v_{S\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Dans le cas où les tensions sont sinusoïdales et alimentent une charge non linéaire, les puissances instantanées p et q ont pour expression :

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (4.18)$$

Les puissances p et q comporte chacune une partie continue (\bar{p}, \bar{q}) et une partie alternative (\tilde{p}, \tilde{q}).

Avec :

\bar{p} : est une puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant.

\bar{q} : est une puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant.

\tilde{p}, \tilde{q} : sont des puissances alternatives liées à la somme des composantes harmoniques du courant.

Le filtre actif doit compenser uniquement la puissance réactive q et la composante alternative de la puissance active \tilde{p} .

Les courants de référence dans le plan ($\alpha - \beta$) sont donnés comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha}^* \\ i_{L\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{S\alpha}^2 + v_{S\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{S\alpha} & -v_{S\beta} \\ v_{S\beta} & v_{S\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p^* \\ q^* \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

En faisant subir à ces références de la transformée de Concordia inverse, on obtient les références des courants du filtre dans le plan à trois phases (a, b, c):

$$\begin{bmatrix} i_{La}^* \\ i_{Lb}^* \\ i_{Lc}^* \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} i_{L\alpha}^* \\ i_{L\beta}^* \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Avec l'extraction des courants de références du filtre, il permettra au filtre actif de nous fournir que la puissance réactive et la puissance alternative et la source ne délivrera que la puissance active (moyenne). Le bloc de contrôle du filtre actif sera comme suit :

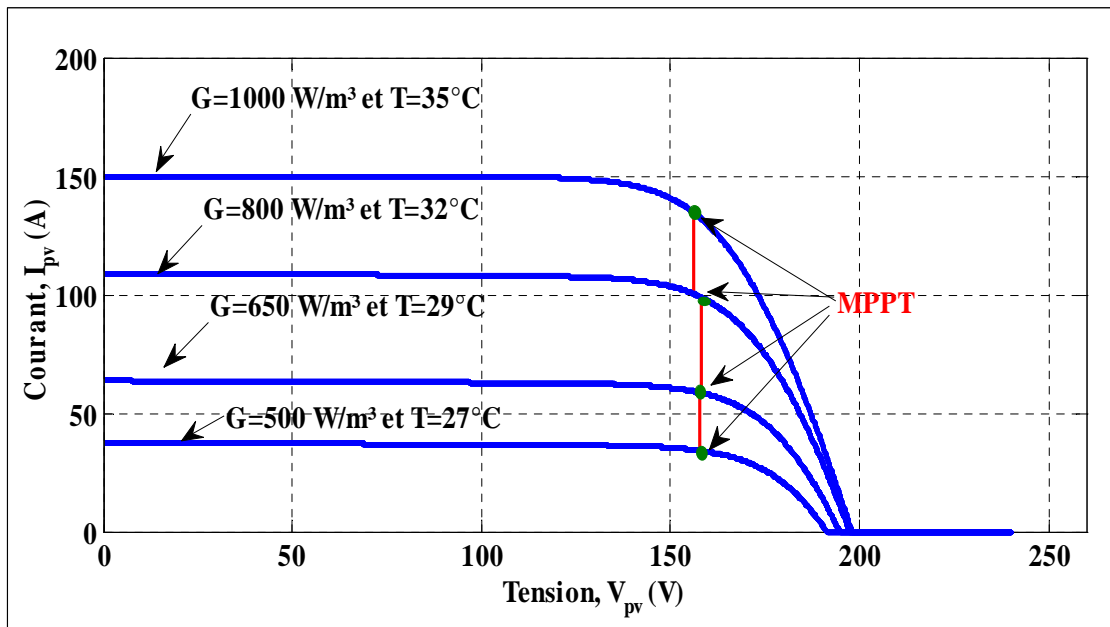


Figure 4.8 Caractéristique du panneau photovoltaïque, le courant en fonction de la tension $I_{pv} = f(V_{pv})$ avec MPPT.

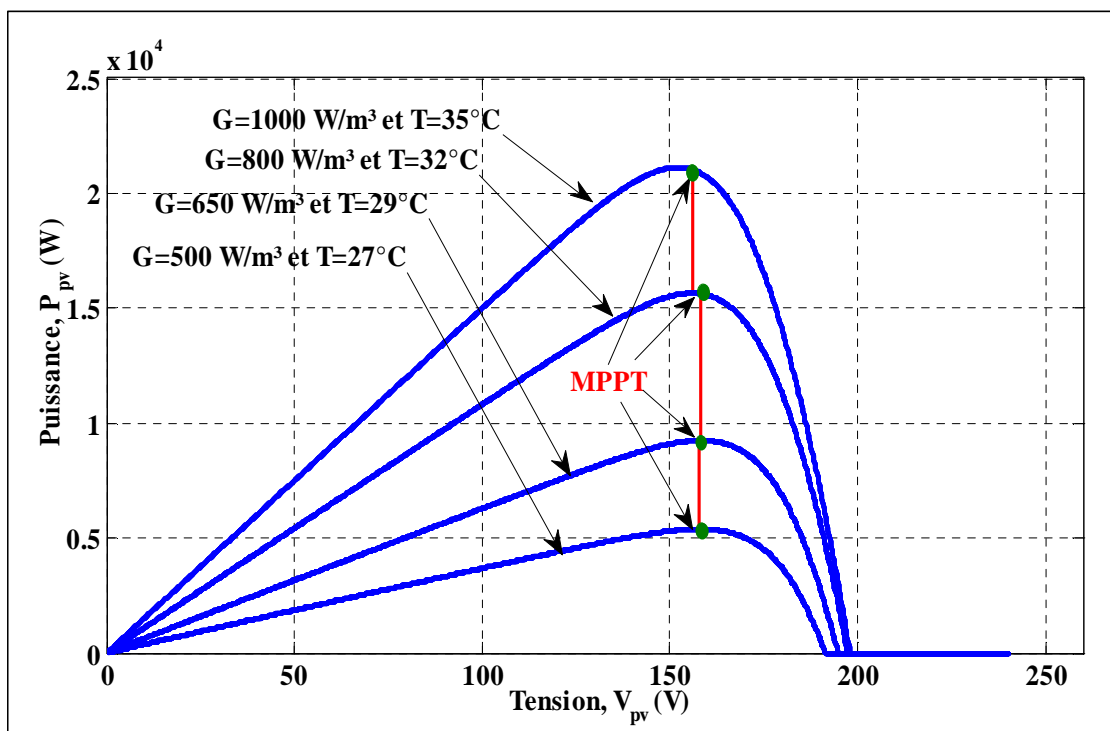


Figure 4.9 Caractéristique du panneau photovoltaïque, la puissance en fonction de la tension $P_{pv} = f(V_{pv})$ avec MPPT.

La figure 4.10 expose la dynamique de réponse du système lorsque le panneau solaire assure l'alimentation continue de la variation de la charge non-linéaire à travers les convertisseurs statiques DC/DC (BOOST) et DC/AC (filtre actif). Nous présentons respectivement les tensions de la source, les courants de la source, les courants de la charge non-linéaire variable, les courants triphasés du filtre actif, la tension continue Vdc et le courant du BOOST.

On observe aussi que le courant du BOOST produit par le panneau photovoltaïque est augmenté simultanément avec l'ensoleillement G et la température T . De $t = 0$ s à $t = 0.05$ s quand $G = 500\text{W/m}^2$ et $T=27^\circ\text{C}$, de $t = 0.05$ s à $t = 0.15$ s pour $G = 650\text{W/m}^2$ et $T=29^\circ\text{C}$, de $t = 0.15$ s à $t = 0.25$ pour $G = 850\text{W/m}^2$ et $T=32^\circ\text{C}$ et de $t = 0.25$ s à $t = 0.35$ lorsque l'ensoleillement et la température sont atteints leurs valeurs maximale 1000W/m^2 et $T=35^\circ\text{C}$. Les résultats de simulation montre une parfaite compensation des courants harmonique et réactifs. La tension du bus continue est maintenu constante autour de 500V tout le long de l'exploitation de l'énergie électrique produite par le panneau solaire, ce qui prouve la performance de contrôle de l'onduleur à l'aide de cette technique de commande appelée la méthode des puissances instantanée $p - q$.

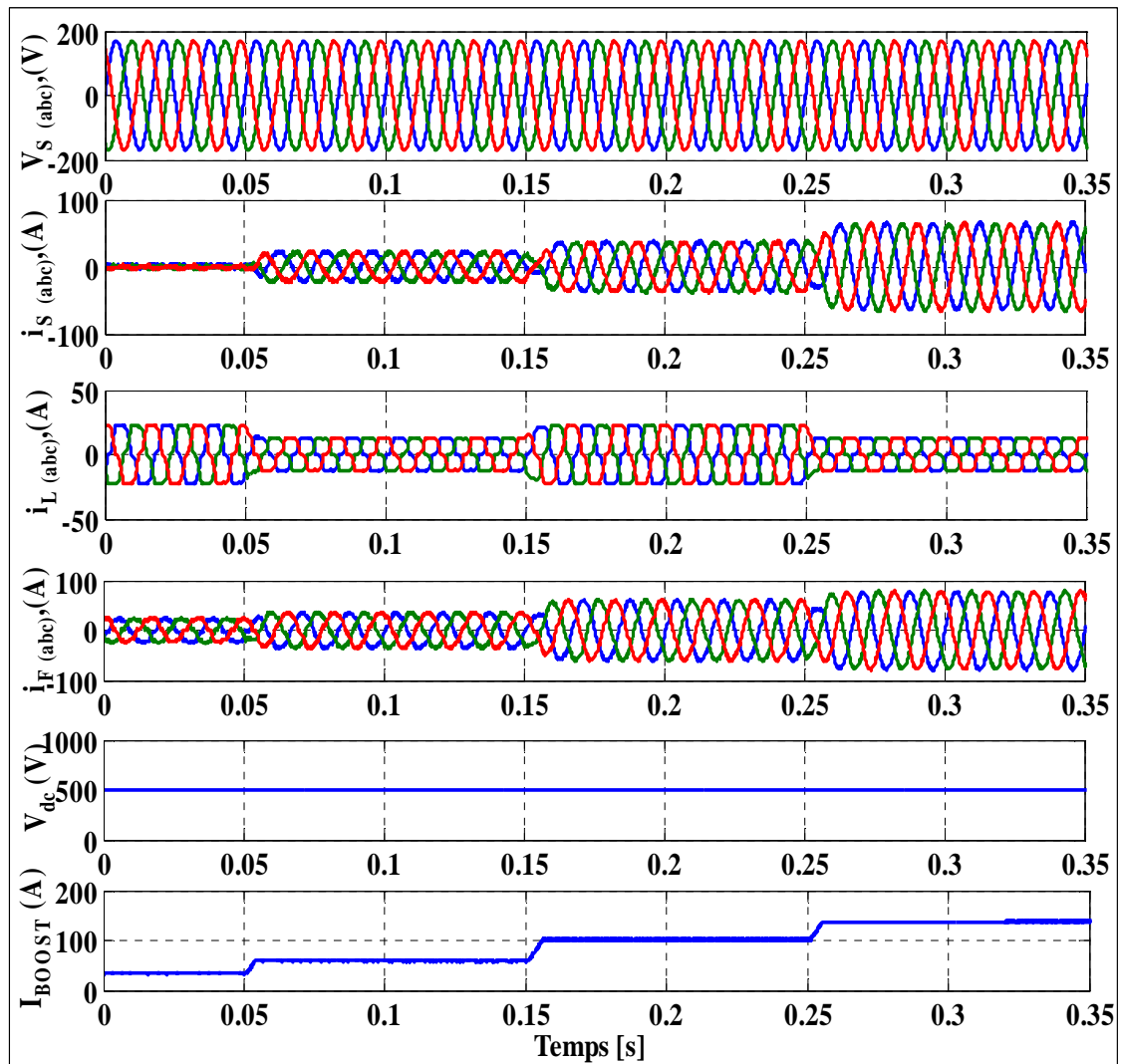


Figure 4.10 Dynamique réponse des tensions et des courants du système respectivement les tensions de la source, les courants de la source, les courants de la charge, les courants de l'onduleur, la tension du bus continu et le courant du BOOST.

Dans la figure 4.11, on présente l'écoulement de puissance du système. De $t = 0$ s à $t = 0.35$ s, on observe que le panneau solaire assure l'alimentation continue de la charge variable non-linéaire et le surplus de l'énergie produite est envoyé au réseau électrique.

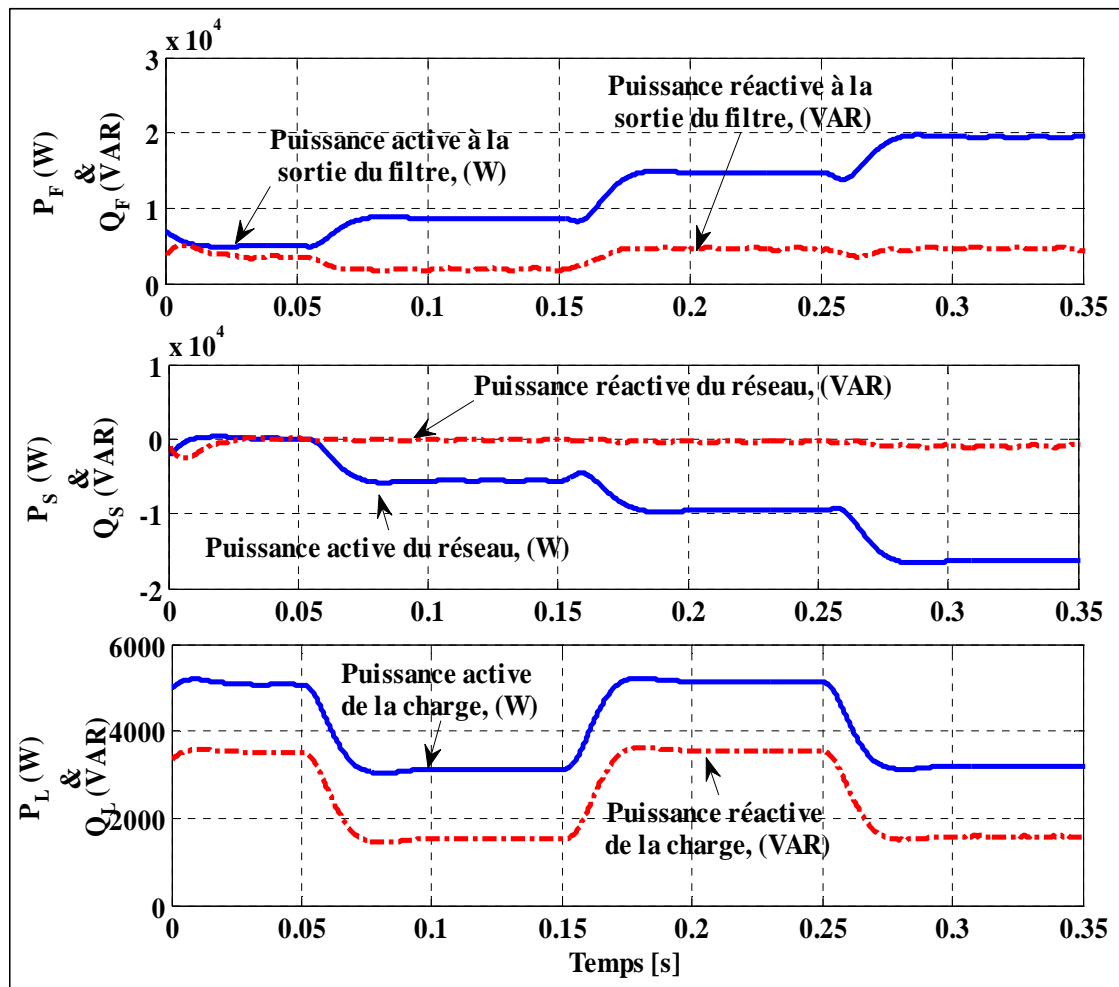


Figure 4.11 Schéma d'écoulement de puissance du système lors de la variation de la charge.

La figure 4.12 montre le taux d'harmonique de distorsion (THD) du courant de la phase ``a`` de la source pour une FFT appliquée pendant 3 cycles qui correspond à 2,92 % ce qui respecte les normes de la qualité d'énergie de IEEE-519 qui est égale à 5%.

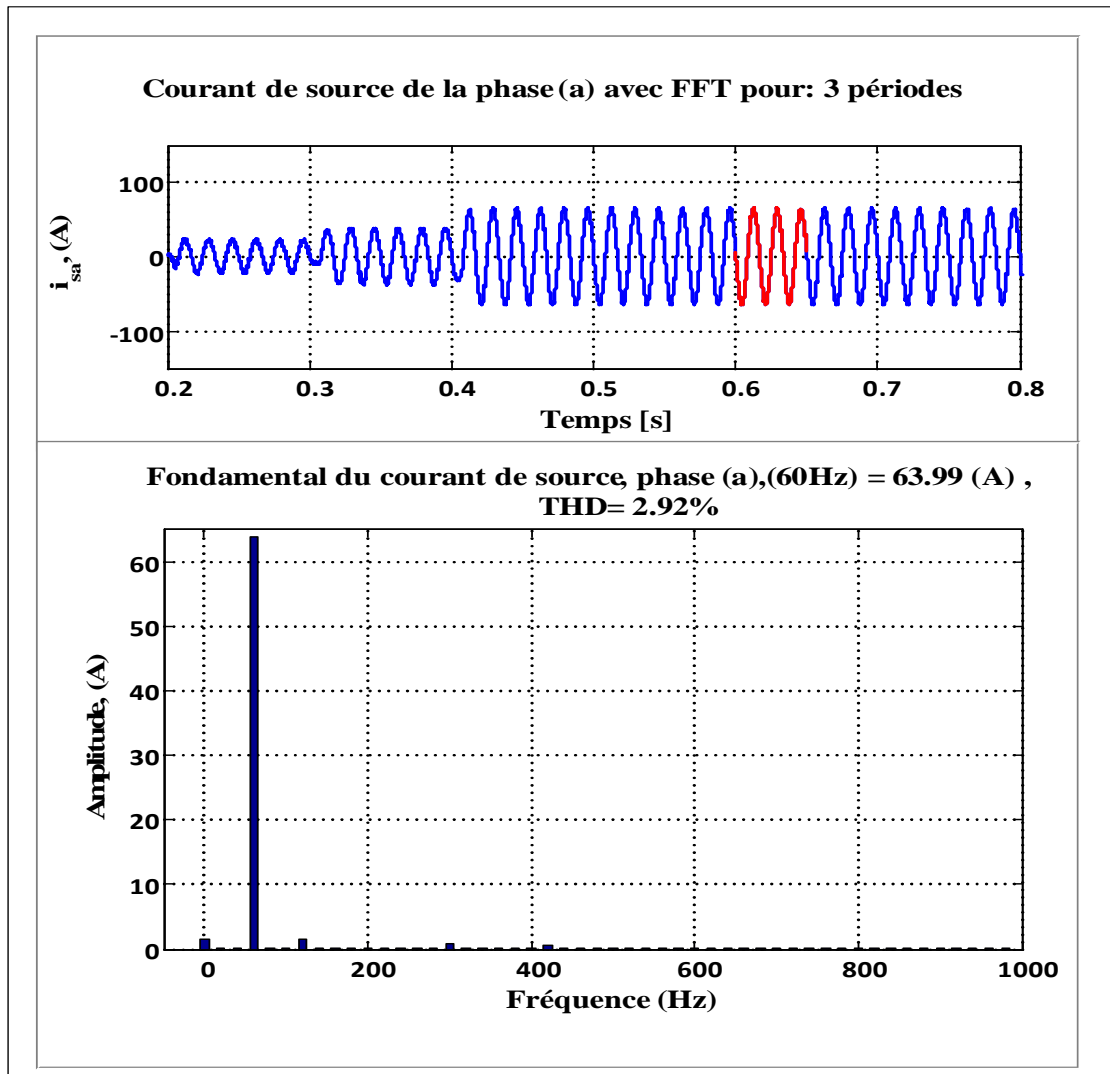


Figure 4.12 Schéma représentatif du THD de courant de la phase "a" de la source.

4.3. Description du second système avec la commande indirecte dans le repère dq

Le deuxième système est montré par la figure 4.13. Il se compose d'un panneau photovoltaïque (PV) connecté au réseau électrique pour assurer l'alimentation continue de la charge non-linéaire déséquilibrée via deux convertisseurs statiques : un BOOST (DC/DC) et un filtre actif (DC/AC). Le réseau électrique considéré dans cette étude est déséquilibré avec une variation de l'amplitude de la tension, de plus la charge non-linéaire a subi une rupture de la phase "a".

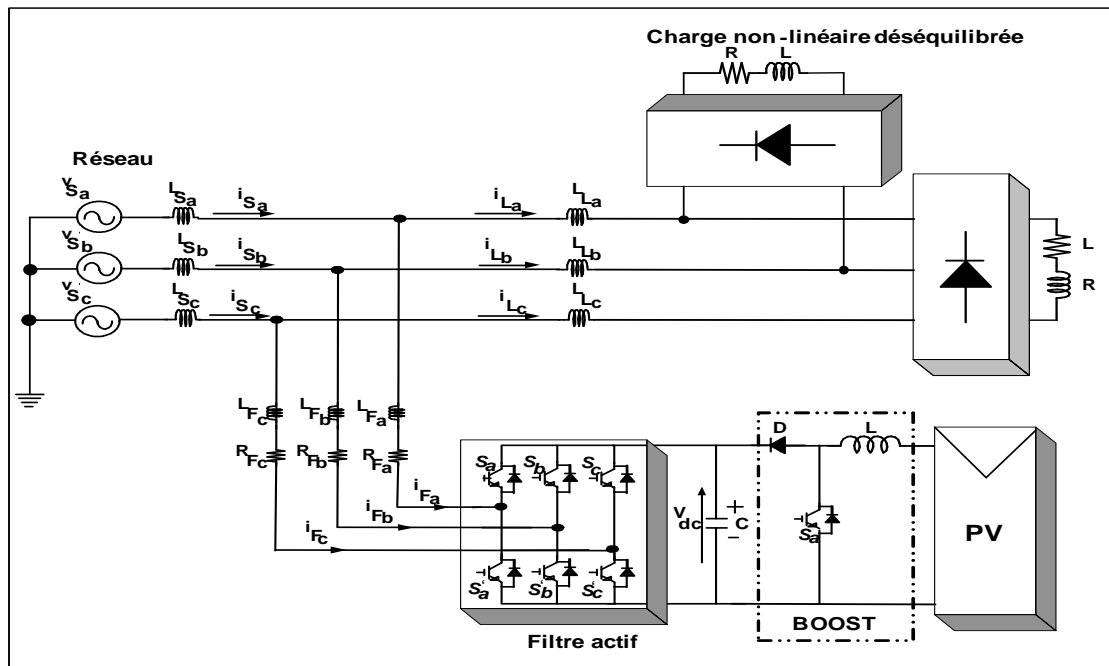


Figure 4.13 Modèle du système étudié.

Les paramètres du système sont montrés par le tableau suivant :

Tableau 4.2 : Paramètres du système 2.

Réseau électrique	BOOST	Filtre	Charge	PV	Lignes
$V_{\text{rms Ph-Ph}} = 208\text{V}$	$L = 7\text{mH}$	$C_{\text{dc}} = 6000\mu\text{F}$	$R = 20\Omega$	$R_p = 120\Omega$	$R_{\text{rés}} = 0.001\Omega$
Phase (deg) = 0	$C = 2000\mu\text{F}$	$V_{\text{dc ref}} = 500\text{V}$	$L = 10\text{mH}$	$R_s = 0.05\Omega$	$L_{\text{rés}} = 1\text{mH}$
Fréquence = 60 Hz			$R = 25\Omega$	$I_0 = 1e^{-9}\text{A}$	$R_{\text{ch}} = 0.001\Omega$
				$N_s = 800$	$L_{\text{ch}} = 1\text{mH}$
			$L = 10\text{mH}$	$N_p = 150$	$R_{\text{fil}} = 0.001\Omega$
					$L_{\text{fil}} = 5\text{mH}$

4.3.1. Stratégie de contrôle du filtre actif

Pour faciliter la modélisation du filtre actif, considérant tout d'abord le schéma électrique simplifié du système montré par la figure 4.14. Cette figure représente un filtre actif avec six interrupteurs IGBT connecté avec un réseau électrique aux points(a, b et c).

Avec :

v_{abc} : Tensions triphasée du réseau électrique,(V)

i_{abc} : Courants triphasé du réseau électrique, (A),

L : Inductance de la ligne,(mH),

R : Résistance de la ligne,(Ohm),

e_{abc_conv} : Tensions aux points de connexion entre le filtre et le réseau, (V),

C_{dc} : Condensateur à la sortie du filtre,(μF),

V_{dc} : Tension au borne du condensateur, (V),

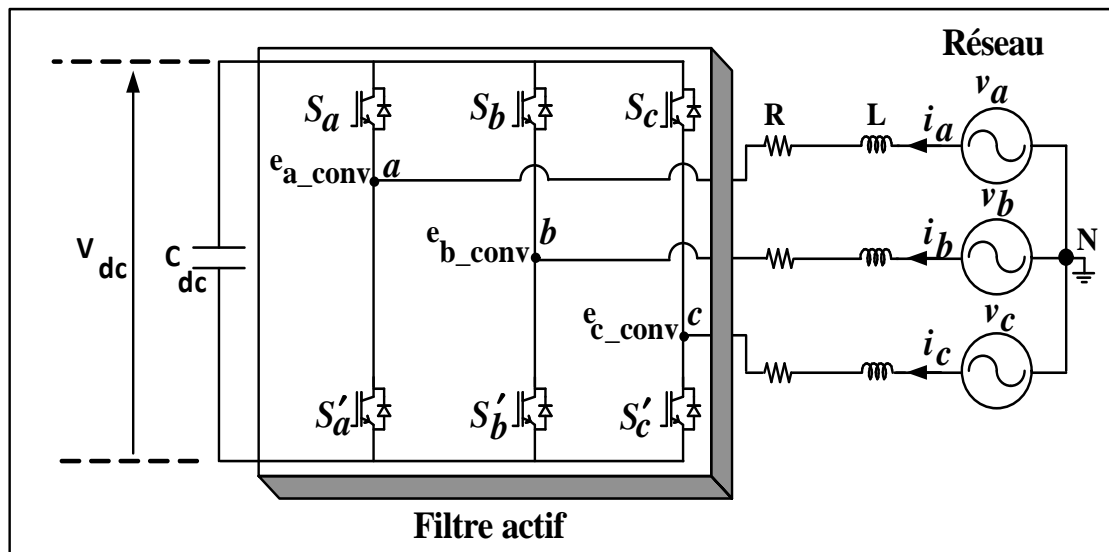


Figure 4.14 Schéma électrique simplifié d'un filtre actif connecté avec le réseau électrique.

L'équation qui représente les trois tensions (v_a, v_b et v_c) du système triphasé est comme suite:

$$\begin{cases} v_a = V_{\max} \cdot \cos(\omega t) \\ v_b = V_{\max} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c = V_{\max} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (4.21)$$

Où :

V_{\max} : Tension de phase maximale, (V)

L'équation qui représente les trois tensions à l'interconnexion du filtre actif et le système triphasé (e_{a_conv} , e_{b_conv} et e_{c_conv}) est la suivante:

$$\begin{cases} e_{a_conv} = v_a - L \cdot \frac{di_a}{dt} - R \cdot i_a \\ e_{b_conv} = v_b - L \cdot \frac{di_b}{dt} - R \cdot i_b \\ e_{c_conv} = v_c - L \cdot \frac{di_c}{dt} + R \cdot i_c \end{cases} \quad (4.22)$$

En utilisant la transformation de Park (abc/dq0) suivante :

$$[f_{abc}] = [T_{dq0}^{abc}(\theta_d)]^{-1} [f_{dq0}]$$

Avec : $\theta_d = \omega t = \frac{\pi}{2}$

Et :

$$[T_{dq0}^{abc}(\theta_d)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_d) & \cos\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_d - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_d) & \sin\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_d - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Dans le référentiel d-q, les deux expressions qui décrivent les tensions à l'interconnexion du filtre actif et le système triphasé principale sont:

$$\begin{cases} e_{d_conv} = v_d - L \cdot \frac{di_d}{dt} - R \cdot i_d + \omega \cdot L \cdot i_q \\ e_{q_conv} = v_q - L \cdot \frac{di_q}{dt} - R \cdot i_q - \omega \cdot L \cdot i_d \end{cases} \quad (4.23)$$

L'écoulement de la puissance active entre le réseau et le convertisseur est directement en rapport avec l'actuel courant direct (i_d) sur l'axe (d) . Ce courant est également responsable de la régulation de la tension du bus continu. Pour un facteur de puissance unitaire, le courant de référence i_d^* est réglé à zéro.

Le courant de référence i_d^* sur l'axe (d) est produit à partir d'un régulateur PI utilisé pour la régulation de la tension du bus continu, il est égal à :

$$i_d^* = (V_{dc}^* - V_{dc}) \left(K_{PV_{dc}} + \frac{K_{IV_{dc}}}{s} \right) \quad (4.24)$$

Où :

$K_{PV_{dc}}$: Gain proportionnel du régulateur PI de la tension du bus continu,

$K_{IV_{dc}}$: Gain intégral du régulateur PI de la tension du bus continu.

Le système présenté dans l'équation (4.23) montre les paramètres de couplage qui peuvent détériorer la performance du système. En résolvant cette situation par un contrôle non-linéaire qui permet de découpler le système et aussi permet d'obtenir un système linéaire en utilisant des régulateurs PI pour forcer le courant de la source de suivre le courant de référence. Le système linéaire découplé est donnée par l'équation suivante:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + R \cdot i_d = \Delta V'_d \\ L \frac{di_q}{dt} + R \cdot i_q = \Delta V'_q \end{cases} \quad (4.25)$$

Où, $\Delta V'_d$ et $\Delta V'_q$, sont les signaux à la sortie du contrôleur PI des courants (i_d et i_q) et leurs références (i_d^* et i_q^*) respectivement et sont donné par:

$$\begin{cases} \Delta V'_d = K_P(i_d^* - i_d) + K_I \int (i_d^* - i_d) dt \\ \Delta V'_q = K_P(i_q^* - i_q) + K_I \int (i_q^* - i_q) dt \end{cases} \quad (4.26)$$

En définitif, les lois de commande dans le repère d-q sont donnés par:

$$\begin{cases} e_{d_conv}^* = v_d + \omega \cdot L \cdot i_q - \Delta V'_d \\ e_{q_conv}^* = v_q - \omega \cdot L \cdot i_d - \Delta V'_q \end{cases} \quad (4.27)$$

4.3.2. Algorithme de contrôle du filtre actif

Les tensions de référence dans le référentiel (d-q) obtenues à partir de l'équation (4.27) sont transformées en tensions de référence dans le plan (abc) à l'aide de l'angle de phase θ de la tension de réseau. La synchronisation de l'angle de phase de la source peut être extraite en utilisant la technique de la boucle à verrouillage de phase (PLL). La référence les tensions obtenues dans le plan abc sont alors appliquées à un contrôleur en utilisant la technique de modulation PWM pour générer des signaux de commande de l'onduleur. Le schéma bloc de la commande du filtre actif est représenté sur la figure 4.15.

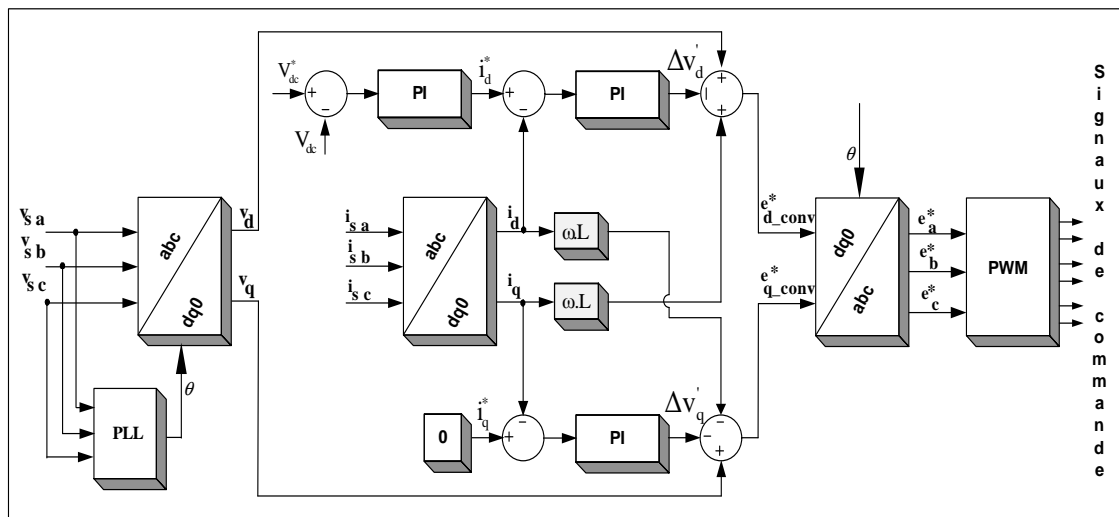


Figure 4.15 Schéma bloc de la commande indirecte dans le repère d-q appliqué au contrôle du filtre actif.

4.3.3. Résultats de simulation

Les résultats de simulation traités dans l'environnement MATLAB/SIMULINK pour l'extraction du MPPT₁, MPPT₂ et MPPT₃ pour chaque caractéristique en utilisant l'algorithme perturbe et observe (P&O) des courants et des puissances en fonction de la tension du panneau photovoltaïque $I_{PV} = f(V_{PV})$ et $P_{PV} = f(V_{PV})$ avec la considération du changement de l'ensoleillement G et de la température T ($G = 500W/m^2$ et $T=27^\circ C$, $G =$

650W/m² et T=29°C, et G = 850W/m² et T=32° C) sont montrés par les figures 4.16 et 4.17.

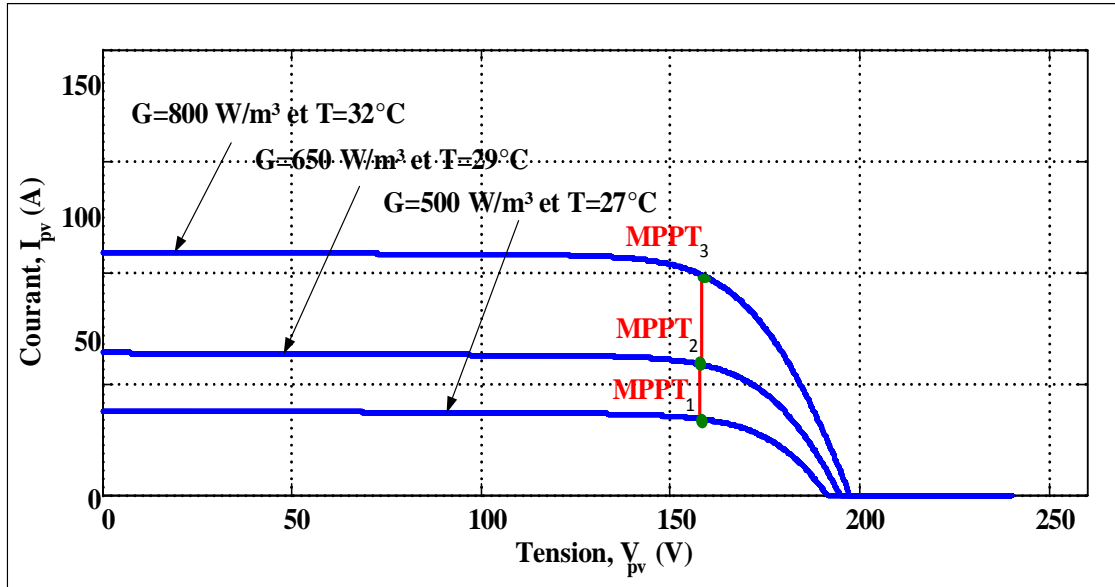


Figure 4.16 Caractéristique du panneau photovoltaïque, le courant en fonction de la tension $I_{PV} = f(V_{PV})$ avec MPPT.

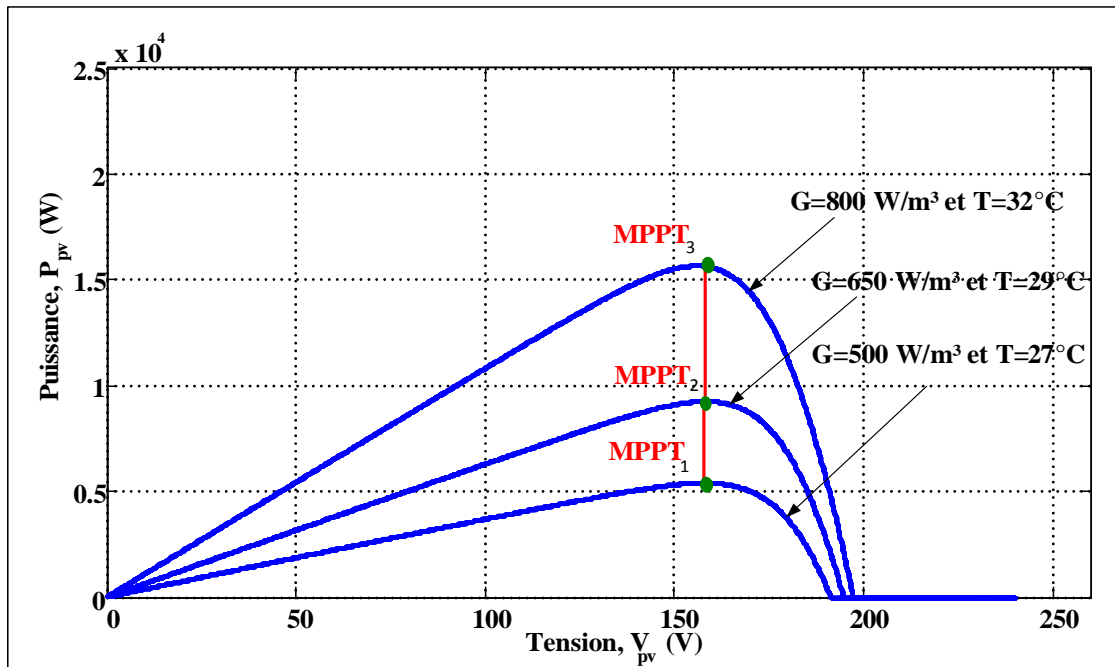


Figure 4.17 Caractéristique du panneau photovoltaïque, la puissance en fonction de la tension $P_{PV} = f(V_{PV})$ avec MPPT.

La figure 4.18 montre la forme d'onde des tensions de la source, des courants de la source, des courants de la charge non-linéaire et des courants de filtres respectivement. La tension de réseau est totalement déséquilibrée le long du fonctionnement du système avec une variation de l'amplitude entre le temps $t = 0.6$ s à $t = 0.65$ s. La discontinuité de la phase de la charge non-linéaire de $t = 0.7$ s à $t = 0.75$ s, Malgré tous ces sévères conditions, la compensation des courants harmonique, le réactifs et le transfert de l'énergie du panneau photovoltaïque sont effectués et cela due au contrôle robuste appliqué au filtre actif. On peut observer que les courants de la source sont propres et en opposition avec les tensions de la source.

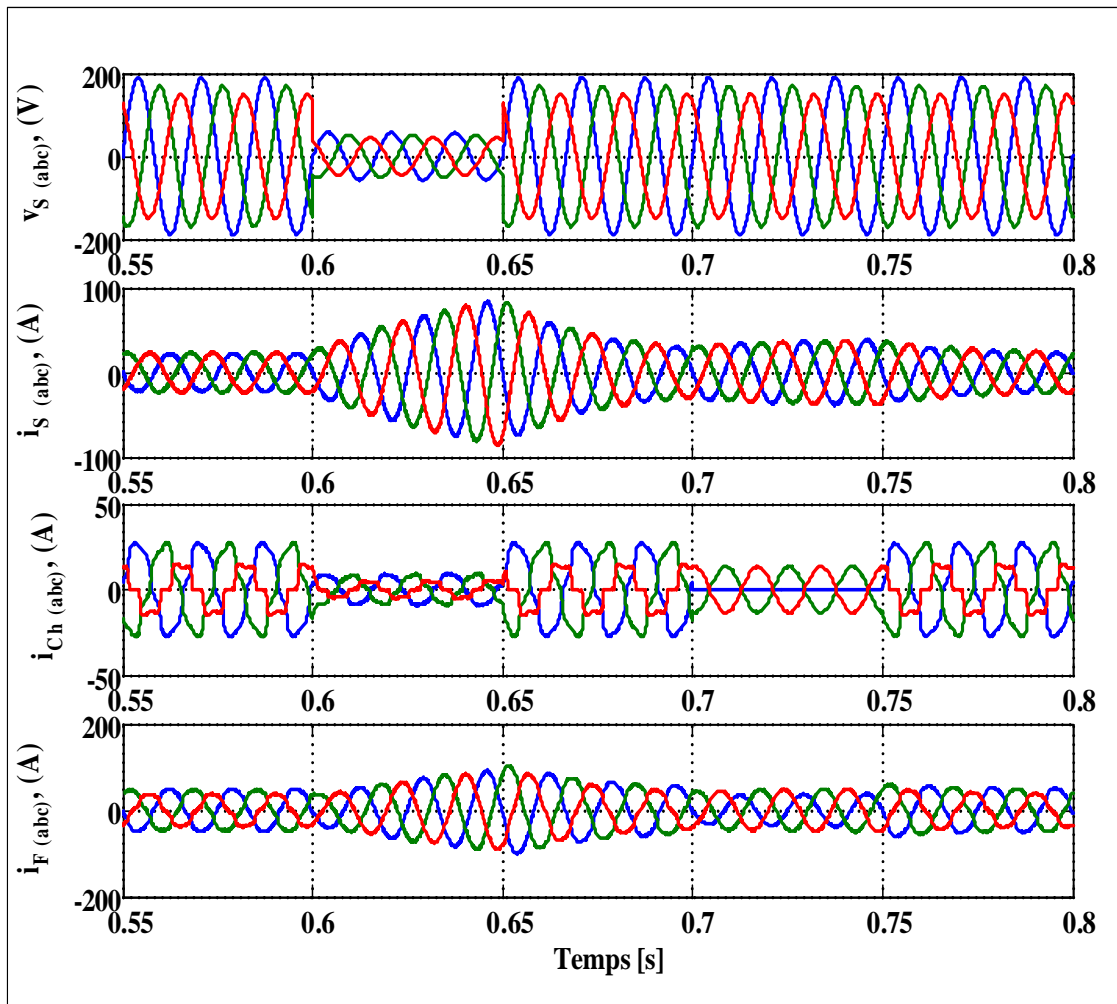


Figure 4.18 Dynamique réponse des tensions de la source, des courants de la source, des courants de la charge et des courants du filtre actif respectivement.

La figure 4.19 montre l'influence de l'ensoleillement G et la température T sur l'augmentation du courant de BOOST. Il est clair cette augmentation pour les temps $t = 0$ s à $t = 0.3$ s quand $G = 500\text{W/m}^2$ et $T=27^\circ\text{C}$, de $t = 0.3$ s à $t = 0.5$ s pour $G = 650\text{W/m}^2$ et $T=29^\circ\text{C}$, et de $t = 0.5$ s à $t = 0.8$ lorsque l'ensoleillement et la température sont atteint leurs valeurs maximale $G = 850\text{W/m}^2$ et $T=32^\circ\text{C}$. Les résultats de simulation montrent aussi la stabilité de la tension du bus continue le long de la simulation. Elle est maintenu constante autour de 500V de sa valeur de référence.

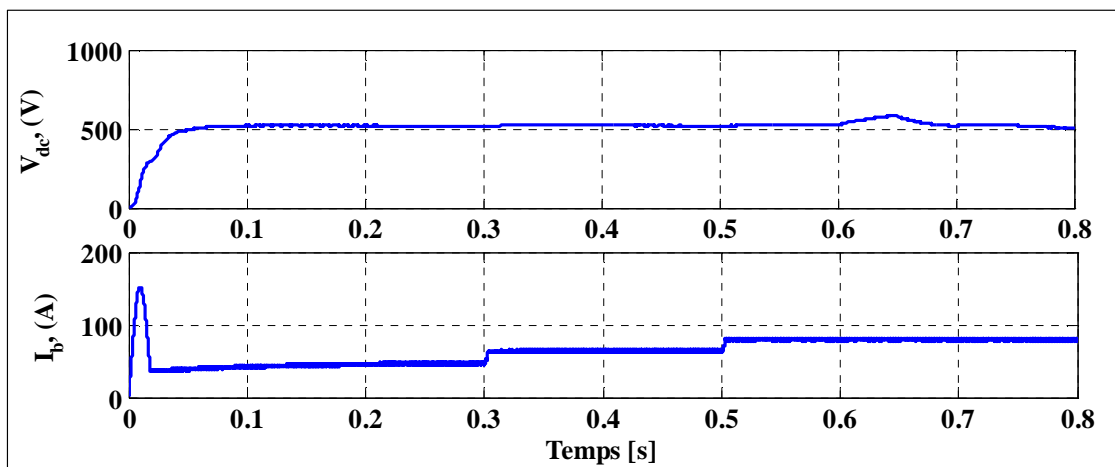


Figure 4.19 Dynamique réponse de la tension du bus continu et du courant du BOOST.

Dans la figure 4.20, on présente l'écoulement de puissance du système. De $t = 0$ s à $t = 0.08$ s, le réseau est le seul qui alimente la charge à cause de l'incapacité du PV de fournir l'énergie et cela due au manque d'ensoleillement. De $t = 0.08$ s à $t = 0.8$ s, c'est la période de la présence de l'ensoleillement et de d'augmentation de la température, ce qui permet au panneau photovoltaïque de produire suffisamment d'énergie assurant l'alimentation de la charge et l'excédent de l'énergie est envoyé au réseau.

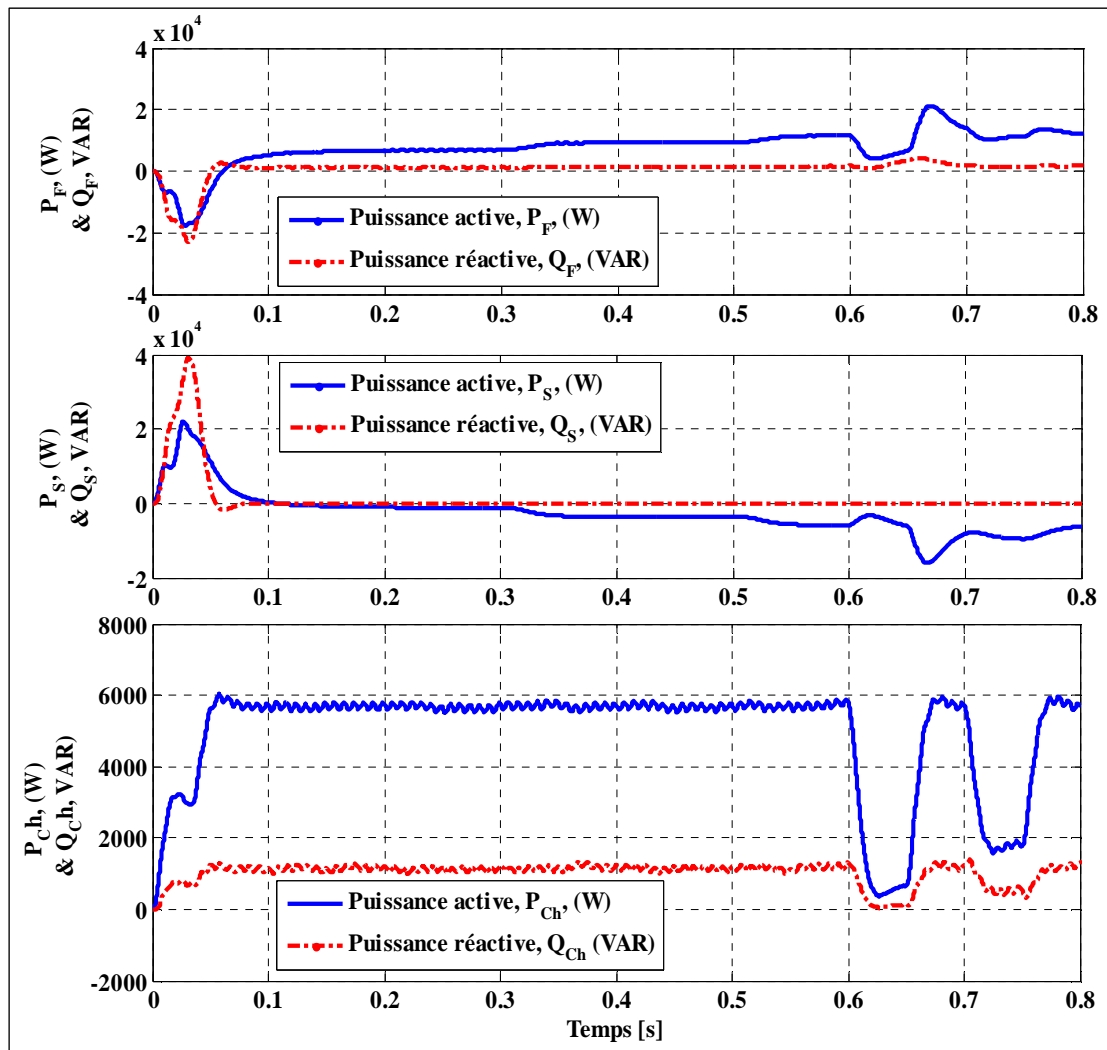


Figure 4.20 Schéma d'écoulement de puissance du système lors de la variation de l'amplitude de la tension de source et de la discontinuité de la phase de la charge.

La figure 4.21 montre le THD du courant de la source, phase pour une FFT appliquée à 5 périodes qui correspond à 3,00 % ce qui inférieure à 5 % autorisé par la norme IEEE-519 sur la qualité d'énergie.

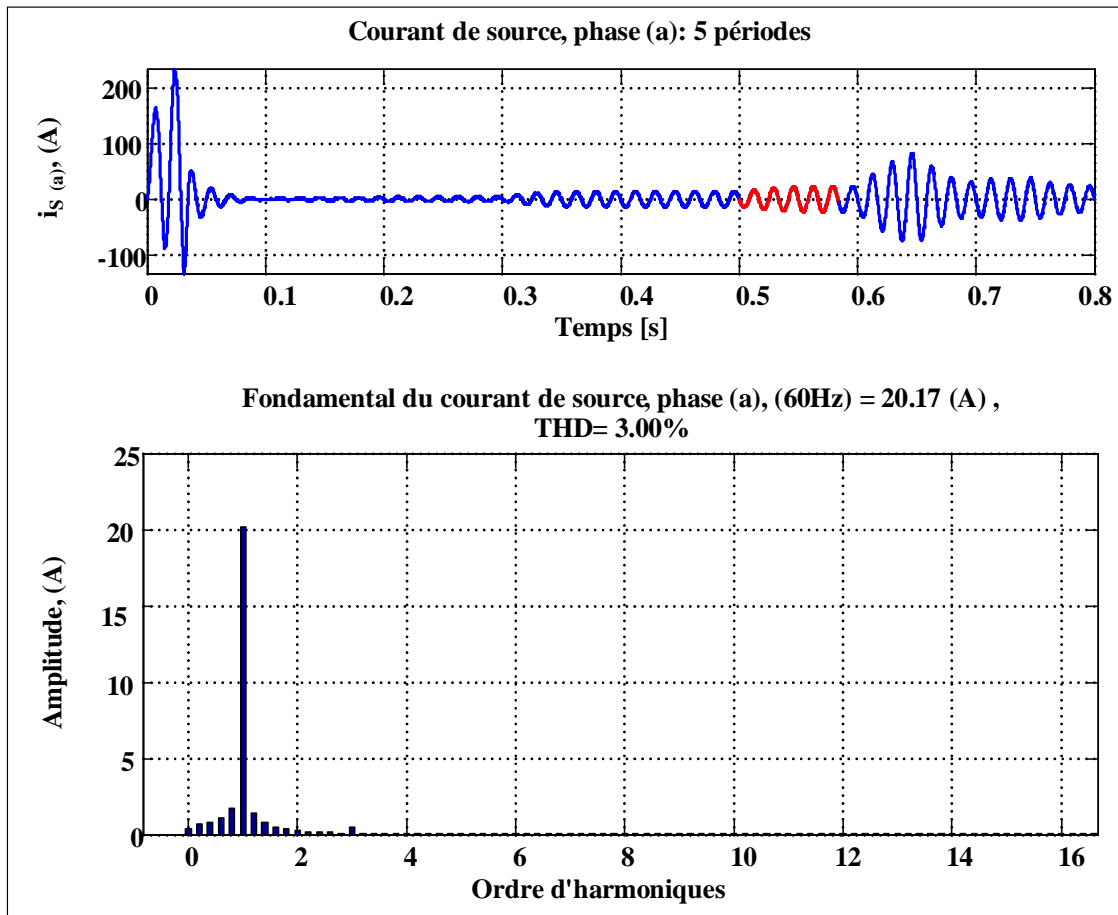


Figure 4.21 Schéma représentatif du THD de courant de la phase ``a`` de la source.

4.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié deux systèmes photovoltaïques sous des différentes conditions de fonctionnement, Le premier système concerne un panneau photovoltaïque destiné pour alimenter une charge non-linéaire variable raccordée au réseau électrique à travers deux convertisseurs statiques (BOOST et onduleur) sous différentes conditions de l'ensoleillement et de la température. Le deuxième système concerne lui aussi un panneau photovoltaïque dédié pour alimenter une charge non-linéaire déséquilibrée connectée au réseau électrique hautement déséquilibré par l'intermédiaire d'un BOOST (DC-DC) et d'un filtre actif (DC-AC). Le réseau électrique est muni soudainement à une variation d'amplitude sur la tension et la charge non-linéaire a subit aussitôt une rupture de la phase ``a``. La modélisation du panneau photovoltaïque, du convertisseur DC-DC (BOOST) et les différentes étapes des deux méthodes de contrôle du filtre actif (méthodes des puissances instantanées (p-q) et la commande indirecte dans le référentiel (d-q)) sont présentés. Dans le deuxième système, le filtre actif est modélisé dans le repère (d-q). La technique d'extraction de la puissance maximale en utilisant l'algorithme perturbe et observe (P&O) a montré de bonnes performances pour les deux systèmes sous des différentes valeurs de l'ensoleillement G et de la température T ($G = 500\text{W}/\text{m}^2$ et $T=27^\circ\text{C}$, $G = 650\text{W}/\text{m}^2$ et $T=29^\circ\text{C}$, $G = 850\text{W}/\text{m}^2$ et $T=32^\circ\text{C}$ et $G = 1000\text{W}/\text{m}^2$ et $T=35^\circ\text{C}$).

Dans les deux systèmes, la méthode des puissances instantanées (p-q) et la méthode de contrôle indirect dans le référentiel (d-q) appliqués au filtre actif ont montré de bons résultats du côté compensation des courants harmoniques, compensation de la puissance réactive, le déséquilibre de la charge, la discontinuité d'une phase de la charge, le déséquilibre de la tension de réseau, la variation de l'amplitude de la tension de réseau et la régulation de la tension de bus continu. De plus, le taux de distorsion d'harmoniques pour les deux systèmes est inférieur à 5 %, ce qui respecte la norme d'IEEE-519 sur la qualité d'onde.

Chapitre 5

Contrôle sans capteur favorisé par le filtre de Kalman étendue dans le système éolien et photovoltaïque

5.1. Introduction :

En cas d'incertitude de mesure, incertitude de la modélisation, le dysfonctionnement ou les pannes survenues aux capteurs de mesure mécaniques utilisés dans les systèmes des énergies renouvelables notamment l'énergie éolienne et l'énergie photovoltaïque, l'insertion d'un contrôle sans capteur dans ces systèmes est devenu un besoin particulier de point de vue technicoéconomique. Techniquement, il y a la certitude de mesure et la minimisation de l'intervention du service des maintenances sur l'ensemble du système surtout dans le cas des parcs éoliens dans la mer (Offshore). Économiquement, moins de capteurs peuvent réduire le coût total du système. Dans ce chapitre, nous proposons une solution qui permet d'estimer la tension du bus continu du filtre actif, la vitesse de rotation et la position du rotor de la génératrice synchrone à aimant permanent en utilisant les estimateurs non-linéaires (filtre de Kalman étendu) [92], [93], [94]. Pour qualifier l'utilisation du filtre de Kalman étendu (EKF : en anglais : Extended Kalman Filter), deux systèmes sont considérés

Dans le premier système (système photovoltaïque), le filtre de Kalman étendu est utilisé afin d'estimer la tension du bus continu. Cette tension estimée est combinée avec la commande des puissances instantanée (p-q) modifiée pour contrôler le filtre actif.

Dans le deuxième système (système éolien), le filtre de Kalman étendu est utilisé afin d'estimer la tension du bus continu, la vitesse de rotation et la position du rotor de la génératrice synchrone à aimant permanent. La tension estimée est insérée dans la commande indirecte dans le plan (abc) pour contrôler le filtre actif par contre la vitesse de rotation estimée et la position du rotor estimée de la GSAP sont utilisés dans la commande de la vitesse de la génératrice en contrôlant le redresseur afin d'extraire le MPPT de l'éolienne. À la fin de chaque système étudié, nous dévoilons les résultats de simulations traités à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink.

5.2. Description du premier système avec panneau photovoltaïque

Le premier système est composé d'un panneau photovoltaïque (PV), un convertisseur DC-DC, un filtre actif et une charge non-linéaire déséquilibrée. La charge est alimentée par le PV via les deux convertisseurs statiques (DC-DC/DC-AC). Le réseau assure la différence d'énergie dans le cas où le PV est incapable d'alimenter la charge. Dans le cas contraire, le PV assure l'alimentation continue de la charge et le surplus est envoyé au réseau. Deux sévères conditions sont considérées dans cette étude. La première est que le réseau est totalement déséquilibré. La seconde est que la charge a subi à deux reprises une discontinuité de la phase ``a``. Le circuit électrique étudié est montré par la figure 5.1.

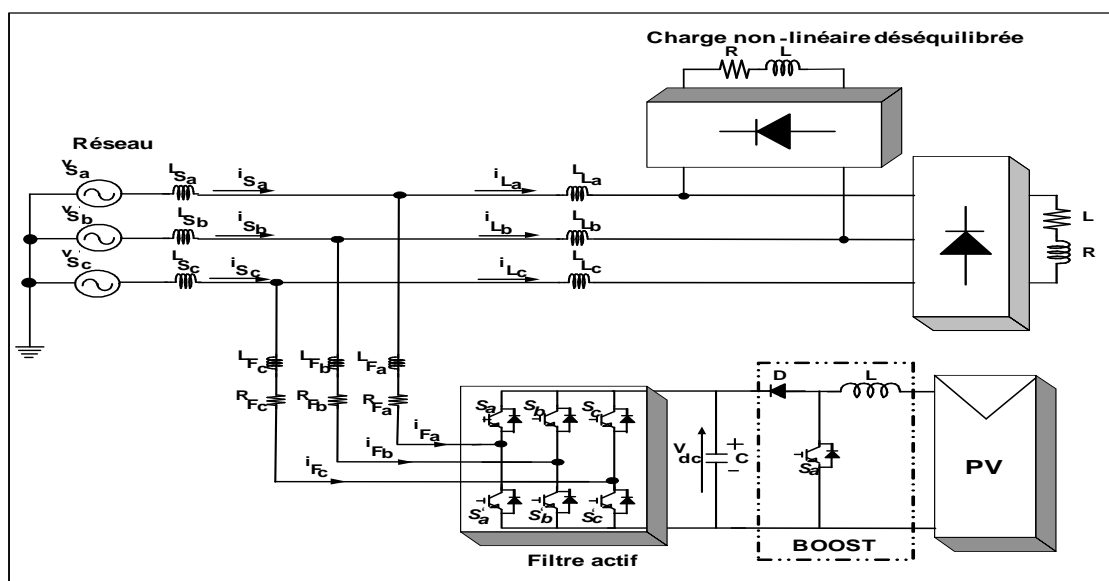


Figure 5.1 Modèle du système étudié.

Les paramètres du système sont montrés par le tableau suivant :

Tableau 5.1 : Paramètres du système 1.

Réseau électrique	BOOST	Filtre	Charge	PV	Lignes
$V_{rms\ Ph-Ph} = 208V$	$L = 7mH$	$C_{dc} = 6000\mu F$	$R = 20\Omega$	$R_p = 120\Omega$	$R_{rés} = 0.001\Omega$
Phase (deg) = 0	$C = 2000\mu F$	$V_{dc\ ref} = 500V$	$L = 10mH$	$R_s = 0.05\Omega$	$L_{rés} = 1mH$
Fréquence = 60 Hz			$R = 25\Omega$	$I_0 = 1e^{-9}A$	$R_{ch} = 0.001\Omega$
			$L = 10mH$	$N_s = 300$	$L_{ch} = 0.5mH$
				$N_p = 15$	$R_{fil} = 0.001\Omega$
					$L_{fil} = 5mH$

5.2.1. Filtre de Kalman étendue (EKF)

En 1960, le mathématicien Rudolf Emil Kalman a publié un article intitulé, "A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems" [95]. Sa recherche l'a amené à décrire un processus connu sous le nom du filtre de Kalman.

Le filtre de Kalman est généralement utilisé pour analyser le comportement d'un système linéaire qui fonctionne sous des conditions de bruit gaussien. Différemment dit, il permet de reconnaître l'état d'un système dans le temps à partir des entrées et sorties actuelles et des covariances des bruits gaussiens qui affectent le système pendant la durée de l'étude.

Le filtre de Kalman a deux phases distinctes : prédiction et mise à jour. La phase de prédiction utilise l'état estimé de l'instant précédent pour produire une estimation de l'état courant. Dans l'étape de mise à jour, les observations de l'instant courant sont utilisées pour corriger l'état prédit dans le but d'obtenir une estimation plus précise.

Dans le filtre de Kalman étendu (FKE), les modèles d'évolution et d'observation n'ont pas besoin d'être des fonctions linéaires de l'état mais peuvent à la place être des fonctions (différentiables). Pour cela, l'équation d'état et l'équation de sortie d'un système non-linéaire sont de la forme:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) + w \\ y = h(x) + v \end{cases} \quad (5.1)$$

Avec:

w: est le vecteur de bruit de système.

v: est le vecteur de bruit de mesure.

La fonction f est employée pour calculer l'état prédit à partir de l'état estimé précédent et, pareillement, la fonction h est utilisée pour calculer l'observation prédite de l'état prédit. Les fonctions f et h ne sont pas des fonctions linéaires mais ont l'obligation d'être différentiables. Cependant, f et h ne peuvent pas être appliqués directement au calcul de la covariance : une matrice des dérivées partielles, la Jacobienne, est calculée.

Cette dernière est une matrice associée à une fonction vectorielle en un point donné. Elle joue un rôle important dans la résolution de problèmes non linéaires. À chaque instant, la Jacobienne est évaluée avec les états estimés courants. Ces matrices peuvent être utilisées dans les équations du filtre de Kalman étendu. Ce processus linéarise essentiellement la fonction non linéaire autour de l'estimation courante \hat{x} . Les matrices linéaires du système F_k et de sortie H_k sont définies comme étant les Jacobiennes suivantes :

$$F_k = \left. \frac{\partial f(x,u)}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}_{k/k}, u=u_k} \quad \text{et} \quad H_k = \left. \frac{\partial h(x)}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}_{k/k}}$$

La matrice de transition φ_k est donnée par: $\varphi_k \approx I + F_k T_s$ avec T_s le pas d'échantillonnage.

Pour l'étape k , les équations de l'algorithme du filtre de Kalman étendu [96], sont les suivants :

1. Déterminer les conditions initiales $\hat{x}_{0/0-1}$ et $\Sigma_{0/0-1}$.

2. Calcul du gain de Kalman L_k

$$L_k = \Sigma_{k/k-1} H_k^T [H_k \Sigma_{k/k-1} H_k^T + R_{v,k}]^{-1} \quad (5.2)$$

Où :

$$\Sigma_{k/k-1} = E\{e_{k/k-1} e_{k/k-1}^T\} \quad (5.3)$$

Avec :

$e_{k/k-1} = x(k) - \hat{x}_{k/k-1}$: est l'erreur d'estimation.

$R_{v,k} = E\{v_k v_k^T\}$: est la matrice de covariance du bruit de mesure

3. Mise à jour de la mesure de l'estimation d'état:

$$\hat{x}_{k/k} = \hat{x}_{k/k-1} + L_k [y_k - h(\hat{x}_{k/k-1})] \quad (5.4)$$

Où :

y_k : est le vecteur de mesures de sortie,

$h(\hat{x}_{k/k-1})$: est le vecteur de mesure estimée.

4. Mise à jour de la matrice de covariance d'erreur d'état

$$\Sigma_{k/k}[I - L_k H_k] \Sigma_{k/k-1} \quad (5.5)$$

Où:

I: est le (nxn) matrice d'identité,

n: est la taille du vecteur d'état.

5. Prédiction de la matrice de covariance d'erreur d'état

$$\Sigma_{k+1/k} = \varphi_k \Sigma_{k/k} \varphi_k^T + R_{w,k} \quad (5.6)$$

Où:

$R_{w,k} = G_k R_w G_k^T$: est la covariance du bruit discret agissant du système.

$G_k = T_s \frac{\partial f}{\partial u} \Big|_{v_{T(k)}}$:est la matrice discrète de la commande.

$R_w = E\{w_k w_k^T\}$:est la matrice de covariance du bruit du système.

6. Prédiction de l'estimation d'état

$$\hat{x}_{k+1/k} = \hat{x}_{k/k} + f(\hat{x}_{k/k}, u_k) T_s \quad (5.7)$$

L'organigramme du filtre de Kalman étendu est représenté par la figure suivante :

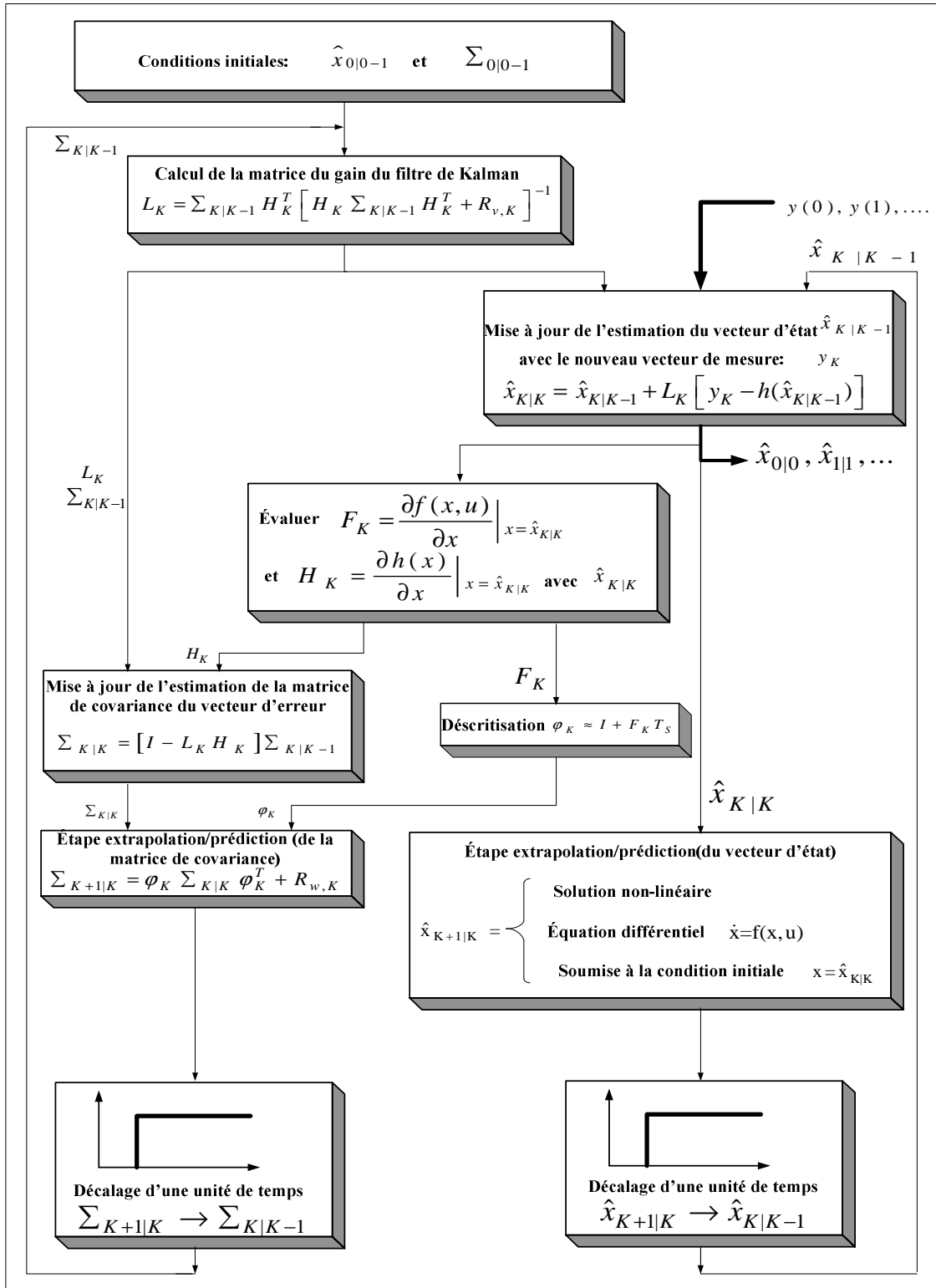


Figure 5.2 Organigramme du filtre de Kalman étendu (EKF).

5.2.2. Stratégie de contrôle du filtre actif avec EKF

Les courants instantanés de la charge non linéaire asymétrique polluée doivent être calculés dans le plan (α - β) comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{23} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

Avec:

$$C_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \text{ et } C_{32} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{\frac{3}{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix}$$

Les équations définissant la puissance de la charge instantanée en (α - β) sont données par [97], [98]:

$$\begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{s\alpha p} & V_{s\beta p} \\ -V_{s\beta p} & V_{s\alpha p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha p} \\ i_{L\beta p} \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

La référence des courants de la charge non linéaire déséquilibrée peut être donnée comme suit:

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha}^* \\ i_{L\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{s\alpha p}^2 + v_{s\beta p}^2} \begin{bmatrix} V_{s\alpha p} & -V_{s\beta p} \\ V_{s\beta p} & V_{s\alpha p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p}^* \\ \bar{q}^* \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

5.2.2.1. Estimation de la tension du bus continu

Pour estimer la tension du bus continu $V_{dc \text{ est}}$, en appliquant la procédure de l'algorithme EKF à l'équation qui définit le convertisseur continu-alternatif suivante :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L} \cdot i_d + \omega \cdot i_q - \frac{dn_d}{L} \cdot V_{dc} + \frac{v_d}{L} = f_1 \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L} \cdot i_q - \omega \cdot i_d - \frac{dn_q}{L} \cdot V_{dc} + \frac{v_q}{L} = f_2 \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{dn_d}{C_{dc}} \cdot i_d + \frac{dn_q}{C_{dc}} \cdot i_q = f_3 \end{cases} \quad (5.10)$$

Le vecteur d'état x peut être défini comme $x = [i_d i_q V_{dc}]^T$. Le nouveau système d'équation est obtenu en discrétisant les équations différentielles et devient égale à :

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = -\frac{R}{L} \cdot x_1 + \omega \cdot x_2 - \frac{d_{nd}}{L} \cdot x_3 + \frac{v_d}{L} = f_1 \\ \frac{dx_2}{dt} = -\frac{R}{L} \cdot x_2 - \omega \cdot x_1 - \frac{d_{nq}}{L} \cdot x_3 + \frac{v_q}{L} = f_2 \\ \frac{dx_3}{dt} = \frac{d_{nd}}{C_{dc}} \cdot x_1 + \frac{d_{nq}}{C_{dc}} \cdot x_2 = f_3 \end{cases} \quad (5.11)$$

Avec i_d, i_q, v_d et v_q représentent respectivement, les courants et les tensions dans le repère référentiel d-q et V_{dc} est la tension de bus continu, R et L sont les résistances et les inductances de la ligne du convertisseur (DC-AC), respectivement, d_{nd} et d_{nq} sont les lois de commande.

La matrice de linéarisation du système à chaque instant de l'opération peut être écrite comme suit:

$$F_k = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \frac{\partial f_1}{\partial x_3} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \frac{\partial f_2}{\partial x_3} \\ \frac{\partial f_3}{\partial x_1} & \frac{\partial f_3}{\partial x_2} & \frac{\partial f_3}{\partial x_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{d_{nd}}{L} \\ \omega & -\frac{R}{L} & -\frac{d_{nq}}{L} \\ \frac{d_{nd}}{C_{dc}} & \frac{d_{nq}}{C_{dc}} & 0 \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

Les matrices de covariance sont fixées après plusieurs tests de simulation. Les paramètres suivants ont été utilisés dans la simulation: $R_{vk} = 0.01 \times I_3$, $R_{wk} = 0.5 \times I_3$. La période d'échantillonnage utilisée est $T_s = 10e^{-6}s$.

5.2.3. Algorithme de contrôle du filtre actif avec EKF

La stratégie de contrôle de l'onduleur s'articule sur la méthode des puissances instantanées p-q modifiée. Cette méthode combine la tension estimée du bus continu et les séquences positives de la tension de source et des courants de la charge dans le contrôle du filtre actif. Les tensions $v_s(abc)$ et les courants $i_s(abc)$ de la source sont transformés en v_{dq} et i_{dq} respectivement en utilisant la transformation du Park (abc/d-q). Ces sorties dans le référentiel d-q sont utilisées comme des entrées dans l'algorithme de filtre de Kalman étendu. La sortie d'EKF est une estimation de la tension du bus continu V_{dc} est. Cette tension estimée est comparée avec à la tension du bus continu de référence V_{dc}^* .

L'erreur générée sert à l'entrée d'un régulateur proportionnel-intégrateur PI. La sortie du PI estime la puissance active de référence à la fondamentale et est comparée à la puissance active \bar{p} obtenue après l'extraction de séquences positives de la tension de la source et le courant de charge en utilisant la transformation de Clarke(abc/ $\alpha\beta$). L'erreur constatée est devenu la référence de la puissance active \bar{p}^* . Les puissances de références \bar{p}^* et \bar{q}^* obtenues sont utilisées comme entrée dans l'équation principale pour aider à extraire les courants de références dans le plan ($\alpha - \beta$). Ces courants $i_{L\alpha}^*$ et $i_{L\beta}^*$ sont transformés en i_{La}^* , i_{Lb}^* et i_{Lc}^* en utilisant l'inverse de la transformation de Concordia($\alpha\beta/abc$). Ces courants de références dans le plan (abc) sont comparés avec les courants de source, l'erreur engendrée sert à l'entrée d'un régulateur PI. La sortie du PI sert à l'entrée dans la technique de modulation PWM pour générer les signaux convenables pour contrôler les interrupteurs de l'onduleur. Enfin, le schéma de commande du filtre actif avec l'algorithme EKF est illustré sur la figure 5.3.

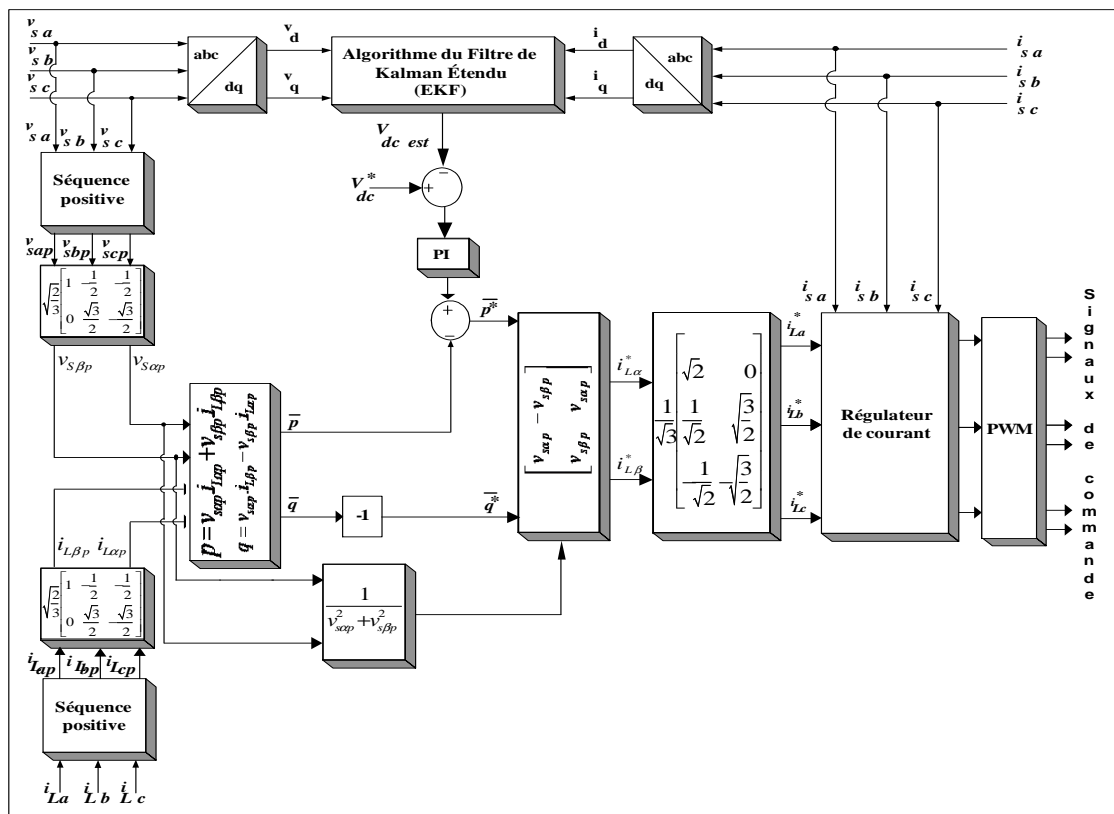


Figure 5.3 Bloc de contrôle de la commande des puissances instantanées p-q modifiée avec la tension du bus continu estimée en utilisant l'algorithme (EKF).

5.2.4. Résultats de simulation

Les résultats de simulation obtenus dans l'environnement MATLAB/SIMULINK pour l'extraction du MPPT₁, MPPT₂, MPPT₃ et MPPT₄ pour chaque caractéristique en utilisant l'algorithme perturbé et observe (P&O) (détaillé dans le chapitre précédent) des courants et des puissances en fonction de la tension du panneau photovoltaïque $I_{PV} = f(V_{PV})$ et $P_{PV} = f(V_{PV})$ avec la considération du changement de l'ensoleillement G et de la température T sont montrés par les figures 5.4 et 5.5.

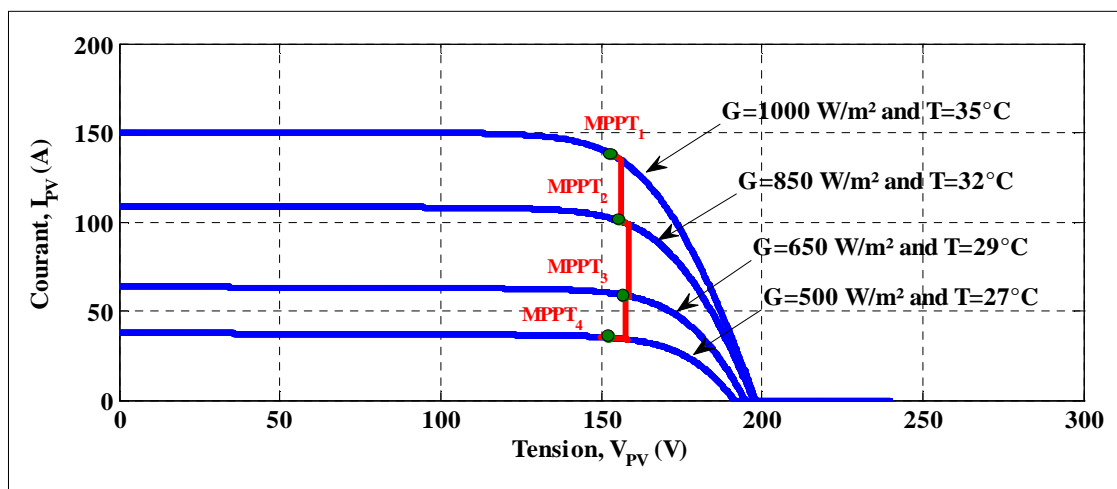


Figure 5.4 Caractéristique du panneau photovoltaïque, le courant en fonction de la tension $I_{PV} = f(V_{PV})$ avec MPPT.

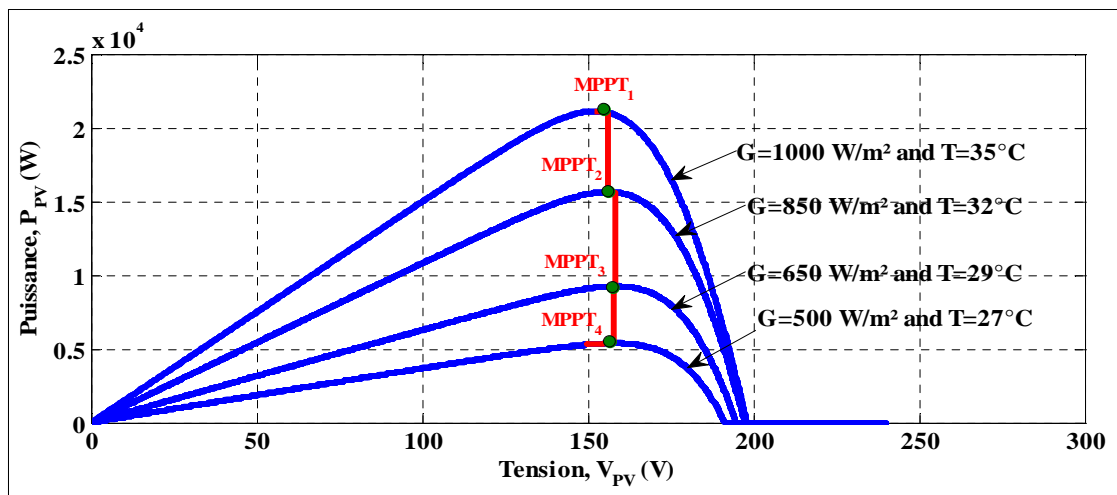


Figure 5.5 Caractéristique du panneau photovoltaïque, la puissance en fonction de la tension $P_{PV} = f(V_{PV})$ avec MPPT.

La figure 5.6 illustre les tensions de la source, des courants de la source, des courants de la charge non-linéaire déséquilibrée et des courants de filtre actif respectivement. On observe que la tension de réseau est complètement déséquilibrée tout le long de fonctionnement du système et aussi à deux reprise, la discontinuité de la phase ``a`` de la charge non-linéaire de $t = 1$ s à $t = 1.05$ s et de $t = 1.1$ s à $t = 1.15$ s. Malgré toutes ces sévères conditions, le contrôle appliqué au filtre actif a donné de bon résultat concernant la compensation des courants harmonique, le réactif et le transfert de l'énergie du panneau photovoltaïque. On peut voir clairement que les courants de la source sont propres, sinusoïdaux et en opposition avec les tensions de la source.

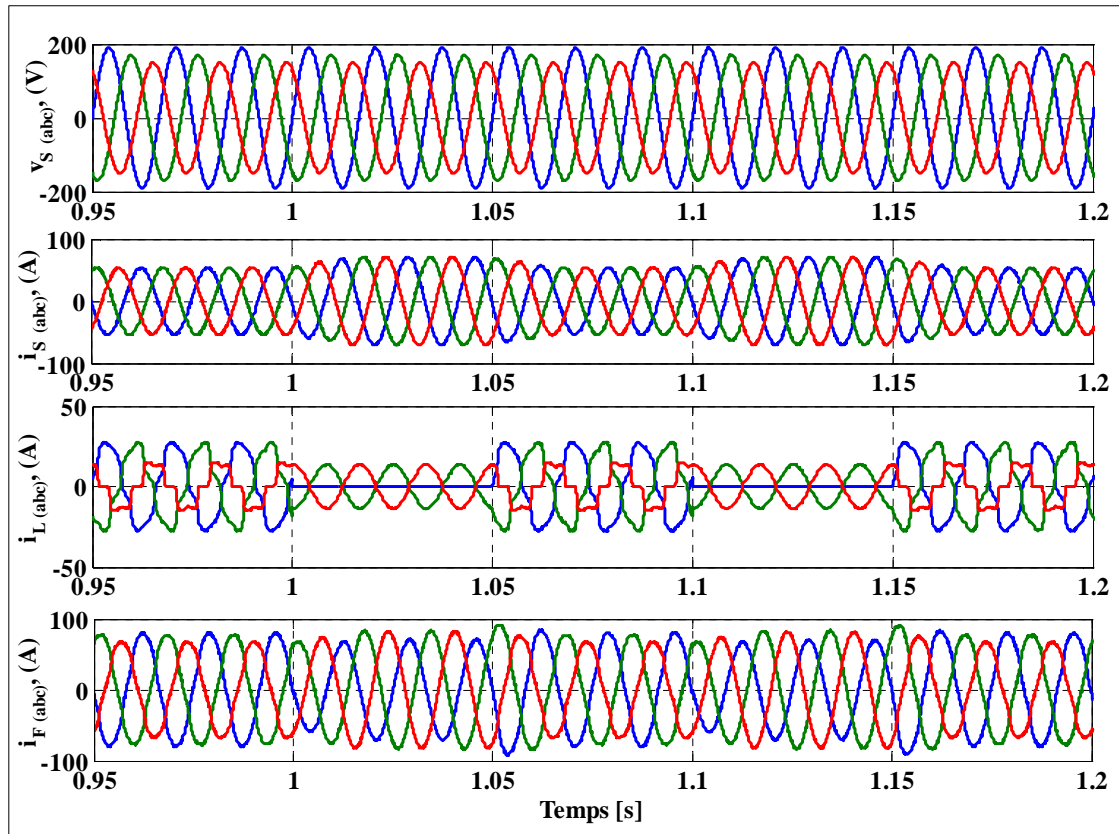


Figure 5.6 Dynamique réponse des tensions et des courants du système respectivement : les tensions de la source, les courants de la source, les courants de la charge et les courants de l'onduleur.

Il est très clair de voir sur la figure 5.7 la tension du bus continu estimée suit sa référence qui est égale à 500V. Aussi, on peut conclure que l'accroissement du courant

de BOOST est proportionnel avec l'augmentation de l'ensoleillement G et de la température T .

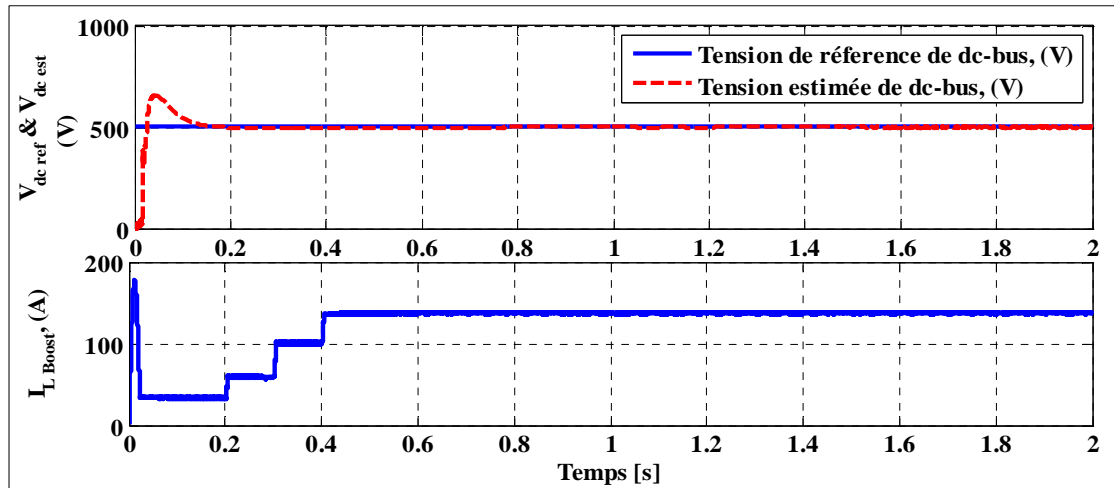


Figure 5.7 Dynamique réponse de la tension du bus continu estimée et de référence et du courant du BOOST.

La figure 5.8 montre le THD du courant de la source, phase ``a`` pour une FFT appliquée à 5 périodes qui correspond à 1,01 % ce qui inférieure à 5 % qualifié par la norme IEEE-519 sur la qualité d'énergie.

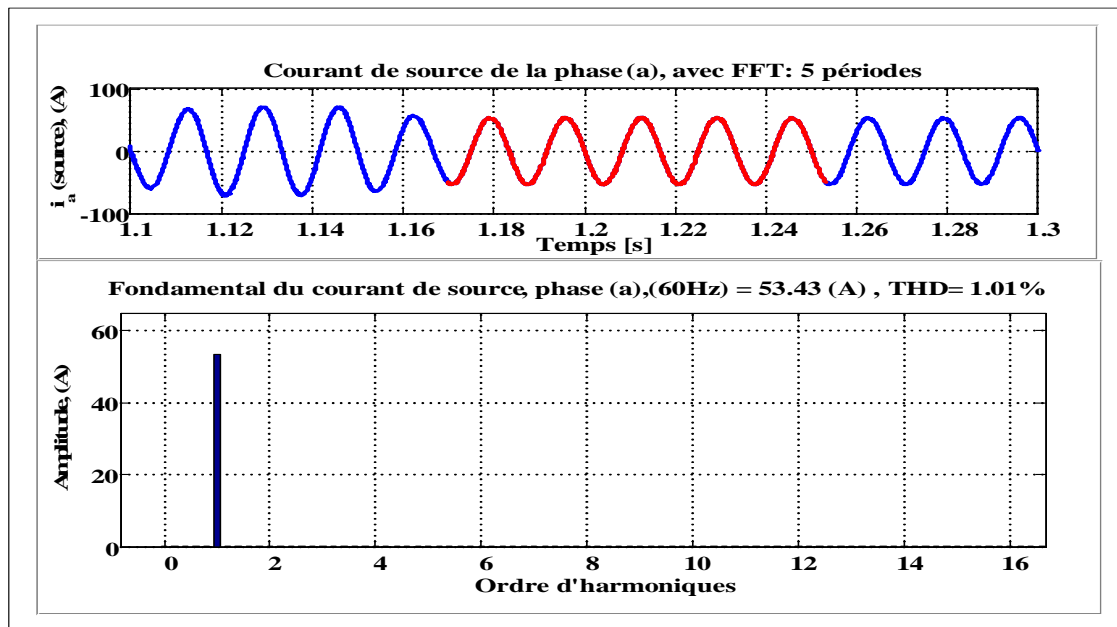


Figure 5.8 Schéma représentatif du THD de courant de la phase ``a`` de la source.

L'écoulement de puissance du système est présenté par la figure 5.9. De $t = 0$ s à $t = 0.15$ s, on observe le réseau alimente la charge tout seul. De $t = 0.15$ s à $t = 2$ s, le PV produit beaucoup d'énergie, il assure l'alimentation continue de la charge et le surplus est envoyé au réseau.

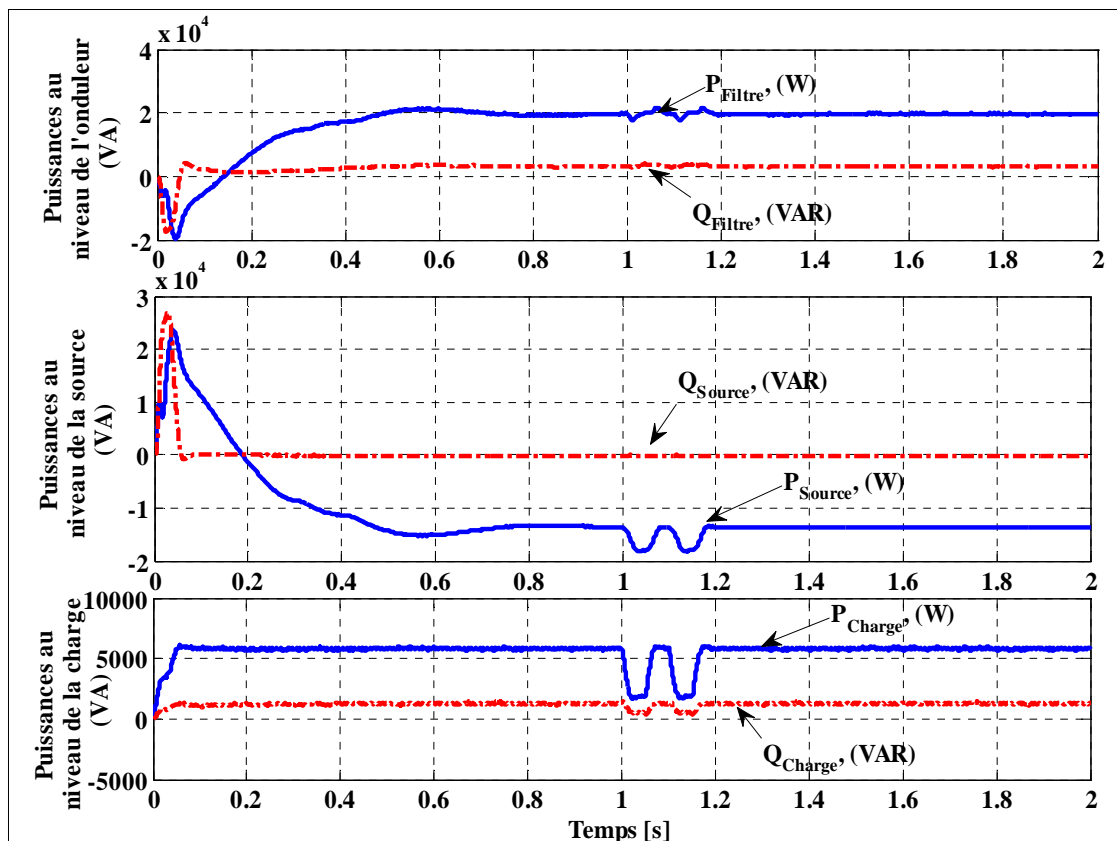


Figure 5.9 Schéma d'écoulement de puissance du système lors de la discontinuité de la phase ``a`` de la charge et le déséquilibre de la tension de la source.

5.3. Description du second système avec une éolienne

Le système considéré dans le présent travail est représenté sur la figure 5.10. C'est une éolienne à vitesse variable basée sur une génératrice synchrone à aimant permanent VSWT/PMSG connectée au réseau par l'intermédiaire de deux convertisseurs statique (alternatif-continu) et (continu-alternatif) [100]. Le VSWT/PMSG transmet l'énergie électrique produite au réseau électrique et/ou alimente une charge non linéaire déséquilibrée. Pour rendre le courant du neutre de la source nul, le quatrième bras de la charge est connecté au point milieu entre les deux condensateurs.

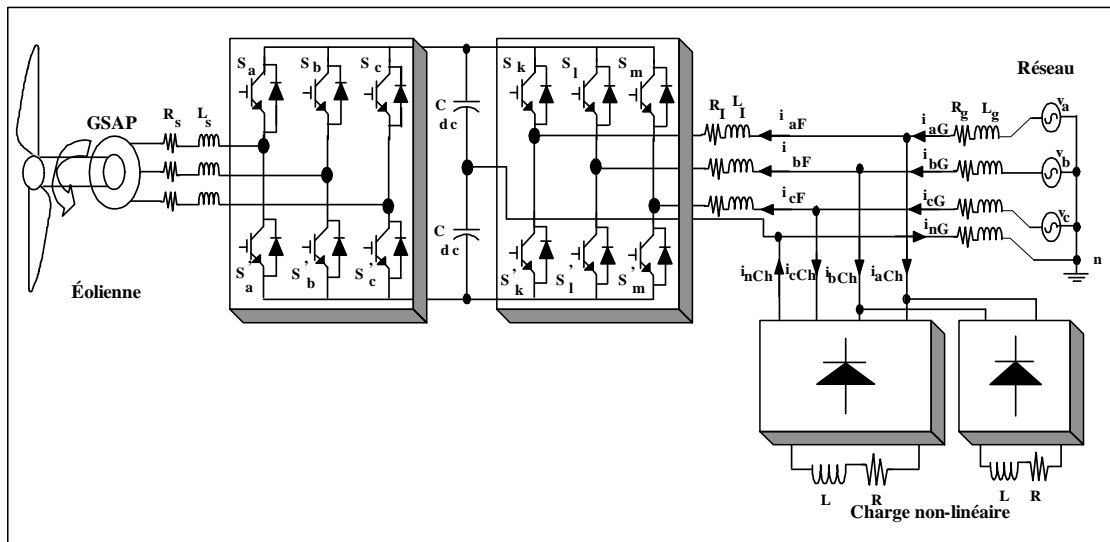


Figure 5.10 Configuration du système.

Les paramètres du système sont montrés par le tableau suivant :

Tableau 5.2 : Paramètres du système 2.

Paramètres du système			
Éolienne	GSAP	Réseau et charge	Onduleur
$\rho=1.225$ kg/m^3 $R=1.5\text{m}$ $C_1=0.22;$ $C_2=116$ $C_3=0.4; C_4=5$ $C_5=12.5;$ $C_6=0.08$ $C_7=0.035$	$P = 12\text{Kw}$ $p=4$ $J=1\text{mkg.m}^2$ $R_s=2.875\Omega$ $L_d = L_q = 8.5\text{mH}$ $\psi = 0.175\text{V.s}$	$V_{\text{rmsPh-h}}=208\text{V}$ $\text{Phas(deg)} = 0$ $\text{Freq(Hz)} = 60$ $R_g=0.001\Omega$ $L_g=5\text{mH}$ $R=10\Omega$ $L=25\text{mH}$	$C_{dc}=9000\mu\text{F}$ $V_{dc}=500\text{V}$ $R_i=0.001\Omega$ $L_i = 5\text{mH}$

5.3.1. Stratégie de contrôle de la GSAP avec EKF

Les équations des tensions de la génératrice synchrone à aimant permanent GSAP dans le référentiel d-q sont décrites comme suit:

$$\begin{cases} v_d = -R_s \cdot i_d - L_d \cdot \frac{di_d}{dt} + \omega_{me} \cdot L_q \cdot i_q \\ v_q = -R_s \cdot i_q - L_q \cdot \frac{di_q}{dt} - \omega_{me} \cdot L_d \cdot i_d + \omega_{me} \cdot \lambda_m \end{cases} \quad (5.13)$$

Où:

i_d, i_q, v_d, v_q, L_d et L_q sont respectivement les courants, les tensions et les inductances par phase de la machine.

$R_s, \omega_{me}, \lambda_m$ et respectivement la résistance de stator, la vitesse électrique du rotor, le flux de la machine et le nombre de paires de pôles.

L'équation du couple électromagnétique de la GSAP à rotor lisse, en prenant en considération l'hypothèse ($L_d = L_q$) est comme suite :

$$T_e = \frac{p}{2} \cdot \frac{P_m}{\omega_{me}} = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} (\lambda_m \cdot i_q) \quad (5.14)$$

Finalement, le courant de référence le long de l'axe q est représenté par la formule suivante :

$$i_q^* = \frac{4}{3} \left(\frac{T_e^*}{p \cdot \lambda_m} \right) \quad (5.15)$$

Le modèle de la GSAP dans le plan ($\alpha - \beta$) peut s'écrire comme suit:

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \cdot i_\alpha + \frac{\lambda_r}{L_s} \cdot \omega_{me} \cdot \sin(\theta_e) + \frac{v_\alpha}{L_s} \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \cdot i_\beta - \frac{\lambda_r}{L_s} \cdot \omega_{me} \cdot \cos(\theta_e) + \frac{v_\beta}{L_s} \\ \frac{d\omega_{me}}{dt} = \frac{3}{2} \cdot \frac{p^2 \lambda_r}{J} \cdot (-i_\alpha \cdot \sin(\theta_e) + i_\beta \cdot \cos(\theta_e)) - \frac{B}{J} \cdot \omega_{me} - \frac{p}{J} T_L \\ \frac{d\theta_e}{dt} = \omega_{me} \end{cases} \quad (5.16)$$

Où $i_\alpha, i_\beta, v_\alpha$ et v_β représentent les courants et les tensions de stator dans le plan ($\alpha - \beta$), respectivement, et $\omega_{me} = p \cdot \omega_r$ représente la vitesse électrique du rotor, p est le nombre de paires de pôles, θ_e est la position du rotor, R_s et $L_s = L_d = L_q$ sont la résistance et l'inductance du stator, respectivement, λ_r représente le flux excitée par l'aimant permanent du rotor, B est le facteur de friction, T_L est le couple de charge, et J est l'inertie totale.

Le filtre de Kalman étendu utilise le modèle mathématique dans le plan $(\alpha - \beta)$ de la GSAP pour estimer la vitesse de rotation et la position du rotor de la machine tout en admettant que $f_1 = \frac{di_\alpha}{dt}$, $f_2 = \frac{di_\beta}{dt}$, $f_3 = \frac{d\omega_{me}}{dt}$, $f_4 = \frac{d\theta_e}{dt}$ et $x_1 = i_\alpha$, $x_2 = i_\beta$, $x_3 = \omega_{me}$, $x_4 = \theta_e$.

La linéarisation du système est défini par F_k comme suit:

$$F_k = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \frac{\partial f_1}{\partial x_3} & \frac{\partial f_1}{\partial x_4} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \frac{\partial f_2}{\partial x_3} & \frac{\partial f_2}{\partial x_4} \\ \frac{\partial f_3}{\partial x_1} & \frac{\partial f_3}{\partial x_2} & \frac{\partial f_3}{\partial x_3} & \frac{\partial f_3}{\partial x_4} \\ \frac{\partial f_4}{\partial x_1} & \frac{\partial f_4}{\partial x_2} & \frac{\partial f_4}{\partial x_3} & \frac{\partial f_4}{\partial x_4} \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

$$F_k = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & \frac{\lambda_r}{L_s} \cdot \sin(\theta_e) & \frac{\lambda_r}{L_s} \cdot \omega_{me} \cos(\theta_e) \\ 0 & -\frac{R_s \lambda_r}{L_s} \cdot \cos(\theta_e) & \frac{\lambda_r}{L_s} \cdot \omega_{me} \cdot \sin(\theta_e) & 0 \\ -\frac{3}{2} \cdot \frac{P^2}{J} \cdot \lambda_r \cdot \sin(\theta_e) & \frac{3}{2} \cdot \frac{P^2}{J} \cdot \lambda_r \cdot \cos(\theta_e) & -\frac{B}{J} & \frac{P^2}{J} \cdot \lambda_r \cdot (i_\alpha \cdot \cos(\theta_e) - i_\beta \cdot \sin(\theta_e)) \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

Les matrices de covariance sont fixées après plusieurs tests de simulation. Les paramètres suivants ont été utilisés dans la simulation:

$$R_{vk} = \begin{bmatrix} 0.01 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.01 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.01 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.01 \end{bmatrix} \text{ et } R_{wk} = \begin{bmatrix} 0.5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.5 \end{bmatrix}$$

La période d'échantillonnage utilisée est $T_s = 10e^{-6}s$.

5.3.2. Algorithme de contrôle de la GSAP avec EKF

La procédure de contrôle de la GSAP avec estimation de la position et de la vitesse de rotation du rotor en utilisant l'algorithme EKF est comme suit:

Les tensions statorique de la GSAP dans le plan abc sont transformées en tensions v_α et v_β à l'aide de la théorie de la transformation de Clarke (abc/ $\alpha - \beta$). Ces tensions

alpha-bêta sont utilisés comme entrée de l'algorithme EKF. L'algorithme EKF utilise ces entrées pour estimer la vitesse et le rotor à l'aide du modèle mathématique de la GSAP décrit par l'équation (5.19). Les sorties d'EKF $\omega_{r\ est} = \frac{\omega_{me}}{p}$ et θ_{est} obtenus sont utilisés dans le contrôle de la GSAP. La vitesse de rotation estimée $\omega_{r\ est}$ est comparée avec la vitesse de rotation de référence ω^* générée par le programme de MPPT. Plus de détail sur l'algorithme de MPPT est dans [99]. L'erreur engendrée entre $\omega_{r\ est}$ et ω^* considéré comme entrée du régulateur proportionnel-intégrateur PI. La sortie du PI est utilisé dans l'équation (5.15) en tant que référence du couple électromagnétique T_e^* pour obtenir le courant de référence i_q^* le long de l'axe q". Les courants de référence i_d^* et i_0^* sont fixées à zéro.

Les courants de référence dans l'axe dq0 (i_d^* , i_q^* et i_0^*) sont transformés en courants de référence (i_a^* , i_b^* et i_c^*) en utilisant la transformation de Park (dq0/abc) à l'aide de la position de rotor estimée θ_{est} . Les courants de références actuelles dans le plan abc sont comparés aux courants de stator mesurés $i_{a\ stat}$, $i_{b\ stat}$ et $i_{c\ stat}$. Les erreurs générées sont utilisées comme une entrée pour la technique de modulation par hystérésis afin de commander le redresseur. Le bloc de commande du redresseur avec l'algorithme de filtre de Kalman étendu et de MPPT est représenté sur la figure 5.11.

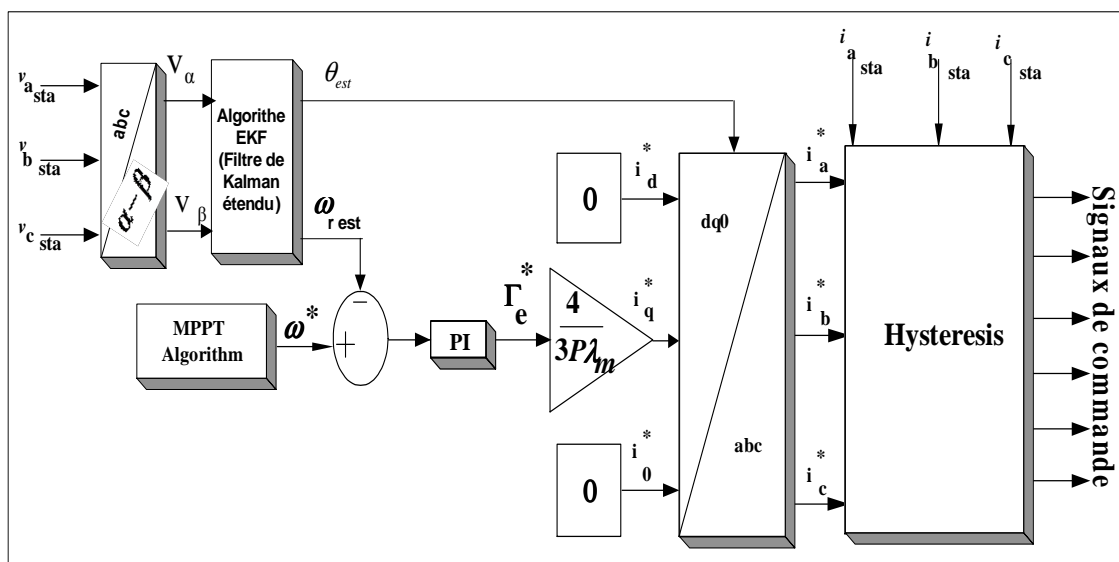


Figure 5.11 Schéma du bloc de contrôle de la GSAP avec EKF.

5.3.3. Stratégie de contrôle du filtre actif avec EKF

La procédure d'estimée la tension du bus continu $V_{dc\ est}$ en utilisant l'algorithme de filtre de Kalman étendu est la même que celle utilisée au filtre actif du système photovoltaïque précédant. La seule différence est le type de commande appliqué au contrôle du filtre actif. Il s'agit dans ce deuxième système la combinaison de la commande indirecte dans le plan abc avec le filtre de Kalman étendu (EKF).

5.3.4. Algorithme de contrôle du filtre actif avec EKF

Les tensions et les courants du réseau électrique du plan abc (v_{abc} et i_{abc}) sont transformés en (v_{d-q} et i_{d-q}) du référentiel d-q à l'aide de la transformation de Park. Ces tensions et courants de sorties sont utilisées comme des entrées de l'algorithme EKF. L'algorithme EKF utilise ces entrées pour estimer la tension de bus continu $V_{dc\ est}$. Cette tension estimée est utilisée dans le contrôle de l'onduleur. La tension $V_{dc\ est}$ est comparée à une tension de référence V_{dc}^* de bus continu. L'erreur sera générée pour l'entrée du régulateur PI. La sortie du régulateur PI est l'amplitude du courant de source I_{sm} . Les courants de référence instantanées de la source (i_a^* , i_b^* et i_c^*) sont calculés en multipliant le courant I_{sm} avec trois vecteurs unitaires (U_a , U_b et U_c). Ces trois vecteurs sont obtenus à l'aide de la boucle de verrouillage de phase (PLL) qui donne l'angle de synchronisation θ à partir des tensions de de la source v_{abc} . L'erreur générée entre les courants de références actuelles (i_a^* , i_b^* et i_c^*) et les courants mesurés (i_a , i_b et i_c) sert d'entrée pour la technique de modulation par hystérésis pour générer les signaux de commande nécessaire aux interrupteurs du filtre actif. L'algorithme de contrôle du filtre actif avec l'estimation de la tension du bus continu $V_{dc\ est}$ en utilisant l'algorithme EKF est montré dans la figure 5.12.

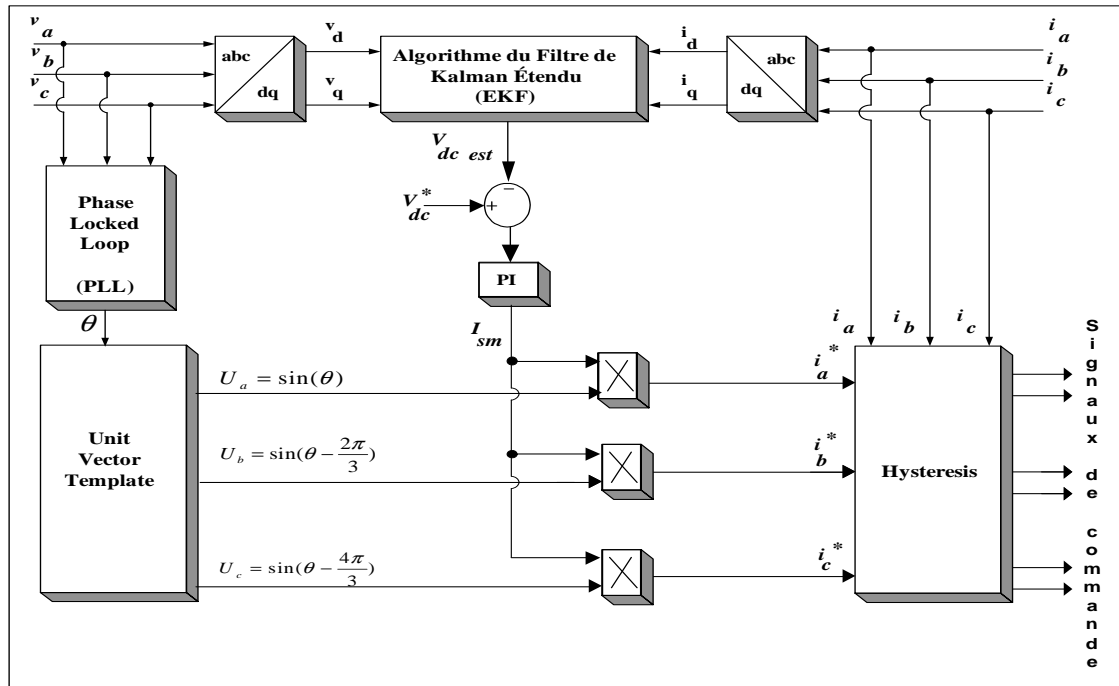


Figure 5.12 Schéma du bloc de contrôle du filtre actif avec EKF.

5.3.5. Résultats de simulation

Le système d'énergie éolienne raccordée au réseau et alimente une charge non linéaire déséquilibrée triphasée à quatre ligne (3P4W) a été modélisé, simulé et validé en utilisant le MATLAB / Simulink. L'estimation de la vitesse de rotation et la position de rotor de la GSAP ainsi que la tension du bus continu de l'onduleur sont fait en utilisant l'algorithme du filtre de Kalman étendu (EKF). L'onduleur assure le transfert de l'énergie produite par l'éolienne VSWT/GSAP à la source, afin d'assurer l'alimentation continue de la charge non linéaire déséquilibrée 3P4W et maintient également une bonne qualité de l'énergie sur l'ensemble du système.

Comme il est montré dans la figure 5.13, les caractéristiques de puissance de l'éolienne à $\beta = 0$ et à différentes valeurs de vitesses de vent ($V_{vent} = 5\text{m/s}$, $V_{vent} = 8\text{m/s}$, $V_{vent} = 11\text{m/s}$, $V_{vent} = 14\text{m/s}$) indique le bon fonctionnement de l'algorithme MPPT utilisé dans le chapitre 3 en confirmant les valeurs de puissance maximale P_{max} et les vitesses de références ω^* pour chaque courbe avec (MPPT₁, MPPT₂, MPPT₃ et MPPT₄).

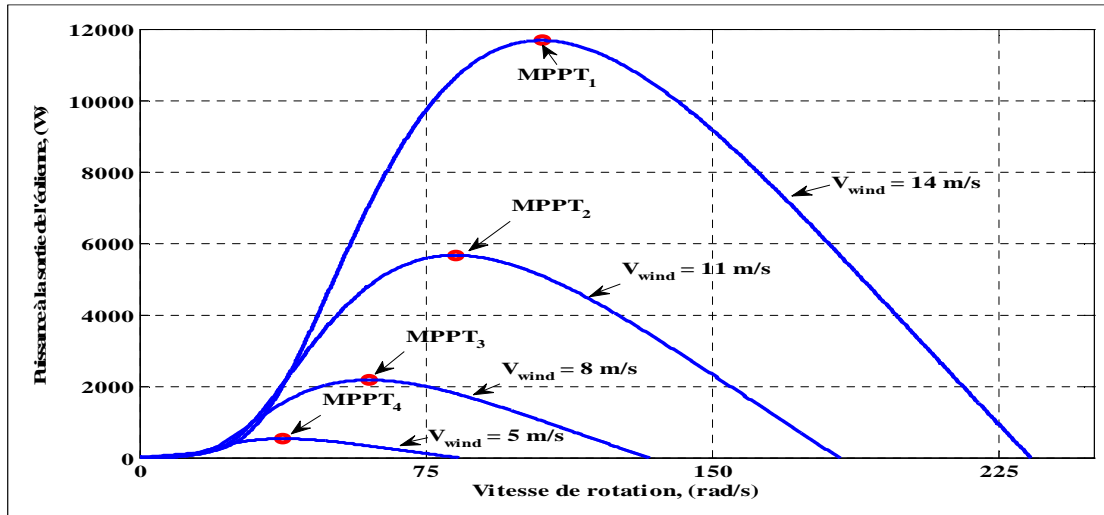


Figure 5.13 Caractéristique de l'éolienne avec MPPT pour des vitesses du vent égale à : $V_{vent} = 5\text{m/s}$, $V_{vent} = 8\text{m/s}$, $V_{vent} = 11\text{m/s}$, $V_{vent} = 14\text{m/s}$ et $\beta = 0^\circ$.

La vitesse de rotation estimée et la position de rotor estimée de GSAP en utilisant l'algorithme EKF sont présentés respectivement dans les figures 5.14 et 5.15. Dans le premier intervalle, à partir de $t = 0\text{ s}$ à $t = 0,15\text{ s}$, l'éolienne ne fonctionne pas car il n'y a pas de vent (la vitesse de rotation de la GSAP est égale à zéro). De $t = 0,15\text{ s}$ à $t = 0,5\text{ s}$, on peut observer la vitesse estimée suit la vitesse de référence obtenue par l'algorithme MPPT pour les différents valeurs de la vitesse du vent (5, 8, 11 et 14 m / s) et quand $\beta = 0$, ce qui prouve l'efficacité de l'utilisation de l'EKF dans le cas où aucune donnée de mesure accessibles.

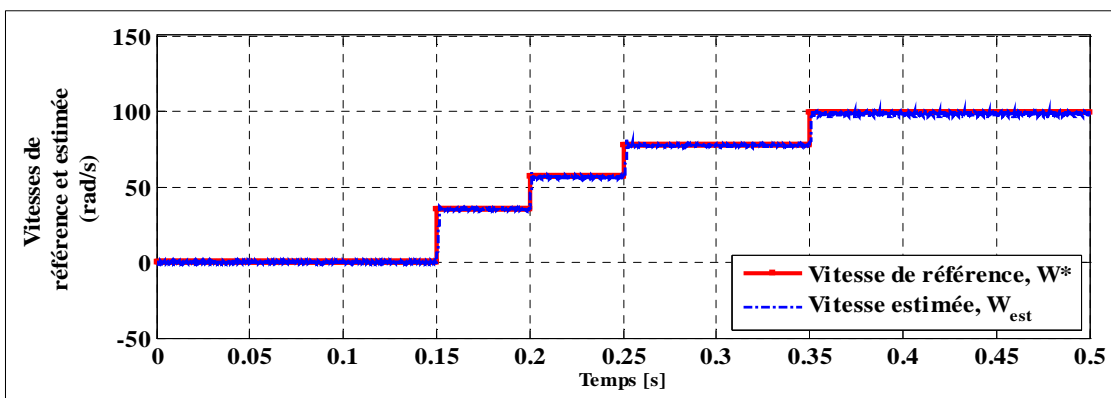


Figure 5.14 Schéma représentatif de la vitesse estimée et de référence de la GSAP pour les vitesses du vent $V_{vent} = 5\text{m/s}$, $V_{vent} = 8\text{m/s}$, $V_{vent} = 11\text{m/s}$, $V_{vent} = 14\text{m/s}$ et l'angle de calage $\beta = 0^\circ$.

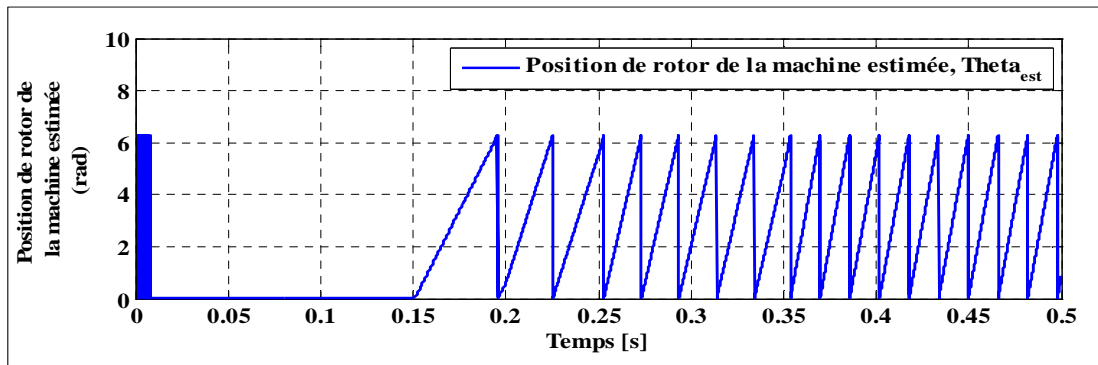


Figure 5.15 Schéma représentatif de la position de rotor estimée de la GSAP.

Pour montrer les formes de signaux mieux clairs dans la figure 5.16, les intervalles de temps de simulation sont agrandis entre 0,055s et 0,075 s et entre 0,355s à 0,375 s. On peut observer le courant de la source de $t = 0$ s à $t = 0,15$ s est riche en harmoniques et cela due au dysfonctionnement de l'onduleur. Il est plus clair à partir de $t = 0,055$ s à $t = 0,075$ s dans la première partie agrandie. De $t = 0,15$ s à $t = 0,5$ s, lorsque l'onduleur se met en marche, le courant de la source est non polluée et le réseau électrique reçoit le surplus de l'énergie produite par VSWT / PMSG afin que la charge est alimentée, ce qui rend la forme d'onde de la tension et de courant de la source en opposition de phase comme est représenté sur la partie agrandie de 0,355 à 0,375 s. L'estimation de la tension du bus continu reste constante et suit complètement la référence 500 V. En outre, on peut voir aussi le courant du neutre de la source est met à zéro lorsque l'onduleur est opérationnel.

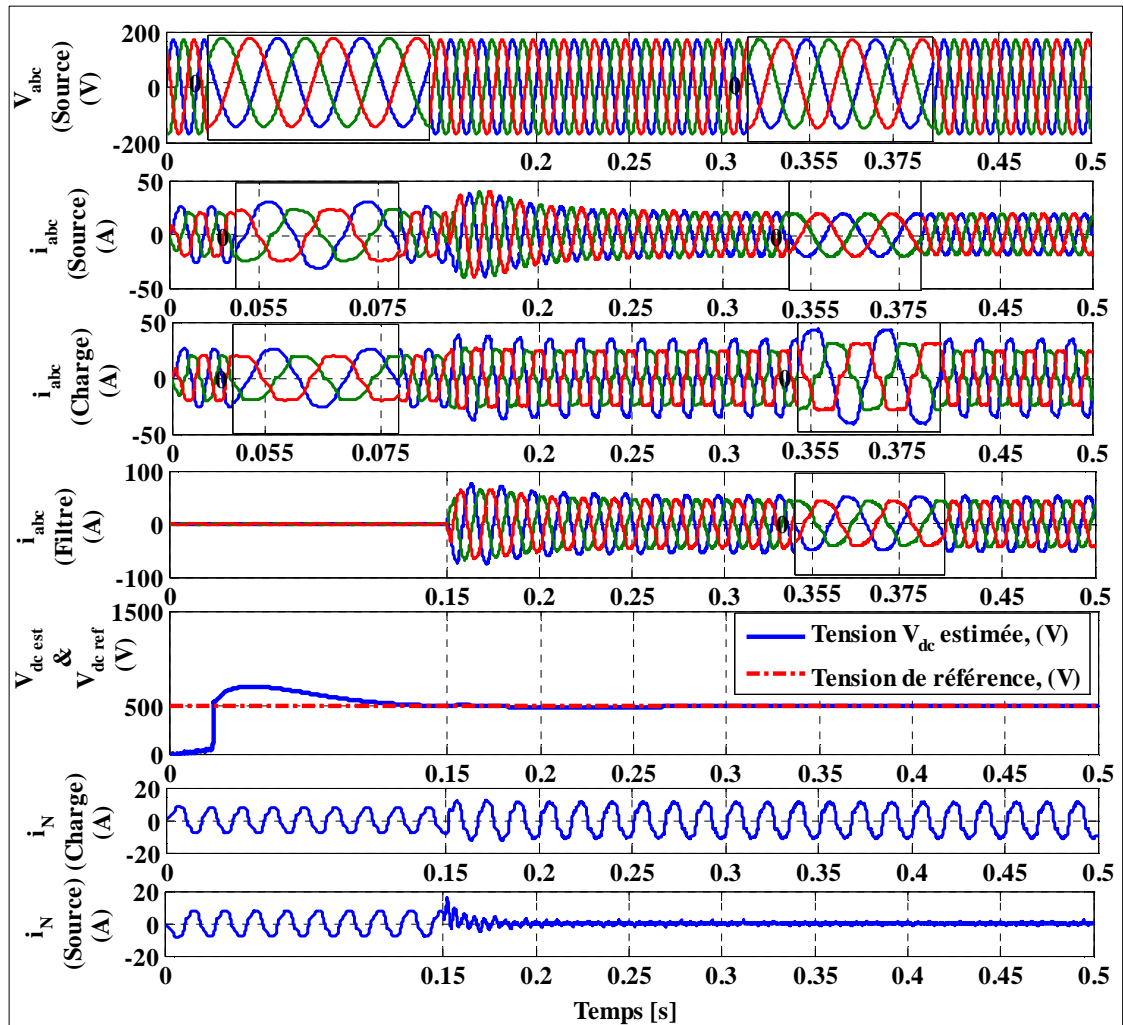


Figure 5.16 Formes des signaux des tensions de la source, des courants de la source, des courants de la charge, des courants de l'onduleur, de la tension de référence et estimée du bus continu, du courant de neutre de la charge et du courant de neutre de la source respectivement lorsque le système est sous les conditions des vitesses du vent $V_{vent} = 5\text{m/s}$, $V_{vent} = 8\text{m/s}$, $V_{vent} = 11\text{m/s}$, $V_{vent} = 14\text{m/s}$ et l'angle de calage $\beta = 0^\circ$.

La figure 5.17 montre la distorsion harmonique totale (THD) de la phase 'a' du courant de source avant que l'onduleur est mise en marche pour une FFT appliquée à 5 cycles (THD = 5,94%), ce qui ne respecte pas les normes d'IEEE-519 sur la qualité de l'énergie.

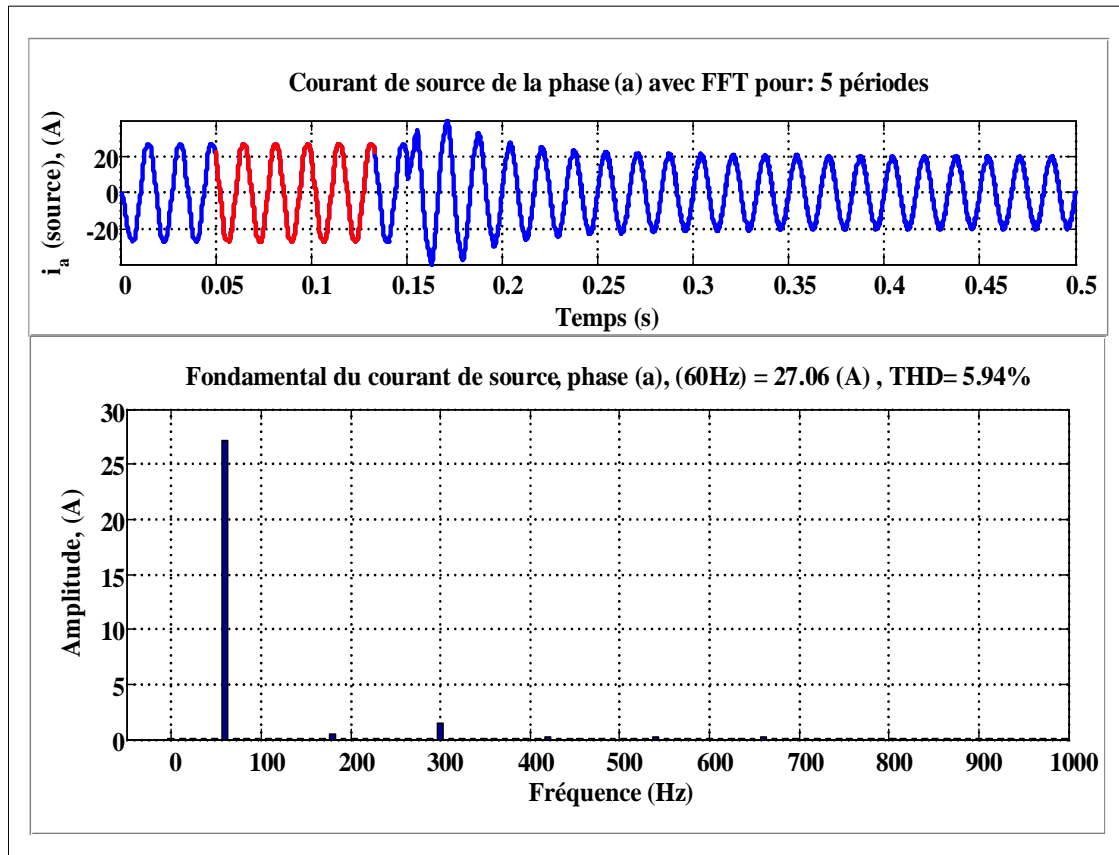


Figure 5.17 Analyse de la FFT du courant de source pour la phase (a) et son THD avant le fonctionnement du filtre actif.

La figure 5.18 montre la diminution de la distorsion harmonique totale (THD) de la phase 'a' du courant de source lorsque l'onduleur est fonctionnel pour une FFT appliquée à 5 cycles (THD = 2,02%), ce qui respecte les normes d'IEEE-519 sur la qualité de l'énergie.

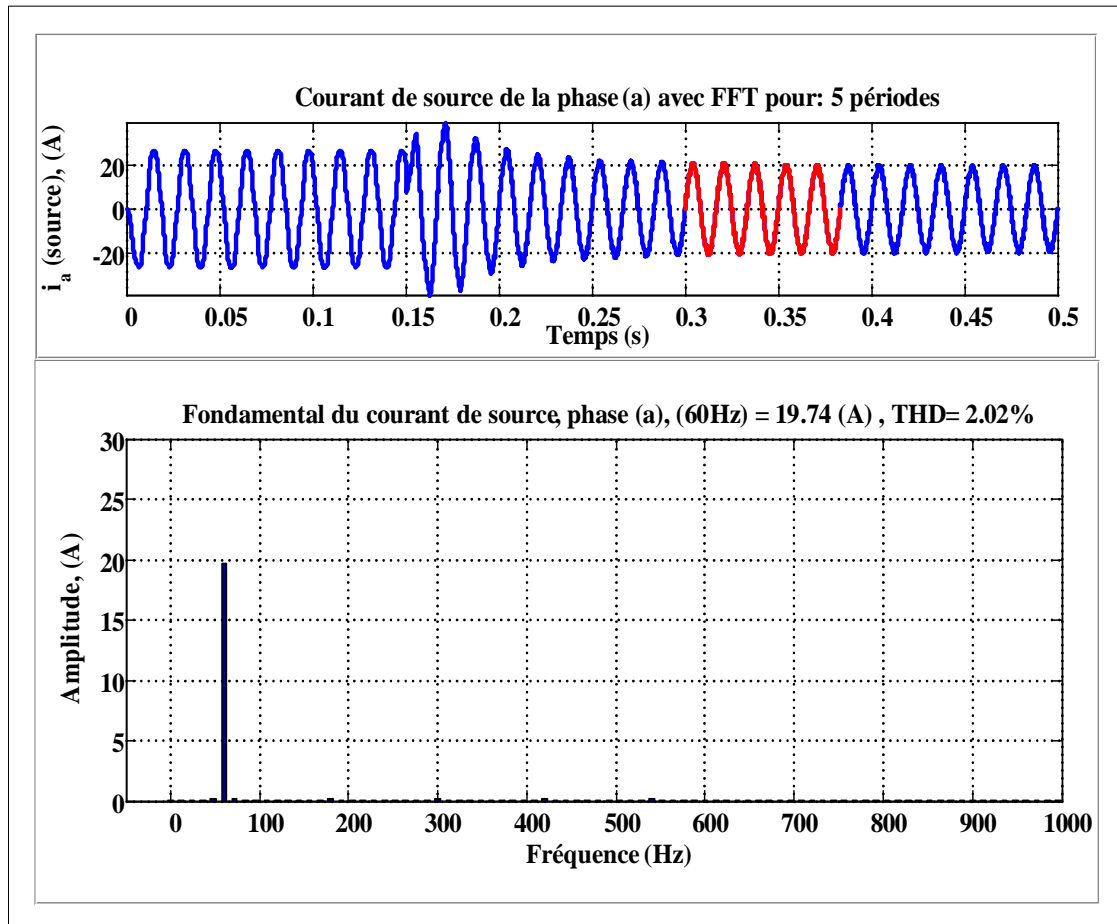


Figure 5.18 Analyse de la FFT du courant de source pour la phase (a) et son THD après le fonctionnement du filtre actif.

Dans la figure 5.19, le système éolien est conçu pour alimenter en continu la charge non linéaire 3P4W déséquilibré. De $t = 0$ s à $t = 0,15$ s, on peut observer le réseau est le seul qui alimente la charge puisque la vitesse du vent est nulle. Lorsqu'il y a assez de vent à partir de $t = 0,15$ à $t = 0,5$ s, l'éolienne fournit plus de puissance. Ainsi, elle peut facilement alimenter la charge non linéaire et envoyer l'excédent de la puissance au réseau électrique.

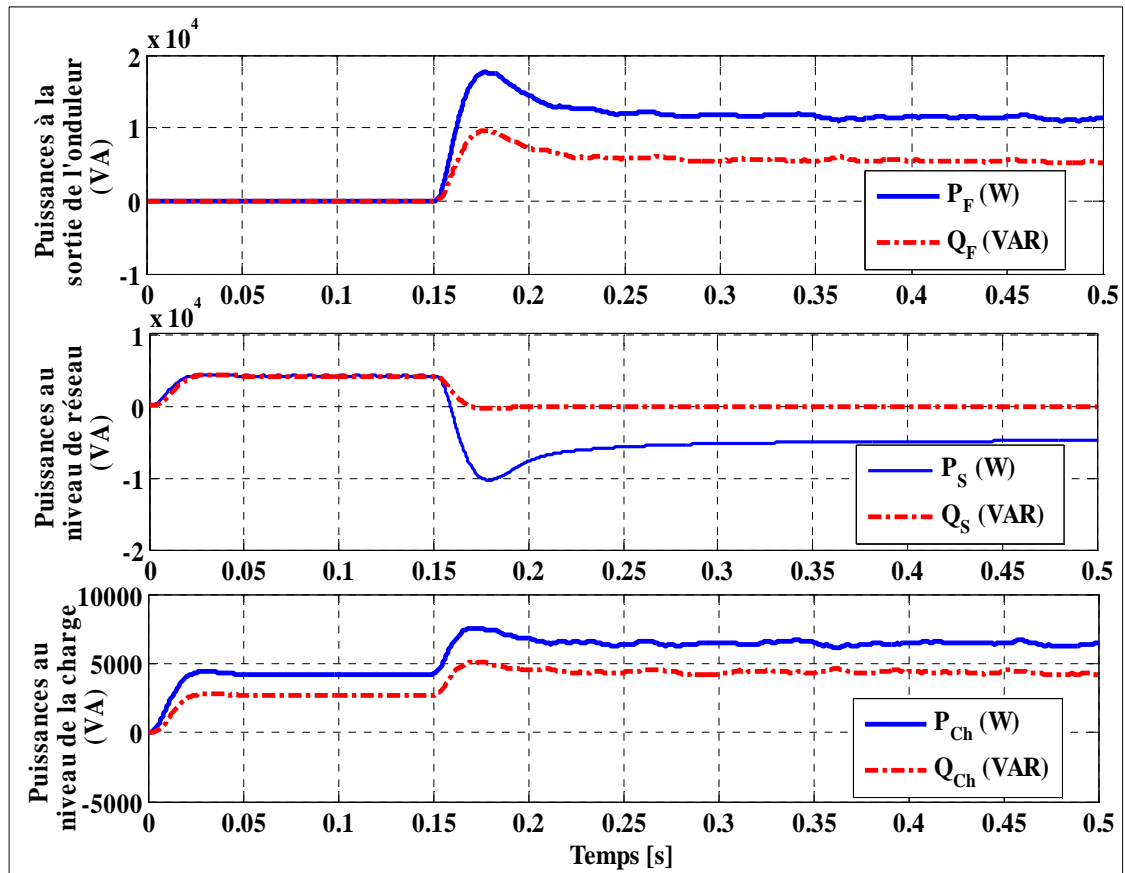


Figure 5.19 Écoulement de puissance au niveau du filtre, du réseau et de la charge respectivement lorsque le système est sous les conditions des vitesses du vent $V_{vent} = 5\text{m/s}$, $V_{vent} = 8\text{m/s}$, $V_{vent} = 11\text{m/s}$, $V_{vent} = 14\text{m/s}$ et l'angle de calage $\beta = 0^\circ$.

5.4. Conclusion

Dans ce chapitre, la commande sans capteur des deux systèmes (photovoltaïque et éolien) articulée sur l'utilisation de l'algorithme du filtre de Kalman étendu a été présentée. Dans le premier système (photovoltaïque), l'estimation de la tension du bus continu de l'onduleur en utilisant le filtre de Kalman étendu (EKF) a été développée et combinée avec la méthode des puissances instantanées p-q modifiée afin de contrôler le filtre actif. En outre, la modification de la méthode (p-q contrôle) est basée sur les séquences positives de la tension du réseau et de courant de charge a été mise au point. Cette combinaison a pour rôle de rendre le système stable avec une bonne forme de qualité d'énergie. Les résultats de simulation ont été analysés sous des différentes valeurs de température et illuminations solaires, le déséquilibre de la charge et la déconnexion d'une phase de la charge tout en prenant en considération le déséquilibre de la tension de source.

La rapidité de réponse du filtre actif montre qu'il est capable de transmettre de l'énergie à partir du système solaire photovoltaïque au réseau électrique et à la charge ainsi que de compenser les courants harmoniques, la puissance réactive et le déséquilibre de la charge malgré le déséquilibre de la tension de source. Les résultats de simulations ont montré l'efficacité de la technique EKF pour estimer la tension du bus continu. Cette valeur estimée a permis au contrôleur de générer des signaux de commande précises pour assurer le meilleur suivi de la tension de référence du bus continu 500 V.

Aussi, dans le deuxième système (éolien), la vitesse de rotation et la position du rotor de la génératrice synchrone à aimant permanent ainsi que la tension du bus continu ont été estimées à l'aide de l'algorithme de filtre de Kalman étendu. Les résultats des simulations montrent la bonne performance de l'algorithme EKF pour estimer la vitesse de rotation et la position de rotor de la GSAP. Ces valeurs estimées ont permis au dispositif de commande de générer des signaux de commande précis pour assurer le meilleur suivi de la vitesse de référence obtenue par l'algorithme de MPPT. Les résultats montrent aussi que la tension du bus continu est estimée avec précision et suit parfaitement sa référence. Aussi, les résultats de simulations ont montré que les paramètres inconnus estimés sont proches des valeurs réelles. La qualité de l'énergie

électrique, tels que, la compensation des courants harmoniques, la puissance réactive, et le déséquilibre de la charge sont réalisés par la commande indirecte dans le plan abc combinée avec l'algorithme du filtre de Kalman étendu. Le système est conçu pour alimenter en continu la charge non linéaire 3P4W. Si la machine VSWT / GSAP est capable de fournir plus de puissance, l'excès est dirigé vers le réseau. Si la machine VSWT / GSAP n'est pas en mesure de fournir suffisamment de puissance requise par la charge non linéaire 3P4W, la source assure la différence. Le courant du neutre de la source est mis à zéro grâce à la technique de raccordement du quatrième fil au point milieu entre les deux capacités. Le taux de distorsion d'harmoniques pour les deux systèmes (photovoltaïque et éolien) est inférieur à 5 %, ce qui respecte la norme d'IEEE-519 sur la qualité d'onde.

Conclusion générale et perspectives

Les travaux présentés dans cette thèse ont été consacrés sur la capacité d'adaptation du filtre actif à la variation de la charge non-linéaire raccordée au réseau électrique et son intégration dans les systèmes d'énergies renouvelables notamment l'énergie éolienne et photovoltaïque tout en assurant l'alimentation continue de la charge non-linéaire. Pour cet effet, des nouvelles stratégies de contrôle destinées à l'extraction de la puissance maximale de l'éolienne en temps réel, à la commande des filtres actifs à deux niveaux et PUC à sept niveaux et à la combinaison du contrôle sans capteur avec les commandes appliquées aux filtres actifs sont présentés.

Le filtre actif shunt triphasé a pour but de compenser les courants harmoniques générés par les charges non linéaires connectées aux réseaux, d'assurer le transfert de l'énergie produite par le système éolien et photovoltaïque vers la charge non-linéaire et le réseau électrique et d'améliorer les performances de filtrage tout en ayant recours à des stratégies de commande moins complexe.

Nous avons présenté dans le premier chapitre l'état de l'art sur l'identification des différents problèmes liés aux perturbations harmoniques générées par les charges non-linéaires. Des explications sont donnés sur l'influences de ces harmoniques sur le réseau électrique, les solutions actuellement utilisées pour dépolluer ces harmoniques et l'interfaçage de l'électronique de puissance (redresseur ou/et onduleur) avec le réseau électrique ainsi que dans les systèmes d'énergie renouvelables notamment l'énergie photovoltaïque et l'énergie éolienne. De plus, On a présenté au début, des configurations différentes des filtres actifs connectés avec le réseau électrique et la charge non-linéaire et aussi quand ils sont intégrés dans le système éolien et le système photovoltaïque. Chaque topologie présente une solution aux problèmes liés à l'amélioration de la qualité d'énergie, notamment la compensation des harmoniques, des déséquilibres et des creux de tension.

Dans le deuxième chapitre, nous avons dévoilé l'autoadaptivité du filtre actif à la variation de la charge en utilisant deux systèmes menés par des conditions de fonctionnement différentes. Dans le premier système on a présenté la structure d'un filtre actif à 4 bras, son analyse, sa modélisation et son contrôle. Les résultats obtenus démontrent bien l'adaptabilité et la robustesse de la stratégie de commande sous une

tension de réseau fortement perturbée. Le THD des courants de réseau est de 3.58% ce qui satisfait les normes de IEEE-519 sur la qualité d'énergie, la tension continue aux bornes du condensateur est maintenue constante soit égale à 500 V et le courant du réseau équilibré qui s'explique par un courant du neutre nul. Dans le deuxième système, on a présenté l'efficacité du convertisseur PUC à sept niveaux. Les résultats de simulation obtenus donnent des résultats acceptables sur l'ensemble, les courants de source sont sinusoïdaux et en phase avec les tensions de réseau, des tensions aux bornes des condensateurs sont bien régulées et suivent leurs références, les sept niveaux sont obtenus et le THD du courant de source satisfait les normes de IEEE-519 sur la qualité d'énergie soit égale à 1.28%.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté deux systèmes éoliens avec des différentes conditions de fonctionnement afin de montrer la capacité d'adaptation du filtre actif aux exigences revendiquées par le système. Une nouvelle technique d'extraction de la puissance maximale sous forme d'un programme (MPPT algorithm) et deux commandes différentes appliquées au filtre actif ont été exposées. Le premier système concerne une VSWT/GSAP dédié pour alimenter une charge non-linéaire déséquilibrée à quatre bras connectée au réseau électrique. Le deuxième système concerne une VSWT/GSAP destiné pour alimenter une charge non-linéaire triphasée connectée au réseau électrique hautement déséquilibré. La nouvelle technique d'extraction du MPPT a montré de bonnes performances pour les deux systèmes. Les résultats de simulation démontrent l'efficacité des algorithmes de contrôle (indirect et direct) appliqués au filtre actif par une meilleure qualité d'énergie électrique. De plus, le courant du neutre de la source est mis à zéro quand le quatrième bras du filtre actif est activé et le taux de distorsion d'harmoniques pour les deux systèmes est inférieur à 5 %, il est de valeurs 2.80% et 4.42% respectivement, ce qui est dans les normes d'IEEE-519 sur la qualité d'onde.

Dans le quatrième chapitre, nous avons présenté deux systèmes photovoltaïques sous des différentes conditions de fonctionnement et météorologiques. Le premier système concerne un panneau photovoltaïque destiné pour alimenter une charge non-linéaire variable raccordée au réseau électrique sous différentes conditions de l'ensoleillement et de la température. Le deuxième système concerne lui aussi un

panneau photovoltaïque dédié pour alimenter une charge non-linéaire déséquilibrée connectée au réseau électrique hautement déséquilibré. Le réseau électrique est soumis soudainement à une variation d'amplitude sur la tension et la charge non-linéaire a subit aussitôt une rupture de la phase ``a``. La modélisation du panneau photovoltaïque, du convertisseur DC-DC et les différentes étapes des deux méthodes de contrôle du filtre actif (méthodes des puissances instantanées (p-q) et la commande indirecte dans le référentiel (d-q)) ont été présentés. L'application des deux algorithmes au contrôle du filtre actif a montré des résultats très satisfaisant du côté compensation des courants harmoniques, compensation de la puissance réactive, le déséquilibre de la charge, la discontinuité d'une phase de la charge, le déséquilibre de la tension de réseau, la variation de l'amplitude de la tension de réseau et la régulation de la tension de bus continu. Le taux de distorsion d'harmoniques pour les deux systèmes est inférieur à 5 %, il est de valeurs 2.92% et 3% respectivement, ce qui respecte la norme d'IEEE-519 sur la qualité d'onde.

Dans le cinquième chapitre, la commande des convertisseurs statiques associée avec le contrôle sans capteur des deux systèmes (photovoltaïque et éolien) en utilisant l'algorithme du filtre de Kalman étendu a été présentée. Dans le premier système (photovoltaïque), l'estimation de la tension du bus continu du filtre actif en utilisant le filtre de Kalman étendu (EKF) a été développé et combinée avec la méthode des puissances instantanées p-q modifié afin de contrôler le filtre actif. La modification de la méthode (p-q contrôle) est basée sur les séquences positives de la tension du réseau et de courant de charge a été mise au point. Les résultats obtenus ont été analysés pour différentes valeurs de température et illuminations solaires, le déséquilibre de la charge et la déconnexion d'une phase de la charge tout en prenant en considération le déséquilibre de la tension de source. Ces résultats ont montré l'efficacité de la technique EKF pour estimer la tension du bus continu. Cette valeur estimée a permis au contrôleur de générer des signaux de commande précises pour assurer le meilleur suivi de la tension de référence du bus continu 500 V. Dans le deuxième système (éolien), la vitesse de rotation et la position du rotor de la génératrice synchrone à aimant permanent ainsi que la tension du bus continu ont été estimées à l'aide de l'algorithme de filtre de Kalman étendu. Les résultats montrent l'efficacité de l'algorithme EKF pour estimer la vitesse de rotation et la

position de rotor de la GSAP ainsi que la tension du bus continu. La rapidité de réponse du filtre actif grâce à cette combinaison est bien remarquée par le transfert de l'énergie photovoltaïque et éolienne au réseau électrique et à la charge, la compensation des courants harmoniques, la puissance réactive et le déséquilibre de la charge malgré le déséquilibre de la tension de source. Le courant du neutre de la source pour le système éolien est mis à zéro grâce à la technique de raccordement du quatrième fil au point milieu entre les deux capacités. Le THD pour les deux systèmes (photovoltaïque et éolien) est inférieur à 5 %, ce qui satisfait et respect la norme d'IEEE-519 sur la qualité d'onde, il est de valeurs 1.01 et 2.02% respectivement.

Néanmoins le travail présenté dans le cadre de cette thèse ouvre de larges perspectives dans le domaine de l'interfaçage des filtres actifs de puissance avec les énergies renouvelables pour les petits et grands systèmes (systèmes HVDC et HVAC). Nous pouvons citer, entre autres :

- ✓ L'utilisation des convertisseurs multiniveaux,
- ✓ Développement des algorithmes pour la surveillance et la détection des défauts dans les convertisseurs multiniveaux.
- ✓ L'utilisation des observateurs non-linéaires,
- ✓ L'utilisation des algorithmes avancés tels que les réseaux neuronaux, neuro-floues, H infinie pour la robustesse de fonctionnement du système,
- ✓ L'utilisation de la commande non-linéaire adaptative pour s'assurer que la variation des paramètres dans le système d'énergie renouvelables/STATCOM n'affecte pas la qualité de l'énergie envoyé au réseau.
- ✓ Envisager des méthodes avancées telles que celles à base des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques pour l'extraction du MPPT.

Bibliographie

- [1] A. Hamadi, "Contribution à l'étude des filtres hybrides de puissances utilisés pour améliorer la qualité de l'énergie dans le réseau électrique de distribution," *Thèse de Doctorat, Département de génie électrique, École de technologies supérieures*, Montréal, Canada, Sep. 2010.
- [2] D. Chapman, "Harmoniques Causes et Effets," *Copper Development Association, Verulam Industrial Estate, United Kingdom*, Jul. 2002.
- [3] T. Deflandre & P. Mauras, "Les harmoniques sur les réseaux électriques," *Chap.1, ISSN 0399-4198, Direction des études et Recherches d'Électricité de France, Éditions Eyrolles*, Paris, France, Sep. 1998.
- [4] N. Belhaouchet, "Fonctionnement à fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissances en utilisant des techniques de commande avancées. Application : Amélioration de la qualité de l'énergie," *Thèse de Doctorat, Dépar. D'électrotechnique, Université Ferhat Abbas*, Sétif, Algérie, Jul. 2011.
- [5] Guide technique no 6 : Harmoniques et convertisseurs de fréquence.
http://www.lmdindustrie.com/content/guides/technique/ABB_technologieharmonique
- [6] C. J. Chou, C. W. Liu, J. Y. Lee & K. D. Lee, "Optimal planning of large passive-harmonic-filters set at high voltage level," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 15, No.5, pp. 433–441, Feb. 2000.
- [7] H., Fujita, T. Yamasaki & H. Akagi, "A hybrid active filter for damping of harmonic resonance in industrial power Systems," *IEEE Trans. Power Electron.* vol. 15, No. 2, pp. 215-222. Mar. 2000.
- [8] H. Akagi, "Active Harmonic Filters," *Proceed. IEEE*, vol. 93, No. 12, pp 2128-2141, Dec. 2005.
- [9] Pal, Y., A. Swarup, & B. Singh, "A Review of Compensating Type Custom Power Devices for Power Quality Improvement," *Power Syst., Tech. IEEE Power India Conf. (POWERCON 2008)*, pp. 1 – 8, Oct. 2008.
- [10] Akagi, H., S. Srianthumrong, & Y. Tamai, "Comparisons in circuit configuration and filtering performance between hybrid and pure shunt active filters," *Ind. Appl. Conf. 38th IAS*. vol. 2, pp. 1195 – 1202, Oct. 2003.
- [11] H. Sasaki & T. Machida, "A new method to eliminate AC harmonic currents by magnetic flux compensation-considerations on basic design," *IEEE Trans. Power Appl. Syst.*, vol. PAS-90, No. 5, pp. 2009–2019, Jan. 1971.
- [12] L. Gyugyi & E.C. Strycula, "Active AC power filters," *Proceed. IEEE-IAS Annual. Meet, Record*, pp. 529–535, 1976.
- [13] M. Takeda, K. Ikeda, A. Teramoto & Y. Tominaga, "Harmonic current and reactive power compensation with an active filter," *Power Electron. Spec. PESC 88 Record, 19th IEEE*, vol. 2, pp. 1174–1179, Apr. 1988.
- [14] F. Z. Peng, H. Akagi, & A. Nabae, "A novel harmonic power filter," *Power Electron. Spec. Conf. 19th IEEE*, vol.2, pp. 1151–1159, Apr. 1988.
- [15] H. Fujita & H. Akagi, "A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, No. 6, pp. 1020–1025, Nov./Dec. 1991.

- [16] P. T. Cheng, S. Bhattacharya, & D. M. Divan, "Control of square-wave inverters in high power hybrid active filter systems," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, No. 3, pp. 458–472, May/June 1998.
- [17] S. Moran, "A line voltage regulator/conditioner for harmonic-sensitive load isolation," *Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. An. Meeting.*, vol. 1, pp. 947 – 951, Oct 1989.
- [18] H. Fujita & H. Akagi, "The unified power quality conditioner: The integration of series and shunt-active filters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, No. 2, pp. 315–322, Mar. 1998.
- [19] P. G. Barbosa, J. A. Santisteban, & E. H. Watanabe, "Shunt series active power filter for rectifiers AC and DC sides," *IEE Proc.-Electric Power Appl.*, vol. 145, No. 6, pp. 577–584, Nov. 1998.
- [20] V. Khadkikar & A. Chandra, "A Novel structure for Three-Phase Wire Distribution System Utilizing Unified Power Quality Conditioner (UPQC) ," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.45, pp. 1897-1902, Oct.2009,
- [21] B. Singh, K. Al-Haddad & A. Chandra, "A Review of Active Filters for Power Quality Improvement," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.46, No. 5, pp. 960-960, Oct.1999.
- [22] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey & D. P. Kothari, "A Review of Three-Phase Improvement Power Quality AC-DC Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, No. 3, pp. 640–660, Jun. 2004.
- [23] Zabihi, S. & F. Zare, "Active Power Filters with Unipolar Pulse Width Modulation to Reduce Switching Losses," *Power Syst. Tech. (PowerCon 2006), Int. Conf.* pp. 1 – 5, Oct. 2006.
- [24] N. Mohan, W. Sulkowski, P. Jose and T. Brekken, "Including Voltage Space Vector PWM in Undergraduate Courses", *Department of Electrical Engineering, University of Minnesota*, 2003.
- [25] H. Akagi, "Trends in active power line conditioners," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 9, No. 3, pp. 263–268, May 1994.
- [26] H. Akagi, "The State-of-the-Art of Active Filters for Power Conditioning," in *Rec. European Conference on Power Electronics and Applications*, Dresden, pp. 1–15, September 2005.
- [27] L. Asiminoaei, F. Blaabjerg & S. Hansen, "Evaluation of harmonic detection methods for active power filter applications," *Appl. Power Electron. Conf. & Exp. (APEC)*, vol. 1, pp. 635 – 641, Mar. 2005
- [28] A. Nava-Segura & M. Carmona-Hernandez, "A detailed instantaneous harmonic and reactive compensation analysis of three-phase AC/DC converters, in abc and alpha-beta coordinates," *IEEE Trans. Power Del.* vol. 14, n° 3, pp.1039-1045, Jul. 1999.
- [29] H. Akagi, S. Ogasawara & K. Hyosung, "The theory of instantaneous power in the three-phase four-wire systems: a comprehensive approach," *Conf. Record - IAS Annual Meeting (IEEE Ind. Appl. Society)*, vol. 1, pp. 431-439, Oct. 1999.
- [30] R. S. Herrera. P. Salmeron, J.R. Vazquez, S.P. Litran & A. Pérez, "Generalized instantaneous reactive power theory in poly-phase power Systems," *Power Electron. Appl. (EPE)*.p. 1 - 10. 2009.

- [31] S. Winjnbergen, "Wind Force 12. A blueprint to achieve 12% of the world's electricity from wind power by 2020," *Global Wind Energy Council (GWEC) report*, Jun. 2005.
- [32] M. B. Attya & T. Hartkopf, "Wind turbine contribution in frequency drop mitigation-modified operation and estimating released supportive energy," *IET Gener. Trans. Distrib. Vol. 8*, pp. 862-872, Jan. 2014,
- [33] V. Courtecuisse, M. El-Mokadem, C. Saudemont, B. Robyns & J. Deuse, "Experiment of a wind generator participation to frequency control," *EPE Wind Ener. Chap. 1st, EPE-WECS*, pp. 1-6, Mar. 2008,
- [34] M. Lopez, M., "contribution à l'optimisation d'un système de conversion Éolien pour une unité de production isolée," *Thèse de doctorat, Faculté des sciences d'Orsay, Université Paris-SUD11*, 2008.
- [35] J. Chalmers, W. Wu, and E. Spooner, "An axial-flux permanent magnet generator for a Gearless wind energy system," *IEEE Trans. EnergyConver. vol. 14*, pp. 251-257, Jun. 1999.
- [36] Azzouzi, J., "Contribution à la modélisation et à l'optimisation des machines synchrones à aimants permanents à flux axial. Application au cas de l'aérogénérateur," *Thèse de doctorat, Université du Havre*, Mars 2007.
- [37] I. AMunteanu, I. Bratcu, N. A. Cutululis & E. Ceanga, "Optimal Control of Wind Energy Systems Towards a Global Approach," chap. 5, *ISBN 978-1-84800-079-7, Springer-Verlag London Limited*, pp. 109-128, 2008.
- [38] K E. Johnson, L Y. Pao, M J. Balas, & L J. Fingersh, "Control of variable-speed wind turbines: standard and adaptive techniques for maximizing energy capture," *IEEE Control Systems, vol. 26*, pp. 70-81, Jun. 2006.
- [39] J. Hui, & A. Bakhshai, "Adaptive algorithm for fast maximum power point tracking in wind energy systems," *Proceed. Ind. Electron. IECON, 34th Conf. IEEE*, pp. 2119 – 2124, Nov. 2008.
- [40] Datta, R and Ranganathan, V. T., "A method of tracking the peak power points for a variable speed wind energy conversion system," *IEEE Trans. Energy Conv. vol.18*, pp. 163-168. Mar. 2003.
- [41] V. Agarwal, R K. P. Aggarwal, P. Patidar & C. Patki, "A Novel Scheme for Rapid Tracking of Maximum Power Point in Wind Energy Generation Systems," *IEEE Trans. EnergyConv.*, vol. 25, pp. 228-236, Mar. 2010.
- [42] H. Camblong, "Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité des aérogénérateurs à vitesse variable," *Thèse de doctorat, ÉNSAM Centre de Bordeaux*, Dec. 2003.
- [43] M. Singh & A. Chandra, "Control of PMSG based variable speed wind-battery hybrid system in an isolated network," *Power & Energy Society IEEE PESGM*, Jul. 2009.
- [44] M. A. Hamdi, "A new model for the current – voltage output characteristics of photovoltaic modules," *J. Power Source. Elsevier, vol. 50*, pp. 11-20, Jun. 1994.
- [45] H.E.-S.A. Ibrahim, F. F. Houssiny, H. M. Z. El-Din & M. A. El-Shibini, "Microcomputer controlled buck regulator for maximum power point tracker for DC pumping system operates from photovoltaic system," *Fuzzy Syst. Conf. Proceed., FUZZ-IEEE*, vol.1, pp. 406–411, Aug. 1999.

- [46] P. R. K. Chetty, "Maximum power transfer system for a solar cell array," *Brevet, US4604567*, pp. 604–567, Aug. 1986.
- [47] S.M. Alghuwainem, "Matching of a dc motor to a photovoltaic generator using a step-up converter with a current locked loop," *IEEE Trans. Energy Conv.* vol. 9, pp. 192–198, Mar. 1994.
- [48] K.K. Tse, H.S.H. Chung, S.Y.R. Hui & M.T. Ho, "A novel maximum power point tracking technique for PV panels," *IEEE Power Elect. Spec. Conf., PESC*, vol. 4, pp. 1970–1975, Jun. 2001.
- [49] L.T.W. Bavaro, "Power regulation utilizing only battery current monitoring," *Brevet US4794272 A*, pp. 794–272, Dec. 1988.
- [50] H.D. Maheshappa, J. Nagaraju, M.V. Murthy, "An improved maximum power point tracker using a step-up converter with current locked loop," *Renew. Energy. Elsevier*, vol. 13, pp. 195–201, Feb. 1998.
- [51] Z. Salameh & D. Taylor, "Step-up maximum power point tracker for photovoltaic arrays," *Solar Energy Elsevier*, vol. 44, pp. 57–61, 1990.
- [52] C. Hua, J. Lin & C. Shen, "Implementation of a DSP-controlled PV system with peak power tracking," *IEEE Trans. Ind. Electron.* Vol.45, pp. 99–107, Feb. 1998.
- [53] A. Branbrilla, M. Gambarara, A. Garutti & F. Ronchi, "New approach to photovoltaic arrays maximum power point tracking," *IEEE Power Electron. Conf. 30th*, vol. 2, pp. 632–637, Jul. 1999.
- [54] B. Borowy & Z. Saleme, "Methodology for sizing the combination of a battery bank and PV array in a Wind/PV Hybrid System," *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 11, No. 2, Jun. 1996.
- [55] V. Salas, E. Olias, A. Lazaro & A. Barrado, "New algorithm using only one variable measurement applied to a maximum power point tracker," *Solar Energy Mater. Solar Cells, Elsevier*, vol. 87, pp. 675–684, May 2005.
- [56] V. Salas, E. Olias, A. Lazaro & A. Barrado, "Evaluation of a new maximum power point tracker (MPPT) applied to the photovoltaic stand-alone systems," *Solar Energy Mater. Solar Cells, Elsevier*, vol. 87, pp. 807–815, May 2005.
- [57] L. Ptotin & S. Astier, "Convertisseurs photovoltaïques," *Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique*.
- [58] M.A. Abella & F. Chenlo, "Choosing the right inverter," *Renewable Energy World*, pg. 132, Mar.-Apr. 2004
- [59] S. Bacha & D. Chatroux, "Systèmes photovoltaïques couplés au réseau Nouvelles Technologies de l'Énergie 1," *Chapitre X*, 2006.
- [60] A. Massi Pavan S. Castellan, "Power Electronics Conditioning Systems for Industrial Photovoltaic Fields: Centralized or String Inverters," *University of Trieste, Pub. IEEE*, 2007
- [61] J.M.A. Myrzik, M. Calais, "String and module integrated for single-Phase photovoltaic systems," *IEEE Bologna Power Tech Conf.*, Bologna, Italy, 2003.
- [62] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, & F. Blaabjerg, "A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, No. 5 Sep. 2005.
- [63] International Energy Agency Photovoltaic Power Systems Programme – *Innovative Electrical Concepts Report IEA-PVPS T7-7:2001*.

- [64] S. Vighetti, "Systèmes photovoltaïques raccordés au réseau: Choix et dimensionnement des étages de conversion," *Thèse de Doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, Université de Grenoble, France*, Sep. 2010.
- [65] E. Román, R. Alonso & P. Ibañez, "Intelligent PV Module for Grid- Connected PV Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, Aug. 2006.
- [66] Emphase Energy, "Micro inverter," 2009.
<http://www.enphaseenergy.com/products/products/micro-inverter.cfm>
- [67] M. Wuest, P. Toggweiler & Jon Riatsch, "Single cell converter system (SCCS)," *WCPEC*, Dec. 1994.
- [68] G. Velsaco & J.J. Negroni, "Energy generation in PV Grid-connected systems: power extraction optimization for plant oriented PV generators," *IEEE ISIE, 20-23, Dubrovnik, Croatia*, Jun. 2005.
- [69] EHW research - Smart Power Box – 2010
http://www.ehw-research.com/fr/smart-power-box/description_01.php
- [70] S. Bernard & G. Escriva, "Surcoûts engendrés par les harmoniques et économies réalisés grâce à la compensation active," *Revue de l'électricité et de l'électronique* No 5, Mai 1999.
- [71] M. Benadja & S. Saad, "Autoadaptivité du Filtre Actif au Variation de la Charge Non-linéaire Déséquilibrée Connectée au Réseau Électrique," *7th Int. Conf. Elect. Engineer. CEE, Batna University, Algeria*, Oct. 2012.
- [72] Y. Ounejjar, K. Al-Haddad & L. A. Grégoire, "Packed U Cells Multilevel Converter Topology: Theoretical Study and Experimental Validation", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, No. 4, pp. 1294–1306, Apr. 2011.
- [73] Y. Ounejjar, K. Al-Haddad & L. A. Dessaint, "A Novel Six-Band Hysteresis Control for the Packed U Cells Seven-level Converter: Experimental Validation", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, No. 10, pp. 3808–3816, Oct. 2012.
- [74] S. Debnath & M. Saedifard, "A New Hybrid Modular Multilevel Converter for Grid Connection of Large Wind Turbines", *IEEE Trans. Sust. Energy*, vol. 4, pp. 1051–1064, Oct. 2013.
- [75] J. Ebrahimi, E. Babaei & G. M. Gharehpetian, "A New Multilevel Converter Topology With Reduced Number of Power Electronic Components", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, pp. 655–667, Feb. 2012.
- [76] A. Ajami, G. M. Reza Jannati Oskuee, M. Toopchi Khosroshahi & A. Mokhberdorran, "Cascade-multi-cell multilevel converter with reduced number of switches", *IET Power Electron.*, vol. 7, pp. 552–558, 2014.
- [77] Y. Ounejjar & K. Al-Haddad, "A novel high energetic efficiency multilevel topology with reduced impact on supply network", *Ind. Electron., IECON 34th, Conf. IEEE*, pp. 489–494, Nov. 2008.
- [78] M. Chinchilla, S. Arnaltes & J.C. Burgos, "Control of permanent-magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid," *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 21, pp. 130-135, Mar. 2006.
- [79] M. B. Attya & T. Hartkopf, "Wind turbine contribution in frequency drop mitigation-modified operation and estimating released supportive energy," *IET Gener. Trans. Distrib.* vol. 8, pp. 862-872, Jan. 2014.

- [80] V. Courtecuisse, M. El-Mokadem, C. Saudemont, B. Robyns & J. Deuse, "Experiment of a wind generator participation to frequency control," *EPE Wind Ener. Chap. 1st, EPE-WECS*, pp. 1-6, Mar. 2008.
- [81] K. Ying-Shieh & T. Ming-Hung, "FPGA-Based Speed Control IC for PMSM Drive with Adaptive Fuzzy Control," *IEEE Trans. Power Electron.* vol. 22, pp. 2476-2486, Nov. 2007.
- [82] L. Barote & C. Marinescu, "PMSG wind turbine system for residential applications," *Power Electron. Electrical Drives Automation & Motion (SPEEDAM), International Symposium*, pp. 772-777, June 2010.
- [83] M. Singh & A. Chandra, "Control of PMSG based variable speed wind-battery hybrid system in an isolated network," *Power & Energy Society General Meeting (IEEE)*, pp. 1-6, July 2009.
- [84] M. Benadja, S. Saad & A. Belhamra, "Rapid transaction to load variations of active filter supplied by PV system," *Frontiers in Energy, Higher Education Press and Springer-Verlag, Berlin Heidelberg*, Jul. 2014.
- [85] M.A.G. De Brito, L. Galotto, L.P. Sampaio, M. De Azevedo & C.A. Canesin, "Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, pp. 1156-1167, Mar. 2012.
- [86] H. Y. Kanaan, G. Sauriol & K. Al-Haddad, "Small-Signal Modeling and Linear Control of a High Efficiency dual Boost Single-Phase Power Factor Correction Circuit," *Power Electron., IET*, vol. 2, pp. 665-674, Jan. 2009.
- [87] K. Mehran, D. Giaouris & B. Zahawi, "Stability Analysis and Control of Nonlinear Phenomena in Boost Converters Using Model-Based Takagi-Sugeno Fuzzy Approach," *IEEE Trans. Circuits & Systems I: Reg. Pap.*, vol. 57, pp. 200-212, Jan. 2010.
- [88] F.M. Oettmeier, J. Neely, S. Pekarek, R. Decarlo, & K. Uthaichana, "MPC of Switching in a Boost Converter Using a Hybrid State Model With a Sliding Mode Observer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, pp. 3453-3466, Sep. 2009.
- [89] L.S. Czarnecki, "Effect of Supply Voltage Harmonics on IRP-Based Switching Compensator Control," *IEEE Trans. Power Electron.* vol. 24, pp. 483-488, Feb. 2009.
- [90] P. Salmeron, R.S. Herrera & J.R. Vazquez, "Mapping Matrices Against Vectorial Frame in the Instantaneous Reactive Power Compensation," *Electric Power App. IET*, vol. 1, pp. 727-736, Apr. 2007.
- [91] R.S. Herrera, P. Salmeron, and K. Hyosung, "Instantaneous Reactive Power Theory Applied to Active Power Filter Compensation: Different Approaches, Assessment, and Experimental Results," *IEEE Trans. Ind. Electron.* vol. 55, pp. 184-196, Jan. 2008.
- [92] M.A. Khanesar, E. Kayacan, M. Teshnehlab & O. Kaynak, "Extended Kalman Filter Based Learning Algorithm for Type-2 Fuzzy Logic Systems and Its Experimental Evaluation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, pp. 4443 – 4455, Nov. 2012.
- [93] L. Idkhajine, E. Monmasson & A. Maalouf, "Fully FPGA-Based Sensorless Control for Synchronous AC Drive Using an Extended Kalman Filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, pp. 3908 – 3918, Oct. 2012.

- [94] L.Mercorelli, "A Hysteresis Hybrid Extended Kalman Filter as an Observer for Sensorless Valve Control in Camless Internal Combustion Engines," *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. 48, pp. 3908 – 3918, Dec. 2012.
- [95] R. E. Kalman, "A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems". *Trans. Of the ASME, Journal of Basic Engineering*, 82(Series D), pp. 35–46, Mar. 1960.
- [96] G.J.J. Ducard, "Fault-tolerant Flight Control and Guidance Systems," *chap. 4, ISBN 978-1-84882-560-4, Springer Dordrecht Heidelberg London New York*, pp. 52-55, 2009.
- [97] J. Ivanqui, H. Voltolini, R. Carlson & E.H. Watanabae, "pq theory control applied to wind turbine trapezoidal PMSG under symmetrical fault," *Elec. Mach. & Driv. Conf. (IEMDC/IEEE)*, pp. 534 – 540, May. 2013.
- [98] S. Peng, A. Luo. L.V.Zhipeng, J. Wu & L. Yu, "Power control for single-Phase Microgrid Based on the PQ Theory," *Ind. Electron. & App. Conf. (ICIEAC/IEEE)*, pp. 1274 – 1277, Jun. 2011.
- [99] B. Mounir & A. Chandra, "A new MPPT algorithm for PMSG based grid connected wind energy system with power quality improvement features," *Power India conf, 5th, IEEE*, pp.: 1-6 Dec. 2012
- [100] M. Benadja, and A. Chandra, "Sensorless Control for Wind Energy Conversion System (WECS) With Power Quality Improvement," *PES Gen. Meet. Conf. Exposit., 5th, IEEE*, pp.: 1-5 Jul. 2014.