



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE DES FRERES MENTOURI DE CONSTANTINE 1
FACULTE DES SCIENCES DE LA TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

N° de série :165/Ds/2018

N° d'ordre :08/E-Tech/2018

Thèse

Pour l'obtention du diplôme de
DOCTORAT EN SCIENCES EN ELECTROTECHNIQUE

OPTION : Machines Electriques

Présentée par :

RAHAB Abderrezak

Thème

**STRATÉGIES DE COMMANDE DES CONVERTISSEURS STATIQUES DÉDIÉS
À UNE PRODUCTION DÉCENTRALISÉE DE TYPE ÉOLIEN**

Soutenu le :03/10/2018

<i>Président:</i>	KHEZZAR Abdelmalek	Professeur	Univ. Frères Mentouri Constantine 1
<i>Rapporteur:</i>	BENALLA Hocine	Professeur	Univ. Frères Mentouri Constantine 1
<i>Examineurs:</i>	ABDESSEMED Rachid	Professeur	Univ. Mostapha Benboulaïd Batna2
	HARBOUCHE Youcef	M.C.A	Univ. Mostapha Benboulaïd Batna2

REMERCIEMENTS

Les travaux de recherche réalisés dans cette thèse ont été effectués au Laboratoire d'Electrotechnique de Constantine (LEC) de l'Université des Frères Mentouri Constantine 1 Algérie.

Je saisis cette occasion pour témoigner ma grande reconnaissance à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de cette thèse.

- Je tiens, tout particulièrement, à adresser mes premiers remerciements à Monsieur BENALLA Hocine, Professeur à l'Université frères Mentouri Constantine 1, pour la confiance, le soutien, les idées qu'il m'a prodigué aussi pour l'aide, la disponibilité, le temps qu'il m'a consacré et les conseils qu'il m'a apportés tout au long de ce travail. Qu'il trouve, ici, l'expression de ma plus profonde gratitude et reconnaissance.
- Je remercie, également, Monsieur Abdelmalek KHEZZAR, **Professeur** à l'Université frères Mentouri Constantine 1 pour avoir accepté de présider le jury de soutenance. Qu'il trouve, ici, l'expression de ma plus profonde gratitude et reconnaissance.
- Je tiens, également, à exprimer toute ma gratitude à Messieurs, ABDESSEMED Rachid, Professeur à l'Université Mostapha Benboulaïd Batna2, HARBOUCHE Youcef, Maître de conférences, à l'Université Mostapha Benboulaïd Batna2. Qu'ils trouvent tous, ici, ma profonde reconnaissance pour la confiance qu'ils m'ont témoignée et pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'être les examinateurs de ce travail.
- Je suis aussi, très reconnaissant à toutes les personnes que j'ai rencontrées durant tout mon cursus, maîtres et enseignants, du primaire jusqu'au secondaire sans oublier ceux de l'université. Ma vive gratitude va, également, à tous les doctorants et plus particulièrement Fawzi Senani pour toutes les discussions tenues tout au long de la réalisation de ce travail.

A. RAHAB

DEDICACES

A mes parents & mes frères
A tous mes amis

A. RAHAB

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS

DEDICACES

ملخص

ABSTRACT

RESUME

LISTE DES ACRONYMES

LISTE DES SYMBOLES

LISTE DES FIGURES

LISTE DES TABLEAUX

Introduction générale	1
I- les systèmes de conversion éolienne WECS	
I.1. Introduction	5
I.2 Production de l'énergie éolienne mondiale	5
I.3 Taille des éoliennes	6
I.4 Types d'aérogénérateurs	6
I.4.1 Différentes parties d'une éolienne à axe horizontal	7
I.5 Eolienne à vitesse fixe et éolienne à vitesse variable	8
I.6 Différentes configurations des systèmes de conversion d'énergie éolienne	9
I.6.1 WECS à vitesse fixe (WECS Type A)	10
I.6.2 WECS à vitesse variable à base d'une WRIG (WECS Type B)	11
I.6.3 WECS Type C (à vitesse variable basée sur une MADA)	12
I.6.4 WECS Type D (à vitesse variable basé sur une SCIG, une PMSG ou une WRSB)	12
I.6.5 Etude comparative des différentes configurations des systèmes WECS	13
I.6.6 Nouvelles WECS à vitesse variable basée sur une BDFIM	14
I.7 Les convertisseurs de puissance dans les systèmes WECS	16
I.7.1 Les systèmes WECS utilisant les convertisseurs Back-to-Back à deux Niveaux	16

I.7.2	Les systèmes WECS utilisant les convertisseurs multi-niveaux	18
I.7.3	Les systèmes WECS utilisant les convertisseurs matriciels	19
I.8	État d'art : Machine asynchrone à double alimentation sans balais	19
I.8.1	Machine asynchrone à double alimentation en cascade (CDFIM)	20
I.8.2	Machine asynchrone à double alimentation en cascade à carcasse unique (SF-CDFIM)	22
I.8.3	Machine asynchrone à double alimentation sans balais (BDFIM)	22
I.8.4	La machine asynchrone à double alimentation sans balais à réductance(BDFRM)	23
I.9	Stratégies de contrôle de BDFIM	24
I.9.1	Méthode de contrôle scalaire de la BDFIM	24
I.9.2	Méthode de contrôle vectoriel de BDFIM	25
I.9.3	Contrôle direct du couple de BDFM	25
I.9.4	Contrôle direct de puissance de BDFIM	26
I.10	Comparaison des méthodes de contrôle	26
I.11	Conclusion	27
I.12	Références	27

II - Description et modélisation du système (WECS-BDFIM)

II.1	Introduction	37
II.2	Description du système éolien à base de la BDFIM	37
II.2.1	Mode de fonctionnement synchrone	38
II.2.2	Modèle de la BDFIM en régime permanent	41
II.2.3	Modèle simplifié de la BDFIM	42
II.3	Modèle simplifié en régime dynamique de la BDFIM	45
II.3.1	Modèle complet	45
II.3.2	Modèle Simplifié de la BDFIM	47
II.3.3	Modèle (d,q) de La BDFM avec un système unique de référence lié au flux du BP	48
II.3.4	Modèle de la BDFIM a base de la cascade de 2 DFIG	49
II.3.4.1	Modèle dynamique de la cascade dans le repère de Park	49
II.3.4.2	Description de la BDFIM à base de la cascade de deux DFIG	49
II.3.4.3	Validation du modèle de la machine asynchrone double	53

alimentation sans balais (BDFIM)

II.4	Modélisation de la turbine éolienne	62
II.4.1	Equations de la Turbine	62
II.4.2	Modélisation du Multiplicateur	64
II.4.3	Modélisation de l'Arbre Mécanique	64
II.5	Modélisation de l'Onduleur à MLI (Machine Side Converter MSC)	65
II.6	Modélisation du Redresseur MLI (GSC)	67
II.6.1	Modèle du bus continu	68
II.6.2	Modèle du convertisseur MSC	69
II.6.3	Modèle de la liaison au réseau dans le repère de Park	69
II.7	Conclusion	70
II.8	Références	70

III - Commande du système (WECS-BDFIM) connecté au réseau

III.1	Introduction	74
III.2	Contrôle convertisseur MSC	74
III.2.1	Contrôle à flux orienté (FOC) de la BDFIM	75
III.2.1.1	Contrôle du courant du BP	76
III.2.1.2	Contrôle de courant BC	77
III.2.1.3	Contrôle de la puissance active et réactive	77
III.2.2	Commande directe des puissances active et réactive de la BDFIM (DPC- BDFIM)	78
III.2.2.1	Effets des vecteurs de tension sur les puissances active et réactive [5], [6]	80
III.2.2.2	Estimation du flux (BC)	80
III.2.3	Simulation FOC et DPC	81
III.3	Commande convertisseur GSC	84
III.3.1	Commande directe de puissance DPC classique	85
III.3.2	Commande directe de puissance basée sur le flux Virtuel (VF-DPC)	88
III.3.2.1	Estimation de la puissance à flux virtuel	89
III.3.2.2	Estimation du Flux à base de SOGI-FLL	90
III.3.2.4	Résultats de Simulation	93
III.3.2.4.1	Résultats de Simulation DPC classique	93

	III.3.2.4.2	Résultats de Simulation DPC flux virtuel	96
III.4		Commande de la chaine WEC-BDFIM	97
	III.4.1	Résultats de simulation	99
	III.4.1.1	Simulation cas1 : (la vitesse de vent change (échelon)	100
	III.4.1.2	résultat simulation cas2 : avec profil de vent variable	105
III.5		conclusion	106
III.6		Références	107
IV- Commande modifiée du système WEC (BDFIM) connecté au réseau			
IV.1		Introduction	111
	IV.2	Modélisation de la source perturbée	111
	IV.2.1	Décomposition de la source perturbée	112
	IV.2.1.1	Décomposition d'un système triphasé perturbé par SOGI	112
IV.3		Commande directe de puissance modifiée	116
	IV.3.1	MDPC-GSC	116
	IV.3.2	Estimation du flux SOGI-FLL sous un réseau non idéal	117
	IV.3.3	Contrôle direct de puissance modifié à base de flux virtuel (MVFDPC)	118
	IV.3.4	Simulation MDPC-GSC	121
	IV.3.4.1	Paramètres de DSOGI-FLL	121
	IV.3.4.2	Résultat de simulation cas1	122
	IV.3.4.3	Résultat de simulation cas 2	123
IV.4		Commande direct de puissance modifiée MDPC-MS	125
	IV.4 .1	commande directe de puissance modifiée pour le convertisseur MS (MDPC)	126
	IV.4 .2	Résultat de simulation	129
IV.5		Simulation de la chaine WECS basée sur la machine BDFIM sous un réseau déséquilibré	131
	IV.5.1	Résultat de simulation	132
	IV.5.1.1	Résultat de simulation du cas 1	132
	IV.5.1.2	Résultat de simulation du cas 2	133
IV.6		Conclusion	135

ملخص

يمثل العمل المقدم في هذه الأطروحة مساهمة التحكم في محولات الكترولنيك القدرة المكرسة لمحطات الانتاج اللامركزية من طاقة الرياح. نظام تحويل الطاقة الذي تم دراسته في هذه الأطروحة أساسه الماكنة اللاتزامنية ثنائية التغذية بدون مسفرات (BDFIM). بداية تم التطرق إلى مختلف تقنيات التحكم في النظام (WECS-BDFIM) وذلك في حالة الربط الى الشبكة الكهربائية تحت توتر متوازن. أولا بالنسبة للمحول الإلكتروني (MSC)، فقد تمت مناقشة تقنية التحكم في التدفق الموجه (FOC) كذلك تقنية التحكم المباشر في الاستطاعة (DPC). من الملاحظ في هاتين التقنيتين هو ضمانهما فك الارتباط بين تيارات الماكنة (BDFIM) في المعلم (dq) إما بالنسبة للمحول الإلكتروني () قمنا بالتطرق الى تقنية التحكم المباشر المرتكز أو المبني على جدول التبديل الكلاسيكي (ST-DPC) كذلك أيضا جدول التبديل المعدل (IST-DPC). إضافة إلى ذلك تطرقنا بالتحليل والمحاكات لتقنية التحكم المباشر في الاستطاعة بدون حساس توتر والذي يركز على تقنية تقدير التدفق الوهمي هذا الأخير يركز أساسا على المقدر (SOGI-FLL). من الملاحظ ان تقنية التحكم المباشر في الاستطاعة بناء على تقنية تقدير التدفق باستعمال (SOGI-FLL) تعطي لنا نتائج جيدة جدا خاصة على مستوى جودة الطاقة، خاصة جودة التيار الممتص من الشبكة الكهربائية لهذا هذه التقنية سوف تكون اختيارنا المفضل للتحكم في المحول الإلكتروني (GSC) لهذه الأطروحة. بعد ذلك وفي حالة توتر الشبكة الغير مثالي (المشوه) كان اهتمامنا على تقنية التحكم المباشر في الاستطاعة المعدل بالنسبة لكلي المحولين الإلكترونيين (GSC) و (MSC). في هذه التقنية طريقة فصل المركبات (الموجبة، السالبة والتوافقيات) كذلك حساب استطاعة التعويض تركز أساسا على تقنيات التزامن (DSOGI-FLL، SOGI-FLL، MSOGI-FLL، FLL). إما في حالة انتاج الطاقة المستقل للنظام (WECS-BDFIM) فقد قمنا بالتطرق إلى تقنية التحكم في التوتر المباشر (DVC) وذلك بدراستنا حالتين مختلفتين حالة التغير في الحمولة وحالة التغير في سرعة الرياح وهذا لتبيان قوة وفعالية هذه التقنية. في هذه التقنية نستعمل طريقة (DSOGI-FLL) للكشف عن التواتر كذلك سعة توتر الشبكة أيضا زاوية الطور وذلك لتمتع هذه التقنية بأداء جيد في حالة وجود اضطراب او تشوه في توتر المخرج.

للتحقق من فعالية كل تقنيات التحكم المتطرق اليها في هذه الأطروحة تم إجراء عدة عمليات محاكاة باستعمال برنامج (MATLAB). النتائج المتحصل عليها والتي تترجم إلى أداء ديناميكي أفضل كانت مشجعة ومرضية.

الكلمات المفتاحية: انتاج الطاقة المستقل، نظام تحويل الطاقة من الرياح، الماكنة اللاتزامنية ثنائية التغذية بدون مسفرات، التحكم المباشر في الاستطاعة، التحكم المباشر في التوتر، التحكم بدون حساس، تقدير التدفق الوهمي

Abstract

The presented thesis presents a contribution to the control of static converters dedicated to decentralized wind turbine production. The brushless doubly-fed induction machine (BDFIM) is the basis of the studied wind energy conversion system (WECS). The grid tied WECS-BDFIM system has been controlled by different control techniques under balanced grid voltages. For the machine side converter (MSC), firstly the conventional flux-oriented control (FOC) and direct power control (DPC), use conventional regulators, were addressed. Note that these techniques ensure decoupled power regulation for the BDFM. On the other hand, for the grid side converter (GSC), the classical direct power control based on a conventional switching table (ST-DPC), based on modified switching table (IST-DPC) and the direct power control with virtual flux estimation based on the SOGI-FLL estimator, have been analyzed and simulated. We note that the technique of direct power control based flux estimation with the SOGI-FLL estimator gives very good result in terms of power quality and it will be our choice for the control of the GSC. Then, we are interested about a modified direct power control for the both converters (MSC) and (GSC) under disturbed supply condition. The extraction of positive, negative and harmonic contents of voltage and current and the calculation of compensation powers terms is conducted using synchronization techniques (SOGI-FLL, DSOGI-FLL and MSOGI-FLL). The control process of a standalone WECS-BDFIM system is performed using the Direct Voltage Control (DVC) and it has been evaluated under different transients such as a variation of load and wind speed. The detection of frequency, voltage amplitude and phase angle has been done using a DSOGI-FLL technique that is shown a satisfactory performance during disturbed voltage condition.

Simulations were performed using MATLAB software to validate performance of the developed control techniques. The obtained results, demonstrate a good steady state and dynamic performance.

Keywords: Decentralized production, brushless doubly-fed induction machine (BDFIM), SOGI-FLL, direct power control (DPC), direct voltage control (DVC), Control without Sensors, virtual flux estimation.

Résumé

Le travail présenté est une contribution à la commande des convertisseurs statiques dédiés à la production décentralisée de type éolien. La machine asynchrone à double alimentation sans balais (BDFIM) est la base du système de conversion d'énergie éolienne (WECS) étudié. Différentes techniques de commandes ont été développées dans le cas de fonctionnement du système (WECS-BDFIM) connecté au réseau et sous des tensions équilibrées. La commande vectorielle par flux orienté (FOC), et le contrôle direct de la puissance (DPC) sont appliqués au convertisseur coté machine (MSC) avec des régulateurs conventionnels. On remarque que ces deux techniques assurent le découplage des puissances de la BDFIM. De même pour le convertisseur coté réseau (GSC), le contrôle direct de la puissance classique à base d'une table de commutation classique (ST-DPC), puis modifiée (IST-DPC) et le contrôle direct de puissance sans capteur de tension à base d'estimation de flux virtuel basé sur l'estimateur SOGI-FLL, ont été appliqués, simulés et analysés. On remarque que la technique de contrôle direct de puissance par estimation de flux à base de l'estimateur SOGI-FLL donne un très bon résultat au niveau de la qualité d'énergie qui sera choisie pour contrôler le convertisseur GSC. Puis, on s'est intéressé à la commande directe de puissance modifiée pour les deux convertisseurs (MSC) et (GSC) dans le cas d'un réseau non idéal. L'extraction des composantes (positives, négatives et harmoniques) du courant et tension et le calcul des termes de compensation sont basés sur les techniques de synchronisation (SOGI-FLL, DSOGI-FLL et MSOGI-FLL). La commande directe de tension (DVC) pour les systèmes (WECS-BDFIM) est abordée en fonctionnement générateur autonome, dans le cas d'une variation de la charge et variation de la vitesse du vent. La détection de la fréquence, l'amplitude de tension, et l'angle de phase basée sur la technique DSOGI-FLL, objet de notre contribution, a donné une très bonne performance dans le cas d'une tension perturbée. Des simulations ont été effectuées en utilisant le logiciel MATLAB pour valider chaque technique de commande développée. Les résultats obtenus, qui se traduisent par des meilleures performances dynamiques, sont plus que satisfaisants.

Mots clés : Production décentralisée, WECS, Machine Asynchrone à Double Alimentation sans Balais (BDFIM), SOGI-FLL, contrôle direct de la puissance (DPC), contrôle direct de la tension (DVC), Commande sans Capteurs, estimation à flux virtuel

LISTE DES ACRONYMES

Cigle	Terme en français	Terme en anglais
IGBT	Transistor bipolaire à grille isolée	InsulatedGateBipolar Transistor
MLI	Modulation par largeur d'impulsion	(PWM) Pulse-width modulation
MPPT	Extraction de la puissance maximale	Maximum Power Point Tracking
PI	Correcteur Proportionnel Intégral	Proportional integral controller
PLL	Boucles à verrouillage de phase	Phase locked loop
SOGI	Intégrateur généralisé de deuxième ordre	Second Order Generalized Integrator
WTG	Génératrice éolienne	Wind Turbine Generator
WECS	Système de conversion d'énergie éolienne	Wind Energy Conversion Systems
DFIM	Machine asynchrone à double alimentation	Doubly Fed Induction Machine
DFIG	Générateur asynchrone à double alimentation	Doubly Fed Induction Generator
BDFIM	Machine asynchrone à double alimentation sans balais	Brushless Doubly Fed Induction Machine
SCIG	Générateur asynchrone à cage	squirrel cage induction generator
WRIG	Générateur asynchrone à rotor bobiné	wound rotor induction generator
PMSG	Générateur synchrone à aimant permanent	permanent magnet synchronous generator
WRSG	Générateur synchrone à rotor bobiné	wound rotor synchronous generator
MSC	Convertisseur coté machine	Machine Side Converter

GSC	Convertisseur coté réseau	Grid side converter
BP	Bobinage de puissance	Power winding (PW)
BC	Bobinage de commande	Control winding (CW)
BDFRG	Machine asynchrone à double alimentation sans balais à reluctance	Brushless Doubly Fed Reluctance Generator
VSC	Convertisseur à source de tension	Voltage Source Converter
PWM	Modulation par largeur d'impulsion	Pulse-width modulation
2L-BTB	Dos à dos à deux niveaux	Two level back to back
VSCF	Vitesse variable, fréquence constante	Variable speed constant frequency
CDFIM	Machine asynchrone à double alimentation en cascade	Cascaded Brushless Doubly Fed Induction Machine
SF-CDFIM	Machine asynchrone double alimentation en cascade, carcasse unique	Single frame Cascaded Brushless Doubly Fed Induction Machine
SC	Contrôle scalaire	Scalar Control
VC	Commande Vectorielle	Vector Control
DTC	Contrôle direct du couple	Direct Torque Control
DPC	Contrôle direct de puissance	Direct Power Control
MADA	Machine asynchrone à double alimentation	Machine Asynchrone Double Alimentation
FOC	Commande à flux orienté	Field Oriented Control
THD	Taux de Distorsion Harmonique	Total Harmonic Distortion
IST	Table de commutation améliorée	Improve Switch Table

LPF	Filtre passe bas	Low Pass Filter
ST	Table de commutation	Switch Table
VF	Flux virtuel	Virtual flux
BPF	Filtre passe bande	Band pass filter
FLL	Boucles à verrouillage de Fréquence	Frequency-Locked Loop.
DSOGI	Intégrateur généralisé de deuxième ordre double	Doubly Second Order Generalized Integrator
MSOGI	Intégrateur généralisé de deuxième ordre multiple	Multiple Second Order Generalized Integrator
PNSC	Composant des séquences positives et négatives	Positive Negative Sequence Component
MVFDPC	Contrôle direct de puissance à flux virtuel modifié	Modified virtual flux direct power control
MDPC-GSC	Contrôle direct de puissance modifié	Modified direct power control
SA	Système autonome	Stand alone
SFOC	Contrôle à flux orienté lié au stator	Stator Field Oriented Control
SRF	Repère de référence synchrone	Synchronous Reference frame
DVC	Contrôle Direct de la tension	Direct Voltage Control
AC	Courant alternatif	Alternative Current
DC	Courant continu	Direct Current

LISTE DES SYMBOLES

Symboles	Dénomination	Unités
P_p, P_c	Puissance de bobinage de puissance et de commande	[W]
b_p, b_c	Induction magnétique de bobinage de puissance et de commande	[Tesla]
ϕ_p, ϕ_c	Flux de bobinage de puissance et de commande	[Wb]
$\omega_m, \omega_p, \omega_c, \omega_n$	Vitesse mécanique, pulsation de bobinage de puissance, pulsation de bobinage de commande et vitesse naturelle	[rad / s]
P_m	Puissance mécanique	[W]
P_{BP}, P_{BC}	Puissance statorique de bobinage de puissance (BP) et de commande (BC)	[W]
V_c	Tension statorique d'une phase BC	[V]
I_c	Courant statorique d'une phase BC	[A]
R_r, R_s	Résistance rotorique et statorique	[Ω]
X_{lr}	Réactance des différentes BDFIMs	[Ω]
X_s, X_r, X_m	Réactances du modèle de la MADA	[Ω]
X_p, X_c, X_m	Réactances du modèle de la BDFIM	[Ω]
C_{em}	Couple électromagnétique	[N.m]
v_p, v_c, v_r	Tension de bobinage de puissance, tension de bobinage de commande et tension rotorique	[V]
ψ_p, ψ_c, ψ_r	Flux statorique BP, flux statorique BC et flux rotorique	[Wb]

Symboles	Dénomination	Unités
σ	Coefficient de fuite totale	–
L_s, L_r	Inductances cycliques statorique et rotorique	[H]
σ_p, σ_c	Coefficients de fuite de BP et BC	–
$v_{dsp}, v_{qsp}, v_{dsc}, v_{qsc}$	Tensions statoriques de bobinage de puissance et de commande dans le repère de Park (d, q)	[V]
P_{BP}, P_{BC}	Puissances actives de bobinage de puissance et de commande	[W]
Q_{BP}, Q_{BC}	Puissances réactives de bobinage de puissance et de commande	[VAR]
C_{em1}, C_{em2}	Couple électromagnétique de la DFIG 1 et DFIG 2	[N.m]
C_r	Couple de charge (Résistant)	[N.m]
N_r	Vitesse de rotation	[tr / min]
Ω_{tur}	Vitesse de rotation de la turbine	[rad / s]
β	Angle de calage des pales	[°]
λ	Ratio de vitesse	–
P_a	Puissance aérodynamique	[W]
C_p	Coefficient de puissance	–
M	Inductance mutuelle cyclique entre le stator BP, stator BC et le rotor	[H]
P_T	Puissance totale de la BDFIM	[W]
S	Puissance apparente	[VA]

Symboles	Dénomination	Unités
Q	Puissance réactive	[VAR]
F_p	Facteur de puissance	–
u_{a0}, u_{b0}, u_{c0}	Tensions d'entrée du convertisseur	[V]
u_{an}, u_{bn}, u_{cn}	Tensions de sortie du convertisseur	[V]
V_{dc}	Tension du bus continu	[V]
i_c	Courant traversant le condensateur	[A]
$P_{s,DFIG1}, Q_{s,DFIG1}, P_{r,DFIG1}, Q_{r,DFIG1}$	Puissances actives et réactives statoriques et rotoriques (DFIG1 et DFIG2)	[W] [VAR]
C_{vis1}, C_{vis2}	Coefficient de frottement de la DFIG	[Nm.s / rad]
ρ	Masse volumique de l'air	[kg / m ³]
J	Moment d'inertie	[kg m ²]
K_f	Coefficient de frottement	[N.m.s/rd]
ω_s, ω_r	Pulsations électriques statorique & rotorique.	[rad / s]
ω_{gl}	Vitesse angulaire de glissement	[rad / s]
δ	Angle de déphasage entre les 2 systèmes de la tension d'alimentation statorique	[°] ou [rad]
γ	Angle de décalage physique entre les 2 systèmes de bobinage statorique	[°] ou [rad]
m	Indice de modulation	–
r	Taux de modulation	–

Symboles	Dénomination	Unités
i_{red}, i_{ond}	Courants modulés par le redresseur et l'onduleur	[A]
d_p, d_q	Erreurs numérisées entre les puissances (P et Q)	–
eab, ebc, eca	Tensions du réseau phase-phase	[V]
P_{ref}, Q_{ref}	Puissances comparées aux valeurs estimées (P) et (Q) via des contrôleurs d'hystérésis	[W] [VAR]
i_L	Courant de la ligne	[A]
ψ_L	Flux virtuel de la ligne	[Wb]
p	Nombre de pair de pole	–
ω'	Fréquence angulaire de cassure	[rad / s]
u', qu'	Signaux des sorties du BPF et du LPF	
ω_p, ω_c	Fréquences angulaires des tensions d'alimentation du BP et BC	[rad / s]
U_α, U_β	Composantes du vecteur de la tension du réseau dans le repère α, β	[V]
$U_\alpha^+, U_\beta^+, U_{\alpha\alpha}^+, U_{\beta\beta}^+$	Séquences positives de U_α et U_β	[V]
$U_\alpha^-, U_\beta^-, U_{\alpha\alpha}^-, U_{\beta\beta}^-$	Séquences négatives de U_α et U_β	[V]
P_{comp}, Q_{comp}	Puissances active et réactive de compensation	[W] [VAR]

LISTE DES FIGURES

Chapitres	Figures	Désignations	Pages
I	1	L'évolution de la production éolienne mondiale [2]	5
I	2	Evolution de la taille des éoliennes [4]	6
I	3	(a)Eolienne à axe horizontal (b) Eolienne à axe vertical [6].	7
I	4	Principaux composants d'une éolienne	8
I	6	Système WECS Type A (à vitesse fixe)	10
I	7	Système WECS Type B (basé sur une WRIG associée avec une résistance variable rotorique).	11
I	8	Système WECS Type C (à vitesse variable basé sur une MADA).	12
I	9	WECS Type D (des machines SCIG et WRSG commandée par le stator)	13
I	10	Système WECS avec vitesse variable basé sur une BDFIM [33].	15
I	11	BDFIM connecté au réseau.	15
I	12	Convertisseurs type Back-to-Back à deux niveaux (VSI-2L)	17
I	13	Topologie des convertisseurs 2L-BTB connectés en parallèle sur les côtés de la génératrice et du réseau.	17
I	14	Convertisseur Back-to-Back à trois niveaux à point neutre pour éolienne (3L-NPC BTB).	19
I	15	Principe de la Machine CDFIM	21
I	16	Principe de la Machine SF-CDFIM	22
I	17	Principe de la machine BDFIM	23
I	18	Enroulement boucle imbriqué [76]	23
I	19	les types de rotor de la machine BDFRM [80]	24
II	1	Topologie du système WECS étudié	38
II	2	Répartition des champs magnétiques due aux harmoniques principales en fonction de la position du rotor. Les nombres de paires de pôles sont $p_p = 4$ et $p_c = 6$ et les fréquences de $f_p = 50$ et $f_c = 10\text{Hz}$ [3].	39
II	3	Figure schématique des mécanismes de couplage magnétique dans le BDFIM [6]	40

II	4	Sens de rotation du champ crée dans la BDFIM	41
II	5	Schéma équivalent de la BDFM ramené au bobinage de puissance [10]	42
II	6	Modèle du circuit équivalent simplifié de la BDFIM en mode synchrone	44
II	7	BDFIM à base de 2 DFIG	50
II	8	Schéma global de simulation	53
II	9	Mode de fonctionnement de la BDFIM Machine M1	54
II	10	Simulation du mode (asynchrone et synchrone) de la BDFIM dans un référentiel lié au BP (d,q) (a) vitesse du rotor (b) Couple électromagnétique total(en bleu) couple stator BP (vert) et couple stator BC (rouge) (c) Courant du bobinage de commande phase a (d) Courant du bobinage de puissance phase a (e) Courants dq du bobinage de commande (f) dq Courants du bobinage de puissance.	55
II	11	Simulation des modes (asynchrone et synchrone) de la BDFIM dans un référentiel lié au BP (d,q) (a) Zoom courant du bobinage de puissance phase a (b) zoom vitesse du rotor (c) Courants dq du rotor (d) (e) flux dq du BP	55
II	12	Simulation du mode (asynchrone BC court-circuit) de la BDFIM dans un référentiel lié au BP (d,q) (a) Couple électromagnétique total (b) Courant du bobinage de commande.	56
II	13	Simulation du mode (asynchrone et synchrone) du BDFIM dans un référentiel lie au BP (d,q) (a) vitesse du rotor (b) Couple électromagnétique total(en bleu) couple stator BP (vert) et couple stator BC (rouge) (c) Courant du bobinage de commande phase a (d) Courant du bobinage de puissance phase a (e) dq Courant du bobinage de commande (f) dq Courant du bobinage de puissance.	58
II	14	Simulation du mode (asynchrone et synchrone) du BDFIM dans un référentiel lie au BP (d,q) (a) Zoom courant du bobinage de puissance phase a (b) zoom vitesse du rotor (c) dq Courants du rotor (d) (e) dq flux du BP	58
II	15	Simulation du mode (asynchrone BC court-circuit) du BDFIM dans un référentiel lié au BP (d, q) (a) Couple électromagnétique total (b) Courant du bobinage de commande.	59
II	16	Simulation du mode (asynchrone et synchrone) du BDFIM dans un référentiel lie au BP (d,q) (a) vitesse du rotor (b) Couple électromagnétique total(en bleu) couple stator BP (vert) et couple stator BC (rouge) (c) Courant du bobinage de commande phase a (d) Courant du bobinage de puissance phase a (e) dq Courants du bobinage de commande (f) dq Courants du bobinage de puissance.	59
II	17	Simulation du mode (asynchrone et synchrone) du BDFIM dans un	60

		référentiel lié au BP (d,q) (a) Zoom courant du bobinage de puissance phase a (b) zoom vitesse du rotor (c) dq Courants du rotor (d) (e) dq flux du BP.	
II	18	Simulation du mode (asynchrone BC court-circuit) du BDFIM dans un référentiel lie au BP (d,q) (a) Couple électromagnétique total (b) Courant du bobinage de commande.	60
II	19	Simulation du mode (asynchrone et synchrone) du BDFIM simplifier dans un référentiel lie au BP (d,q) (a) vitesse du rotor (b) Couple électromagnétique (c) Courant du bobinage de commande phase a (d) Courant du bobinage de puissance phase a (e) dq Courants du bobinage de commande (f) dq Courants du bobinage de puissance.	61
II	20	Simulation du mode (asynchrone et synchrone) du BDFIM simplifier dans un référentiel lie au BP (d,q) (a) Zoom courant du bobinage de puissance phase a (b) zoom vitesse du rotor (c) couple électromagnétique (d) dq flux du BP.	61
II	21	Simulation du mode (asynchrone BC court-circuit) du BDFIM dans un référentiel lié au BP (d,q) (a) Couple électromagnétique (b) Courant du bobinage de commande.	62
II	22	Schéma de la turbine éolienne.	62
II	23	Coefficient de puissance C_p en fonction du ratio de vitesse λ et de l'angle de l'orientation de la pale β	63
II	24	Schéma bloc du modèle de la turbine éolienne.	65
II	25	Schématisation de l'ensemble convertisseur-stator de commande.	66
II	26	Schématisation du convertisseur coté réseaux (GSC)	68
III	1	Synoptique de la Commande FOC de la BDFIM	75
III	2	Schéma fonctionnel de la commande DPC de la BDFIM.	79
III	3	(a) Relation entre le vecteur de tension et le vecteur de flux, (b) Les vecteurs de tension générés par l'onduleur et la division sectorielle.	80
III	4	Résultats en régime permanent (a) courant BP (b) courant BC (c) puissance active de BP (d) Puissance réactive de BP	82
III	5	Résultats en régime transitoire (a) courant BP (b) courant BC (c) puissance active de BP (d) Puissance réactive de BP	82
III	6	Vitesse de rotation	83
III	7	cas où la puissance de référence sous forme sinus (a) courant BP (b) courant BC (c) puissance active de BP (d) Puissance réactive de BP	83
III	8	Schéma de principe de la DPC classique	85
III	9	Douze (12) secteurs sur les coordonnées stationnaires pour spécifier la phase du vecteur de tension.	86

III	10	Contrôle direct de puissance à base de flux virtuel (VF-DPC)	88
III	11	(a)Circuit équivalent monophasé GSC(b) Sélection du secteur pour VF-DPC [22,25].	89
III	12	Diagrammes de blocs(a) SOGI-QSG (b) Bloc FLL.	91
III	13	(a) D(s) pour différentes valeurs de 'k' (b) D(s) et Q(s) pour $k=\sqrt{2}$ et $\omega' = 2\pi.50$	91
III	14	Diagramme de bode : E(s) et Q(s) pour $k=\sqrt{2}$ et $\omega' = 2\pi.50$	92
III	15	Estimation du flux virtuel par SOGI sous source idéal.	93
III	16	DPC classique (cas réseaux équilibré)	93
III	17	DPC classique (cas réseaux déséquilibré),(a,b,c) pour Table [21], (cas réseaux déséquilibré),(d,e,f) pour Table [32],	94
III	18	DPC classique (cas réseaux équilibré.),(a,b,c) pour Table [21], (cas réseaux déséquilibré),(d,e,f) pour Table [32],	95
III	19	VF-DPC basé sur SOGI-FLL (cas réseaux équilibré) Table [32]	96
III	20	VF-DPC basé sur SOGI-FLL (cas réseaux déséquilibrés) Table [32]	96
III	21	VF-DPC basé sur SOGI-FLL (cas réseau distordu) Table [32]	97
III	22	Schéma d'un système d'énergie éolienne basé sur la BDFIM.	99
III	23	Vitesse du vent (a) échelon (b) profil de vent	100
III	24	Résultats de simulation de (DPC-BDFIM) (a) Vitesse de rotation (b) BP puissance active de BP (c) puissance réactive de BP.	100
III	25	Résultats de simulation de (DPC-BDFIM) (a) les courants de BC (b) les courants de BP (c) courant et tension d'une phase du BP	101
III	26	Résultats de simulation (VF-DPC-SOGI-FLL) de GSC vitesse du vent échelon (a) tension et courant de la phase a (b) tension de bus continu (c) puissance active (d) puissance réactive	103
III	27	Estimation de flux virtuel a base SOGI-FLL (a) flux Virtual (b) angle de phase tension réseau angle de phase de flux virtuel estimé	104
III	28	Angle de phase du VF et les 12 secteurs de (VF-DPC) estimé à base de SOGI-FLL.	104
III	29	Résultats de simulation de (DPC-BDFIM) profile de vent (a) vitesse de la BDFIM (b) puissance active de BP (c) puissance	105

		réactive de BP	
III	30	Résultats de simulation de (VF-DPC-SOGI-FLL) de GSC sous un profil de vent (a) active power (b) puissance réactive (b) tension de bus continu	106
IV	1	(a) Séparation des séquences d'un system triphasé déséquilibré (b) détecteur de séquence directe (+), séquence inverse (-)	114
IV	2	Séparation des séquences d'un system triphasé perturbé.	115
IV	3	Résultats de simulation du MSOGI-FLL (a) tension réseau (b) tension réseau e_α, e_β séquence positif (c) tension réseau e_α, e_β séquence négative (e) tension réseau (f) tension e_α, e_β de l'harmonique 5 (g) tension e_α, e_β de l'harmonique 5	115
IV	4	Principe de base du système DPC à base d'estimation du flux virtuel	116
IV	5	Estimateur de flux virtuel sous (a) tension de réseau équilibrée (b) tension de réseau déséquilibrée	117
IV	6	Estimateur de flux virtuel sous tension de réseau non équilibré et contenant des harmoniques à base de MOGI-FLL	118
IV	7	Stratégie de commande sous un déséquilibre et une tension d'alimentation distordue	120
IV	8	Résultat de simulation cas1 (a) tension triphasé du réseau (b) flux virtuel estimé ($\psi_{L\alpha}^+$ et $\psi_{L\beta}^+$)(c) tension et courant de la phase a (d) puissance active(couleur bleu) puissance réactive (couleur rouge). (e) courant triphasé du réseau (f) tension de bus continu	122
IV	9	Résultats de simulation cas2 (sans filtre Notch) (a) tension triphasé du réseau (b) flux virtuel estimé ($\psi_{L\alpha}^+$ et $\psi_{L\beta}^+$)(c) tension et courant de la phase a (d) puissance active (couleur rouge) puissance réactive (couleur bleu). (e) courant triphasé du réseau (f) tension du bus continu	123
IV	10	Résultat de simulation cas2 (sans filtre Notch) (a) tension triphasée du réseau (b) flux virtuel estimé ($\psi_{L\alpha}^+$ et $\psi_{L\beta}^+$) (c) tension et courant de la phase a du BP (d) puissance active (couleur rouge) puissance réactive (couleur bleu). (e) courant triphasé du réseau (f) tension de bus continu	124
IV	11	Analyse spectrale du courant du réseau. (a) Tension du réseau équilibrée en utilisant VFDPC (sans filtre Notch) (b)Tension du réseau déséquilibrée en utilisant VFDPC (sans filtre Notch)(c) Tension du réseau déséquilibré en utilisant MVFDPC (sans filtre Notch). (A tension de réseau équilibrée en utilisant VFDPC (avec filtre Notch)(B) Tension du réseau déséquilibrée en utilisantVFDPC (avec filtre Notch). (C) tension de réseau déséquilibrée en utilisant	125

		MVFDPC (avec filtre Notch).	
IV	12	Commande MDPC de MSC d'un system (WEC-BDFIM)	126
IV	13	Stratégie de contrôle du BDFIM dans des conditions de tension déséquilibrée.	128
IV	14	Résultats en régime permanent (a) tension du réseau (b) courant BP(c) tension et courant de la phase a du BP (d) vitesse du vent (e) vitesse de la BDFM (f) puissance active et réactive de BP	129
IV	15	Analyses spectrales du courant BP(a) sous condition de tension de réseau équilibrée avec DPC classique. (b) Sous condition de tension de réseau déséquilibrée avec DPC classique. (c) Sous condition de tension de réseau déséquilibrée avec MDPC.	129
IV	16	Schéma global de la chaîne (WECS- BDFIM) étudié dans des conditions de tension de réseau déséquilibrée.	131
IV	17	Résultats de simulation (cas1) (a) les tensions du réseau (b) vitesse de rotation de la BDFIM (c) puissance active et réactive de BP. (d) tension bus continu (e) les courants du BP (f) puissance active et réactive du GSC	132
IV	18	Resultats de simulation (cas2) (a) les tensions du réseau (b) vitesse de rotation de la BDFIM (c) puissance active et réactive de BP. (d) tension bus continu (e) les courants du BP (f) puissance active et réactive du GSC	133
IV	19	Analyses spectrales du courant BP(a) en condition de la tension équilibrée du réseau en utilisant la DPC classique. (b) Sous condition de tension déséquilibrée du réseau en utilisant DPC classique. (c) Sous condition de tension déséquilibrée du réseau en utilisant MDPC.	134
V	1	Configuration de système BDFIM-SA-WECS	140
V	2	Commande SFOC de la BDFIM dans un système SA.	143
V	3	Commande DVC de la BDFIM dans un système SA.	145
V	4	Diagramme de synchronisation pour détecter l'amplitude et la phase de tension V_p basé sur DSOGI-FLL.	146
V	5	Cas 1(a) la tension d'entrée d'alimentation triphasée (b) la tension estimé V_p (c) séquence positive de tension d'entrée d'alimentation triphasée v_{abcp}^+ (d) fréquence estimée f_p (e) séquence positive en quadrature $v_{\alpha}^+, v_{\beta}^+$ (f) angle de phase estimé θ_p	147
V	6	Cas2(a) la tension d'entrée d'alimentation triphasée (b) la tension estimé V_p (c) séquence positive de tension d'entrée d'alimentation triphasée v_{abcp}^+ (d) fréquence estimée f_p (e) séquence positive en	148

		quadrature $v_{\alpha}^+, v_{\beta}^+$ (f) angle de phase estimé θ_p	
V	7	Résultats de simulation cas 1 (a) Vitesse du vent, (b) Forme d'onde du courant triphasé du BP (c) Forme d'onde du courant triphasé du BC (d) Vitesse du rotor(e) Zoom du courant triphasé du BP(f) Zoom du courant triphasé du stator BC.	149
V	8	Résultats de simulation cas 1(a) Tension triphasée du BP(b) tension maximum d'une phase de BP (c) fréquence de tension du BP(d) Zoom des tensions triphasés de BP(e) Zoom tension maximum d'une phase de BP(f) Zoom de fréquence de tension du BP.	150
V	9	Puissance active et réactive de la charge.	151
V	10	THD Tension phase 'a' du BP.	151
V	11	Résultats de simulation cas 2 (a) Vitesse du vent(b) Forme d'onde du courant triphasé du BP (c) Forme d'onde du courant triphasé du BC (d) Vitesse du rotor (e) Zoom du courant triphasé du BP (f) Zoom du courant triphasé du BC.	152
V	12	Résultats de simulation cas 2 (a) Forme d'onde phase 'a' de la tension et du courant de BP (t=0,5 s à 0,55 s)(b) Zoom de la fréquence du tension BP (c) Forme d'onde des puissances actives et réactives instantanées(d) zoom de la tension et du courant de BP (t=2 s à 2.05 s)(e) Zoom tension maximum d'une phase de BP (f) Zoom des puissances actives et réactives instantanées.	153

LISTE DES TABLEAUX

Chapitres	Tableaux	Désignations	Pages
I	1	catégories d'éoliennes Selon leur puissance nominale	6
I	2	Les avantages et les inconvénients des éoliennes à vitesse fixe-variable	9
I	3	Les caractéristiques de chaque configuration [36].	14
I	4	Comparaison de différentes méthodes de contrôle	26
II	1	Rapport de la résistance du rotor à la réactance dans différents BDFIMs	43
II	2	Paramètres équivalents du modèle DFIM et du modèle BDFIM simplifié en régime permanent	45
II	3	Paramètres équivalent du modèle dynamique du DFIG et le model simplifiée de la BDFIM	48
II	4	Conditions de simulation dès la MACHINES (M1, M2, M3)	54
III	1	Le tableau de sélection du vecteur de la tension de DPC-BDFIM [8], [13]	80
III	2	Table de commutation modifiée [32]	87
III	3	Table de commutation classique [21]	87
III	4	vecteurs de la tension du convertisseur MSC	87
III	5	Taux distorsion harmonique : DPC classique	95
III	6	Taux distorsion harmonique : DPC flux virtuel basé sur SOGI-FLL	97
III	7	écoulements de puissance dans un BDFIM	98
IV	1	cas de simulation	121

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Le besoin en électricité provenant de sources d'énergie renouvelables est en augmentation constante, surtout celle provenant des éoliennes. Un type commun de générateurs électriques utilisés dans les éoliennes est la machine asynchrone à double alimentation DFIM. Cependant, ce type de générateur souffre de problèmes de fiabilité associés aux bagues collectrices et aux balais. Le générateur d'induction à double alimentation sans balai (BDFIG) est un choix attrayant pour éliminer les inconvénients associés aux bagues collectrices et aux balais.

L'impact des éoliennes sur la production de l'énergie est un facteur important et deviendra plus influent dans l'avenir. L'augmentation de la fiabilité et de la puissance des éoliennes est un facteur important pour assurer le rôle continu des éoliennes dans la production de l'énergie.

Les éoliennes peuvent être classées en fonction du générateur utilisé pour l'extraction d'énergie, des éoliennes à vitesse fixe et des éoliennes à vitesse variable. Un type d'éolienne à vitesse variable est le générateur d'induction à double alimentation (DFIM). Le DFIM utilise un générateur d'induction à rotor bobiné, relié à un convertisseur par des bagues collectrices et des balais. L'enroulement du rotor peut à la fois fournir et absorber la puissance en fonction de la vitesse de rotation.

La BDFIM, est une machine qui s'est avérée prometteuse pour une utilisation dans les éoliennes à vitesse variable. Il partage de nombreuses similitudes avec le DFIG, comme la possibilité d'échanger la puissance active et réactive avec le réseau. Contrairement au DFIM, la BDFIM ne possède pas de rotor bobiné, mais une construction de rotor spécial qui est conçu pour coupler magnétiquement deux enroulements du stator. Les deux enroulements du stator sont placés dans la même carcasse. La structure du rotor de la BDFIM est spéciale et ne nécessite pas de connexion à une source d'alimentation externe, ce qui élimine le besoin de bagues collectrices pour la commutation électrique. L'élimination des balais et des bagues collectrices a augmenté la fiabilité de la BDFIM par rapport au DFIM. Par conséquent, avec une fiabilité et une rentabilité accrues, le BDFIM offre des avantages significatifs à savoir, son fonctionnement à vitesse variable, commande indépendant de la puissance active et réactive et des convertisseurs de taille réduite.

La configuration la plus économique du système WECS à base de la machine BDFIM, est celle où le stator de bobinage de puissance BP est directement couplé au réseau, ou à une charge isolée (cas de fonctionnement autonome) alors que le stator BC est connecté au réseau à travers une interface composée de deux convertisseurs statiques convertisseur côté BDFIM

INTRODUCTION GENERALE

(MSC) et convertisseur coté réseau (GSC), à cause de la variation dans la tension du réseau (cas de déséquilibres de tension ou et de présence d'harmoniques), aussi à cause des charges déséquilibrées (cas d'alimentation des charges monophasées et des alimentations à découpage), Cette configuration rend la machine sensible à tous ces variations.

Une perturbation dans le réseau ou un déséquilibre au niveau de la charge (cas de fonctionnement autonome) provoque des ondulations dans le couple électromagnétique de la BDFIM qui se traduit par des vibrations de grande amplitude ce qui minimise la durée de vie de la machine, ainsi qu'une fréquence et une tension de sortie instable dans le cas de fonctionnement autonome.

Cette thèse propose une stratégie de commande des convertisseurs statiques dédiés à la production décentralisée type éolienne, dont leurs deux modes de fonctionnement le mode connecté au réseau et le mode non connecté (autonome). Ces méthodes permettent de compenser les effets engendrés par le déséquilibre ou les harmoniques et la variation de charge ainsi que la vitesse en mode autonome avec une meilleure qualité de l'énergie et un taux de distorsion d'harmonique (THD) acceptable.

Le système de conversion éolienne WECS, proposé dans cette thèse, utilise une machine asynchrone à double alimentation sans balais (BDFIM), pilotée par le stator du bobinage de commande BC. La BDFIM est accouplée sur le même arbre avec une turbine éolienne. Deux convertisseurs statiques, réversibles, en mode '*back-to-back*', réalisent l'interface électrique entre le réseau électrique et le stator de commande (BC), ainsi que les convertisseurs ne sont dimensionnés que pour la puissance de glissement de la BDFIM, c'est-à-dire 20 à 25 % de sa puissance nominale, ce qui limite le coût du système.

Dans le premier chapitre, nous allons introduire d'une façon générale les systèmes de conversion éolienne WECS et la notion de la machine asynchrone sans balais BDFIM plus particulièrement. Dans un premier temps nous énoncerons quelques chiffres de la production d'électricité fournie par les éoliennes dans le monde. Nous rappellerons Les différentes topologies des convertisseurs statiques utilisés dans les systèmes WECS essentiellement le convertisseur Back-to-Back utilisé dans ces systèmes à base de machines DFIG et BDFIM. Nous donnons ensuite un aperçu sur l'état d'art de la machine BDFIM. On commence par les principales configurations de la BDFIM, ensuite les stratégies de contrôle de celle-ci et enfin une comparaison complète des méthodes de contrôle de la BDFIM.

INTRODUCTION GENERALE

Le deuxième chapitre s'occupera de la description et la modélisation du système de conversion éolienne à base de la machine BDFIM qui a connu un grand intérêt ces dernières années et présente plusieurs avantages. Dans un premier temps la description du système éolien à base de la BDFIM est abordée, puis nous allons expliquer le mode de fonctionnement synchrone et les mécanismes de couplage magnétique dans la BDFIM. Dans la deuxième partie nous avons proposé les différentes modélisations de cette machine dans le repère abc et dq, y compris le modèle classique de la BDFIM, le modèle de cascade entre deux DFIM et le modèle simplifié de la BDFIM. Dans la troisième partie, des résultats de simulation pour valider les trois modèles de la BDFIM sont présentés et analysés. La dernière partie est dédiée aux modélisations de la turbine et des convertisseurs MSC et GSC.

Le troisième chapitre, est consacré à la commande d'un système éolien basé sur la machine asynchrone à double alimentation sans balais (BDFIM), nous avons abordé la commande du convertisseur côté machine (MSC) et la commande du convertisseur côté réseau (GSC), la première partie consiste à appliquer deux stratégies de commande pour la commande du MSC, la commande à flux orienté (FOC) et la commande directe de puissance (DPC) dont l'estimation du flux est assurée par la proposition d'une nouvelle méthode basée sur la boucle verrouillée en fréquence du second ordre (SOGI-FLL) et à la fin de cette partie des résultats de simulation de la DPC sont présentés et analysés. Dans la deuxième partie la commande du GSC est assurée par la DPC classique et DPC à base du flux virtuel (VF) avec l'estimation du flux, est assurée par la technique de synchronisation de type (SOGI-FLL), des résultats de simulation pour les deux méthodes sont présentes et analyses pour trois cas (réseau équilibré, réseau déséquilibré et réseau distordu). Dans la dernière partie nous avons présenté des résultats de simulation de la chaine complète (WECS-BDFIM) pour deux profils de la vitesse du vent (un échelon et un profil du vent variable).

Le chapitre 4 portera sur la commande modifiée du système (WECS-BDFIM) connecté au réseau. Aux chapitres précédents, on a montré l'impact d'un réseau perturbé que ce soit sur les performances de la commande du convertisseur coté machine MSC et du convertisseur cote réseau GSC ou bien sur la qualité du courant injecté ou absorbé côté réseau.

Afin de trouver des remèdes pour ces impacts, le calcul des puissances actives et réactives sous une source perturbée s'avère une étape indispensable. Dans ce chapitre, on va étudier la méthode de décomposition des composantes positives, négatives et harmoniques du système triphasé en régime perturbé, ainsi que le calcul des valeurs instantanées de la séquence positive, négative et harmonique. Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature.

INTRODUCTION GENERALE

Dans ce chapitre, on introduit une méthode, basée sur l'intégrateur généralisé du second ordre SOGI. Après cela des calculs des puissances instantanées actives et réactives dans le cas d'un réseau non idéal dans le repère fixe, sera développé et discuté, pour l'utiliser dans la technique DPC modifiée.

Le cinquième et dernier chapitre, est consacré à l'étude et au contrôle du système autonome basé sur la machine BDFIM utilisée dans le système WECS (BDFIM-SA-WECS). La méthode Contrôle Directe de Tension (DVC) est utilisée pour contrôler l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie du générateur sous des conditions de vitesse et de vent quand la charge est constante ou variable. La méthode MPPT est utilisée pour extraire la puissance maximale disponible, l'estimation et la détection des composants des séquences positives, de la fréquence, de l'amplitude de tension et de l'angle de phase du bobinage (BP) sont basées sur la technique de synchronisation DSOGI-FLL. Les résultats des simulations vérifient les bonnes performances dynamiques du système proposé basé sur le générateur BDFIM et leur application dans les systèmes VSCF autonomes.

La thèse s'achèvera par une conclusion générale rassemblant les conclusions de tous les chapitres précédents. Enfin, il sera tenu compte des perspectives du travail de recherche de la thèse.

CHAPITRE I

I.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons introduire d'une façon générale les systèmes de conversion éolienne WECS et la notion de la machine asynchrone sans balais BDFIM plus particulièrement. Dans un premier temps nous énoncerons quelques chiffres de la production d'électricité fournie par les éoliennes dans le monde. Nous rappellerons Les différentes topologies des convertisseurs statiques utilisés dans les systèmes WECS essentiellement le convertisseur Back-to-Back utilisé dans ces systèmes à base de machines DFIG et BDFIM. Nous donnerons ensuite un aperçu sur l'état d'art de la machine BDFIM. On commence par les principales configurations de la BDFIM ensuite les stratégies de contrôle de celle-ci enfin une comparaison complète des méthodes de contrôle de la BDFIM.

I.2 Production de l'énergie éolienne mondiale

Les premiers aérogénérateurs ont vu le jour [1] en 1850. Un scientifique américain de Cleveland en Ohio en 1887-1888, a construit la première turbine éolienne ayant un diamètre rotorique de 17 mètres et est composée de 144 pales en cèdre. Elle était énorme pour une puissance générée de l'ordre de 12 kW, seulement.

L'évolution de la capacité de production d'énergie éolienne mondiale en progression constante de l'année 2000 jusqu'en 2015 est montré par la Figure. I.1. On voit une progression presque exponentielle de cette production d'énergie. En 2000 la production estimée à 17.4GW, est passée en 2015 à 433GW, soit une multiplication par 25 fois environ.

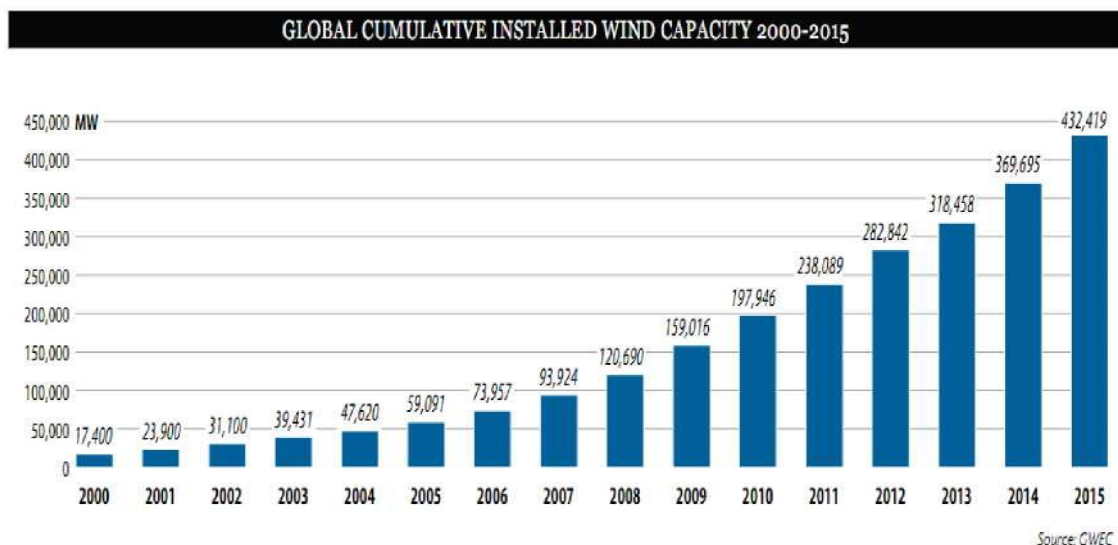


Figure. I.1: L'évolution de la production éolienne mondiale [2]

I.3 Taille des éoliennes

La consommation d'énergie électrique mondiale s'accroît progressivement, par conséquent les constructeurs ont tendance à produire des turbines éoliennes de plus en plus puissantes et donc de plus grandes tailles. La puissance captée par la turbine est fonction du carré du rayon du rotor. Les éoliennes sont divisées en trois catégories selon leur puissance nominale voir [Tableau I.1 \[3\]](#) et [Figure I.2:](#)

Tableau I.1 catégories d'éoliennes Selon leur puissance nominale

	Type d'éoliennes		
	Éoliennes de petite puissance	Éoliennes de moyenne puissance	Éoliennes de forte puissance
Puissance nominale	inférieure à 40kW	de 40kW à quelques centaines de kW	supérieure à 1MW.

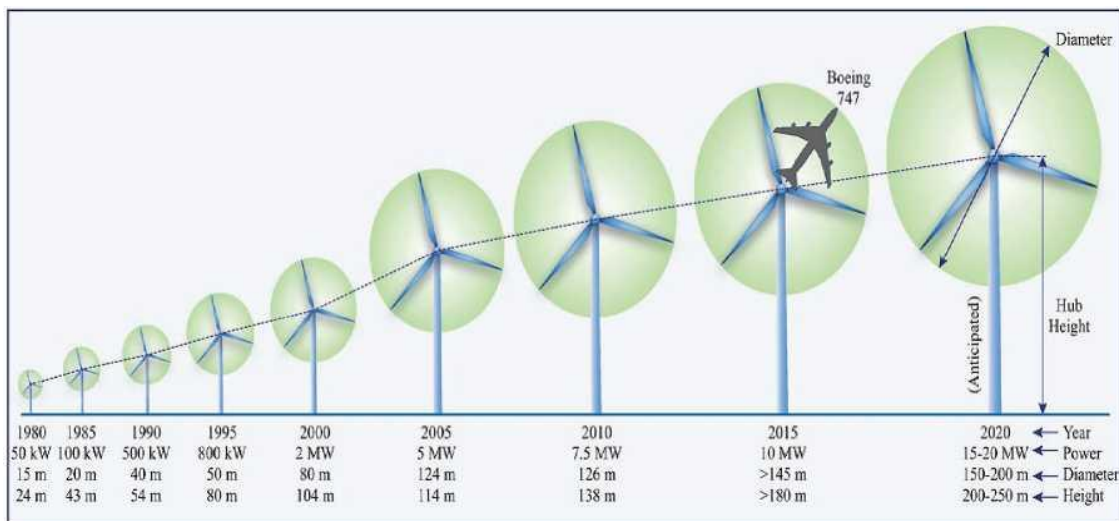


Figure. I.2: Evolution de la taille des éoliennes [4]

I.4 Types d'aérogénérateurs

Au cours des années, différents types d'aérogénérateurs (plus couramment appelés éoliennes) ont été développés [5]. En fonction de l'orientation de l'axe de rotation, les éoliennes peuvent être classées en deux types comme donné par la [Figure. I.3.](#)

- la turbine éolienne à axe vertical [Figure. I.3 \(a\)](#)
- la turbine éolienne à axe horizontal [Figure. I.3 \(b\)](#)

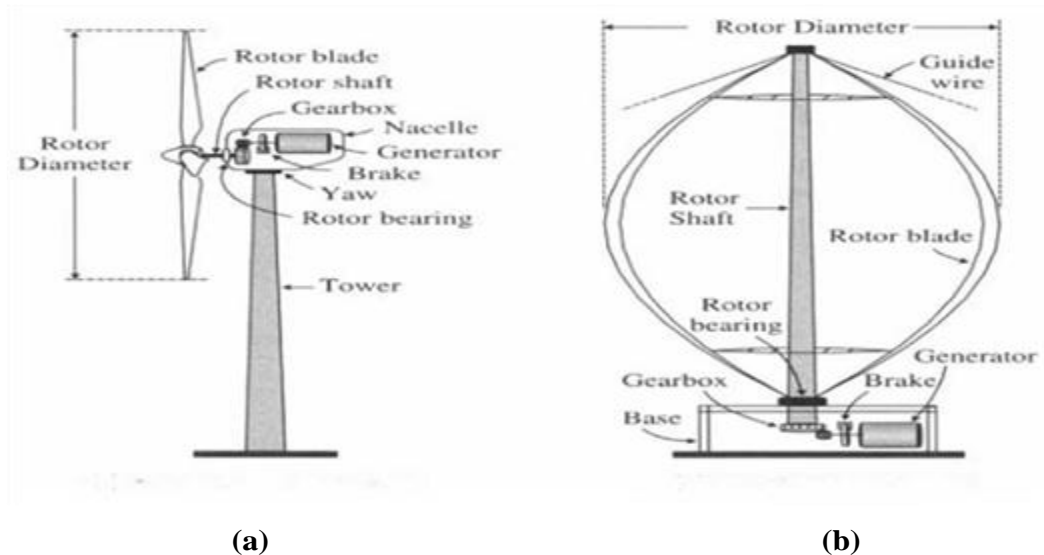


Figure. I.3: (a)Eolienne à axe horizontal (b) Eolienne à axe vertical [6].

L'éolienne à axe horizontal correspond à l'orientation de l'axe de rotation en parallèle au sol Figure. I.3(a). La nacelle porte l'axe de rotation, les pales, la transmission (Gearbox) et la génératrice associée aux convertisseurs. Dans la plus part des cas, les turbines sont de type tripales [7].

Dans les éoliennes à axe vertical, l'orientation de l'axe de rotation est perpendiculaire au sol. La génératrice et la boîte de vitesse (Gearbox) sont généralement placées dans la base de la turbine sur le terrain Figure. I.3(b).

Une comparaison faite en [8] résumant les avantages et les inconvénients de chaque type d'éolienne. L'éolienne à axe horizontal domine le marché éolien aujourd'hui, en particulier dans les grands parcs éoliens commerciaux. Dans cette thèse On s'intéresse seulement à ce dernier type.

I.4.1 Différentes parties d'une éolienne à axe horizontal

Aujourd'hui, presque toutes les éoliennes connectées au réseau sont tripales et à axe horizontal. En général, les éoliennes sont constituées par des éléments mécaniques et électriques qui sont illustrés dans la Figure. I.4. Pour obtenir un meilleur rendement et une bonne fiabilité du système éolien ainsi qu'un faible coût d'investissement, chacune de ses composantes doit être bien étudiée et modélisée [13-15].

Les principaux composants d'une éolienne sont :

La fondation: la fondation est généralement conçue en béton armé. Elle doit être assez solide pour permettre de fixer toute la structure de l'éolienne et supporter le poids lourd des autres parties.

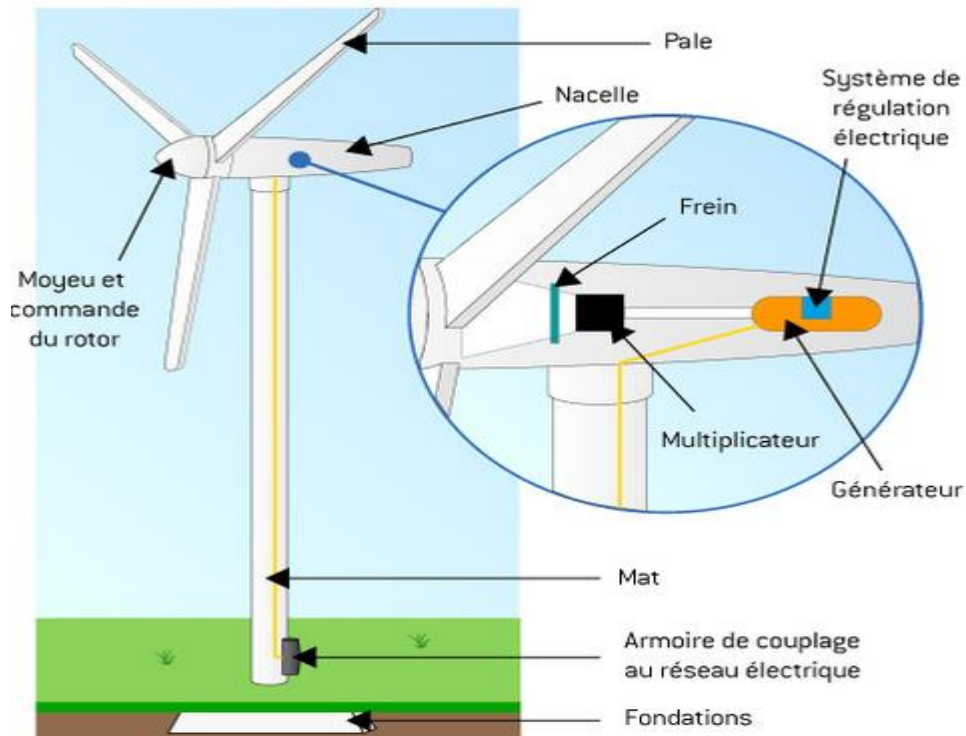


Figure. I.4 : Principaux composants d'une éolienne

La tour ou le mât: Supporte les principaux éléments de l'éolienne: la nacelle et le rotor. La taille augmente avec la puissance nominale de l'éolienne, le rendement augmente avec la hauteur.

Le rotor: c'est l'élément mécanique qui transforme l'énergie cinétique du vent captée par les pâles en rotation, ensuite convertie en électricité dans la nacelle [12].

La nacelle : regroupe tous les éléments mécaniques permettant de coupler le rotor éolien au générateur électrique: arbres lent et rapide, roulements, multiplicateur. Le frein à disque et le frein aérodynamique qui permet d'arrêter le système en cas de surcharge. Le générateur est généralement une machine de type synchrone ou asynchrone [13].

Le système d'orientation des pâles: sert à la régulation de la puissance (réglage aérodynamique) [13].

Le multiplicateur: sert à adapter la vitesse de la turbine éolienne à celle de la génératrice électrique [13].

I.5 Eolienne à vitesse fixe et éolienne à vitesse variable

Les éoliennes peuvent être aussi classées de point de vue vitesse de rotation en deux classes : à vitesse fixe ou à vitesse variable [14].

- **les éoliennes à vitesse fixe :** celle-ci est fonction du gain du multiplicateur, la

gamme de variation du glissement varie de 0 à 0.05 pour les machines asynchrones. Le rendement maximal de la conversion peut être atteint seulement à une vitesse donnée (spécifiée), et l'efficacité du système se dégrade aux autres vitesses du vent [15].

- **les éoliennes à vitesse variable** : ont un rendement maximal de conversion d'énergie sur une large plage des vitesses du vent. La turbine est auto-ajustable en vitesse en fonction de la vitesse du vent avec recherche de la MPPT (Maximum Power Point Tracker) [7].

Pour rendre la vitesse de la turbine réglable, le générateur de l'éolienne est normalement relié au réseau électrique par l'intermédiaire de convertisseurs statiques permettant de contrôler la vitesse de la génératrice couplée mécaniquement au rotor (pales) de la turbine éolienne afin de l'adapter à la fréquence du réseau.

Les principaux avantages et inconvénients des éoliennes à vitesse fixe et variable sont indiqués dans le [Tableau I.2](#).

Tableau. I.2 : Les avantages et les inconvénients des éoliennes à vitesse fixe-variable

Mode de vitesse	Avantages	Inconvénients
Vitesse fixe	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Simple ➤ Faible coût et faible maintenance 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Rendement de conversion d'énergie faible. ➤ Grand stress mécanique ➤ Grande fluctuation de puissance vers le réseau
Vitesse variable	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Rendement de conversion d'énergie élevé ➤ Amélioration de la qualité de puissance ➤ Stress mécanique 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Coût et pertes supplémentaires à cause d'utilisation des convertisseurs de puissance ➤ Le contrôle du système est plus complexe

I.6 Différentes configurations des systèmes de conversion d'énergie éolienne

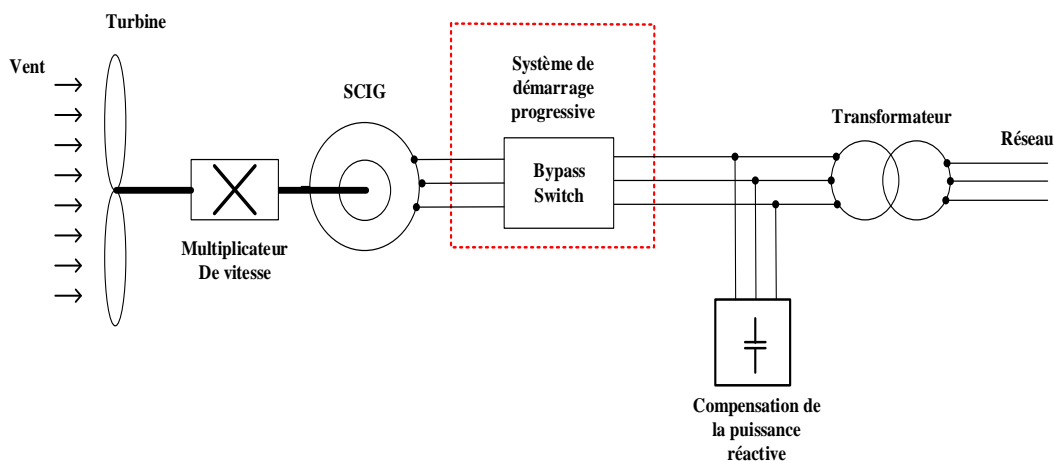
Le générateur et les convertisseurs statiques dans un système de conversion d'énergie éolienne (WECS) sont les deux principales composantes électriques. Différents modèles et combinaisons de ces deux éléments conduisent à une grande variété de configurations WECS [16], qui peuvent être classées comme suit:

- WECS à vitesse fixe ($\pm 1\%$) basée sur la MAS à cage (SCIG), notée système (**WECS Type A**).

- WECS de vitesse semi variable ($\pm 10\%$) basée sur la WRIG à rotor bobiné, notée système (**WECS Type B**).
- SCEE de vitesse semi variable ($\pm 30\%$) basée sur une MADA, notée système (**WECS Type C**).
- SCEE basée sur SCIG, PMSG ou WRSG fonctionnant avec variation de vitesse complète (0-100%), notée système (**WECS Type D**).

I.6.1 WECS à vitesse fixe (WECS Type A)

La configuration typique d'un système de conversion d'énergie éolienne sans convertisseurs de puissance est présentée par la [Figure. I.6](#). Cette configuration utilise généralement une génératrice à induction à cage SCIG raccordée au réseau électrique par un transformateur



[Figure. I. 6](#) : Systeme WECS Type A (à vitesse fixe)

La vitesse de rotation est déterminée par la fréquence du réseau et le nombre de paires de pôles de la génératrice. Généralement SCIG contient 4 ou 6 pôles dans les systèmes WECS à haute puissance. La plage de variation de la vitesse de la génératrice est très petite pour les différentes valeurs des vitesses du vent (varie de 1% de sa vitesse de rotation nominale), Cette configuration est préconisée pour les fonctionnements à vitesse de rotation fixe [17-19].

Comme montre la [Figure. I.6](#), un multiplicateur est nécessaire pour adapter la vitesse de rotation de la turbine à celle de la génératrice de sorte que la génératrice puisse fournir au réseau sa puissance nominale à la vitesse de vent.

La configuration **WECS Type A** nécessite un démarrage progressif pour limiter les courants de démarrage élevés. Pour compenser la puissance réactive absorbée par la génératrice du réseau, un banc de condensateurs mis en parallèle avec le réseau est généralement

nécessaire. Le système **WECS Type A** fonctionné essentiellement sans convertisseur de puissance.

I.6.2 WECS à vitesse variable à base d'une WRIG (WECS Type B)

Le schéma synoptique représentatif du système **WECS Type B** à base d'une machine asynchrone à rotor bobiné WRIG (Wound Rotor Induction Generator), avec une résistance variable dans le circuit du rotor est représenté par la [Figure. I.7](#). L'utilisation des convertisseurs statiques dans les topologies à vitesse variable est indispensable, cette configuration est caractérisée par une série d'avantages par rapport aux systèmes éoliens à vitesse fixe, parmi elles : le rendement de conversion est meilleur, les contraintes mécaniques provoquées par les rafales des vents forts sont réduites, la réduction des contraintes mécaniques permet aussi la protection de la boîte de vitesse et augmente la durée de vie de la boîte.

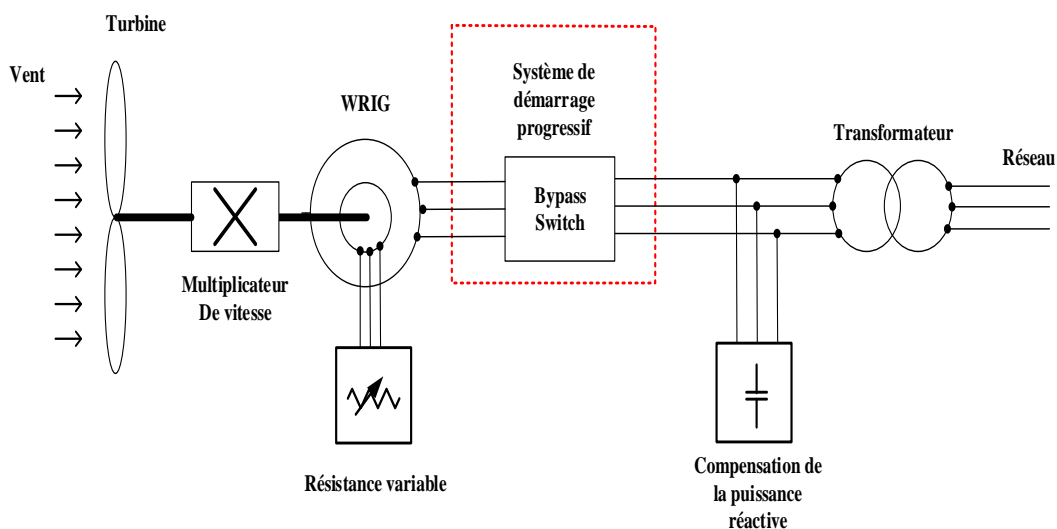
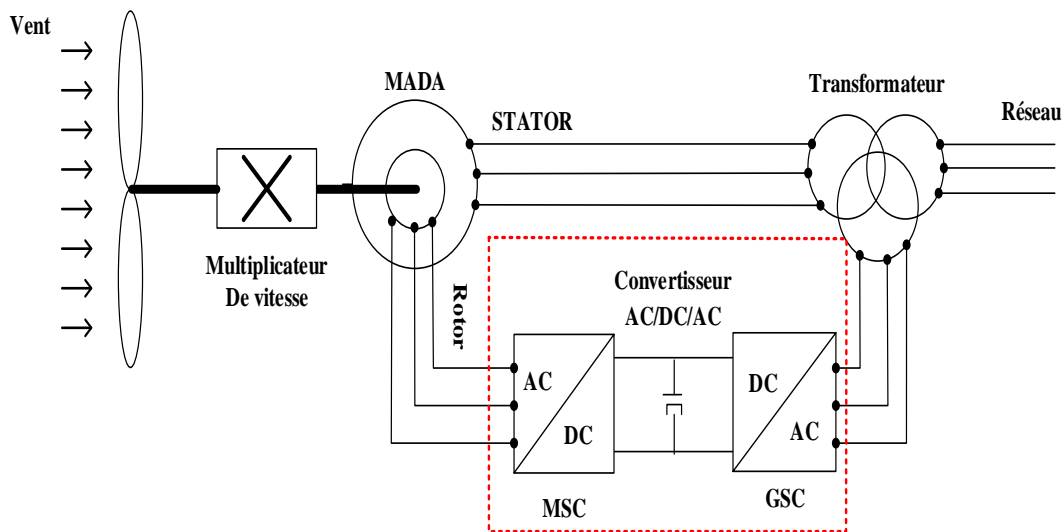


Figure. I. 7: Système WECS Type B (basé sur une WRIG associée avec une résistance variable rotorique).

La variation de la résistance du rotor affecte la caractéristique couple/vitesse de la génératrice, ce qui permet un fonctionnement à vitesse variable de la turbine. La résistance du rotor est rendue réglable par un convertisseur de puissance constitué d'un redresseur non commandé associé avec un hacheur. La plage de réglage de la vitesse est limitée à environ 10% de la vitesse de synchronisme [20]. Cette configuration nécessite aussi un démarrage progressif et un système pour compenser la puissance réactive.

I.6.3 WECS Type C (à vitesse variable basée sur une MADA)

En général la topologie **WECS Type C** étant la plus populaire de toutes les variantes utilisées pour les systèmes **WECS** à moyenne et grande puissance. Le schéma synoptique de cette configuration est illustré par la [Figure. I.8](#). La résistance variable coté rotor dans la configuration précédente ([Figure 1.7](#)), est remplacée par deux convertisseurs de puissance en cascade (dos a dos), l'un est placé côté machine MSC (machine side converter) et l'autre du côté réseau GSC (grid side converter). Le contrôle du convertisseur **MSC** permet d'obtenir une puissance électrique active et réactive contrôlable de grande qualité, en outre le réglage du facteur de puissance est possible par le **GSC** [21-23].



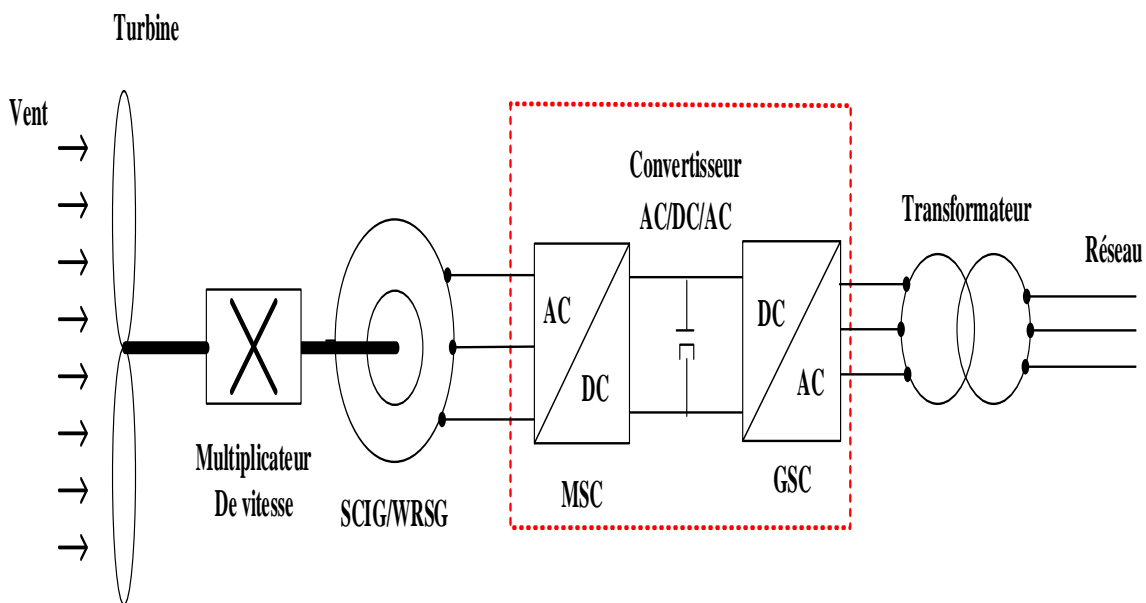
[Figure. I.8](#) : Système WECS Type C (à vitesse variable basé sur une MADA).

L'utilisation des deux convertisseurs réversibles permet le transfert bidirectionnel de la puissance électrique rotorique entre le rotor et le réseau électrique. Ce système comporte une meilleure efficacité globale de conversion de puissance avec une plage de variation de vitesse étendue ($\pm 30\%$) [24-25]. Dans ce système la taille des deux convertisseurs se trouve nettement réduites à 30% de la gamme de puissance de l'éolienne. On note aussi l'absence du système de compensation de la puissance réactive et du système de démarrage progressif. Ces caractéristiques ont rendu le système d'énergie éolien basé sur la MADA largement utilisé [26-27].

I.6.4 WECS Type D (à vitesse variable basé sur une SCIG, une PMSG ou une WRSG)

Les machines qui sont couramment utilisées pour ce genre d'éoliennes sont la machine asynchrone à cage SCIG, la machine synchrone à rotor bobiné WRSG et la machine

synchrone à aimants permanents PMSG avec une production de puissance qui peut atteindre plusieurs Mégawatts. La [Figure. I.9](#) montre un tel système dans lequel le générateur est relié au réseau par l'intermédiaire de deux convertisseurs de puissance (MSC et GSC). Les convertisseurs de puissance sont dimensionnés en fonction de la puissance nominale du générateur utilisé. L'utilisation des convertisseurs statiques ne permet pas seulement l'amélioration des performances du système, mais aussi le découplage de la génératrice du réseau électrique et la possibilité de fonctionner dans une plage de vitesse variable complète (0-100%). Aussi, avec les techniques de contrôle des convertisseurs de puissance, la compensation de la puissance réactive est possible. L'inconvénient principal de cette configuration est la complexité du contrôle et le coût du système élevé.



[Figure. I.9](#) : WECS Type D (des machines SCIG et WRSG commandée par le stator)

L'utilisation d'une machine synchrone à faible vitesse (machine synchrone à pôles saillants) avec un grand nombre de pôles dans cette configuration permet le fonctionnement sans boîte de vitesse (multiplicateur). En effet, l'élimination de la boîte de vitesse permet d'améliorer l'efficacité du système et réduire le coût et l'entretien du système [\[28- 30\]](#).

I.6.5 Etude comparative des différentes configurations des systèmes WECS

Une comparaison, sur plusieurs critères, présentée par [\[31\]](#), est illustrée dans le [Tableau 1.3](#). En conclusion les configurations **type C et D** sont les plus favorables dans les applications de production d'énergie électrique de grande puissance (autour des mégawatts).

Tableau I.3: Les caractéristiques de chaque configuration [36].

	Vitesse fixe	Vitesse semi variable		Vitesse complètement variable	
WECS type	WECS Type A	WECS Type B	WECS Type C	WECS Type D	
Génératrice	SCIG	WRIG	DFIG	SCIG	PMSG/WRSG
Convertisseur de puissance	non	Redresseur et hacheur	AC/DC+ DC/AC ou AC/AC	AC/DC+DC/A C ou AC/AC	AC/DC+DC/AC ou AC/AC ou AC/DC+DC/DC+D C/AC
Puissance du convertisseur	0%	10%	30%	100%	100%
Plage de vitesse	$\pm 1\%$	$\pm 10\%$	$\pm 30\%$	$\pm 0-100\%$	$\pm 0-100\%$
Système de démarrage	obligatoire	obligatoire	non obligatoire	non obligatoire	non obligatoire
Multiplicateur De vitesse	3 niveaux	3 niveaux	3 niveaux	3 niveaux	0/1/2/3 niveaux
MPPT	pas possible	limité	possible	possible	possible

I.6.6 nouvelles WECS à vitesse variable basée sur une BDFIM

En plus des générateurs d'éoliennes mentionnés ci-dessus, d'autres concepts d'éoliennes ont été introduits dans les systèmes d'énergie éolienne.

La machine asynchrone à double alimentation sans balais (BDFIM), bien que fonctionnant avec des caractéristiques comparables à celles du DFIG conventionnel, présente un avantage supplémentaire en termes de fiabilité et de robustesse en raison de l'absence de balais et des bagues collectrices [32], [33]. Comme on peut le voir sur la Figure. I.10 et Figure. I.11, ce générateur est connecté par deux enroulements de stator, l'un relié au réseau (enroulement de puissance **BP**) tandis que le second (enroulement de commande **BC**) est alimenté par un convertisseur statique. Le rotor de la BDFIM est constitué d'un enroulement court-circuité constitué de boucles imbriquées avec un rapport fixe entre la vitesse de l'arbre et les fréquences à deux stators, la machine peut fonctionner en mode synchrone. Les deux champs principaux de la machine sont associés aux enroulements à deux stators, à nombres de pôles différents, qui se croisent par l'intermédiaire du rotor.

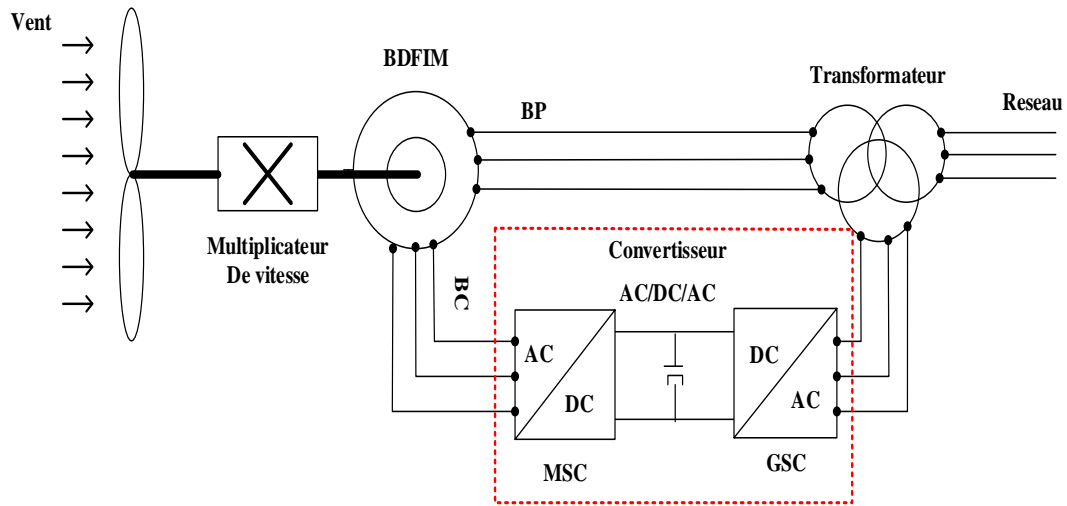


Figure. I.10 : Système WECS avec vitesse variable basé sur une BDFIM [33].

La grande fiabilité du BDFIM en raison de son caractère sans balai le distingue particulièrement dans les applications offshore [33].

Le générateur de réluctance à double alimentation sans balais (BDFRG) est une autre technologie émergente qui a été proposée comme alternative aux solutions existantes pour les applications éoliennes. Il se démarque dans sa conception par rapport à la BDFIM en raison de la présence d'un rotor à réluctance qui est généralement un rotor en fer sans enroulements de cuivre et moins coûteux que le rotor bobiné ou le rotor à aimants permanents [34], [35].

Comme d'autres générateurs à double alimentation, le BDFRG fonctionne avec un convertisseur partiellement évalué. Dans son stator se trouvent deux enroulements triphasés répartis sinusoïdaux dans lesquels les paires de pôles et les fréquences appliquées à ces enroulements diffèrent les uns des autres.

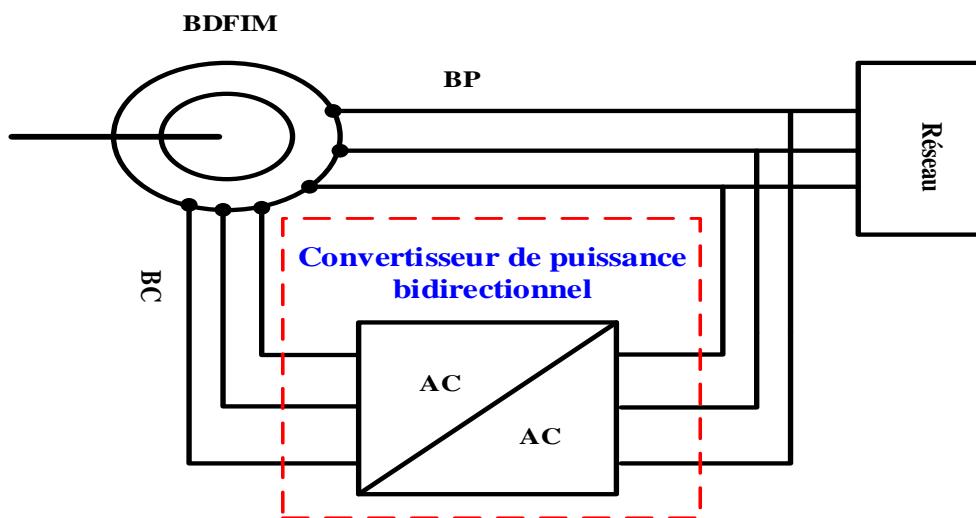


Figure. I.11 : BDFIM connecté au réseau.

L'enroulement de puissance (BP) qui est l'enroulement primaire est connecté directement au réseau. L'enroulement de commande (BC) connecté au réseau à l'aide d'un convertisseur dos-à-dos pour un flux de puissance bidirectionnel.

I.7 Les convertisseurs de puissance dans les systèmes WECS

Les dispositifs semi-conducteurs de puissance sont l'épine dorsale du convertisseur statique, ce dernier prend une place très importante dans la chaîne de conversion d'énergie éolienne. Pour des bonnes performances du système WECS, notamment le coût, l'efficacité, la fiabilité et la modularité, de nouvelles topologies utilisant des composants de puissance performants et des algorithmes de contrôle de plus en plus évolués sont utilisés de nos jours [36].

Les convertisseurs statiques au système WECS à vitesse fixe sont généralement utilisés pour réduire les oscillations de courant d'appel et du couple pendant le démarrage du système, alors que leur utilisation pour les systèmes WECS à vitesse variable sert à contrôler la vitesse / couple du générateur ou le transfert de la puissance active / réactive entre la machine et le réseau électrique [37].

On peut diviser les convertisseurs de puissance en deux catégories à base de la puissance nominale du système :

- convertisseur statique à basse tension (690V-750V),
- convertisseur statique à moyenne tension (3kV-4kV).

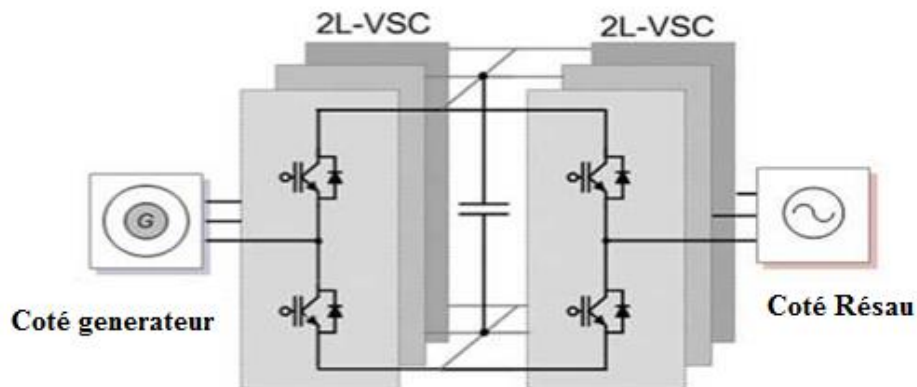
Actuellement, diverses topologies de convertisseurs statiques de plusieurs mégawatts sont aussi en développement pour fournir une conversion de puissance économiquement efficace, avec une haute fiabilité et une qualité d'énergie élevée.

Dans notre thèse nous sommes intéressés spécialement au système WECS basé sur la machine asynchrone double alimentation sans balais BDFIM. La chaîne WECS basée sur la BDFIM a la même topologie que la chaîne WECS basée sur la DFIM. Ainsi les convertisseurs utilisés dans la DFIM seront aussi utilisés dans notre cas avec la BDFIM.

I.7.1 Les systèmes WECS utilisant les convertisseurs Back-to-Back à deux niveaux

Un convertisseur de source de tension à modulation de largeur d'impulsion avec une tension de sortie à deux niveaux (2L-PWM-VSC) est la topologie la plus fréquemment utilisée dans les applications d'énergie éolienne. En raison de sa capacité de contrôle de puissance totale (fonctionnement à quatre quadrants) avec une structure relativement simple et avec moins de composants. Il est couramment configuré par deux 2L-VSC comme une structure dos à dos

(2L-BTB), voir la [Figure. I.12](#).



[Figure. I.12](#) : Convertisseurs type Back-to-Back à deux niveaux (VSI-2L) [38]

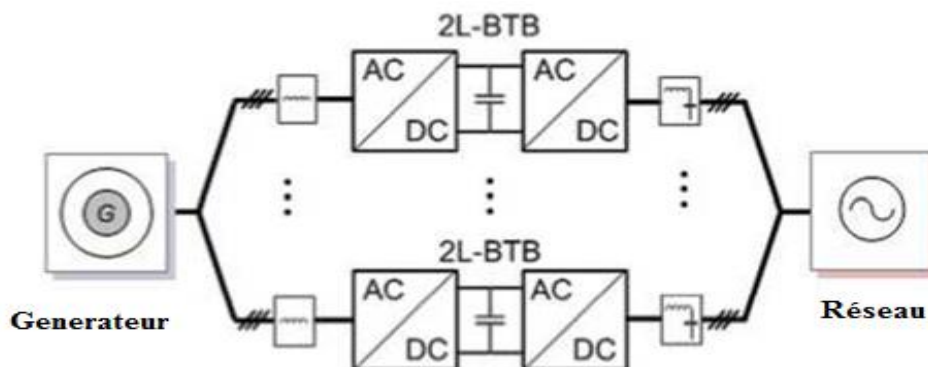
La topologie 2L-BTB est la solution de pointe dans le concept d'éolienne basée sur DFIG et BDFIM.

Cependant, la topologie 2L-VSC-PWM peut souffrir de pertes de commutation plus importantes et d'un rendement inférieur au niveau de puissance du mégawatt.

De plus, en raison des dérivées des tensions (dv / dt) relativement plus élevées sur les enroulements du générateur et du transformateur, des filtres passifs volumineux peuvent être nécessaires, en particulier pour les grandes puissances des systèmes WECS.

Pour augmenter la puissance du convertisseur 2L-BTB, la [Figure. 1.13](#) montre des solutions qui ont plusieurs convertisseurs 2L-BTB connectés en parallèle sur les côtés de la génératrice et du réseau.

Cette configuration est la solution de pointe dans l'industrie pour les éoliennes avec des niveaux de puissance supérieurs à 3MW, par exemple, Siemens a adopté la solution de la [Figure. I.13](#) dans ses éoliennes à mégawatts [38-40].



[Figure. I.13](#) Topologie des convertisseurs 2L-BTB connectés en parallèle sur les côtés de la génératrice et du réseau [40].

I.7.2 Les systèmes WECS utilisant les convertisseurs multi-niveaux

Avec les capacités d'amplitude de tension plus élevée et de plus grande capacité de puissance, les topologies de convertisseurs multi-niveaux deviennent des candidats prometteurs pour les grandes éoliennes [41-43].

Pour parvenir à une solution rentable, les convertisseurs multi-niveaux sont actuellement utilisés dans des éoliennes de 3-8 MW avec un convertisseur de puissance à pleine échelle.

La topologie à trois niveaux à diodes clampées (3L-NPC) est l'une des topologies multi-niveaux les plus commercialisées sur le marché [44-46].

Il est généralement configuré comme une structure «back-to-back» (BTB) dans les éoliennes, comme la montre la [Figure. I.14](#).

Du fait que le **3L-NPC-BTB** atteint un niveau de tension de sortie supplémentaire par rapport à la solution **2L-BTB**, la taille du filtre peut être plus petite. Plus important encore, le 3L-NPC-BTB peuvent doubler la tension de sortie avec les mêmes dispositifs de commutation par rapport au 2L-BTB, ce qui signifie une capacité d'alimentation étendue.

Cependant, on constate que la répartition des pertes est inégale entre les dispositifs de commutation externe et interne dans un bras de commutation, et ce problème pourrait conduire à une capacité de puissance dévalorisée lorsqu'elle est pratiquement conçue. Pour étendre encore la capacité de gestion de la puissance, il est également possible de configurer plusieurs convertisseurs **3L-NPC-BTB** en parallèle, ce qui est similaire au cas illustré à la [Figure. I.13](#).

Le convertisseur BTB à trois niveaux (3L-HB-BTB) est une autre solution intéressante composée de deux convertisseurs H-Bridge triphasés configurés dans une structure BTB.

Il obtient des performances de sortie similaires à celles de la solution 3L-NPC-BTB, une capacité de puissance nominale plus élevée pourrait être obtenue.

Une topologie similaire peut également être configurée pour avoir cinq niveaux de tension de sortie par phase, avec le même demi-point que le 3L-NPC-BTB [47].

Cependant, les solutions **3L-HB-BTB** ou 5L-HB-BTB ont besoin d'une configuration d'enroulement ouverte à la fois pour le générateur et pour le transformateur pour réaliser une isolation entre chaque phase.

Cette caractéristique présente à la fois des avantages et des inconvénients: d'une part, une capacité de tolérance aux pannes potentielles est obtenue si une partie de la phase du générateur est hors service [48].

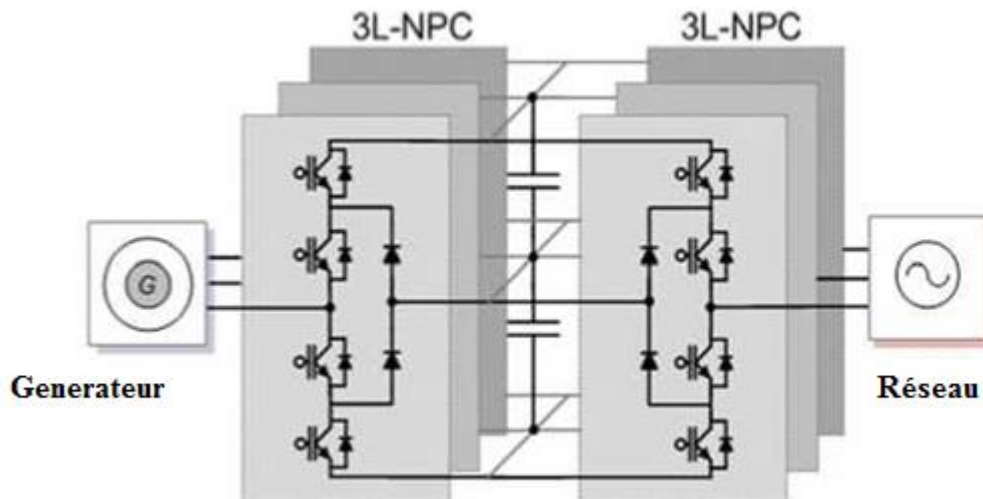


Figure. I.14: Convertisseur Back-to-Back à trois niveaux à point neutre pour éolienne (3L-NPC BTB) [47].

I.7.3 Les systèmes WECS utilisant les convertisseurs matriciels

Le convertisseur matriciel (Matrix Converter) est un convertisseur AC-AC direct capable de convertir directement l'énergie à partir d'une source alternative à une charge alternative sans passer par un élément de stockage d'énergie [48]. En raison des importants avantages offerts par le convertisseur matriciel, tels que le facteur de puissance réglable, la capacité de régénération (fonctionnement 4 quadrants) et les formes d'onde sinusoïdales d'entrée / de sortie de haute qualité, le convertisseur matriciel est l'une des topologies qui reçoivent une grande attention de nos jours dans la recherche afin d'y être une alternative importante pour remplacer les convertisseurs traditionnels AC-DC-AC dans les applications à fréquence variable exigeant de hautes performances [49]. En raison de l'élimination du bus continu, il offre une solution fiable pour les éoliennes, surtout quand elles sont employées dans l'offshore

I.8 État d'art : Machines asynchrones à double alimentation sans balais

Les DFIGs sont largement utilisées dans de nombreuses applications industrielles où la production d'énergie électrique à vitesse variable et fréquence constante (VSCF) est requise. Elles sont exploitées dans des domaines isolés et connectés au réseau tels que l'énergie éolienne [50-53], l'hydroélectricité [54] et les systèmes d'aéronefs [55-56]. Malgré les moteurs d'entraînement à vitesse variable, les machines type (DFIG) peuvent être directement connectées à un réseau à fréquence constante grâce à la régulation du courant du rotor. La fréquence et l'amplitude du courant du rotor sont adaptées pour compenser toute variation de la vitesse et / ou de la charge.

En mode connecté au réseau, les puissances actives et réactives du stator sont contrôlées indépendamment. En mode autonome, le contrôleur vise à obtenir une tension de sortie constante malgré les variations de charge et de vitesse. Lorsqu'ils sont utilisés sur une plage de vitesse limitée, les convertisseurs de puissance sont dimensionnés pour une fraction de la puissance nominale [57-58].

Néanmoins, la limitation de la DFIG est sa structure balais-bagues collectrices, qui nécessite une maintenance régulière et réduit sa durée de vie [59-60]. Par conséquent, cette structure classique n'est pas complètement adaptée aux applications nécessitant un haut niveau de fiabilité et une périodicité de maintenance à long terme.

Une alternative au substitut de la machine à induction à rotor unique est la machine à synchrone double alimentation en cascade (CDFIM) [61-62]. Si les enroulements de rotor d'un DFIM donné sont fournis par une autre machine AC triphasée, un second DFIM est introduit conduisant à une machine sans balais de structure complète.

Les côtés de conversion et le comportement du CDFIM sont similaires à ceux du DFIM. Plusieurs travaux ont étudié le fonctionnement du CDFIM en tant que générateur à fréquence constante et à vitesse variable dans plusieurs cas d'applications incluant les éoliennes [61-64], les systèmes hydroélectriques à petite échelle [65] et l'industrie aéronautique embarquée [66], [62].

Dans la littérature, on rencontre trois principales configurations de la machines asynchrone à double alimentation sans balais (BDFIM) :

- Machine asynchrone à double alimentation en cascade (CDFIM) [Figure. I.15](#)
- Machine asynchrone à double alimentation en cascade à carcasse unique (SF-CDFIM) [Figure. I.16.](#)
- Machine asynchrone à double alimentation sans balais (BDFIM) [Figure. I.17](#)
- machine asynchrone à double alimentation sans balais à réluctance (BDFRM) [Figure. I.18](#)

I.8.1 Machine asynchrone double alimentation en cascade (CDFIM)

La CDFIM est le type fondamental d'une machine à induction à double alimentation sans balais [66]. L'idée de cette architecture remonte à plus d'un siècle [67]. La CDFIM est obtenue en combinant deux machines individuelles à induction à rotor bobiné (DFIM), comme indiqué sur la [Figure. I.15](#). Les rotors sont couplés mécaniquement et électriquement, de sorte que les balais ne sont plus nécessaires pour la connexion directe des bagues collectrices. Les tensions

rotoriques des deux machines étant égales, il est possible de commander l'une des deux machines avec le stator de l'autre machine.

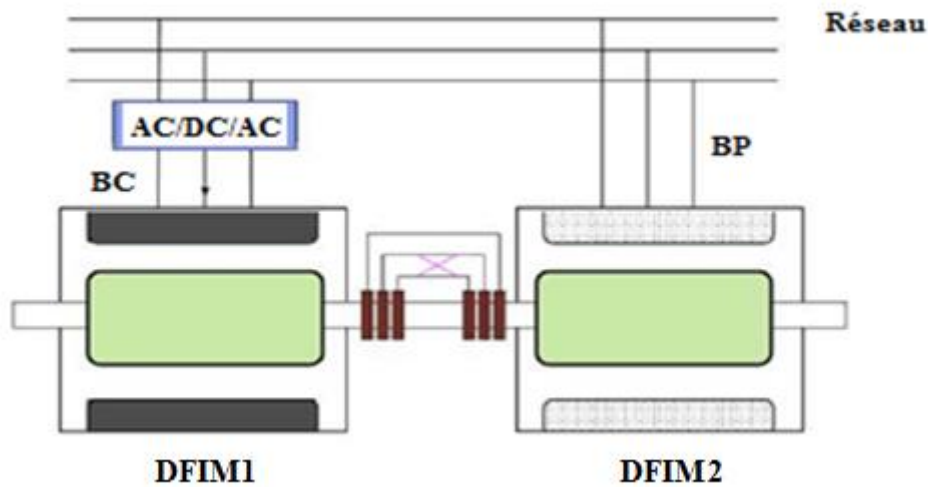


Figure. I.15 : Principe de la Machine CDFIM [68].

Les deux machines peuvent théoriquement avoir une combinaison de paires de pôles avec les rotors connectés électriquement en séquence de phase positive ou négative. Cependant, en ce qui concerne l'efficacité de la machine et les puissances nominales des convertisseurs, les performances les plus satisfaisantes pour les systèmes de production sont obtenues par une configuration d'interconnexion inverse [68]. Il permet aux couples de se combiner de manière additive. La séquence de couplage direct doit être évitée.

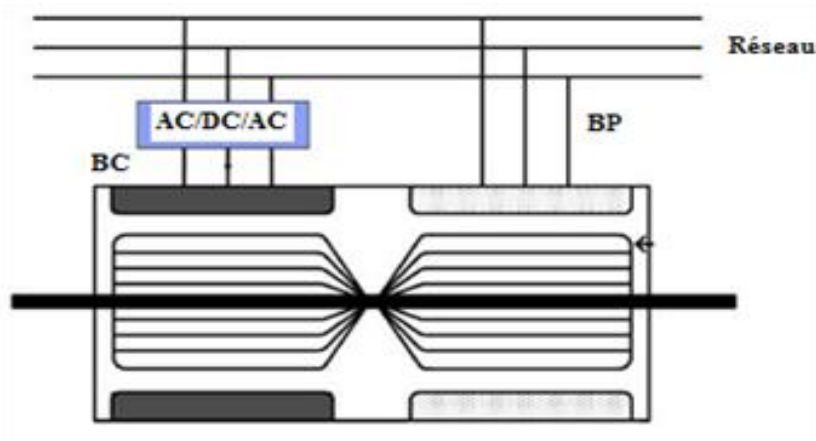
La principale difficulté lorsque l'on travaille avec la CDFIM est sa complexité inhérente et l'existence de plusieurs repères de référence.

Il convient de noter que, bien que la CDFIM soit la structure de base d'une machine à double alimentation sans balais, une telle connexion de machine n'est pas pratique pour une application industrielle réelle. Le poids et la taille de CDFIM sont trop importants. Une plus grande taille de machine est nécessaire pour produire le même couple qu'une machine à induction à rotor bobiné [69]. En outre, en raison de la grande quantité de bobinages, les pertes sont plus élevées que pour un seul DFIM d'une puissance comparable [70]. Pour remédier à insuffisances et obtenir une solution plus efficace et plus compacte, la structure en cascade est améliorée et de nouvelles topologies sont étudiées. Les structures les plus reconnues sont listées et décrites dans ce qui suit.

I.8.2 Machine asynchrone à double alimentation en cascade à carcasse unique (SF-CDFIM)

La SF-CDFIM pousse encore plus loin l'idée de CDFIM en combinant les deux machines à induction dans une carcasse commune comme illustré dans la [Figure. I.16](#).

La SF-CDFM est mécaniquement plus robuste. Les deux enroulements du stator sont alignés axialement. Une structure de rotor de cage pour remplacer le rotor bobiné est réalisée avec des barres. Les barres du rotor de la cage sont «croisés" entre les deux sections de la machine afin de produire un couple additif par les deux machines individuelles (Le flux d'énergie, le comportement fréquentiel, le modèle et les stratégies de contrôle sont les mêmes que la CDFIM) [70].



[Figure. I.16](#) : Principe de la Machine SF-CDFIM [70].

I.8.3 Machine asynchrone à double alimentation sans balais (BDFIM)

Une deuxième alternative pour la CDFIM est la BDFIM. C'est une solution de machine compacte. Le principe de la machine proposée est présenté dans la [Figure. I.17](#). Elle assimile les deux machines à induction en une machine ayant deux enroulements de stator dans les mêmes encoches.

Il a été proposé par Hunt en 1907 [71] avec initialement un rotor à cage spécial. Ensuite, une structure de rotor à cage particulière, qui a une grande partie de la simplicité et de la robustesse d'un enroulement à cage d'écureuil, a été développée par Broadway en 1970 pour remplacer le rotor bobiné [72].

Les enroulements du stator de la BDFIM partagent un circuit magnétique commun. Ainsi, pour éviter le couplage direct entre les deux enroulements du stator, des contraintes supplémentaires pour le nombre de paires de pôles sont introduites.

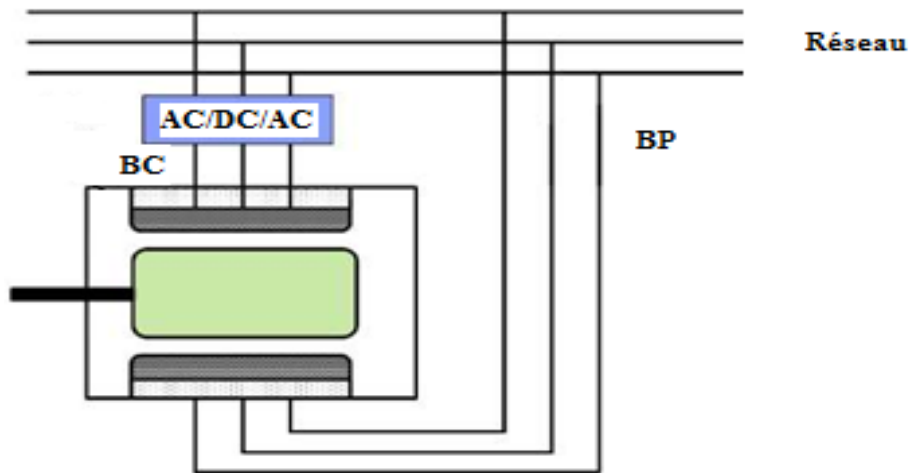


Figure. I.17. principe de la machine BDFIM [70].

Les deux stators doivent avoir un nombre différent de paires de pôles. Le rotor est spécialement conçu pour induire un effet de couplage entre les deux enroulements du stator à travers le rotor [73-74]. La performance de la machine et la densité de puissance s'améliorent à mesure que ce couplage « croisé » est amélioré.

Le rotor est formé d'un «enroulement de barre monocouche à plusieurs circuits», comme le montre la Figure. I.18 (connue sous le nom de boucle imbriquée), qui est une structure de cage particulière. Il se compose de pôles de rotor identiques. Le nombre de pôles du rotor doit être égal à la somme des deux paires de pôles du bobinage du stator [72], [75].

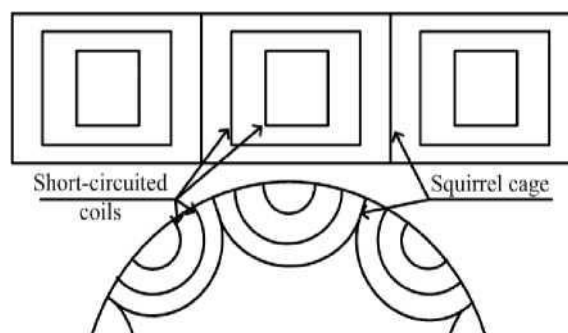


Figure. I.18: Enroulement boucle imbriquée [76]

Les relations de puissance et de fréquence de CDFIM sont applicables pour la BDFIM. Une approche de modélisation et des stratégies de contrôle similaires peuvent être élaborées.

I.8.4 La machine asynchrone double alimentation sans balais à réluctance (BDFRM)

Une autre variante, la BDFRM est ensuite introduite par Broadway [76] et développée plus tard par Longya Xu [77], [78]. L'analyse théorique des différentes stratégies de contrôle a été

réalisée par Betz et Jovanovic [79], [80], [81]. Le stator de BDFRM est identique au BDFIM, mais un rotor de type à réluctance est utilisé à la place du rotor de la cage Figure. I.19.

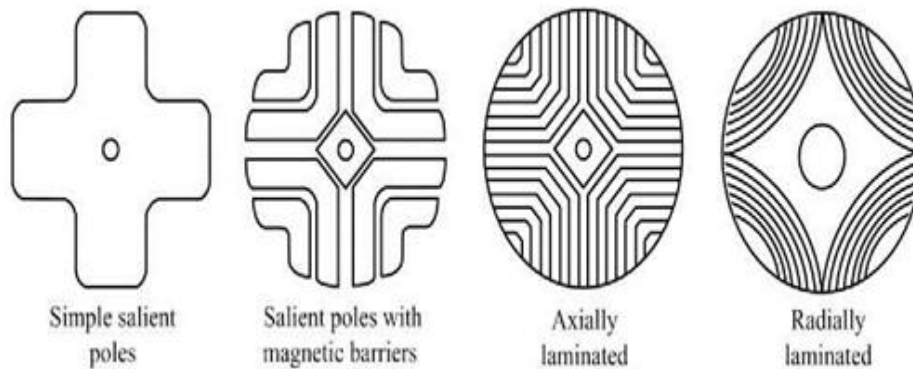


Figure. I.19: les types de rotor de la machine BDFRM [80]

La structure du rotor à réluctance peut être classée en type à pôle saillant (salient pole type), en type laminé axialement (axially laminated type) et en type laminé radialement (radially laminated type). Différentes structures de rotor sont symbolisées dans la Figure.I.18. Un bon rotor doit avoir un rapport de saillance élevé et être manufacturable [82]. Comparé au BDFIM, la BDFRM est plus efficace que ne le fait pas les courants rotoriques et donc pas de perte de cuivre [80]. En outre, il est considérablement plus facile de modéliser et de contrôler avec la BDFIM, un enroulement supplémentaire sur le rotor. On montre que le modèle BDFRM dans le référentiel $d-q$ et le circuit équivalent sont similaires à un DFIM [77].

I.9 Stratégies de contrôle de BDFIM

Sur la base de l'établissement du modèle mathématique de base, la recherche d'algorithmes de contrôle de la BDFIM a commencé dans les années 1990 [83-86].

Les méthodes de contrôle typiques de celle-ci comprennent principalement le contrôle scalaire, le contrôle vectoriel, le contrôle direct du couple, le contrôle direct de la puissance et ainsi de suite.

I.9.1 Méthode de contrôle scalaire de la BDFIM

La stratégie de contrôle scalaire (SC) a seulement besoin d'ajuster l'amplitude et la fréquence des paramètres de contrôle, de sorte que l'exigence pour le contrôleur n'est pas élevée.

Cependant, le processus transitoire n'est pas pris en compte, et de nombreux facteurs sont ignorés, de sorte que la performance dynamique de SC n'est pas bonne et les résultats différents de la valeur réelle.

Dans [87], une stratégie SC en boucle ouverte a été présentée. Afin de contrôler la vitesse de BDFIM, l'algorithme est utilisé pour calculer la fréquence de tension de l'enroulement de commande en fonction de la valeur de vitesse donnée, puis l'amplitude de tension de l'enroulement de commande est ajustée. La référence [88], présente une analyse de stabilité de la BDFIM sous contrôle du courant scalaire en boucle fermée.

I.9.2 Méthode de contrôle vectoriel de BDFIM

Par rapport à la commande SC, la performance du contrôle vectoriel (VC) est supérieure et est l'une des technologies de contrôle de haute performance les plus populaires[89-95]. La conception de l'algorithme (VC) est basée sur le modèle mathématique de la machine. Donc, selon le modèle mathématique utilisé, le (VC) de la BDFIM peut être divisé en deux types: l'un est basé sur le modèle à double référence synchrone de Zhou [96], l'autre est basé sur le modèle de référence unifiée de Poza [97].

Dans [91], un système VC généralisé a été proposé pour la BDFIM avec rotor à boucle imbriquée. Le système VC proposé est susceptible d'être utilisé pour la BDFIM dans l'industrie de l'énergie éolienne.

I.9.3 Contrôle direct du couple de BDFM

Le contrôle direct du couple (DTC) calcule la valeur du flux et du couple directement sur les coordonnées du stator et réalise la sortie PWM du convertisseur de puissance en suivant l'hystérésis du flux et du couple [98 -101].

Dans [102], on a proposé une méthode de suivi de puissance maximale (MPPT) en contrôlant le couple et le facteur de puissance du générateur d'énergie éolienne à double alimentation sans balai pour réguler la puissance active, basée sur le DTC, un observateur de vitesse a été conçu en estimant la vitesse de rotation synchrone du flux du rotor et la vitesse de glissement.

Dans [103], le système DTC de la BDFIM sans capteur de vitesse a été développé en appliquant la valeur d'observateur de flux de stator à l'algorithme DTC. Les principes et les aspects de mise en œuvre du DTC pour la BDFIM ont été explorés dans [104]. Une stratégie de DTC dans un cadre de référence statique pour BDFIM a été présentée dans [105], la transformation des coordonnées de rotation est inexistante et les paramètres utilisés dans le système ont été réduits en utilisant la méthode proposée. Un DTC logique flou basé sur la relation flux-orienté du stator et de la machine et des équations avec la tension et le courant des deux stators ont été introduits dans [99], Dans [101], un DTC amélioré de BDFM pour

éolienne a été proposé. La méthode de modulation du vecteur spatial a été utilisée pour réduire l'ondulation du couple et du flux.

I.9.4 Contrôle direct de puissance de BDFIM

Le contrôle de puissance directe (DPC) est proposé sur la base de l'idée de DTC [105-108]. Une nouvelle méthode de contrôle de BDFIM en cascade utilisant DPC a été proposée par [110]. Les effets des vecteurs de tension sur la puissance active et réactive de sortie ont été étudiés. La DPC pour le BDFIM à enroulement ouvert a été étudiée par Jin [111-112], une méthode de comparaison d'erreur de puissance DPC a été proposée pour implémenter le suivi de puissance pour la BDFIM dans [112],

I.10 Comparaison des méthodes de contrôle

Le [Tableau I.4](#) donne une comparaison complète des méthodes de contrôle communes de la BDFIM [109-119].

Tableau. I.4 Comparaison de différentes méthodes de contrôle

Méthode de Contrôle	Avantages	Inconvénients
SC	L'algorithme est simple et facile à mettre en œuvre	Mauvaise performance dynamique
VC	Bonne performance dynamique	Grand calcul, facilement affecté par les paramètres
DTC	Implémentation simple, réponse rapide et peu de dépendance aux paramètres de la machine	Couple élevé et ondulation de flux, problèmes de fréquence de commutation variable
DPC	Implémentation simple, réponse rapide, calcul plus simple	Coût élevé du système, fréquence de commutation variable

I.11 Conclusion

Une synthèse des différentes solutions électrotechniques de conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique est présentée dans ce chapitre. Nous avons tout d'abord énoncé quelques chiffres concernant la production d'électricité dans le monde en démontrant de quelle manière l'énergie éolienne est devenue inéluctable. Ensuite, nous avons présenté les deux technologies d'éoliennes à savoir les éoliennes à vitesse fixe et celles à vitesse variable. Les éoliennes à vitesse fixe permettent peu de réglage et fonctionnent comme des générateurs passifs. Les éoliennes à vitesse variable offrent plus de possibilités de réglage, mais ont un coût plus élevé. Plusieurs types de chaînes de conversion d'énergie sont abordées. La solution WECS qui utilise la machine asynchrone à double alimentation sans balais BDFIM, dont le stator BP est relié directement au réseau de puissance et le stator BC connecté à travers un convertisseur de puissance est la base de ce travail et sera utilisée dans la suite de la thèse.

I.12 References

- [1] Stevenson Pierre, "Contribution au développement d'un concept d'hybridation Énergétique : structures de commande d'un système intégré éolien-hydrolienne électrique," Université du Havre, France, 2015.
- [2] Global Wind Energy Council, "Global wind statistics 2015," 10 Février 2016
- [3] H. Ben Ahmed X. Roboam S. Astier B. Dakyo C. Nichita O. Gergaud, B. Multon. Etat de l'art dans les aérogénérateurs électriques. L'électronique de puissance vecteur d'optimisation pour les énergies renouvelables, Ed. NOVELECT - ECRIN, ISBN 2912154-8-1, pp.97-154, 2002.
- [4] Site internet <http://www.connaissancedesenergies.org/fiche-pedagogique/eoliennes-en-mer-offshore>.
- [5] Erich Hau, "Wind Turbines: Fundamentals, Technologies, Application, Economics,"
- [6] site internet <http://energie-verte.blogspot.com/2009/06/eolien-domestique-eolienne-particuliers.html>.
- [7] J.F. Manwell, J.G. Mcgowan, A.L. Rogers, "Wind energy explained theory, design and application," John Wiley & Sons Ltd, England, 2002.
- [8] A. Boyette, "Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne," Thèse de doctorat, Nancy, 2006.
- [9] TIR ZOHEIR "Contribution à l'Étude d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation sans Balais en vue de son Application dans le Domaine de l'Energie Eolienne , " Thèse de doctorat, Université de Batna, 2014.

- [10] CH. BELFEDAL « Commande d'une machine asynchrone à double alimentation en vue de son application dans le domaine de l'énergie éolienne étude et expérimentation » Thèse de doctorat, Université d'Oran, 2007.
- [11] M. Liserre, R. Cárdenas, M. Molinas, J. Rodriguez, "Overview of Multi-MW Wind Turbines and Wind Parks," IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 58, no. 4, pp. 1081-1095, April 2011.
- [12] S. El Aimani, "Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension," Thèse de doctorat de l'école centrale de Lille, 06-122004.
- [13] Site interent <http://www.energies-renouvelables.org>
- [14] F. Blaabjerg and Z. Chen, "Power Electronics for Modern Wind Turbines," Morgan & Clay-pool Publishers, 2006.
- [15] T. Ackermann, "Wind Power in Power System," Wiley, Ltd, 2005.
- [16] Li H, Chen Z, "Overview of different wind generator systems and their comparisons," IET Renew Power Gener, vol. 2, no 2, pp. 123-138, 2008.
- [17] Slootweg JG, de Vries E, "Inside wind turbines-fixed vs. variable speed," Renew Energy World, vol. 6, no 1, pp. 30-40, 2003.
- [18] D. Trudnowski, A. Gentile, J. Khan, and E. Petritz, "Fixed-speed wind-generator and wind-park modeling for transient stability studies," IEEE Trans. Power Syst., vol. 19, no. 4, pp. 1911-1917, Nov. 2004.
- [19] J. Dixon, L. Moran, J. Rodriguez, and R. Domke, "Reactive power compensation technologies: State-of-the-art review," Proc. IEEE, vol. 93, no. 12, pp. 2144-2164, Dec. 2005.
- [20] Li H, Chen Z. "Overview of different wind generator systems and their comparisons," IET Renew Power Gener , vol. 2, no 2, pp. 123-138, 2008.
- [21] R. Pena, J. Clare, and G. Asher, "Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation," IEEE Proc. Electr. Power Appl, vol. 143, no. 3, pp. 231-241, May 1996.
- [22] J. Lopez, P. Sanchis, X. Roboam, and L. Marroyo, "Dynamic behavior of the doubly fed induction generator during three-phase voltage dips," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 22, no. 3, pp. 709-717, Sep. 2007.
- [23] S. Bhowmik, R. Spee, and J. H. R. Enslin, "Performance optimization for doubly fed wind power generation systems," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 35, no. 4, pp. 949-958, Jul./Aug. 1999.
- [24] Xu L, Cartwright P, "Direct active and reactive control of DFIG for wind energy generation," IEEE Trans Energy Convers., vol. 21, no 3, pp. 750-758, 2006.

- [25] Ibrahim AO, Nguten TH, Lee DC, Kim SC, "A fault ride-through technique of DFIG wind turbine systems using dynamic voltage restorers," IEEE Trans Energy Convers., vol. 26, no 3, pp. 871-882,2011.
- [26] M. Liserre, R. Cardenas, M. Molinas, and J. Rodriguez, "Overview of multi-MW wind turbines and wind parks," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 4, pp. 1081-1095, Apr. 2011.
- [27] R. Cardenas, R. Pena, S. Alepuz, and G. Asher, "Overview of control systems for the operation of DFIGs in wind energy applications," IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 60, no. 7, pp. 2776-2798, Jul. 2013.
- [28] Gritli Y, Zarri L, Rossi C, Filippetti F, "Advanced diagnosis of electrical faults in wound-rotor induction machines," IEEE Trans Industry Electron, vol. 60, no 9, pp. 4012-4024, 2013.
- [29] Potgieter JHJ, Kamper MJ, "Design of new concept permanent magnet induction wind generator," In: IEEE international conference on energy conversion congress and exposition (ECCE), 2010, pp. 2403-2408.
- [30] Simoes MG, Bose BK, Spiegel RJ. "Fuzzy logic based intelligent control of a variable speed cage machine wind generation system," IEEE Trans Power Electron, vol 12 no 1, pp. 87-95, 1997.
- [31] Yaramasu, V., Wu, B., Sen, P. C., Kouro, S., & Narimani, M. "High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies," Proceedings of the IEEE, vol. 103, no 5, pp. 740-788. 2015.
- [32] P. Camocardi, P. Battaiotto and R. Mantz, "Autonomous BDFIG-wind generator with torque and pitch control for maximum efficiency in a water pumping system," Int J Hydrogen Energy, vol. 35, pp. 5778-5785, 2010.
- [33] S. Shao, E. Abdi and R. McMahan, "Dynamic analysis of the brushless doubly-fed induction generator during symmetrical three-phase voltage dips," in Power Electronics and Drive Systems, 2009. PEDS 2009. International Conference on, 2009, pp. 464-469.
- [34] M. G. Jovanovic, R. E. Betz and J. Yu, "The use of doubly fed reluctance machines for large pumps and wind turbines," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 38, pp. 1508-1516, 2002.
- [35] F. Valenciaga and P. F. Puleston, "Variable structure control of a wind energy conversion system based on a brushless doubly fed reluctance generator," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 22, pp. 499-506, 2007.
- [36] F. Blaabjerg and Z. Chen, "Power Electronics for Modern Wind Turbines," Synthesis Lectures on Power Electronics, London, U.K.: Morgan & Claypool, 2006.

- [37] Melicio R, Mendes VMF, Catalão JPS, “Comparative study of power converter topologies and control strategies for the harmonic performance of variable speed wind turbine generator systems,” *Energy*, pp 1-10; 2010.
- [38] Andresen, B., and Birk, J., “A high power density converter system for the Gamesa G10x 4.5 MW Wind turbine,” *European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1-7, Aalborg, Denmark, September 2007.
- [39] Jones, R., and Waite, P, “Optimized power converter for multi- MW direct drive permanent magnet wind turbines,” *European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1-10, Birmingham, UK, 30 August-1 September 2011.
- [40] Srikanthan, S., and Mishra, M. K., “DC capacitor voltage equal-ization in neutral clamped inverters for DSTATCOM application,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 57, No. 8, pp. 2768-2775, August 2010.
- [41] Zaragoza, J., Pou, J., Ceballos, S., Robles, E., Jaen, C., and Corbalan, M., “Voltage-balance compensator for a carrier- based modulation in the neutral-point-clamped converter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 56, No. 2, pp. 305-314, February 2009.
- [42] Ma, K., Blaabjerg, F., and Xu, D., “Power devices loading in multilevel converters for 10 MW wind turbines,” *International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 340-346, Gdansk, Poland, 27-30 June 2011.
- [43] Ma, K., and Blaabjerg, F., “Multilevel converters for 10 MW wind turbines,” *European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1-10, Birmingham, 2011.
- [44] Rodriguez, J., Bernet, S., Steimer, P K., and Lizama, I. E., “A survey on neutral-point-clamped inverters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 57, No. 7, pp. 2219-2230, 2010.
- [45] El-Moursi, M. S., Bak-Jensen, B., and Abdel-Rahman, M. H., “Novel STATCOM controller for mitigating SSR and damping power system oscillations in a series compensated wind park,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 25, No. 2, pp. 429-441, February 2010.
- [46] Ma, K., Chen, W., Liserre, M., and Blaabjerg, F., “Powercontrol- stability of three-phase converter with unbalanced AC source,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 3, pp. 1591-1604, March 2014.
- [47] Ma, K., Blaabjerg, F., and Liserre, M., “Operation and thermal loading of three-level neutral-point-clamped wind power converter under various grid faults,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 50, No. 1, pp. 520-530, 2014.
- [48] Engel, B., Victor, M., Bachmann, G., and Falk, A. , “15 kV/16.7 Hz energy supply system with medium frequency transformer and 6.5 kV IGBTs in resonant operation,” *European Conference on Power Electronics and Applications*, Toulouse, France, 2-4 September 2003.

- [49] Van Quang Binh NGO “Algorithmes de conception de lois de commande Prédictives pour les systèmes de production d’énergie,” Thèse de doctorat, Université Paris-Saclay, 2017.
- [50] Tim Dave STROUS, ‘Brushless Doubly-Fed Induction Machines for Wind Turbine Drive-Train Applications, Phd Thesis, University of Delft, 2016.
- [51] R.E.J. Quigley. More electric aircraft, In Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. APEC '93. Conference Proceedings 1993. Eighth Annual, pages 906-911, Mar 1993.
- [52] G.H. Riahy and M. Abedi. Short term wind speed forecasting for wind turbine applications using linear prediction method. *Renewable Energy*, 33(1):35 - 41, 2008.
- [53] S. Williamson, A.C. Ferreira, and A.K. Wallace. Generalized theory of the brushless doubly-fed machine. I. Analysis. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 144(2):111-122, Mar 1997.
- [54] C.P. Steinmetz. Operating alternating motors, August 3 1897. US Patent 587,340.
- [55] F. Khatounian, E. Monmasson, F. Berthereau, E. Delaleau, and J.-P. Louis. Control of a doubly fed induction generator for aircraft application. In *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE*, volume 3, pages 2711-2716 Vol.3, Nov 2003.
- [56] N. Patin, E. Monmasson, and J.-P. Louis. Active filtering applied to a doubly-fed induction generator supplying nonlinear loads on isolated grid. In *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, pages 10 pp.-p.10, Sept 2005.
- [57] S. Engelhardt, I. Erlich, C. Feltes, J. Kretschmann, and F. Shewarega. Reactive Power Capability of Wind Turbines Based on Doubly Fed Induction Generators. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 26(1):364-372, 2011.
- [58] M. Kayikci and J.V. Milanovic. Reactive Power Control Strategies for DFIG- Based Plants. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 22(2):389-396, June 2007.
- [59] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Wiley - IEEE. Wiley, 2011.
- [60] L. Xu. Enhanced Control and Operation of DFIG-Based Wind Farms during Network Unbalance. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 23(4):1073- 1081, Dec 2008.
- [61] I.A. Gowaid, A.S. Abdel-Khalik, A.M. Massoud, and S. Ahmed. Ride-Through Capability of Grid-Connected Brushless Cascade DFIG Wind Turbines in Faulty Grid Conditions; a Comparative Study. *Sustainable Energy, IEEE Transactions on*, 4(4):1002-1015, Oct 2013.

- [62] Rachid Abdessemed, 'Electrotechnique : Modélisation et simulation des machines électriques' Ellipses , ISBN 10 : 2729864954 ISBN 13 : 9782729864958, 2011.
- [63] Kostyantyn Protsenko and Dewei Xu, 'Modeling and Control of Brushless Doubly-Fed Induction Generators in Wind Energy Applications', In IEEE Transactions On Power Electronics, vol.23, no.3, pp.1191–1197, MAY 2008.
- [64] Asim Bensadeq, 'Advanced Control Techniques For Doubly Fed Induction Generator Based Wind Turbine Converters To Improve Low Voltage Ride-Through During System Imbalances, Phd Thesis, University of Leicester, 2012.
- [65] S. Kato, N. Hoshi, and K. Oguchi. Small-scale hydropower. Industry Applications Magazine, IEEE, 9(4):32-38, July 2003.
- [66] T.H. Ortmeyer and W.U. Borger. Control of Cascaded Doubly Fed Machines for Generator Applications. Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on, PAS 103(9):2564-2571, Sept 1984.
- [67] J.A. Weimer. The role of electric machines and drives in the more electric aircraft. In Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International, volume 1, pages 11-15 vol.1, June 2003.
- [68] Kostyantyn Protsenko and Dewei Xu, 'Modeling and Control of Brushless Doubly-Fed Induction Generators in Wind Energy Applications', In IEEE Transactions On Power Electronics, vol.23, no.3, pp.1191–1197, MAY 2008.
- [69] R.A. McMahon, P.C. Roberts, X. Wang, and P.J. Tavner. Performance of BDFM as generator and motor. Electric Power Applications, IEE Proceedings, 153(2):289-299, March 2006.
- [70] B. Hopfensperger and G.J. Atkinson. Doubly-fed a.c. machines: classification and comparison. In EPE Conf. Proceedings, Gratz, Austria, 2001.
- [71] Hunt. A new type of induction motor. Electrical Engineers, Journal of the Institution of, 39(186):648-667, September 1907.
- [72] A.R.W Broadway and L. Burbridge. Self-cascaded machine: a low-speed motor or high frequency brushless alternator. Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of, 117(7):1277-1290, July 1970.
- [73] I. Scian, D. G. Dorrell, and P. J. Holik. Assessment of losses in a brushless doubly fed reluctance machine. IEEE Transactions on Magnetics, 42(10):3425- 3427, Oct 2006.
- [74] S. Williamson, A.C. Ferreira, and A.K. Wallace. Generalized theory of the brushless doubly fed machine. I. Analysis. IEE Proceedings - Electric Power Applications, 144(2):111-122, Mar 1997.

- [75] Tiago STAUDT, 'Brushless Doubly-Fed Reluctance Machine Modeling, Design and Optimization', Phd Thesis, Université Grenoble Alpes, 2015.
- [76] A.R.W Broadway. Cageless induction machine. *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, 118(11):1593-1600, November 1971.
- [77] L. Xu, F. Liang, and T. A. Lipo. Transient model of a doubly excited reluctance motor. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 6(1):126-133, Mar 1991.
- [78] L. Xu, Y. Tang, and L. Ye. Comparison study of rotor structures of doubly excited brushless reluctance machine by finite element analysis. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 9(1):165-172, Mar 1994.
- [79] R.E. Betz and M.G. Jovanovic. Theoretical analysis of control properties for the brushless doubly fed reluctance machine. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 17(3):332-339, Sep 2002.
- [80] M. G. Jovanovic and R. E. Betz. Power factor control using brushless doubly fed reluctance machines. In *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*, Vol. 1, pp. 523-530, 2000.
- [81] M.G. Jovanovic, R.E. Betz, and J. Yu. The use of doubly fed reluctance machines for large pumps and wind turbines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 38(6):1508-1516, Nov 2002.
- [82] A.M. Knight, R.E. Betz, W.K. Song, and D G. Dorrell. Brushless doubly fed reluctance machine rotor design. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, pages 2308-2315, Sept 2012.
- [83] D. Zhou, R. Spee, and A. K. Wallace, "Laboratory control implementations for doubly-fed machines," in *Proc. International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, pp. 1181-1186, Nov. 1993.
- [84] D. Zhou, and R. Spee, "Field oriented control development for brushless doubly-fed machines," in *Proc. Industry Applications Conference*, pp. 304-310, Oct. 1996.
- [85] W. R. Brassfield, R. Spee, and T. G. Habetler, "Direct torque control for brushless doubly-fed machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 5, pp. 1098-1104, Sept./ Oct. 1996.
- [86] D. Zhou, R. Spee, and G. C. Alexander, "Experimental evaluation of a rotor flux oriented control algorithm for brushless doubly-fed machines," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 1, pp. 72-78, Jan. 1997.
- [87] J. Poza, E. Oarvide, D. Roye, and I. Sarasola, "Stability analysis of a BDFM under open loop voltage control," in *European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1- 10, Sept. 2005.

- [88] I. Sarasola, J. Poza, E. Oyarbide, and M. A. Rodriguez, "Stability analysis of a brushless doubly-fed machine under closed loop scalar current control," in Proc. of IEEE 32nd Annual Conference on Industrial , pp. 1527-1532, Nov. 2006.
- [89] S. Ademi, M. G. Jovanovic, and M. Hasan, "Control of brushless doubly-fed reluctance generators for wind energy conversion systems," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 30, no. 2, pp. 596-604, June 2015.
- [90] S. Y. Shao, E. Abdi, R. McMahan, "Vector control of the brushless doubly-fed machine for wind power generation," in Proc. IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies, pp. 322-327, Nov. 2008.
- [91] F. Barati, R. McMahan, S. Y. Shao, E. Abdi, and H. Oraee, "Generalized vector control for brushless doubly fed machines with nested-loop rotor," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 6, pp. 2477-2485, Jun. 2013.
- [92] J. Poza, E. Oyarbide, I. Sarasola, and M. Rodriguez, "Vector control design and experimental evaluation for the brushless doubly fed machine," IET Electric Power Applications, vol. 3, no. 4, pp. 247-256, July. 2009.
- [93] Z. S. Du, and T. A. Lipo, "Dynamics and vector control of wound-rotor brushless doubly fed induction machines," in Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 1332-1339, Sept. 2014.
- [94] F. Xiong, and X. F. Wang, "Design of a low-harmonic-content wound rotor for the brushless doubly fed generator," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 29, no. 1, pp. 158-168, Mar. 2014.
- [95] A. M. Knight, R. E. Betz, and D. Dorrell, "Design principles for brushless doubly fed reluctance machines," in Proc. 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 3602-3607, Nov. 2011.
- [96] D. Zhou, and R. Spee, "Synchronous frame model and decoupled control development for doubly-fed machines," in Proc. Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 1229-1236, June. 1994.
- [97] J. Poza, E. Oyarbide, D. Roye, and M. Rodriguez, "Unified reference frame d-q model of the brushless doubly fed machine," IEE Proceedings-Electric Power Applications, vol. 153, no. 5, pp. 726-734, Sept. 2006.
- [98] M. G. Jovanovic, and J. Yu, "An optimal direct torque control strategy for brushless doubly-fed reluctance motors," in Proc. International Conference on Power Electronics and Drive Systems, pp. 1229-1234, Nov. 2003.
- [99] S. J. Fattahi, and A. A. Khayyat, "Direct torque control of brushless doubly-fed induction machines using fuzzy logic," in Proc. Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, pp. 619-624, Dec. 2011.

- [100] A. Ghaffarpour, F. Barati, and H. Oraee, "Implementation of direct torque control method on brushless doubly fed induction machines in unbalanced situations," in Proc. Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference, pp. 70-75, Feb. 2016.
- [101] W. K. Song, and D. G. Dorrell, "Improved direct torque control method of brushless doubly-fed reluctance machines for wind turbine," in Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, May 2013, pp. 1-5.
- [102] F. G. Zhang, S. Jin, W. Zhang, "Direct torque control for brushless doubly-fed wind power generator based on speed sensor less," Transactions of China Electrotechnical Society, vol. 26, no. 12, pp. 20-27, Dec. 2011.
- [103] J. H. Yang, H. Z. Lv, J. Wu, and J. M. Yang, "Direct torque control strategy for brushless doubly-fed machines based on Popovhyper stability theory," Proceedings of the CSEE, vol. 29, no. 15, pp. 107-113, May. 2009.
- [104] M. G. Jovanovic, J. Yu, and E. Levi, "Direct torque control of brushless doubly fed reluctance machines," Electric Power Components and Systems, vol. 32, no. 10, pp. 941-958, June 2010.
- [105] A. L. Zhang, W. X. Jia, Z. Q. Zhou, X. Wang, and J. H. Wang, "Direct torque control for brushless doubly-fed induction machine in static reference frame," Transactions of China Electro technical Society, vol. 27, no. 7, pp. 63-70, July. 2012.
- [106] M. Jovanovic, "Sensored and sensorless speed control methods for brushless doubly fed reluctance motors," IET Electric Power Applications, vol. 3, no. 6, pp. 503-513, Nov. 2009.
- [107] M. G. Jovanovic, and R. E. Betz, "Power factor control using brushless doubly fed reluctance machines," in Proc. Conference Record of the Industry Applications, pp. 523-530, Oct. 2000.
- [108] S. M. Li, H. H. He, Y. K. Zhang, and Y. Zheng, "A sliding mode variable structure based direct power control strategy for doubly fed induction generator," Power System Technology, vol. 37, no. 7, pp. 2006-2010, July. 2013.
- [109] H. Chaal, and M. Jovanovic, "Direct power control of brushless doubly-fed reluctance machines," in Proc. IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, pp. 1-6, Apr. 2010.
- [110] J. F. Hu, J. G. Zhu, and D. G. Dorrell, "A new control method of cascaded brushless doubly fed induction generators using direct power control," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 29, no. 3, pp. 771-779, June. 2014.
- [111] L. C. Zhu, F. G. Zhang, S. Jin, S. Y. Yu, Z. X. Xing, S. Ademi, and W. P. Cao, "Direct power control with common mode voltage elimination for open-winding brushless doubly-fed wind power generators," in Proc. IEEE International Transportation Electrification Conference and Expo Asia-Pacific, pp. 192-197, Jun. 2016.

- [112] S. Jin, Z. Z. Wang, D. R. Wand, L. C. Zhu, "Direct power control for open-winding brushless doubly-fed generator based on power error comparison," *Transactions of China Electro technical Society*, vol. 31, no. 7, pp. 50-56, Apr. 2016.
- [113] A. L. Zhang, X. Wang, W. X. Jia, and Y. Ma, "Indirect stator- quantities control for the brushless doubly fed induction machine," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 3, pp. 1392-1401, Mar. 2014.
- [114] R. L. Zhao, A. L. Zhang, Y. Ma, X. Wang, J. Yan, and Z. Z. Ma, "The dynamic control of reactive power for the brushless doubly fed induction machine with indirect stator quantities control scheme," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 9, pp. 5046-5057, Sept. 2015.
- [115] H. Chaal, and M. Jovanovic, "Power control of brushless doubly-fed reluctance drive and generator systems," *Renewable Energy*, vol. 37, no. 1, pp. 419-425, 2012.
- [116] H. Serhoud, and D. Benattous, "Sensorless optimal power control of brushless doubly fed machine in wind power generator based on extended kalman filter," *International Journal of System Assurance Engineering and Management*, vol. 4, no. 1, pp. 57-66, Jan./Mar. 2013.
- [117] F. Valenciaga, and P. F. Puleston, "Variable structure control of a wind energy conversion system based on a brushless doubly fed reluctance generator," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 499-506, June. 2007.
- [118] S. D. Huang, Y. N. Wang, Y. Wang, and J. Gao, "A study of active and reactive power control for brushless doubly-fed machine," *Proceedings of the CSEE*, vol. 25, no. 4, pp. 87- 93, Feb.2005.
- [119] M. Cheng, P. Han, X. C. Wei, "Design, analysis and control of brushless doubly-fed generators for wind power application," *Transactions of China Electro technical Society*, vol. 31, no. 19, pp.37-53, Oct. 2016.

CHAPITRE II

II.1 Introduction

Nous avons mentionné dans le chapitre précédant les différentes technologies d'éoliennes fonctionnant à vitesse variable parmi elles l'éolienne à base de la machine asynchrone à double alimentation sans balais (BDFIM) qui a connu un grand intérêt ces dernières années et présente plusieurs avantages.

Ce chapitre traite la description et la modélisation des différents éléments constituant le système éolien à base de la BDFIM. Dans un premier temps, la description du système éolien à base de la BDFIM est abordée, puis nous avons expliqué le mode de fonctionnement synchrone et les mécanismes de couplage magnétique dans la BDFIM. Dans la deuxième partie nous avons proposé les différentes modélisations de cette machine dans le repère abc et dq, y compris le modèle classique de la BDFIM, le modèle de cascade entre deux DFIM et le modèle simplifié de la BDFIM. Dans la troisième partie, des résultats de simulation pour valider les trois modèles de la BDFIM présentés et analysés. La dernière partie dédiée aux modélisations de la turbine et les convertisseurs MSC et GSC.

II.2 Description du système éolien à base de la BDFIM

La machine à induction à double alimentation sans balais peut être considérée comme deux machines à induction placées dans une même carcasse. Le rotor, n'a pas de connexions électriques externes, il est sans balais. Elle possède un double stator avec le nombre de paires de pôles différents. Le bobinage du premier stator est connecté au réseau à une fréquence et tension fixe. Ce bobinage est appelé habituellement le bobinage de puissance noté(BP) et comprenant des paires pôles P_p .

La configuration adoptée dans cette thèse est illustrée par la [Figure .II.1](#).L'enroulement statorique2 est relié au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur statique à taille réduite d'environ 30% de la puissance nominale produite par l'éolienne. Ce deuxième stator est appelé bobinage de commande et noté (BC) et comprenant des paires de pôles P_c .La BDFIM est couplée à la turbine via un multiplicateur de vitesse.

La BDFIM peut être utilisée comme une machine à induction avec des paires de pôles (P_c) ou (P_p). Ceci peut être réalisé en connectant BP ou BC à une source d'alimentation tout en laissant l'autre enroulement ouvert. Si la BDFIM est connectée de cette manière, ses caractéristiques de performance seront celles d'une machine à induction standard, sauf que les performances seront médiocres [1].

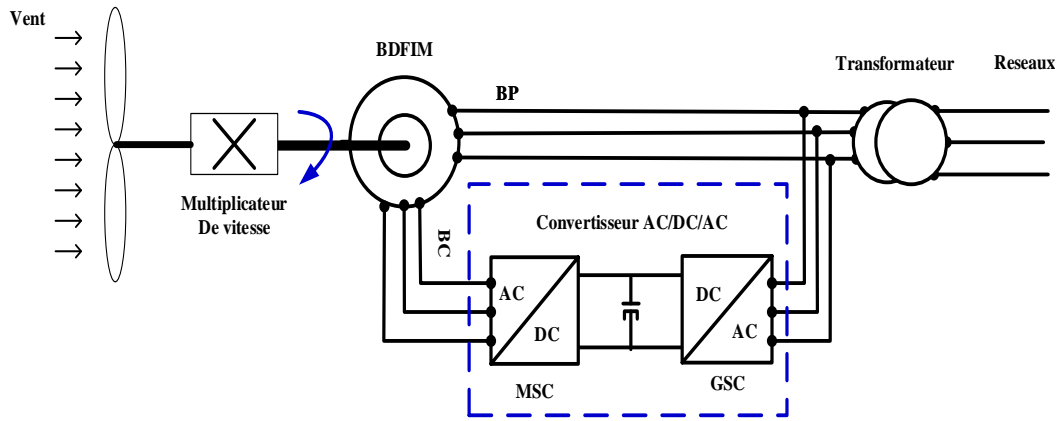


Figure.II.1 : Topologie du système WECS étudié

Si l'enroulement du stator, qui n'est pas connecté à une source d'alimentation, est court-circuité, alors le comportement du BDFIM aura les caractéristiques de performance d'une machine à induction avec des paires de pôles $(P_p + P_c)$ fonctionnant en cascade.

Ces deux modes de fonctionnement sont à la fois des modes de fonctionnement asynchrones dans lesquels la vitesse de la machine dépend du couple de charge ainsi que de la fréquence d'alimentation de l'enroulement du stator connecté à la source d'énergie. Lorsque les deux bobinages du stator sont connectés à une source d'alimentation, la BDFIM a un mode de fonctionnement synchrone qui est le mode de fonctionnement souhaité.

II.2.1 Mode de fonctionnement synchrone

Les principes de fonctionnement du BDFIM sont basés sur la superposition de champs magnétiques tournants produits par les deux enroulements du stator. Lorsque la machine est alimentée par des tensions triphasées équilibrées, les deux enroulements du stator produisent un champ magnétique tournant dans l'entrefer. Les composantes fondamentales de ces champs magnétiques tournants, produits par les BP et BC, sont données par [2].

$$b_p(\theta, t) = B_p \cos(\omega_p t - p_p \theta + \phi_p) \quad (\text{II.1})$$

$$b_c(\theta, t) = B_c \cos(\omega_c t - p_c \theta + \phi_c) \quad (\text{II.2})$$

Où, (b_p) et (b_c) décrivent les flux produits par les BP et BC, respectivement avec les nombres de paires de pôles (P_p) et (P_c) . Les fréquences angulaires des alimentations du stator sont désignées par (ω_p) et (ω_c) et (ϕ_p, ϕ_c) représentent les angles de phase du flux magnétique (b_p)

et (b_c), respectivement. Un signe positif de (ω_c) indique une direction de rotation opposée par rapport au rotor. Les équations (II.1) et (II.2) peuvent être exprimées dans le repère de référence du rotor qui tourne avec la vitesse de celui-ci (ω_m), où la position du repère de référence est donnée par :

Par : $\theta = (\theta + \omega_m t)$,

$$b_p(\theta, t) = B_p \cos((\omega_p - p_p \omega_m)t + p_p \theta + \phi) \quad (\text{II.3})$$

$$b_c(\theta, t) = B_c \cos((\omega_c + p_c \omega_m)t + p_c \theta + \phi) \quad (\text{II.4})$$

Un exemple du champ magnétique dans l'entrefer (B_{ag}), résultant de la superposition des champs magnétiques (b_p) et (b_c) est montré dans la [Figure.II.2](#). Le champ d'entrefer résultant a la distribution de ($P_p + P_c$). On remarque que l'extremum de l'induction résultante B_{ag} coïncide avec l'intersection des inductions B_p et B_c .

Une condition requise pour le fonctionnement synchrone dans le BDFIM est que les enroulements du stator se couplent magnétiquement à travers le rotor. Cela se produit lorsque les courants de rotor induits provenant des deux champs magnétiques des enroulements du stator ont la même fréquence ($\omega_{rp} = \omega_{rc}$).

Ou : $\omega_{rp} = (\omega_p - p_p \omega_m)$ et $\omega_{rc} = (\omega_c + p_c \omega_m)$

Rappelant que $\cos(A) = \cos(-A)$, l'expression suivante est obtenue,

$$(\omega_p - p_p \omega_m) = \pm (\omega_c + p_c \omega_m) \quad (\text{II.5})$$

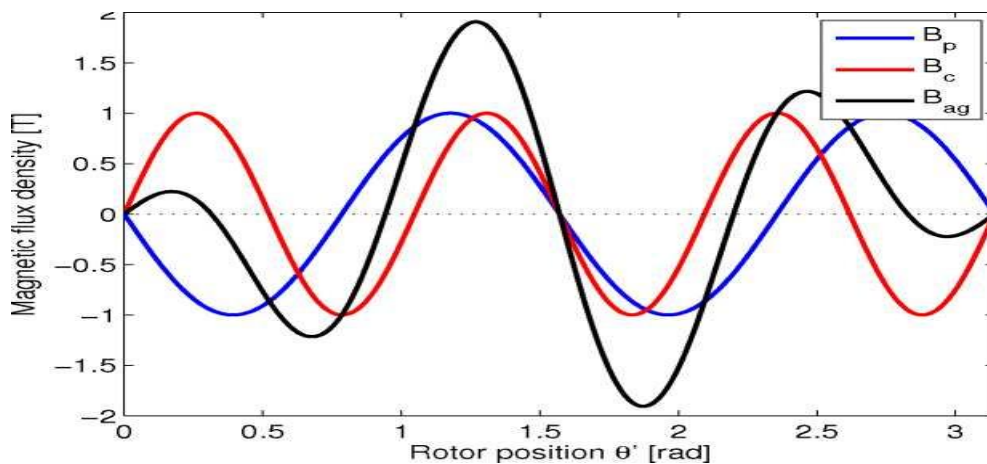


Figure. II.2: Répartition des champs magnétiques due aux harmoniques principales en fonction de la position du rotor. Les nombres de paires de pôles sont $p_p = 4$ et $p_c = 6$ et les fréquences de $f_p = 50$ et $f_c = 10$ Hz [3].

En mode de fonctionnement synchrone, la vitesse mécanique du rotor:

$$\omega_m = \frac{\omega_p \pm \omega_c}{p_p + p_c} \quad (\text{II.6})$$

L'équation (II.6) donne la vitesse du rotor mécanique de sorte que le couplage entre, les enroulements du stator à travers le rotor, soit effectif [4]. On peut observer que la vitesse mécanique du rotor ne dépend pas du couple de charge en fonctionnement synchrone, mais plutôt de la fréquence des alimentations du stator et des numéros des paires de pôles du stator. Rappelant que le bobinage BP est connecté directement au réseau, qui a une fréquence fixe, la vitesse du rotor mécanique, est modifiée en faisant varier la fréquence de l'alimentation du bobinage BC. Si le BC est alimenté avec une tension (DC), l'équation (II.6) devient :

$$\omega_n = \frac{\omega_p}{p_p + p_c} \quad (\text{II.7})$$

Cette condition, lorsque la fréquence d'enroulement de contrôle est ($\omega_c = 0$) est appelée vitesse naturelle [4].

L'équation (II.6) donne la condition nécessaire pour obtenir un fonctionnement synchrone de la BDFIM. Pour ce cas, la BDFIM se comporte comme une machine synchrone [5].

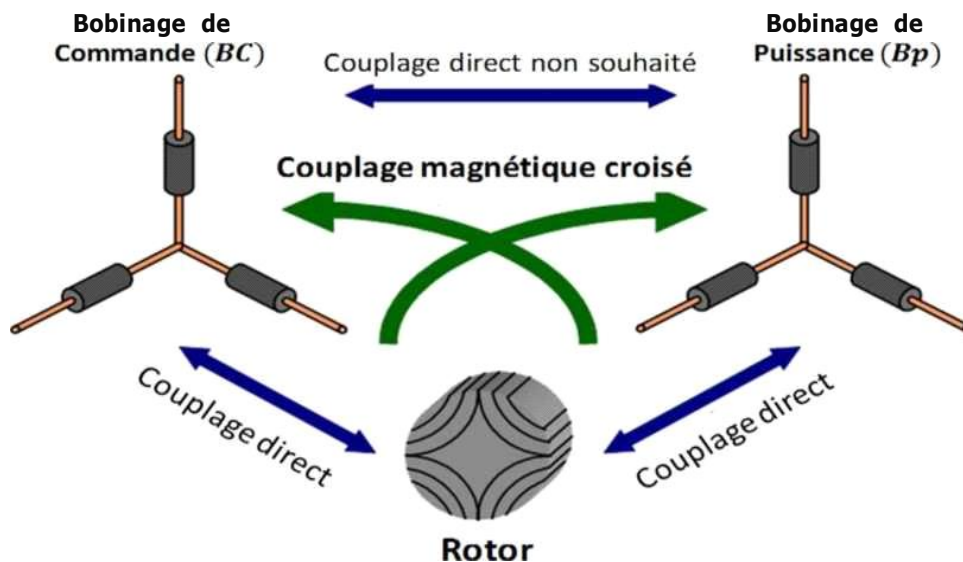


Figure.II.3 : Figure schématique des mécanismes de couplage magnétique dans le BDFIM [6]

Il convient de noter que, bien que l'équation (II.6) suggère que le choix des nombres de paires de pôles est arbitraire, en réalité ce n'est pas le cas. Les paires de pôles BP et BC sont choisies de sorte qu'il n'y ait pas de couplage direct entre les harmoniques fondamentales des deux

enroulements [7]. De plus, le type d'enroulement du stator, la structure du rotor et l'attraction magnétique déséquilibrée affecteront le choix du nombre de paires de pôles du stator [8]. La Figure .II.3 montre l'interaction de couplage de champ magnétique dans une BDFIM pendant un fonctionnement synchrone.

Pour une fréquence négative dans l'équation (II.6), le champ harmonique fondamental BC tourne dans une direction opposée à celle du BP. Ce mode de fonctionnement est appelé mode de fonctionnement hypo-synchrone. Lorsque la fréquence BC est positive, le flux fondamental BC tourne dans le même sens que le flux fondamental BP. Ce mode de fonctionnement est appelé mode de fonctionnement hyper-synchrone. Les directions de rotation des flux BP et BC, ainsi que la direction de rotation du rotor sont illustrées à la Figure. II.4 [9]. Pendant le fonctionnement hypo-synchrone, le champ fondamental de la BC est dans le sens opposé au champ fondamental BP, et pour le fonctionnement hyper-synchrone, les champs fondamentaux tournent dans la même direction.

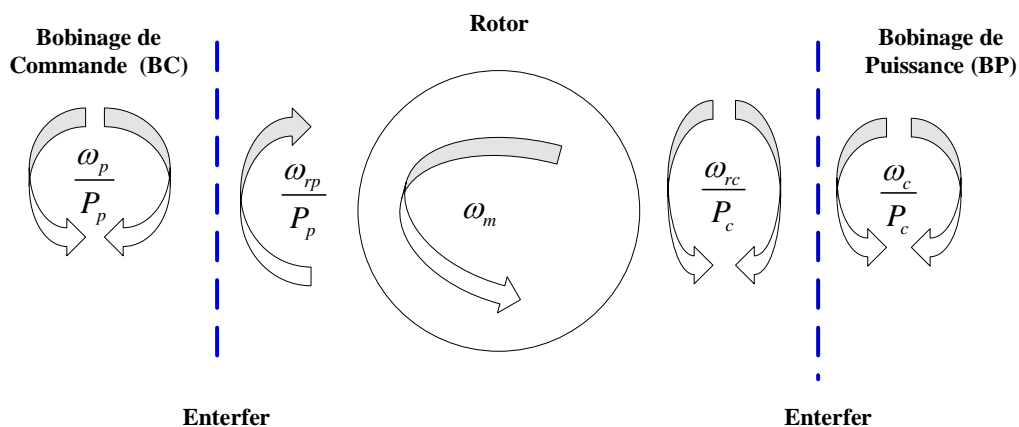


Figure.II.4 : Sens de rotation du champ créé dans la BDFIM

II.2.2 Modèle de la BDFIM en régime permanent

Dans ce qui suit, on va établir le modèle de la BDFIM lorsque la machine est alimentée en régime sinusoïdal. Le schéma équivalent de la BDFIM ramenée au bobinage de puissance BP est donné par la Figure.II.5. On considère que le mode de fonctionnement de la machine est synchrone, ainsi les fréquences d'alimentation seront en accord avec l'équation (II.6) [10].

Le modèle de circuit équivalent est une méthode simple qui peut caractériser facilement la performance en régime permanent de la BDFIM [11] et offre un moyen simple de calcul des paramètres de la machine (le rendement, le facteur de puissance) et d'autres mesures en régime permanent de la machine avec une précision acceptable.

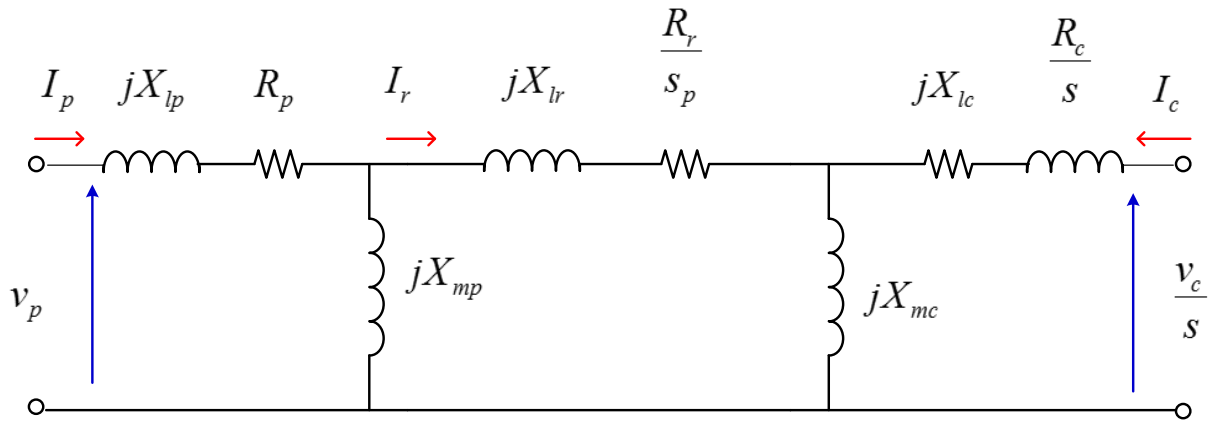


Figure.II.5 : Schéma équivalent de la BDFIM ramené au bobinage de puissance [10]

Le schéma équivalent obtenu est très important pour comprendre le fonctionnement de la BDFIM. On conclut d'après le schéma ci-dessus que le schéma équivalent de la BDFIM présente une grande similitude avec celui de la machine asynchrone à double alimentation (MADA). Seule la maille additionnelle représentant le couplage magnétique entre les deux bobinages (BP-Rotor-BC) [10] fait la différence mais n'a pas d'influence sur leurs fonctionnements identiques. Avec ce schéma, au lieu d'alimenter les bobinages du rotor, on alimentera le BC [10].

II.2.3 Modèle simplifié de la BDFIM

Il y a deux vitesses de glissement différentes :

$$S_p = \frac{\omega_p - P_p \omega_r}{\omega_p} = \frac{\omega_{rp}}{\omega_p} \quad (\text{II.8})$$

$$S_c = \frac{\omega_c - P_c \omega_r}{\omega_c} = \frac{\omega_{rc}}{\omega_c} \quad (\text{II.9})$$

Nous avons donc le glissement de la BDFIM :

$$S = \frac{S_p}{S_c} = -\frac{\omega_c}{\omega_p} = \frac{\omega_p - (P_p + P_c)\omega_r}{\omega_p} \quad (\text{II.10})$$

Le glissement S peut être considéré comme le glissement d'une machine MADA avec $(P_p + P_c)$ paire de pôles. Le circuit équivalent en régime permanent de la BDFIM en mode synchrone, ramené au stator BP. [12].

A partir du circuit équivalent, La puissance mécanique de la BDFIM est donnée par :

$$P_m = P_{BP} + P_{BC} - P_{cu} = 3 \left[\left(\frac{1-s_p}{s_p} \right) R_r I_r^2 + \left(\frac{1-s}{s} \right) R_c I_c^2 - \left(\frac{1-s}{s} \right) \text{Re}(V_c I_c^*) \right] \quad (\text{II.11})$$

Avec:

P_m : puissance mécanique,

P_{BP} : puissance stator bobinage de puissance (BP),

P_{Bc} : puissance stator bobinage de commande (BC),

V_c : tension d'une phase du stator BC,

I_c : Courant de phase du stator BC,

Les deux derniers termes côté droit de l'équation (II.11) sont similaires à la puissance mécanique d'une MADA avec $(P_p + P_c)$ paires de pôles. Le premier terme est également égal au couple de la machine à induction (P_p) paire de pôles (P_p).

La vitesse du rotor de la BDFIM varie dans la plage de $\pm 30\%$ par rapport à la vitesse naturelle (ω_n), lorsqu'il fonctionne comme un générateur éolien à vitesse variable [13]. Ainsi, les glissements (s_p et s_c) sont dans les limites suivantes :

$$\frac{P_c - 0.3P_p}{P_p + P_c} < s_p < \frac{P_c + 0.3P_p}{P_p + P_c} \quad (\text{II.12})$$

$$s_c > \frac{P_c - 0.3P_p}{0.3(P_p + P_c)} \quad \text{Ou} \quad s_c < -\frac{P_c - 0.3P_p}{0.3(P_p + P_c)} \quad (\text{II.13})$$

Pour la plupart des machines BDFIM fabriquées, ($P_c > P_p$) [14].

Par exemple, pour le prototype D180 BDFIM, les glissements précités sont dans les limites suivantes :

$$0.57 < s_p < 0.77 \quad (\text{II.14})$$

$$s_c > 1.89 \quad \text{Ou} \quad s_c < -1.89 \quad (\text{II.15})$$

Tableau II.1 Rapport de la résistance du rotor à la réactance dans différents BDFIMs

Reference	[15]	[16]	[17]
$\frac{R_r}{X_{lr}}$	0.011	0.009	0.052

La résistance du rotor est beaucoup plus faible que sa réactance. Le [Tableau II.1](#) montre le rapport ($\frac{R_r}{X_{lr}}$) des différents machines BDFIM rapportés dans la littérature.

Ensuite, la résistance $\left(\frac{R_r}{s_p}\right)$ dans le circuit équivalent de la [Figure.II.5](#) peut être négligée.

L'avantage de cette simplification est que le calcul n'aurait pas besoin de mesurer le courant du rotor, qui n'est pas directement accessible [18]. Cependant, l'influence de cette simplification sur les résultats de la simulation est étudiée dans [19]. Par conséquent.

Le circuit équivalent simplifié de BDFIM en mode de fonctionnement synchrone est obtenu comme montré sur la Figure.II.6. Notez que la représentation en (π) des réactances est remplacée par leur modèle T équivalent.

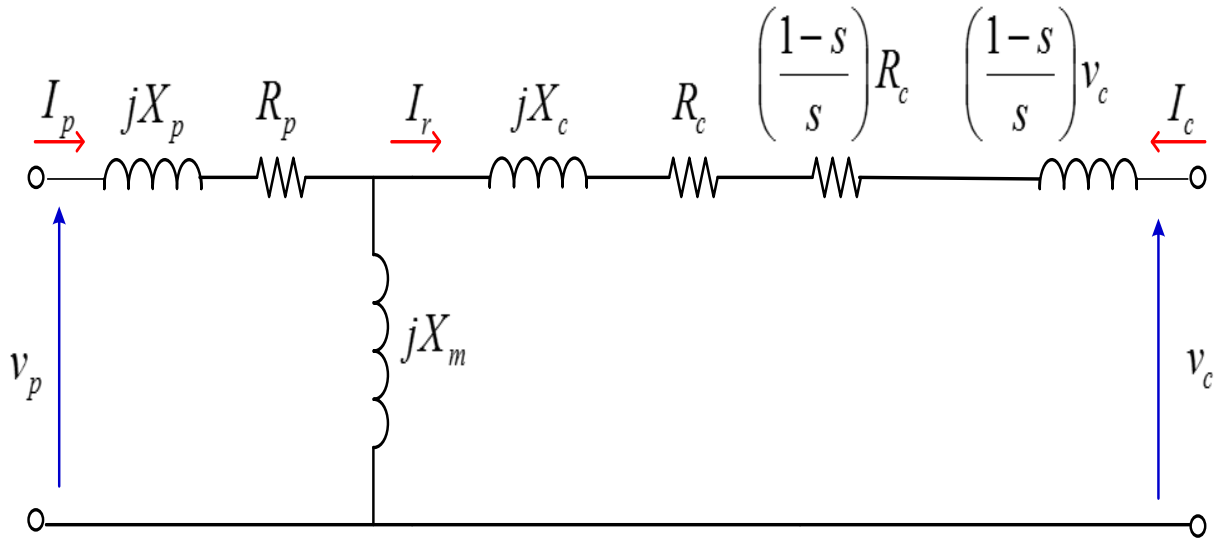


Figure.II.6 : modèle du circuit équivalent simplifié de la BDFIM en mode synchrone

Les réactances montrées à la Figure.II.6 sont égales à :

$$\begin{aligned}
 X_p &= X_{pp} + \frac{X_{mp} X_{pr}}{X_{mp} + X_{mc} + X_{pr}} \\
 X_c &= X_{pc} + \frac{X_{mc} X_{pr}}{X_{mp} + X_{mc} + X_{pr}} \\
 X_p &= \frac{X_{mp} X_{mc}}{X_{mp} + X_{mc} + X_{pr}}
 \end{aligned}
 \tag{II.16}$$

De ce fait, le circuit équivalent de BDFIM devient très similaire à celui d'une MADA classique. L'équivalence entre les paramètres de ces machines est présentée dans le Tableau II.2

Tableau II.2 Paramètres équivalents du modèle DFIM et du modèle BDFIM simplifié en régime permanent

Machine	Bobinage		Nombre de pair de pole	Résistances		Réactances		
	stator	rotor		R_s	R_r	X_s	X_r	X_m
MADA	stator	rotor	p	R_s	R_r	X_s	X_r	X_m
BDFIM	BP	BC	(P_p+P_c)	R_p	R_c	X_p	X_c	X_m

Il convient de noter qu'en ignorant la résistance du rotor dans l'équation (II.11), le terme représentant la puissance mécanique des machines à induction a disparu.

Les puissances actives de BP et BC sont également obtenues :

$$P_{BP} = 3 \left[R_p I_c^2 + \operatorname{Re} \left(j X_m I_c I_p^* \right) \right] \quad (II.17)$$

$$P_{BC} = 3 \left[R_c I_c^2 + \operatorname{Re} \left(j s X_m I_p I_c^* \right) \right]$$

Substitution de l'équation (II.17) en équation (II.11) :

$$P_m = 3(1-s) X_m \operatorname{Im} \left(I_p I_c^* \right) \quad (II.18)$$

Par conséquent, le couple électromagnétique est égal à :

$$C_{em} = 3 \frac{(P_p + P_c)}{\omega_p} X_m \operatorname{Im} \left(I_p I_c^* \right) \quad (II.19)$$

Comparaison entre (II.17) et (II.19) si on néglige les pertes de cuivre du stator BP entraîne :

$$P_{BP} = \frac{\omega_p}{(P_p + P_c)} C_{em} \quad (II.20)$$

De plus, en négligeant les pertes de cuivre en (II.17), nous avons :

$$P_{BC} = s P_{BP} \quad (II.21)$$

Des équations (II.20) et (II.21) on remarque que la puissance active du BP dépend uniquement du couple électromagnétique, alors que la puissance de stator BC est proportionnelle à la fois au couple électromagnétique et au glissement du rotor.

II.3 Modèle simplifié en régime dynamique de la BDFIM

II.3.1 Modèle complet

Dans le même principe Poza a développé un système de référence général et unique de la BDFM, on donne alors le modèle vectoriel de la BDFM dans un référentiel commun (ω_a) [15].

$$\begin{aligned} v_p &= R_p i_p + j\omega_a \psi_p + \frac{d\psi_p}{dt} \\ v_c &= R_c i_c + j\left(\omega_a - (P_p + P_c)\omega_r\right)\psi_c + \frac{d\psi_c}{dt} \\ v_r &= R_r i_r + j\left(\omega_a - P_p\omega_r\right)\psi_r + \frac{d\psi_r}{dt} = 0 \end{aligned} \quad (\text{II.22})$$

Les équations de flux sont données comme suit :

$$\begin{aligned} \psi_p &= L_p i_p + M_{pr} i_r \\ \psi_c &= L_c i_c + M_{cr} i_r \\ \psi_r &= L_r i_r + M_{pr} i_p + M_{cr} i_c \end{aligned} \quad (\text{II.23})$$

Le modèle vectoriel de la BDFM dans un référentiel lié au flux du BP est indiqué par l'équation (II-24). Ce modèle est validé expérimentalement dans [15].

Ce référentiel est caractérisé par ($\omega_a = \omega_p$).

$$\begin{aligned} v_p &= R_p i_p + j\omega_p \psi_p + \frac{d\psi_p}{dt} \\ v_c &= R_c i_c + j\left(\omega_p - (P_p + P_c)\omega_r\right)\psi_c + \frac{d\psi_c}{dt} \\ v_r &= R_r i_r + j\left(\omega_p - P_p\omega_r\right)\psi_r + \frac{d\psi_r}{dt} = 0 \end{aligned} \quad (\text{II.24})$$

Où les flux de stator BP, stator BC et rotor sont :

$$\begin{aligned} \psi_p &= L_p i_p + M_{pr} i_r \\ \psi_c &= L_c i_c + M_{cr} i_r \\ \psi_r &= L_r i_r + M_{pr} i_p + M_{cr} i_c \end{aligned} \quad (\text{II.25})$$

Le couple électromagnétique est également égal à :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P_p \text{Im}[\psi_p^* i_p] + \frac{3}{2} P_c \text{Im}[\psi_c^* i_c] \quad (\text{II.26})$$

Si les courants des stators BP et BC sont obtenus à partir de (II.25) et substitués dans (II.26), le couple électromagnétique sera obtenu comme :

$$\begin{aligned}
C_{em} &= C_{IM1} + C_{IM2} + C_{MADA} \\
C_{IM1} &= \frac{M_{pr}}{L_p L_r \sigma} P_p \operatorname{Im}[\psi_p \psi_r^*] \\
C_{IM2} &= \frac{M_{cr}}{L_c L_r \sigma} P_c \operatorname{Im}[\psi_r \psi_c^*] \\
C_{MADA} &= \frac{M_{pc}}{L_p L_c \sigma} (P_p + P_c) \operatorname{Im}[\psi_p \psi_c^*]
\end{aligned} \tag{II.27}$$

Où (σ) et (M_{pc}) sont appelés coefficient de fuite totale et inductance mutuelle des stators BP et BC, respectivement. Ils sont égaux à :

$$\begin{aligned}
\sigma &= 1 - \frac{M_{pr}^2}{L_p L_r} - \frac{M_{cr}^2}{L_c L_r} \\
M_{pc} &= -\frac{M_{pr} M_{cr}}{L_r}
\end{aligned} \tag{II.28}$$

II.3.2 Modèle Simplifié de la BDFIM

Comme discuté précédemment, si la vitesse du rotor de la BDFIM varie dans la plage de $\pm 30\%$ par rapport à la vitesse naturelle (ω_n), les machines formées par (BC-rotor) et (BP-rotor) ont généralement un grand glissement et une faible résistance au rotor. Par conséquent, leurs composantes de couple correspondantes devraient être relativement petites [18-19].

En négligeant la chute de tension sur la résistance du rotor en (II.24) et en remplaçant le résultat en (II.25) les liaisons de flux du stator BP et BC sont obtenues comme :

$$\begin{aligned}
\psi_p &= \sigma_p L_p i_p + M_{pc} i_c \\
\psi_c &= \sigma_c L_c i_c + M_{pc} i_p
\end{aligned} \tag{II.29}$$

Où σ_p et σ_c sont les coefficients de fuite de BP et BC, respectivement. Ils sont égaux à :

$$\begin{aligned}
\sigma_p &= 1 - \frac{M_{pr}^2}{L_p L_r} \\
\sigma_c &= 1 - \frac{M_{cr}^2}{L_c L_r}
\end{aligned} \tag{II.30}$$

L'ordre du modèle dynamique BDFIM est réduit en raison de l'élimination de la troisième équation de (II.24). Considérant (II.29), les paramètres équivalents des modèles dynamiques de la DFIM et BDFIM peuvent être résumés comme indiqué dans le [Tableau II.3](#)

Ainsi, (C_{IM1} et C_{IM2}) deviennent nuls, ce qui ne conduit pas à une erreur significative dans les calculs. Par conséquent, le couple électromagnétique BDFIM peut être approximativement donné :

$$C_{em} = \frac{M_{pc}}{L_p L_c \sigma} (P_p + P_c) \text{Im}[\psi_p \psi_c^*] \quad (\text{II.31})$$

On peut montrer que les deux équations obtenues pour le couple électromagnétique [c.-à-d. (II.19) et (II.31)] sont essentiellement les mêmes.

Tableau II.3 Paramètres équivalent du modèle dynamique du DFIG et le modèle simplifié de la BDFIM

	Résistances		Inductances		
DFIM	R_s	R_r	L_s	L_r	M_{sr}
BDFIM	R_p	R_c	$\sigma_p L_p$	$\sigma_c L_c$	M_{pc}

II.3.3 Modèle (d,q) de La BDFM avec un système unique de référence lié au flux du BP

Dans le but d'établir la commande de la BDFIM, nous rappelons ici sa modélisation dans le repère de Park. Le modèle mathématique de la BDFIM dans le référentiel (d-q) lié au champ tomant (bobinage de puissance BP) est donné par [10].

Equations électriques :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{dsp} = R_{sp} i_{dsp} + \frac{d\psi_{dsp}}{dt} - \omega_p \psi_{qsp} \\ v_{qsp} = R_{sp} i_{qsp} + \frac{d\psi_{qsp}}{dt} + \omega_p \psi_{dsp} \\ v_{dsc} = R_{sc} i_{dsc} + \frac{d\psi_{dsc}}{dt} - (\omega_c - (p_p + p_c)\omega_r)\psi_{qsc} \\ v_{qsc} = R_{sc} i_{qsc} + \frac{d\psi_{qsc}}{dt} + (\omega_p - (p_p + p_c)\omega_r)\psi_{dsc} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_p - p_p \omega_r)\psi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_p - p_p \omega_r)\psi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{II.32})$$

Equations du flux :

$$\begin{cases}
 \psi_{dsp} = L_{sp} i_{dsp} + M_{spr} i_{dr} \\
 \psi_{qsp} = L_{sp} i_{qsp} + M_{spr} i_{qr} \\
 \psi_{dsc} = L_{sc} i_{dsc} + M_{scr} i_{dr} \\
 \psi_{qsc} = L_{sc} i_{qsc} + L_{scr} i_{qr} \\
 \psi_{dr} = L_r i_{dr} + M_{scr} i_{dsc} + L_{spr} i_{dsp} \\
 \psi_{qr} = L_r i_{qr} + M_{scr} i_{qsc} + L_{spr} i_{qsp}
 \end{cases} \quad (II.33)$$

M : inductance mutuelle cyclique entre le stator BP, stator BC et le rotor.

Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine peut s'écrire comme suit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (II.34)$$

Les puissances actives et réactives :

Pour les bobinages BP et BC :

$$\begin{aligned}
 P_{BP} &= v_{dsp} i_{dsp} + v_{qsp} i_{qsp} \\
 Q_{BP} &= v_{qsp} i_{dsp} - v_{dsp} i_{qsp} \\
 P_{BC} &= v_{dsc} i_{dsc} + v_{qsc} i_{qsc} \\
 P_{BC} &= v_{qsc} i_{dsc} - v_{dsc} i_{qsc}
 \end{aligned} \quad (II.35)$$

La puissance totale de la BDFIM

$$P_T = P_{BP} + P_{BC} \quad (II.36)$$

II.3.4 Modèle de la BDFIM à base de la cascade de 2 DFIG**II.3.4.1 Modèle dynamique de la cascade dans le repère de Park**

Dans ce paragraphe, nous présentons la première apparition du système unique de référence dans la machine en cascade en anglais (Cascaded Brushless Doubly Fed Induction Machine CDFM), cependant récemment beaucoup de travaux ont été publiés à propos de cette dernière.

II.3.4.2 Description de la BDFIM a base de la cascade de deux DFIG

Cette configuration peut être considérée comme la première réalisation pratique d'une machine tournante sans balais doublement alimentée [20-24]. Un des bobinages du stator, appelé bobinage de Puissance (BP), est directement relié au réseau, tandis que l'autre, appelé Bobinage de Commande (BC), est alimenté par un convertisseur bidirectionnel

(Figure.II.7). La puissance à travers l'ensemble du convertisseur/DFIG est proportionnelle au glissement du rotor.

Dans ce qui suit, on va modéliser la cascade de deux DFIG en exploitant le modèle développé dans [22], on va coupler les deux DFIG électriquement et mécaniquement au niveau du rotor. Ce couplage est modélisé ici en supposant qu'il n'y a pas de défaut tel qu'une coupure de ligne et qu'il n'y a ni perte ni stockage d'énergie dans les connexions [23]. Les grandeurs et paramètres associés à chaque machine seront identifiés par l'indice 1 et 2 correspondant respectivement à la DFIG1 et à la DFIG2. Le modèle de la machine asynchrone à double alimentation s'inscrit dans le repère de Park lié au Champ tournant comme suit :

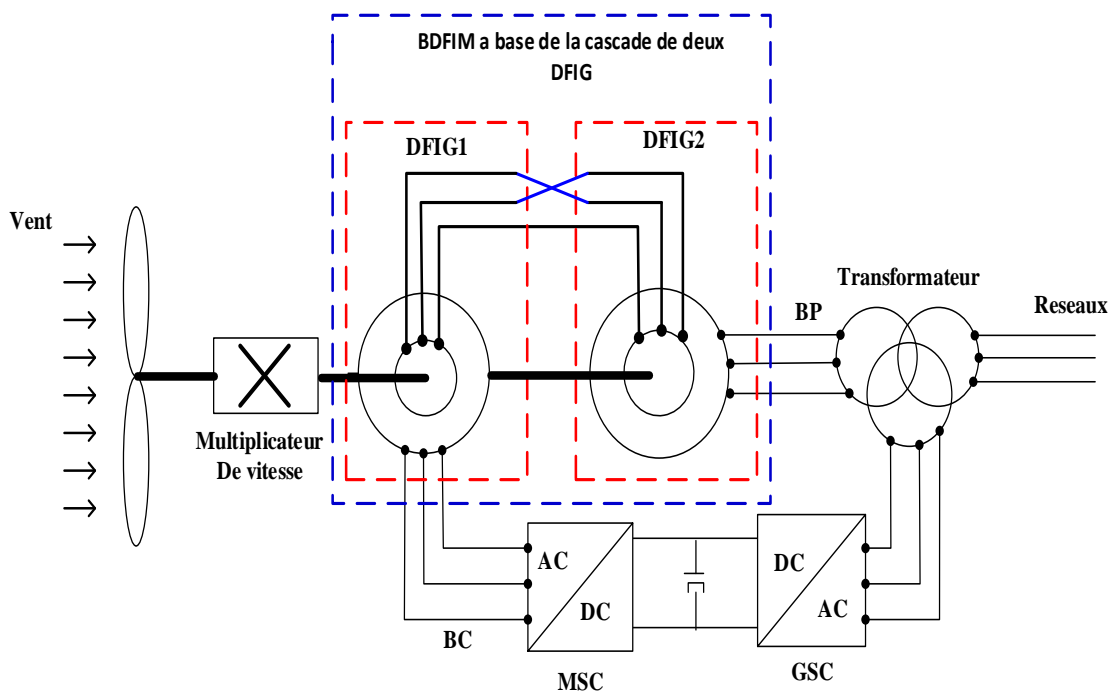


Figure.II.7: BDFIM à base de 2 DFIG

Pour la machine DFIG1

$$\begin{cases}
 v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d\psi_{ds1}}{dt} - \omega_{s1}\psi_{qs1} \\
 v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d\psi_{qs1}}{dt} + \omega_{s1}\psi_{ds1} \\
 v_{dr1} = R_{r1}i_{dr1} + \frac{d\psi_{dr1}}{dt} - \omega_{r1}\psi_{qr1} \\
 v_{qr1} = R_{r1}i_{qr1} + \frac{d\psi_{qr1}}{dt} + \omega_{r1}\psi_{dr1}
 \end{cases} \tag{II.37}$$

$$\begin{cases} \psi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_{m1}i_{dr} \\ \psi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_{m1}i_{qr1} \\ \psi_{dr1} = L_{r1}i_{dr1} + L_{m1}i_{ds1} \\ \psi_{qr1} = L_{r1}i_{qr1} + L_{m1}i_{qs1} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

Pour la machine DFIG2

$$\begin{cases} v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d\psi_{ds2}}{dt} - \omega_{s2}\psi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d\psi_{qs2}}{dt} + \omega_{s2}\psi_{ds2} \\ v_{dr2} = R_{r2}i_{dr2} + \frac{d\psi_{dr2}}{dt} - \omega_{r2}\psi_{qr2} \\ v_{qr2} = R_{r2}i_{qr2} + \frac{d\psi_{qr2}}{dt} + \omega_{r2}\psi_{dr2} \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

$$\begin{cases} \psi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_{m2}i_{dr2} \\ \psi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_{m2}i_{qr2} \\ \psi_{dr2} = L_{r2}i_{dr2} + L_{m2}i_{ds2} \\ \psi_{qr2} = L_{r2}i_{qr2} + L_{m2}i_{qs2} \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

$$C_{em,MADA1} = P_1(\psi_{ds1}i_{qs1} - \psi_{qs1}i_{ds1}) = L_{m1}P_1(i_{dr1}i_{qs1} - i_{qr1}i_{ds1}) = P_1(\psi_{dr1}i_{qr1} - \psi_{qr1}i_{dr1}) \quad (\text{II.41})$$

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_r - C_{em,MADA} - C_{vis} \quad (\text{II.42})$$

Les puissances actives et réactives statoriques et rotoriques des deux DFIG sont :

$$\begin{cases} P_{s,DFIG1} = v_{ds1}i_{ds1} + v_{qs1}i_{qs1} \\ Q_{s,DFIG1} = v_{qs1}i_{ds1} - v_{ds1}i_{qs1} \\ P_{r,DFIG1} = v_{dr1}i_{dr1} + v_{qr1}i_{qr1} \\ Q_{r,DFIG1} = v_{qr1}i_{dr1} - v_{dr1}i_{qr1} \end{cases}, \begin{cases} P_{s,DFIG2} = v_{ds2}i_{ds2} + v_{qs2}i_{qs2} \\ Q_{s,DFIG2} = v_{qs2}i_{ds2} - v_{ds2}i_{qs2} \\ P_{r,DFIG2} = v_{dr2}i_{dr2} + v_{qr2}i_{qr2} \\ Q_{r,DFIG2} = v_{qr2}i_{dr2} - v_{dr2}i_{qr2} \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

La modélisation du couplage électrique des deux rotors sera de la façon suivante [21-22].

$$\begin{cases} v_{dr1} = v_{dr2} = v_{dr} \\ v_{qr1} = v_{qr2} = v_{qr} \end{cases}, \begin{cases} i_{dr1} = -i_{dr2} = i_{dr} \\ i_{qr1} = -i_{qr2} = i_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

Le modèle mathématique de la cascade dans le référentiel d-q lié au champ tournant est donné par [22], [24]:

Equations de la tension

$$\left\{ \begin{array}{l}
v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d\psi_{ds1}}{dt} - \omega_1\psi_{qs1} \\
v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d\psi_{qs1}}{dt} + \omega_1\psi_{ds1} \\
v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d\psi_{ds2}}{dt} - (\omega_1 - (p_1 + p_2)\omega_r)\psi_{qs2} \\
v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d\psi_{qs2}}{dt} + (\omega_1 - (p_1 + p_2)\omega_r)\psi_{ds2} \\
0 = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_1 - p_1\omega_r)\psi_{qr} \\
0 = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_1 - p_1\omega_r)\psi_{dr}
\end{array} \right. \quad (\text{II.45})$$

Equations des flux :

$$\left\{ \begin{array}{l}
\psi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + M_{s1r}i_{dr} \\
\psi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + M_{s1r}i_{qr} \\
\psi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} - M_{s2r}i_{dr} \\
\psi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} - M_{s2r}i_{qr} \\
\psi_{dr} = L_r i_{dr} + M_{s2r}i_{ds2} - L_{s1r}i_{ds1} \\
\psi_{qr} = L_r i_{qr} + M_{s2r}i_{qs2} - L_{s1r}i_{qs1}
\end{array} \right. \quad (\text{II.46})$$

Ou :

$$R_r = R_{r1} + R_{r2}, L_r = L_{r1} + L_{r2}$$

Les équations mécaniques

Le couple électromagnétique est donné par la formule suivante :

$$C_{em,cas} = C_{em1} + C_{em2} = p_1 (\psi_{qs1}i_{qs1} - \psi_{ds1}i_{ds1}) + p_2 (\psi_{qs2}i_{qs2} - \psi_{ds2}i_{ds2}) \quad (\text{II.47})$$

L'équation mécanique :

$$(J_1 + J_2) \frac{d}{dt} \Omega = (C_r) - (C_{em1} + C_{em2}) - (C_{vis1} + C_{vis2}) \quad (\text{II.48})$$

Ou :

J_1 : Moment d'inertie de la DFIG 1,

J_2 : Moment d'inertie de la DFIG 2,

C_r : Couple de charge,

C_{em1} : Couple électromagnétique de la DFIG 1,

C_{em2} : Couple électromagnétique de la DFIG 2,

C_{vis1} : Coefficient de frottement de la DFIG 1,

C_{vis2} : Coefficient de frottement de la DFIG 2.

Les puissances actives et réactives peuvent être écrites comme suit :

$$\begin{cases} P_{s1} = \frac{3}{2} (v_{ds1} i_{ds1} + v_{qs1} i_{qs1}) \\ Q_{s1} = \frac{3}{2} (v_{qs1} i_{ds1} - v_{ds1} i_{qs1}) \\ P_{s2} = \frac{3}{2} (v_{ds2} i_{ds2} + v_{qs2} i_{qs2}) \\ Q_{s2} = \frac{3}{2} (v_{qs2} i_{ds2} - v_{ds2} i_{qs2}) \end{cases} \quad (II.49)$$

II.3.4.3 Validation du modèle de la machine asynchrone à double alimentation sans balais (BDFIM)

A l'aide du logiciel MATLAB, on va simuler les modèles des trois types de modèles (classique, modèle BDFIM à base de la cascade, modèle BDFIM simplifié) en fonctionnement (Moteur et génératrice), La BDFIM présente deux modes de fonctionnement : le mode asynchrone et le mode synchrone (SM).

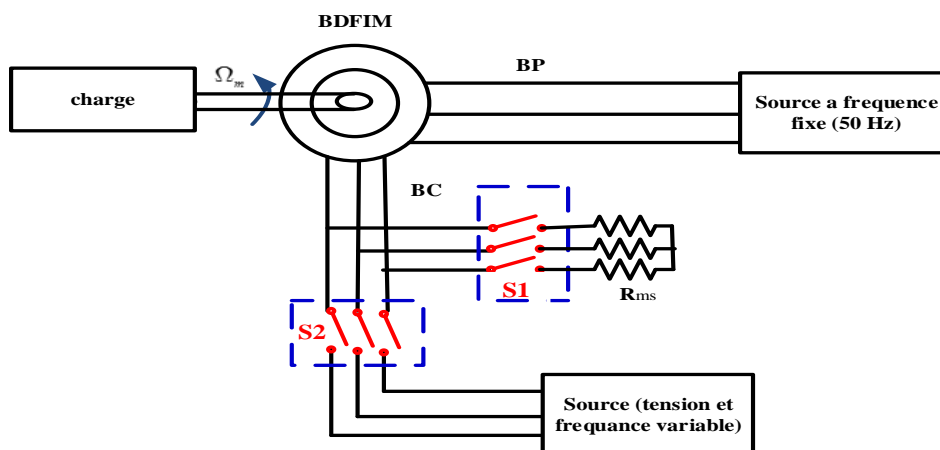


Figure.II.8 : Schéma global de simulation

Le mode synchrone est le plus intéressant dans les applications, le schéma global simulé est représenté par la Figure.II.8

Pour valider ce modèle on propose des simulations des deux modes avec les conditions données par le Tableau II.4

Tableau.II.4 Conditions de simulation de la MACHINES (M1, M2, M3)

Temps	Couple de charge	Mode de fonctionnements	CAS
[0-5]s	$C_{rM1} = 0$ $C_{rM2} = 0$ $C_{rM3} = 0$	Mode asynchrone (Switch S1 ferme et S2 ouvert)	1
[5-7] s	$C_{rM1} = -10 \text{ Nm}$ $C_{rM2} = -16 \text{ Nm}$ $C_{rM3} = -10 \text{ Nm}$	Mode asynchrone (Switch S1 ferme et S2 ouvert)	
[7-9]s	$C_{rM1} = -10 \text{ Nm}$ $C_{rM2} = -16 \text{ Nm}$ $C_{rM3} = -10 \text{ Nm}$	Mode synchrone (Switch S1 ouvert et S2 ferme)	2

On peut résumer les différentes parties de simulation par la Figure.II.9

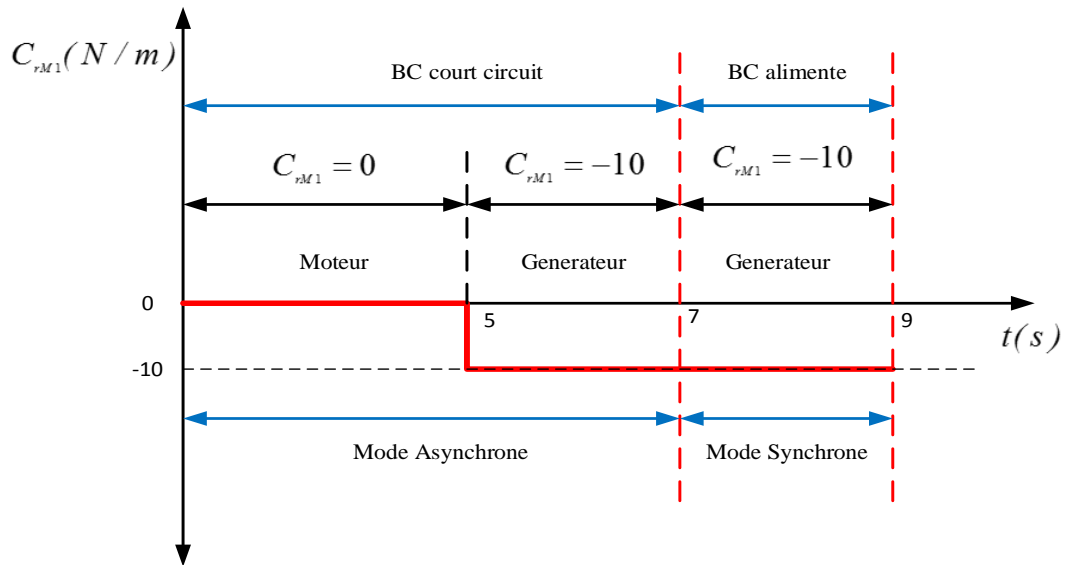


Figure.II.9 : Mode de fonctionnement de la BDFIM Machine M1

Les paramètres électriques des machines (M1 M2 M3) sont donnés dans l'annexe A.

A. Résultat de simulation de laMACHINE M1

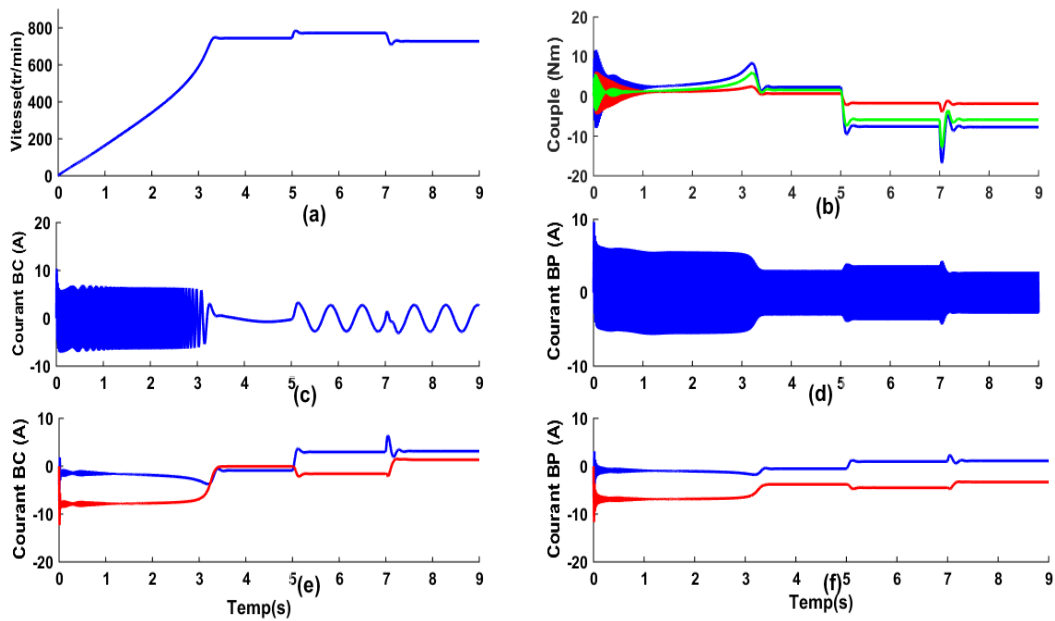


Figure.II.10 : Simulation du mode (asynchrone et synchrone) de la BDFIM dans un référentiel lié au BP (d,q) (a)vitesse du rotor(b)Couple électromagnétique total(en bleu) couple stator BP (vert) et couple stator BC (rouge)(c)Courant du bobinage de commande phase a(d)Courant du bobinage de puissance phase a(e)Courants dq du bobinage de commande (f) dq Courants du bobinage de puissance.

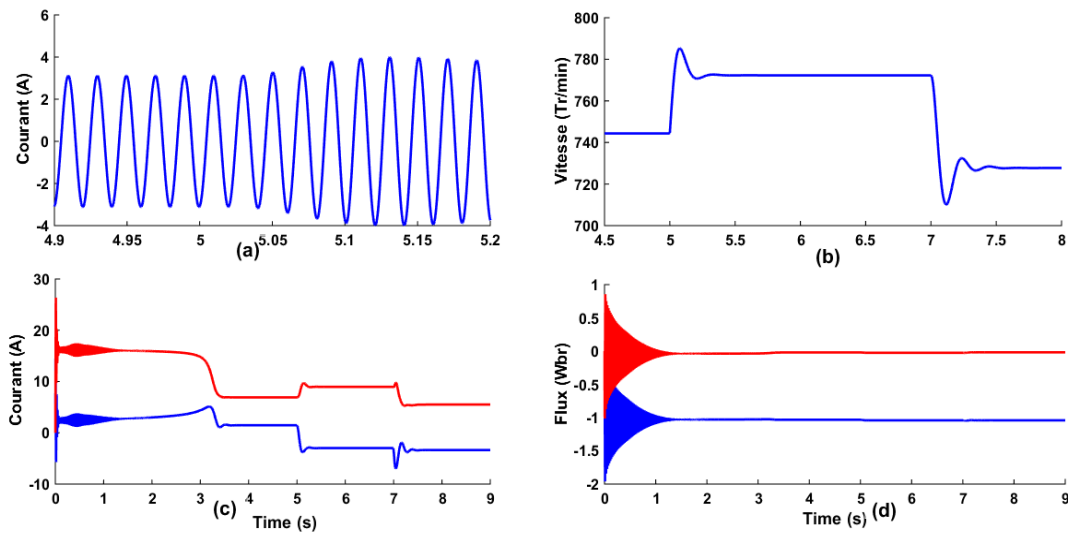


Figure.II.11 : Simulation des modes (asynchrone et synchrone) de la BDFIM dans un référentiel lié au BP (d,q) (a) Zoom courant du bobinage de puissance phase a (b) zoom vitesse du rotor (c) Courants dq du rotor (d) (e) flux dq du BP

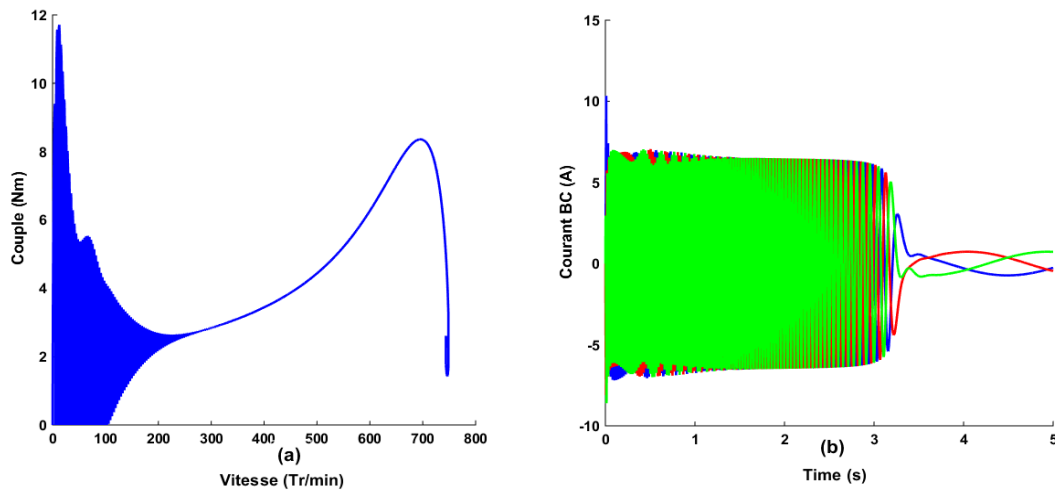


Figure.II.12 :simulation du mode (asynchrone BC court-circuit) de la BDFIM dans un référentiel lié au BP (d,q) (a) Couple électromagnétique total (b) Courant du bobinage de commande.

Interprétation des résultats

Parmi les procédures de synchronisation de la BDFIM, l'utilisation d'une seule alimentation lors du démarrage de la machine (S1 fermé et S2 ouvert) Figure.II.8. Dans ce mode de fonctionnement le BP est connecté au réseau et le BC est court-circuité alors la machine fonctionne à vide en mode moteur.

Cette configuration produit un couple électromagnétique qui permet l'accélération de la machine et atteindre une vitesse, en régime permanent, constante proche de la vitesse naturelle (750 tr/min).

On remarque que chaque stator développe un couple électromagnétique, seulement le Couple du deuxième stator (BC) est faible par rapport au premier stator (BP) car il y a une perte de puissance (le bobinage BC n'est pas alimenté). Le couple de la BDFIM est la superposition des couples des deux stators Figure. II.10(b) et Figure.II.12(a).

On constate ainsi l'importance des courants pendant le démarrage, après un temps égal à environ 3.4 s (dépendant de l'inertie de la machine), Les courants du BP se stabilisent et prennent leurs formes sinusoïdales avec une fréquence de 50 Hz, Figure.II.10(d).

On observe qu'une fois que la vitesse naturelle du rotor est atteinte ($n_n = 750$ tr/min), la fréquence du BC correspondant à cette vitesse est assez petite (proche du zéro) Figure.II.10(c) et Figure.II.12(b).

Durant le mode asynchrone et en fonctionnement moteur ($0 < t < 5$ s), le couple électromagnétique présente un pic important et des oscillations, nous observons que celui-ci

se stabilise à une valeur constante en régime permanent. On remarque aussi que la machine absorbe de forts courants de démarrage semblables à ceux de la machine asynchrone. [Figure.II.12\(a\)](#) et [Figure.II.10\(b\)](#). On peut affirmer que la BDFIM avec le BC en court-circuit (intervalle du temps [0 à 7 s]) se comporte comme une machine asynchrone à cage avec un nombre de pôle égale (P_p+P_c).

Une fois dans le mode synchrone, on peut alimenter le BC par une source de tension de (fréquences et tensions variables).

A $t=7s$, on alimente le BC par une tension (8V et $f_c = 1.49$ Hz). Dans ce cas on constate que cette variation implique des oscillations au niveau des grandeurs de la machine comme il est illustré sur la [Figure.II.10](#).

D'après les résultats de simulation obtenus, on observe que toute variation au niveau de la fréquence ou tension du BC a une influence directe sur la vitesse et le couple.

Si on change la fréquence du BC [Figure.II.11\(b\)](#), la vitesse du rotor s'adapte pour suivre l'équation de synchronisme (Équation. II.6) et diminue pour atteindre ($N_r=728$ tr/min), [Figure.II.11\(b\)](#).

A vide, la vitesse a une valeur proche de 750 tr/mn. Elle correspond alors à la vitesse pour un nombre de paire de pôle ($P_p+P_c = 4$). Donc la BDFIM tourne comme si nous avons une machine de (P_p+P_c) paires de pôles.

Le comportement de la machine BDFIM est similaire à celui de la machine asynchrone en mode asynchrone (BC court-circuit).

L'application de la charge $C_r = -10N.m$ (fonctionnement générateur mode asynchrone) au-delà de l'instant $t = 5$ s, engendre une augmentation au niveau de la vitesse ($N_r=772.3$ tr/min > à 750 tr/min) [Figure.II.11\(b\)](#). Dans ce cas, la machine fournit de l'énergie active vers la source et absorbe une certaine portion de l'énergie réactive nécessaire pour sa magnétisation.

Dans ce qui suit nous allons présenter les simulations de fonctionnement des machines M2 et M3. Les interprétations et les remarques développés ci-dessus restent valables pour ces deux machines.

B. Résultat de simulation pour la MACHINE M2 (7 kW)

En fait, la même procédure de simulation cas MACHINE M1

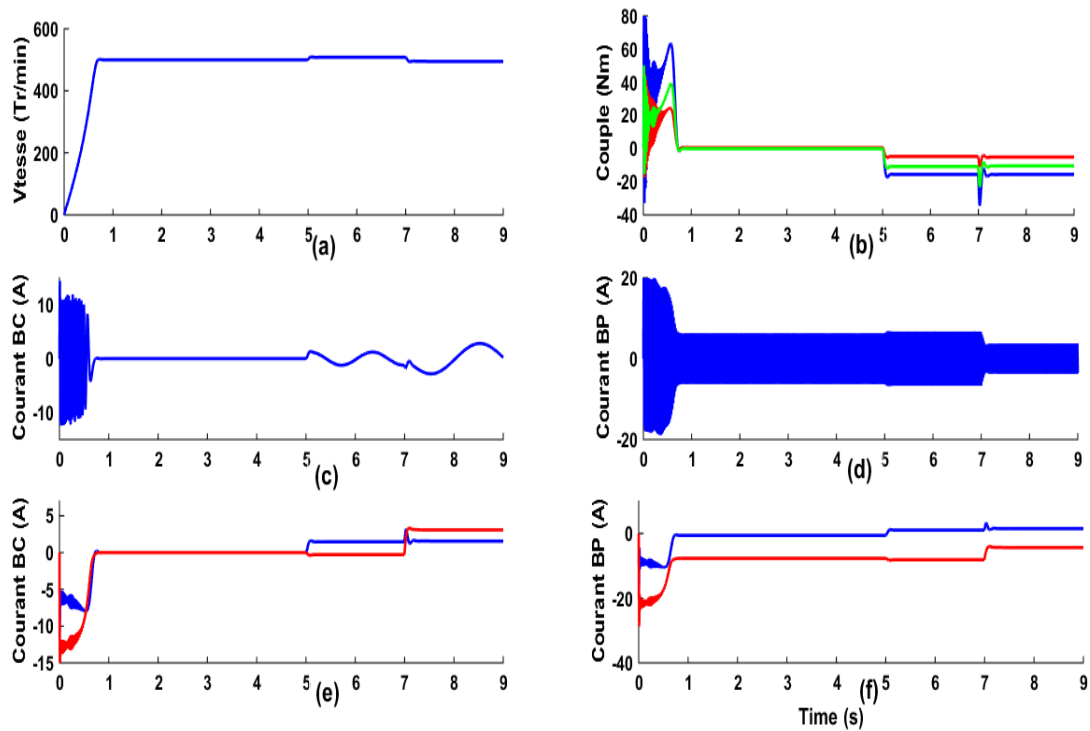


Figure.II.13 : Simulation du mode (asynchrone et synchrone) du BDFIM dans un référentiel lié au BP (d,q) (a) vitesse du rotor (b) Couple électromagnétique total(en bleu) couple stator BP (vert) et couple stator BC (rouge) (c) Courant du bobinage de commande phase a (d) Courant du bobinage de puissance phase a (e) dq Courant du bobinage de commande (f) dq Courant du bobinage de puissance.

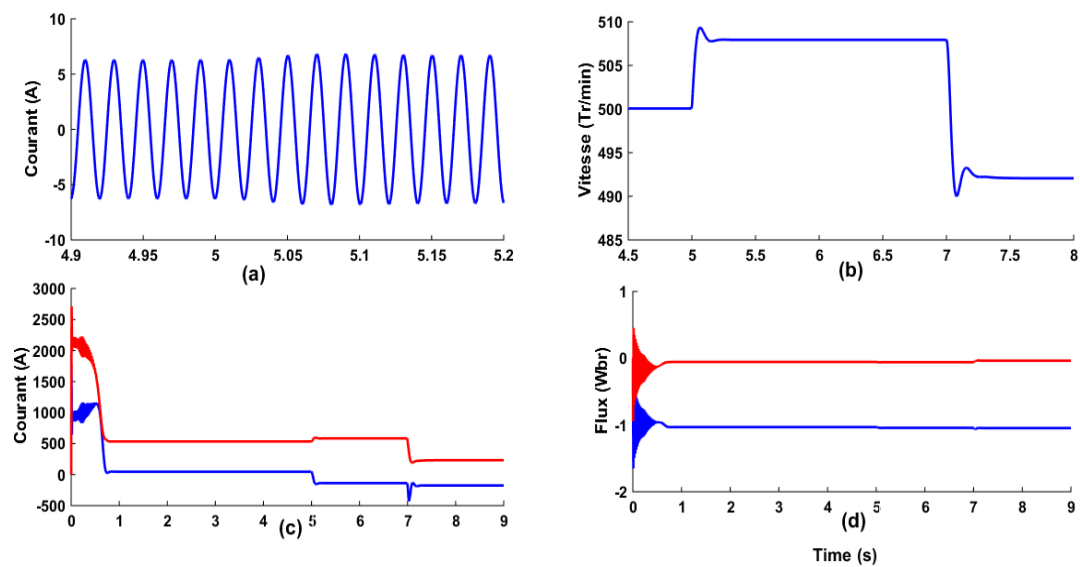


Figure.II.14 : Simulation du mode (asynchrone et synchrone) du BDFIM dans un référentiel lié au BP (d,q) (a) Zoom courant du bobinage de puissance phase a (b) zoom vitesse du rotor (c) dq Courants du rotor (d) (e) dq flux du BP

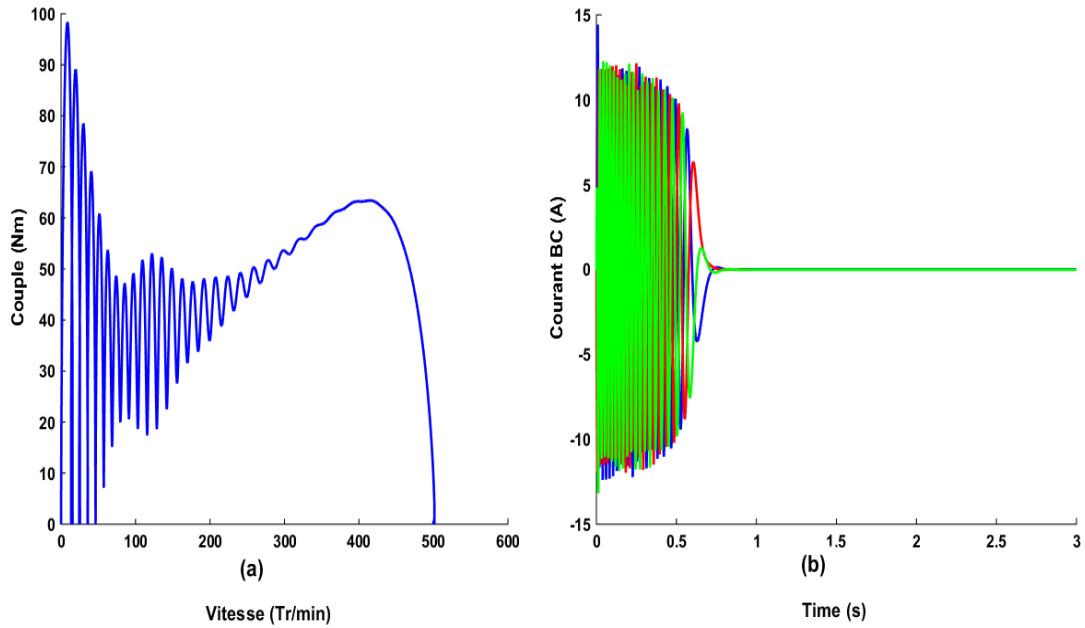


Figure.II.15 : Simulation du mode (asynchrone BC court-circuit) du BDFIM dans un référentiel lié au BP (d, q) (a) Couple électromagnétique total (b) Courant du bobinage de commande.

C. Résultat de simulation pour la MACHINE M3 cascade de deux DFIG (3.5 kW)

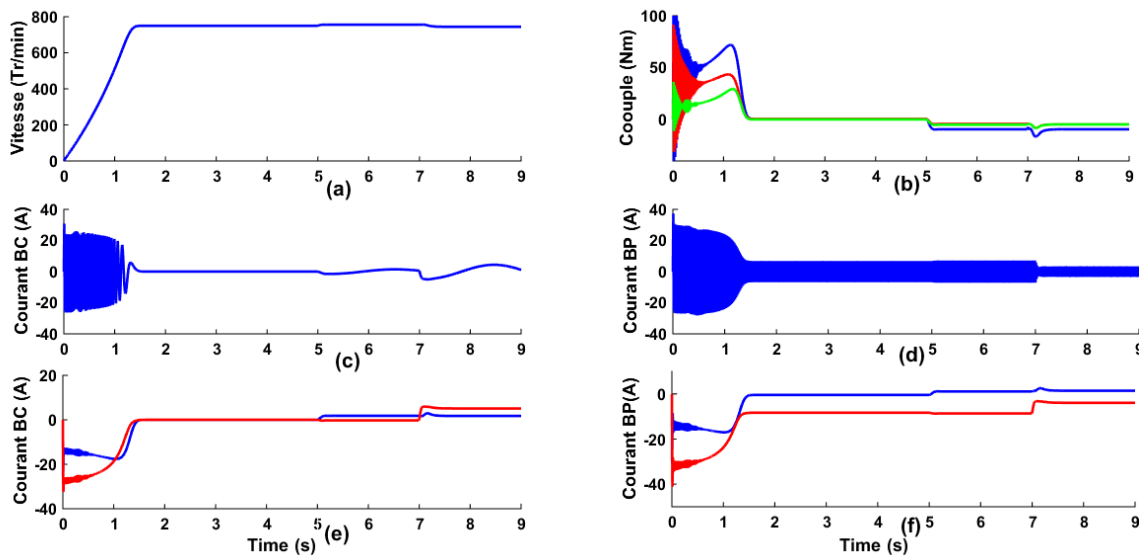


Figure.II.16 : Simulation du mode (asynchrone et synchrone) du BDFIM dans un référentiel lié au BP (d,q) (a) vitesse du rotor (b) Couple électromagnétique total(en bleu) couple stator BP (vert) et couple stator BC (rouge) (c) Courant du bobinage de commande phase a (d) Courant du bobinage de puissance phase a (e) dq Courants du bobinage de commande (f) dq Courants du bobinage de puissance.

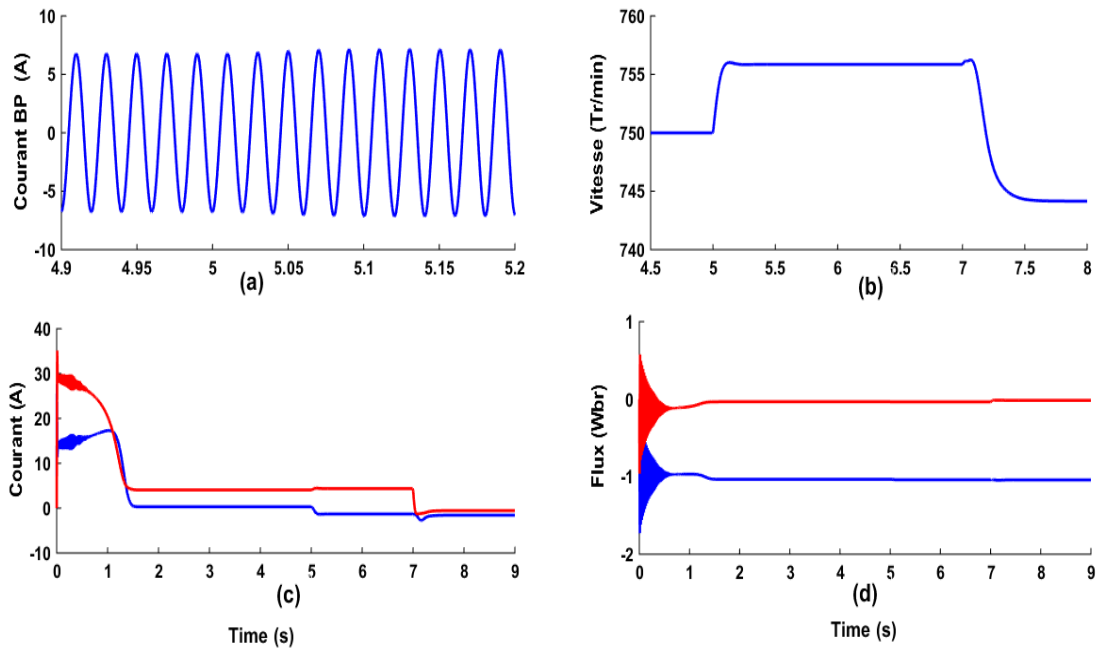


Figure.II.17 : Simulation du mode (asynchrone et synchrone) du BDFIM dans un référentiel lié au BP (d,q) (a) Zoom courant du bobinage de puissance phase a (b) zoom vitesse du rotor (c) dq Courants du rotor (d) (e) dq flux du BP.

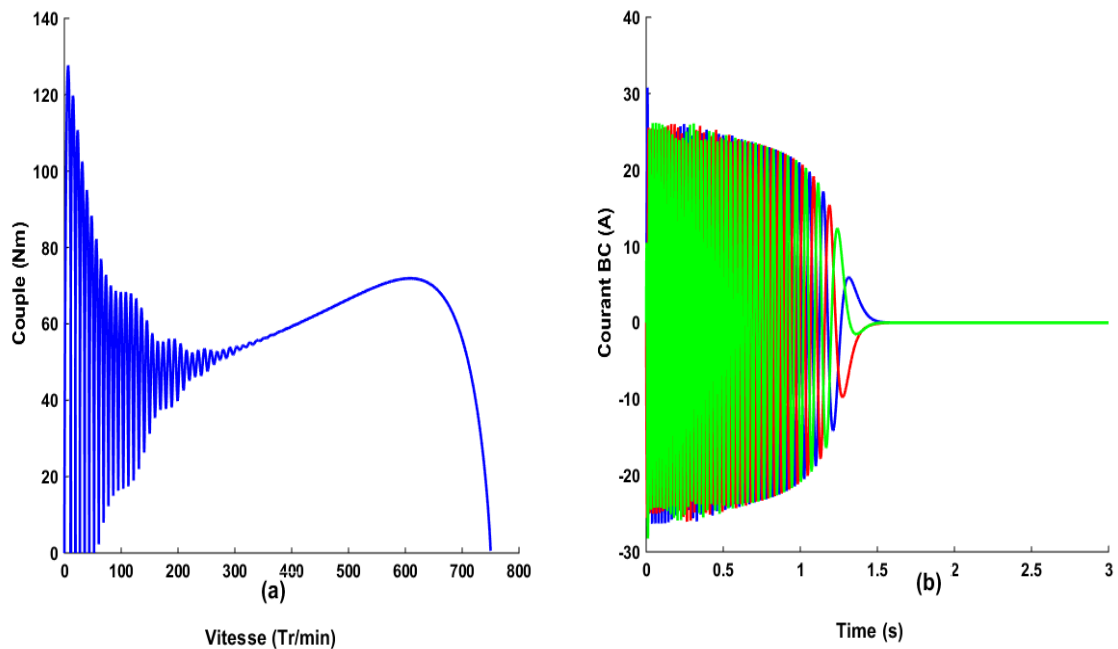


Figure.II.18 : Simulation du mode (asynchrone BC court-circuit) du BDFIM dans un référentiel lié au BP (d,q) (a) Couple électromagnétique total (b) Courant du bobinage de commande.

D. Résultat simulation pour la machine d'un modèle simplifié (cas de la machine M2=7 kW)

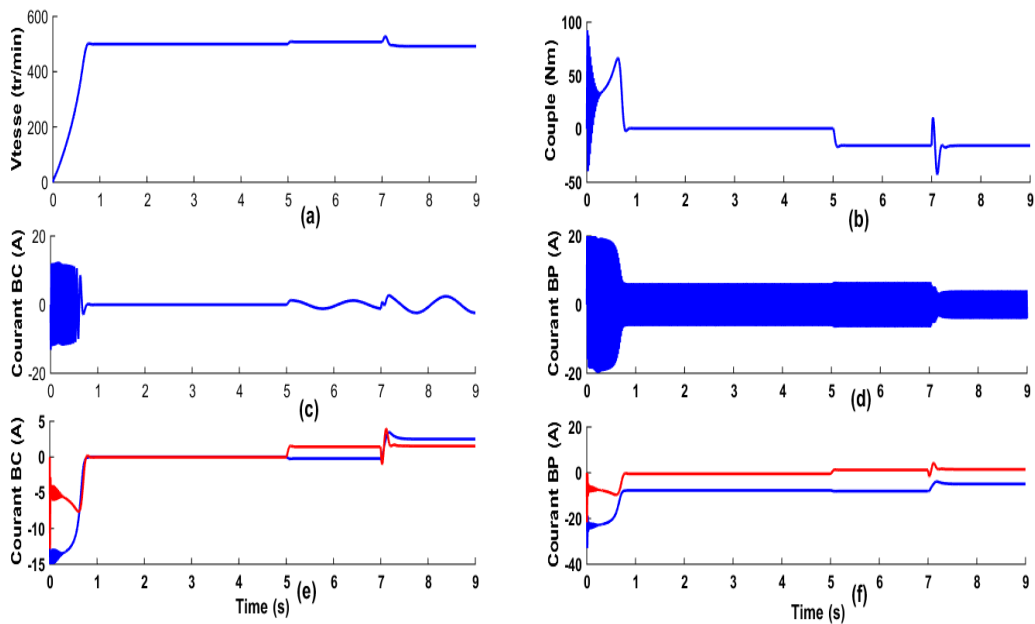


Figure.II.19 : Simulation du mode (asynchrone et synchrone) du BDFIM simplifier dans un référentiel lie au BP (d,q) (a) vitesse du rotor (b) Couple électromagnétique (c) Courant du bobinage de commande phase a (d) Courant du bobinage de puissance phase a (e) dq Courants du bobinage de commande (f) dq Courants du bobinage de puissance.

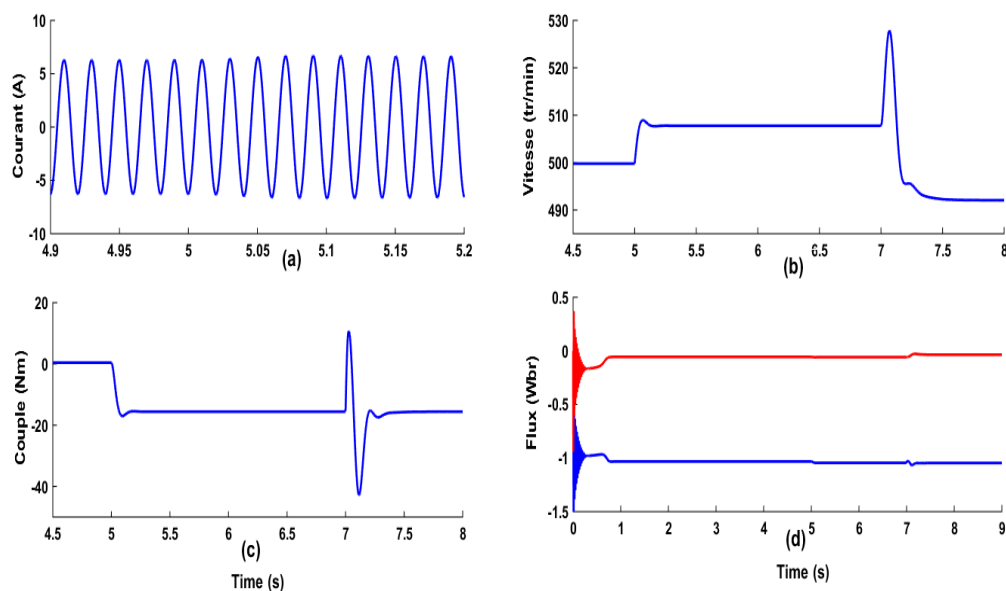


Figure.II.20 : Simulation du mode (asynchrone et synchrone) du BDFIM simplifier dans un référentiel lie au BP (d,q) (a) Zoom courant du bobinage de puissance phase a (b) zoom vitesse du rotor(c) couple électromagnétique(d) dq flux du BP.

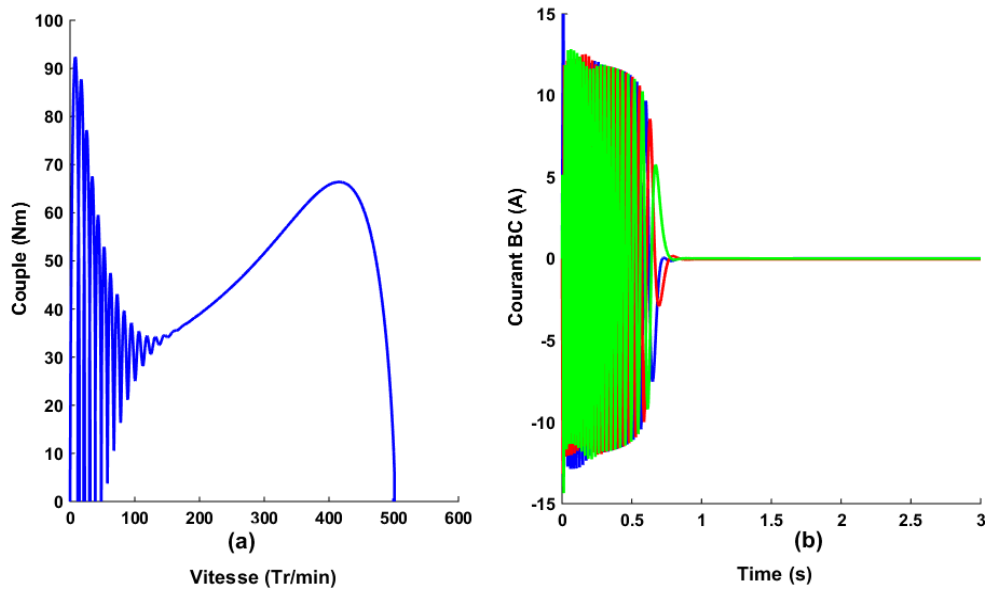


Figure.II.21 : Simulation du mode (asynchrone BC court-circuit) du BDFIM dans un référentiel lié au BP (d,q) (a) Couple électromagnétique (b) Courant du bobinage de commande.

II.4 Modélisation de la turbine éolienne

La turbine convertit l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique transmise à la BDFIM via un multiplicateur de vitesse gain G . (Figure. II.22) [25].

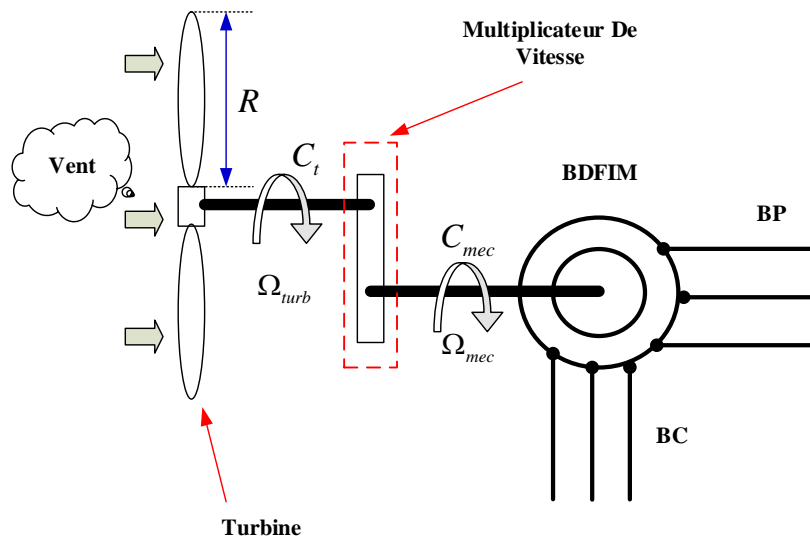


Figure .II.22 : Schéma de la turbine éolienne.

II.4.1 Equations de la Turbine

Les équations de la turbine usuellement utilisées [26-32]

Equations	Désignation
$P_v = \frac{1}{2} \pi \rho R^2 v^3$ (II.50)	puissance du vent: ρ (1.25 Kg/m ³) : est la densité d'air v : est la vitesse du vent R : longueur de la pale
$P_a = \frac{1}{2} \pi \rho R^2 C_p(\lambda, \beta) v^3$ (II.51)	P_a : puissance aérodynamique C_p : coefficient de puissance
$C_p(\lambda, \beta) = c_1(c_2 / \lambda_i + c_3 \beta + c_4) e^{-c_5 / \lambda_i} + c_6 \lambda_i$ (II.52)	$c_1 = 0.51, c_2 = 116, c_3 = 0.5, c_4 = 5,$ $c_5 = 21$ et $c_6 = 0.0068$
$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1}$ (II.53)	β : angle de l'orientation de pale
$C_a = \frac{P_a}{\Omega_{tur}} = C_p \frac{\rho \cdot S \cdot v^3}{2} \frac{1}{\Omega_{tur}}$ (II.54)	Ω_{tur} : vitesse de la turbine
$\lambda = \frac{R \Omega_{tur}}{v}$ (II.55)	λ : ratio de vitesse

La Figure.II.23 représente la variation de ce coefficient (C_p) en fonction du ratio de vitesse (λ) et de l'angle de l'orientation de la pale (β).

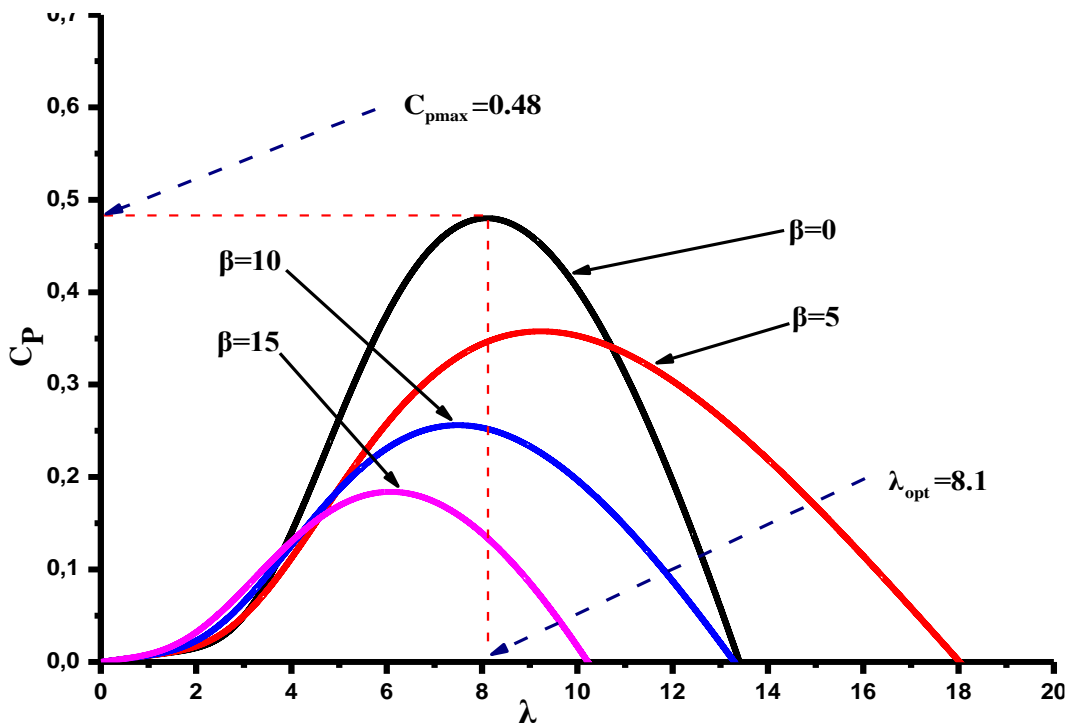


Figure.II.23 : Coefficient de puissance C_p en fonction du ratio de vitesse λ et de l'angle de l'orientation de la pale β

D'après la Figure.II.23, on trouve que la valeur maximale de C_p est ($C_{pmax}= 0.48$) qui correspond à l'angle de l'orientation de pale $\beta = 0$ et la valeur optimale du ratio de vitesse $\lambda = 8.1$. [32].

Pour extraire le maximum de la puissance générée, nous devons fixer le ratio de vitesse ($\lambda = 8.1$) et le coefficient de puissance maximal ($C_{pmax}=0.48$).

Le couple de la turbine est le rapport de la puissance aérodynamique à la vitesse de rotation de la turbine :

$$C_a = \frac{P_a}{\Omega_{tur}} = C_p \frac{\rho \cdot S \cdot v^3}{2} \frac{1}{\Omega_{tur}} \quad (\text{II.56})$$

Le ratio de vitesse (λ) est défini comme le rapport entre la vitesse linéaire des pales (la vitesse de rotation de la turbine) et la vitesse du vent [29,31].

$$\lambda = \frac{R\Omega_{tur}}{v} \quad (\text{II.57})$$

II.4.2 Modélisation du Multiplicateur

La turbine est normalement couplée à l'axe du générateur par un multiplicateur dont le gain de vitesse (G) est choisi afin de placer la vitesse d'axe du générateur dans une marge de vitesse désirée. En négligeant les pertes de transmission, le couple et la vitesse de la turbine se sont rapportés au côté du générateur par [27] :

$$C_g = \frac{C_t}{G} \quad (\text{II.58})$$

$$\Omega_{tur} = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (\text{II.59})$$

Où :

C_g : est le couple du générateur,

Ω_{mec} : est la vitesse de rotation du générateur

II.4.3 Modélisation de l'Arbre Mécanique :

L'arbre est composé d'une masse correspondant à l'inertie du rotor de la turbine supportant les pales, le moyeu et une petite inertie représentant le rotor du générateur. Dans le modèle mécanique proposé, l'inertie totale (J) est celle du générateur (J_g) et l'inertie de la turbine (J_{tur}), ramenée au rotor du générateur [31], où :

$$J = \frac{J_{tur}}{G^2} + J_g \tag{II.60}$$

$$J \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_{mec} \tag{II.61}$$

$$C_{mec} = C_g - C_{em} - C_{vis} \tag{II.62}$$

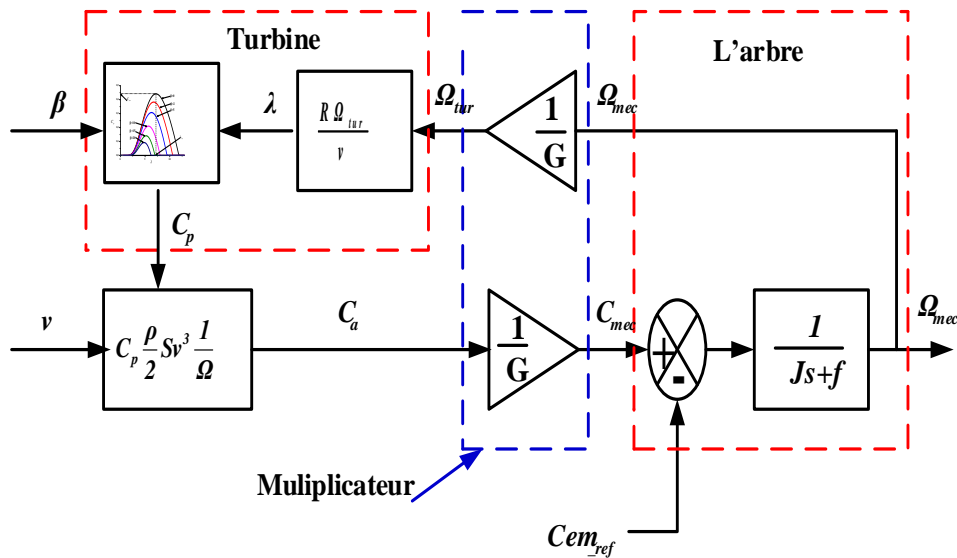


Figure.II.24 : Schéma bloc du modèle de la turbine éolienne.

Le couple issu du frottement est modélisé par le coefficient de frottement visqueux (f)

$$C_{vis} = f\Omega_{mec} \tag{II.63}$$

Où (C_{em}) est le couple électromagnétique du BDFIM.

Le schéma bloc correspondant à la modélisation de la turbine éolienne se déduit aisément des équations ci-dessus et est représenté par la Figure.II.24

II.5 Modélisation de l'Onduleur à MLI (Machine Side Converter MSC)

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternative. Il permet d'alimenter la machine par un système de tension alternative. Il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir à la sortie une tension et un courant alternatif de valeur moyenne nulle.

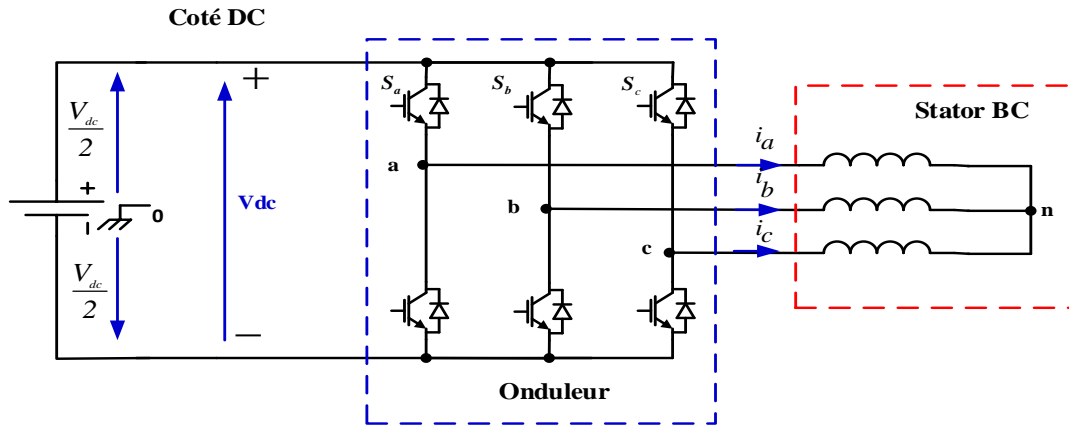


Figure.II.25 : Schématisation de l'ensemble convertisseur-stator de commande.

Afin d'établir un modèle mathématique du convertisseur, nous considérons les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Les éléments de commutation sont parfaits
- La charge est triphasée équilibrée et couplée en étoile avec point neutre isolé,
- Chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélisé par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante :

$S_i = 1$: L'interrupteur i est fermé

$S_i = 0$: L'interrupteur i est ouvert

La commande des deux interrupteurs du même bras doit être complémentaire pour assurer la continuité des courants de sortie et éviter le court-circuit de la source [34-35].

Avec : $S_i + \overline{S_i} = 1$ et $i = a...c$.

On peut écrire la relation de Châles pour les trois tensions composées u_{ab}, u_{bc} et u_{ca} en prenant en considération le point fictif "o" :

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{a0} + u_{0b} = u_{a0} - u_{b0} \\ u_{bc} = u_{b0} + u_{0c} = u_{b0} - u_{c0} \\ u_{ca} = u_{c0} + u_{0a} = u_{c0} - u_{a0} \end{cases} \quad (II.64)$$

u_{a0}, u_{b0}, u_{c0} : sont des tensions d'entrée du convertisseur c.à.d. des tensions continues. Soit "n" l'indice du point neutre du côté alternatif (coté machine). On peut avoir aussi :

$$\begin{cases} u_{a0} = u_{an} + u_{n0} \\ u_{b0} = u_{bn} + u_{n0} \\ u_{c0} = u_{cn} + u_{n0} \end{cases} \quad (\text{II.65})$$

Avec u_{n0} la tension fictive entre le neutre de la machine et le point fictif d'indice "o".

Les tensions simples u_{an} , u_{bn} et u_{cn} (tension de sortie) forment un système triphasé équilibré, tel que :

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (\text{II.66})$$

La substitution de (II.64) dans (II.65) donne :

$$u_{n0} = \frac{1}{3}(u_{an} + u_{bn} + u_{cn}) \quad (\text{II.67})$$

En remplaçant (II.67) dans (II.65) on obtient :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{a0} - \frac{1}{3}u_{b0} - \frac{1}{3}u_{c0} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{a0} + \frac{2}{3}u_{b0} - \frac{1}{3}u_{c0} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{a0} - \frac{1}{3}u_{b0} + \frac{2}{3}u_{c0} \end{cases} \quad (\text{II.68})$$

L'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu alternatif (DC / AC).

$$[u_{AC}] = [T][u_{DC}] \quad (\text{II.69})$$

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.70})$$

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.71})$$

II.6 Modélisation du Redresseur MLI (GSC)

Dans cette partie, nous nous sommes intéressés à la modélisation de la connexion du, avec le réseau électriques via le filtre R L. La [Figure.II.26](#) illustre l'ensemble de la liaison au réseau électrique constitue du bus continu, du GSC et du filtre d'entrée.

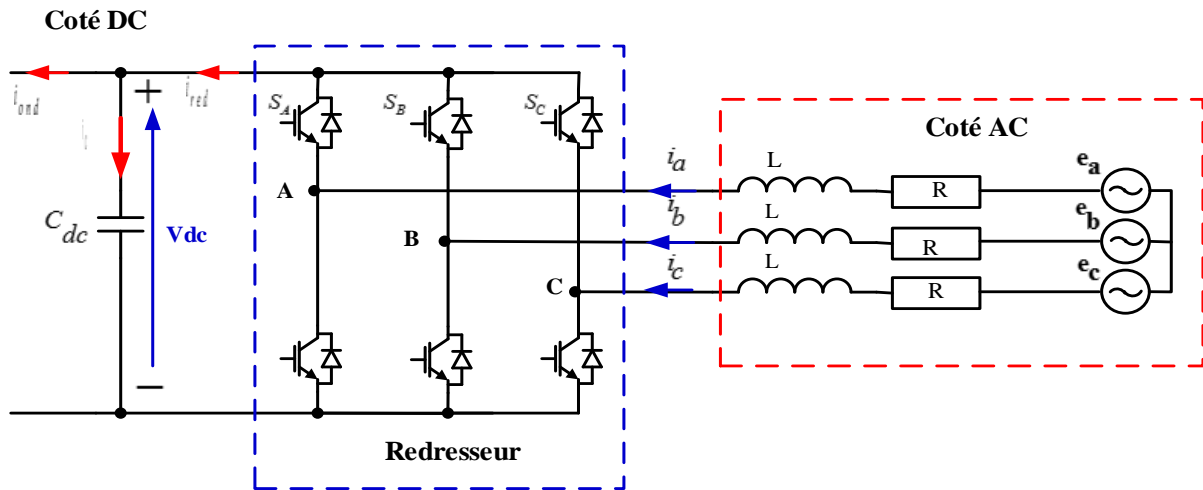


Figure.II.26 : Schématisation du convertisseur coté réseaux (GSC)

i_{red}, i_{ond} : Respectivement les courants modules par le GSC et le MSC,

i_c : Le courant traversant le condensateur,

V_{dc} : La tension du bus continu (tension aux bornes du condensateur),

R, L : respectivement la résistance et l'inductance du filtre RL,

Comme montré sur la Figure.II.26, nous avons introduit un deuxième convertisseur de puissance pour faire la liaison du stator (BC) au réseau électrique à travers un filtre passif R-L. Le convertisseur de puissance aura deux rôles

- maintenir la tension du bus continu constante
- Assurer le transit de puissance entre le stator (BC) de la machine (BDFIM) et le réseau électrique

Le rôle du filtre est d'atténuer les harmoniques d'ordre supérieur générés par le convertisseur de puissance du côté réseau. Notons qu'un éventuel transformateur aurait dû être introduit entre le filtre et le réseau pour adapter la tension de sortie du convertisseur à celle du réseau. Dans notre cas, le transformateur est considéré comme un simple gain de tension.

II.6.1 Modèle du bus continu

La tension aux bornes du condensateur du bus continu est obtenue à partir de l'intégration du courant circulant dans le condensateur :

$$i_c = C \left(\frac{dV_{dc}}{dt} \right) \tag{II.72}$$

Le courant dans le condensateur est issu d'un nœud à partir duquel circulent deux courants générés par le MSC et le GSC (Figure.II.26)

$$\mathbf{i}_{cond} = \mathbf{i}_{red} - \mathbf{i}_{ond} \quad (\text{II.73})$$

Ainsi, le bus continu sera modélisé par la fonction de transfert suivante :

$$V_{dc} = \frac{1}{CS} \quad (\text{II.74})$$

II.6.2 Modèle du convertisseur MSC

Le MSC étant à deux niveaux et réversible donc identique au convertisseur GSC. Son modèle sera identique à celui étudié dans le paragraphe précédent.

$$\begin{bmatrix} u_{An} \\ u_{Bn} \\ u_{Cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.75})$$

De plus, s'il fonctionne en redresseur, le courant redressé sera donné par :

$$\mathbf{i}_{red} = S_A \mathbf{i}_A + S_B \mathbf{i}_B + S_C \mathbf{i}_C \quad (\text{II.76})$$

II.6.3 Modèle de liaison au réseau dans le repère de Park

Les courants transitant entre le convertisseur et le réseau sont imposés par les bobines constituant le filtre passe-bas RL. La tension aux bornes de ce filtre est donnée par :

$$\begin{bmatrix} v_{af} \\ v_{bf} \\ v_{cf} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} \quad (\text{II.77})$$

En appliquant la transformation de Park, nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} v_{df} \\ v_{qf} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{df} \\ i_{qf} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{df} \\ i_{qf} \end{bmatrix} + L\omega_s \begin{bmatrix} -i_{qf} \\ i_{df} \end{bmatrix} \quad (\text{II.78})$$

On pose :

$$\begin{cases} -L\omega_s i_{qf} = e_{df} \\ L\omega_s i_{df} = e_{qf} \end{cases} \text{ et } \begin{cases} V_{df} = v_{df} - e_{df} \\ V_{qf} = v_{qf} - e_{qf} \end{cases}$$

On aura :

$$\begin{bmatrix} V_{df} \\ V_{qf} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{df} \\ i_{qf} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{df} \\ i_{qf} \end{bmatrix} \quad (\text{II.79})$$

D'où on obtient deux fonctions de transfert identiques représentant le modèle du filtre passif dans le repère de Park

$$\frac{i_{df}}{V_{df}} = \frac{i_{qf}}{V_{qf}} = \frac{1}{R + LS} \quad (\text{II.80})$$

Les puissances active et réactive générées par le GSC sont définies par :

$$\begin{cases} P_f = \frac{3}{2}(V_{df}i_{df} + V_{qf}i_{qf}) \\ Q_f = \frac{3}{2}(V_{qf}i_{df} - V_{df}i_{qf}) \end{cases} \quad (\text{II.81})$$

II.7 Conclusion

Ce deuxième chapitre a traité la description et la modélisation d'un système éolien à base d'une machine asynchrone à double alimentation sans balais (BDFIM). D'abord, une description du système éolien à base de la BDFIM avec l'explication du mode de fonctionnement synchrone et les mécanismes de couplage magnétique dans la BDFIM a été présentée. Ensuite, nous sommes intéressés à la modélisation des différents modèles de la BDFIM (classique, cascade, simplifié). Des résultats de simulation ont été obtenus à l'aide du logiciel Matlab/Simulink pour valider les trois modèles de la BDFIM. La modélisation de la turbine, du convertisseur coté machine (MSC), du convertisseur coté réseau (GSC), du bus continu et la liaison avec le réseau ont été réalisées.

Dans le chapitre qui suit nous avons abordé la commande d'un système éolien à base d'une BDFIM avec l'application des différentes stratégies de commande pour chaque parti du système éolien.

II.8 References

- [1] P. C. Roberts, A Study of Brushless Doubly-Fed (Induction) Machines. Phd thesis, University of Cambridge, 2005.
- [2] E. Wiedenbrug, M. Boger, A. Wallace, and D. Patterson, "Electromagnetic mechanism of synchronous operation of the brushless doubly-fed machine," in IAS '95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting, vol. 1, pp. 774-780, IEEE, 1995.
- [3] Einar Vilmarsson, "Control Algorithm for a BDFIG based Wind Turbine Drivetrain including Rotor Position Estimation," Master of Science Thesis. Delft University of Technology October 30, 2014.

- [4] S. Williamson, A. Ferreira, and A. Wallace, "Generalised theory of the brushless doubly-fed machine. Part 1: Analysis," IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol. 144, no. 2, p. 111, 1997.
- [5] R. McMahon, P. Roberts, X. Wang, and P. Tavner, "Performance of BDFM as generator and motor," IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol. 153, no. 2, p. 289, 2006.
- [6] I. Sarasola, I. « Control robusto de una maquina de induccion doblemente alimentada por el estator en aplicaciones de generacion de energia a velocidad variable » Tesis Doctoral en el programa de Doctorado en AUTOMATICA Y ELECTRONICA
- [7] P. Roberts, R. McMahon, P. Tavner, J. Maciejowski, and T. Flack, "Equivalent circuit for the brushless doubly fed machine (BDFM) including parameter estimation and experimental verification," IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol. 152, no. 4, p. 933, 2005.
- [8] A. Broadway and L. Burbidge, "Self-cascaded machine: a low-speed motor or high-frequency brushless alternator," Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, vol. 117, no. 7, p. 1277, 1970.
- [9] R. Spee, A. Wallace, and G. Alexander, "Synchronous drive performance of brushless doubly-fed motors," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no. 4, pp. 963-970, 1994.
- [10] F. J. POZA LOBO « Modélisation, conception et commande d'une machine asynchrone sans balais doublement alimentée pour la génération a vitesse variable » Thèse de Doctorant. INSNat Poly Grenoble 2003.
- [11] Roberts, P.C., McMahon, R.A., Tavner, P.J., Maciejowski, J.M. and Flack, T.J.: 'Equivalent circuit for the brushless doublyfed machine (BDFM) including parameter estimation and experimentalverification', IET ProceedingsElectrical Power Applications, 2005, 152, (4), pp. 933-942.
- [12] Tohidi, S., Zolghadri, M.R., Oraee, H., et al.: 'Performance of the brushless doubly-fed machine under normal and fault conditions', IET Electr. Power Appl., 2012, 6, (9), pp. 621-627.
- [13] Long, T., Shao, S., Abdi, E., et al.: 'Asymmetrical low-voltage ride through of brushless doubly fed induction generators for the wind power generation', IEEE Trans. Energy Convers., 2013, 28, (3), pp. 502-511.
- [14] Roberts, P.C.: 'A study of brushless doubly fed (induction) machines', Ph.D. dissertation, Emanuel College, University of Cambridge, Cambridge, 2004

- [15] Poza, J., Oyarbide, E., Roye, D., et al.: ‘Unified reference frame dq model of the brushless doubly fed machine’, *IEE Proc., Electr. Power Appl.*, 2006, 153, (5), pp. 726-734.
- [16] Tohidi, S., Oraee, H., Zolghadri, M.R., et al.: ‘Analysis and enhancement of low-voltage ride-through capability of brushless doubly fed induction generator’, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2013, 60, (3), pp. 1146-1155.
- [17] Tohidi, S., Tavner, P., McMahon, R., et al.: ‘Low voltage ride-through of DFIG and brushless DFIG: Similarities and differences’, *Electr. Power Syst. Res.*, 2014, 110, pp. 64-72.
- [18] Roberts, P.C., Jalebi, E.A., McMahon, R.A., et al.: ‘Real-time rotor bar current measurements using Bluetooth technology for a brushless doubly fed machine (BDFM)’. *Second Int. Conf. on Power Electronics, Machines and Drives, 2004 (PEMD 2004)*, 2004, vol. 1, pp. 120-125.
- [19] SajjadTohidi, ‘Analysis and simplified modelling of brushless doubly-fed induction machine in synchronous mode of operation’, *IET Electric Power Applications*, February 2016, the Institution of Engineering and Technology.
- [20] RamtinSadeghi, Seyed M, Madani, MohammadAtaei, ‘ a new smooth synchronisation of brushless doubly fed induction generator by applying a proposed machine model’, *iee transactions on sustainable energy*, vol.9, no 1, January 2018.
- [21] B.Hopfensperger, D.J.Atkinson and R.A.Lakin —Combined magnetising flux oriented control of the cascaded doubly fed induction machine“, in *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 148, No. 4, July 2001.
- [22] K. Protsenko, “Modeling and Control of Brushless Doubly-Fed Induction Generators in Wind Energy Applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 1191–1197, May 2008.
- [23] N. PATIN, E. MONMASSON, J.-P. Louis, “Modeling and Control of a Cascaded Doubly-Fed Induction Generator based on Dynamical Equivalent Circuits,” *Mathematics and Computers in Simulation* (2008), doi:10.1016/j.matcom.2010.04.016.
- [24] GrzegorzIwanski Gonzalo Abad “Modeling and laboratory research on brushless DFIG”*The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering* (2011), Vol. 31Iss 1 pp. 248 – 260.
- [25] MAHBOUB Mohamed Abdelbasset, ‘Commande Robuste d'un Systeme de Generation Eolien a base de Generatrice Double Alimentee sans Balais, Thèse Doctorat, Université Batna 2, 2016.

- [26] C. Saget, "La variation électronique de vitesse au service de la production d'énergie électrique par éolienne," REE, No. 7, pp. 42-48, Juillet 1998.
- [27] D. Aouzellag, K. Ghedamsi, E.M. Berkouk, "Network power flux control of a wind generator," Renewable Energy, Vol. 34, pp. 615-622, 2009.
- [28] S. El Aimani, "Modelling and simulation of doubly fed induction generator for variable speed wind turbines integrated in a distribution network", In: 10th European Conference on Power Electronics and Application, Toulouse, France, 2003.
- [29] S. El Aimani, "Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension," Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2004.
- [30] E. S. Abdin, W. Xu, "Control design and dynamic performance analysis of wind turbine-induction generator unit," IEEE Trans. on Energy Convers., Vol. 15, No. 1, pp. 91-96, 2000.
- [31] E. Koutroulis and K. Kalaitzakis. Design of a maximum power tracking system for wind-energy conversion Applications. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006; 53(2): 486-494.
- [32] A. Rahab, F.Senani, H. Benalla, "Direct Power Control of Brushless Doubly-Fed Induction Generator Used in Wind Energy Conversion System", International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS) 2017.
- [33] Asim Bensadeq, 'Advanced Control Techniques For Doubly Fed Induction Generator Based Wind Turbine Converters To Improve Low Voltage Ride-Through During System Imbalances, Phd Thesis, University of Leicester, 2012.
- [34] TIR ZOHEIR, 'Contribution à l'Étude d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation sans Balais en vue de son Application dans le Domaine de l'Energie Eolienne, Thèse Doctorat, Université Batna, 2014.
- [35] MAHBOUB Mohamed Abdelbasset, 'Commande Robuste d'un Systeme de Generation Eolien à base de Generatrice Double Alimentation sans Balais, Thèse Doctorat, Université Batna 2, 2016.

CHAPITRE III

III.1 Introduction

Ce chapitre est dédié à la commande d'un système éolien basé sur la machine asynchrone à double alimentation sans balais (BDFIM), nous avons abordé la commande du convertisseur côté machine (MSC) et la commande du convertisseur côté réseau (GSC), la première partie consiste à appliquer deux stratégies pour la commande du MSC ; la commande vectorielle (FOC) et la commande directe de puissance (DPC) dont l'estimation du flux est assurée par une nouvelle méthode basée sur la boucle verrouillée en fréquence (SOGI-FLL) du second ordre et à la fin de cette partie des résultats de simulation de la DPC sont présentées et analysées. Dans la deuxième partie la commande du GSC est assurée par la DPC classique et DPC à base du flux virtuel avec l'estimation du flux, est assurée par la technique de synchronisation de type (SOGI-FLL), des résultats de simulation pour les deux méthodes sont présentées et analysées pour trois cas (réseau équilibré, réseau déséquilibré et réseau distordu). Dans la dernière partie nous avons présenté des résultats de simulation de la chaîne complète (WEC-BDFIM) pour deux profils de vitesse du vent (un échelon et un profil de vent variable).

III.2 Contrôle convertisseur MSC

La modélisation BDFIM est beaucoup plus complexe, ce qui rend la conception du système de contrôle assez compliquée. Différentes stratégies de contrôle ont été utilisées pour contrôler le convertisseur côté machine (MSC) (contrôle scalaire, contrôle direct du couple, contrôle direct de puissance, contrôle flou, et contrôle à flux orienté basé sur le flux du rotor ou l'orientation du flux / tension du stator) [1]. Actuellement, le contrôle vectoriel est principalement adopté pour mettre en œuvre le contrôle de découplage de puissance de la BDFIM [2], [3], [4]. Mais le contrôle vectoriel nécessite un algorithme de contrôle compliqué et un processeur à haute performance, et dépend fortement des paramètres de la machine, ce qui conduit généralement à une faible robustesse du système [5]. Le contrôle direct du couple (DTC) avec un algorithme de contrôle plus simple, une réponse dynamique plus rapide et une meilleure robustesse que le contrôle vectoriel a été utilisé pour le système de contrôle BDFIM à fréquence constante, à vitesse variable [5], [6], [7]. Cependant, l'observateur de flux de DTC est sensible à la variation du paramètre du générateur et à l'identification incomplète, ce qui conduit à un mauvais système de contrôle en temps réel. En variante, la commande de puissance directe (DPC), dérivée de la commande DTC, peut directement découpler et contrôler indépendamment les puissances active et réactive pour mettre en œuvre le suivi de

puissance. DPC a un algorithme plus simple et moins de calcul que la DTC, et n'a pas besoin d'observer l'amplitude du flux, ce qui peut résoudre le problème du contrôle en temps réel du système causé par l'observateur du flux sensible aux variations des paramètres du générateur. Par conséquent, la DPC appliquée au convertisseur (MSC) a été retenue pour contrôler la machine (BDFIM) [8], [5], [6], [1], les trois stratégies sont basées sur le même principe avec la seule différence existant entre les différentes méthodes dans l'estimation de flux.

III.2.1 Contrôle à flux orienté (FOC) de la BDFIM

Si l'axe d du référentiel synchrone BP est aligné sur le flux d'entrefer du BP, la résistance R_p du BP peut être négligée [3,9]. Alors les équations II.32 et II.33 s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} V_{dsp} = 0 \\ V_{qsp} = V_p = \omega_p \cdot \Phi_p \end{cases} \quad (III.1)$$

$$\begin{cases} \Phi_{dsp} = L_{sp} i_{dsp} + M_{spr} i_{dr} \\ 0 = L_{sp} i_{qsp} + M_{spr} i_{qr} \end{cases} \quad (III.2)$$

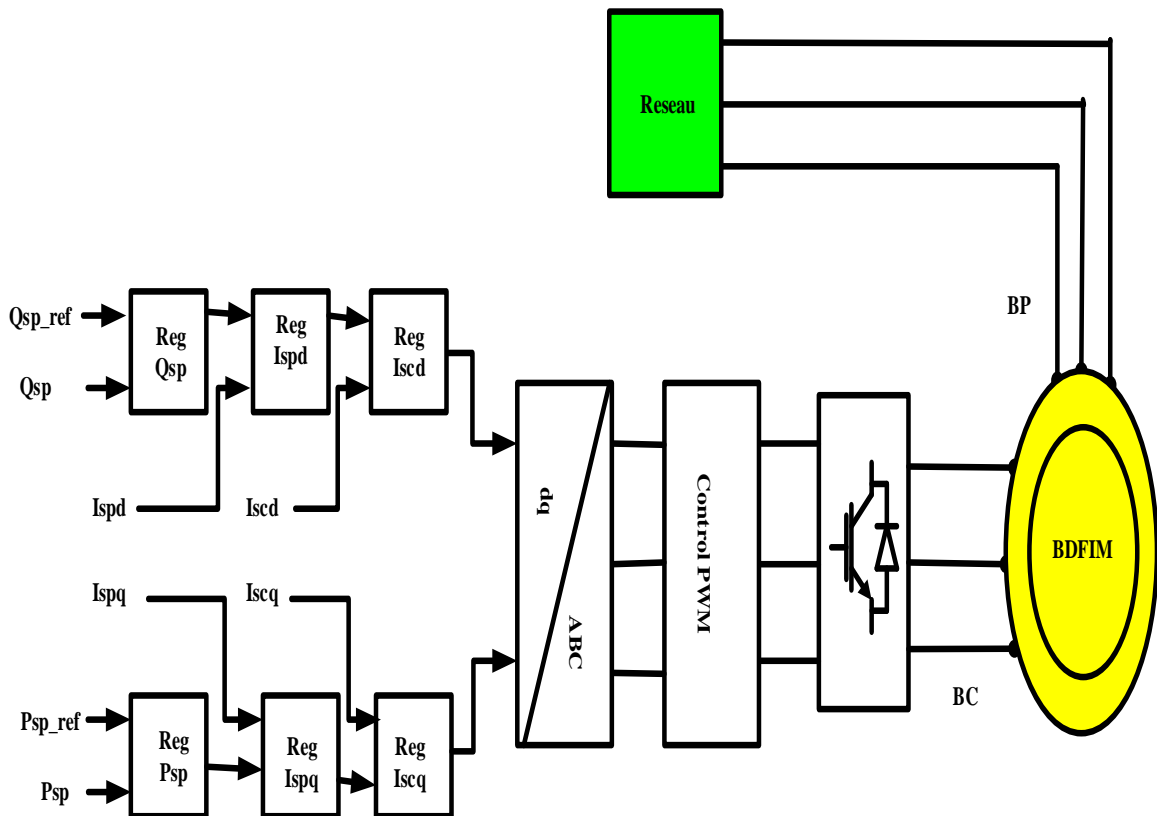


Figure. III.1 : Synoptique de la Commande FOC de la BDFIM

À partir de l'équation (III.2), les relations reliant les courants du rotor aux courants BP sont déduites comme suit :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{\Phi_p}{M_{spr}} - \frac{L_{sp}}{M_{spr}} i_{dsp} \\ i_{qr} = -\frac{L_{sp}}{M_{spr}} i_{qsp} \end{cases} \quad (III.3)$$

La **Figure. III.1** montre l'algorithme de commande de la BDFIM [3]

Ce schéma est basé sur la méthode de régulation en cascade [3].

Deux voies de régulation indépendantes sont implémentées :

Contrôle de puissance réactive : $Q_{sp} \rightarrow i_{spd} \rightarrow i_{scd} \rightarrow V_{scd}$

Contrôle de puissance active : $P_{sp} \rightarrow i_{spq} \rightarrow i_{scq} \rightarrow V_{scq}$

III.2.1.1 Contrôle du courant du BP

La dérivée du current (BC) est donnée par l'équation [3]:

$$\frac{di_{scd}}{dt} = \frac{R_p L_{sp}}{M_{spr} M_{scr}} i_{scd} - \frac{L_{sp} L_r \sigma_{sp}}{M_{spr} M_{scr}} \frac{di_{scd}}{dt} - \frac{R_r}{M_{scr} M_{scr}} |\Phi_{sp}| - \omega_{Rsp} \frac{L_{sp} L_r \sigma_{sp}}{M_{spr} M_{scr}} i_{scq} + \omega_{Rsp} i_{sp}^q \quad (III.4)$$

$$\frac{di_{scq}}{dt} = \frac{R_p L_{sp}}{M_{spr} M_{scr}} i_{scq} - \frac{L_{sp} L_r \sigma_{sp}}{M_{spr} M_{scr}} \frac{di_{scq}}{dt} - \frac{R_r}{M_{spr} M_{scr}} |\Phi_{sp}| - \omega_{Rsp} \frac{L_{sp} L_r \sigma_{sp}}{M_{spr}} i_{spq} + \omega_{Rsp} i_{scq} \quad (III.5)$$

Les relations (III.4) et (III.5) peuvent être réarrangées en deux termes :

$$\frac{di_{scd}}{dt} = a_{xd} i_{spd} + a_{yd} (i_{spq}, i_{scq}, |\Phi_{sp}|) \quad (III.6)$$

$$\frac{di_{scq}}{dt} = a_{xq} i_{spq} + a_{yq} (i_{spd}, i_{scd}, |\Phi_{sp}|)$$

Avec :

$$\begin{cases} a_{xd} = \frac{R_p L_{sp}}{M_{spr} M_{spr}} i_{spd} - \frac{L_{sp} L_r \sigma_{sp}}{M_{spr} M_{scr}} \frac{di_{spd}}{dt} \\ a_{yd} = -\frac{R_r}{M_{spr} M_{scr}} |\Phi_p| - \omega_{Rsp} \frac{L_{sp} L_r \sigma_{sp}}{M_{spr} M_{scr}} i_{spq} + \omega_{Rsp} i_{scq} \end{cases} \quad (III.7)$$

$$\begin{cases} a_{xq} = \frac{R_p L_{sp}}{M_{spr} M_{spr}} i_{spq} - \frac{L_{sp} L_r \sigma_{sp}}{M_{spr} M_{scr}} \frac{di_{spq}}{dt} \\ a_{yq} = -\frac{R_r}{M_{spr} M_{scr}} |\Phi_{sp}| - \omega_{Rsp} \frac{L_{sp} L_r \sigma_{sp}}{M_{spr}} i_{spq} + \omega_{Rsp} i_{scq} \end{cases} \quad (III.8)$$

Les $a_{xd}(i_{spd})$ et $a_{xq}(i_{spq})$ reflètent une relation linéaire entre les composantes du vecteur courant des bobinages (BP) et (BC), tandis que $a_{yd}(i_{spq}, i_{scq}, |\Phi_{sp}|)$ et $a_{yq}(i_{spq}, i_{scd}, i_{scq}, |\Phi_{sp}|)$ représentent le couplage actuel entre les composantes vectorielles croisées d et q.

III.2.1.2 Contrôle de courant BC

Les dérivées du courant (BP) sont données par les équations suivantes [3, 10,11] :

$$\frac{di_{spd}}{dt} = \frac{M_{spr}M_{scr}}{L_{sp}L_r\sigma_{sp}} \left(M_{scr} \frac{di_{scd}}{dt} - \frac{L_{sp}R_r}{M_{spr}} i_{spd} + \frac{R_r}{M_{spr}} |\Phi_{sp}| \right) + \frac{M_{spr}M_{scr}}{L_pL_r\sigma_{sp}} (\omega_{Rsp}L_{sp}\sigma_{sp}i_{spq} - \omega_{Rsp}M_{scr}i_{scq}) \quad (III.9)$$

$$\frac{di_{spq}}{dt} = \frac{M_{spr}M_{scr}}{L_{sp}L_r\sigma_{sp}} \left(M_{scr} \frac{di_{scq}}{dt} - \frac{L_{sp}R_r}{M_{spr}} i_{spq} + \frac{R_r}{M_{spr}} |\varphi_{sp}| \right) + \frac{M_{spr}M_{scr}}{L_pL_r\sigma_{sp}} (-\omega_{Rsp}L_{sp}\sigma_{sp}i_{spd} + \omega_{Rsp}M_{scr}i_{scd}) \quad (III.10)$$

La tension du bobinage (BC) donnée par l'équation :

$$\begin{cases} v_{scd} = b_{xd} \cdot i_{spd} + b_{yd}(i_{spd}, i_{spq}, i_{scq}, |\Phi_{sp}|) \\ v_{scq} = b_{xq} \cdot i_{spq} + b_{yq}(i_{spd}, i_{spq}, i_{scd}, |\Phi_{sp}|) \end{cases} \quad (III.11)$$

Dont les termes individuels sont :

$$\begin{cases} b_{xd} = R_{sp} i_{scd} + \left(L_{sc} - \frac{M_{scr}^2}{L_r\sigma_{sp}} \right) \frac{di_{scd}}{dt} \\ b_{yd} = \frac{M_{spr}M_{scr}R_r}{L_{sp}L_r\sigma_{sp}} i_{spd} - \frac{M_{scr}R_r}{L_{sp}L_r\sigma_{sp}} |\varphi_{sp}| - p_p \omega_r \frac{M_{scr}L_{sp}}{M_{spr}} i_{spq} + \left[\frac{M_{scr}^2}{L_r\sigma_{sp}} \omega_{Rsp} - (\omega_{Rsp} - p_c \omega_r) L_{sc} \right] i_{scq} \end{cases} \quad (III.12)$$

$$\begin{cases} b_{xq} = R_{sp} i_{scq} + \left(L_{sc} - \frac{M_{scr}^2}{L_r\sigma_{sp}} \right) \frac{di_{scq}}{dt} \\ b_{yq} = \frac{M_{spr}M_{scr}R_r}{L_{sp}L_r\sigma_{sp}} i_{spq} - \frac{M_{scr}}{M_{spr}} \left[\frac{\sigma_{sp} - 1}{\sigma_{sp}} p_p \omega_{Rsp} \right] |\varphi_{sp}| + p_p \omega_r \frac{M_{scr}L_{sp}}{M_{scr}} i_{spq} + \left[\frac{M_{scr}^2}{L_r\sigma_{sp}} \omega_{Rsp} - (\omega_{Rsp} - p_c \omega_r) L_{sc} \right] i_{scd} \end{cases} \quad (III.13)$$

III.2.1.3 Contrôle de la puissance active et réactive

L'expression des puissances du stator BP basée sur le flux et le courant est :

$$Q_{sp} = \frac{3}{2} \omega_{sp} |\Phi_{sp}| i_{spd} - \frac{d|\Phi_{sp}|}{dt} i_{spq} \quad (III.14)$$

$$P_{sp} = \frac{3}{2} \omega_{sp} |\Phi_{sp}| i_{spq} + \frac{3}{2} \frac{d|\Phi_{sp}|}{dt} i_{spd} + \frac{3}{2} R_{sp} |i_{sp}^2| \quad (III.15)$$

Comme ($\frac{d|\Phi_{sp}|}{dt}=0$), on peut négliger ce terme dans (i_{spq}).

La fonction de transfert de la commande (Q_{sp}) doit prendre en compte la dynamique du contrôle en boucle fermée de (i_{spd}) :

$$\frac{Q_{sp}(s)}{i_{spd}(s)} = \frac{3}{2} \omega_{sp} |K_{sp}| FT(s)_{Rég-i_{spd}} \quad (III.16)$$

La fonction de transfert pour la régulation de P_{sp} est :

$$\frac{P_{sp}(s)}{i_{spq}(s)} = \frac{3}{2} \omega_{sp} |\Phi_{sp}| FT(s)_{Rég-i_{spq}} \quad (III.17)$$

Le détail du calcul du régulateur peut être consulté dans [3,12].

III.2.2 Commande directe des puissances active et réactive de la BDFIM (DPC-BDFIM)

L'idée de contrôle de DPC vient de la commande DTC. Le diagramme de principe DPC du BDFIM est représenté à la [Figure III.2](#), qui est similaire à la DTC, la puissance active de référence (P_{sp}^*) étant définie par la stratégie de suivi de puissance maximale en fonction de la vitesse du vent. La stratégie de contrôle de puissance maximale (MPPT) est développée en annexe C.

La puissance réactive de référence (Q_{sp}^*) est mise à zéro pour un facteur de puissance unitaire, et (dP, dQ) sont respectivement les erreurs de la puissance active et réactive.

Pour un convertisseur MSC triphasé à deux niveaux, il existe huit vecteurs de tension possibles (six vecteurs actifs et deux vecteurs nuls), et le plan ($\alpha\beta$) est divisé en 6 secteurs, comme le montre la [Figure III.3 \(b\)](#).

L'amplitude du flux (ψ_{sp}) de l'enroulement (BP) est approximativement constante du fait que l'enroulement de puissance est directement connecté au réseau électrique, donc la puissance active (P_{sp}) peut être contrôlée en changeant la vitesse de rotation et la direction du flux (ψ_{sc}) de l'enroulement de contrôle BC, en se référant à la méthode DTC, la puissance réactive (Q_{sp}) peut être contrôlée en modifiant l'amplitude du flux (ψ_{sc}).

Par conséquent, la table de sélection de vecteur de tension de commutation doit être rétablie en fonction des signaux d'erreur des puissances active et réactive ainsi que des informations

de localisation de section du flux (BC), les puissances active et réactive de la BDFIM peuvent être directement découplées et commandées indépendamment en sélectionnant correctement les vecteurs de tension de commutation [8]. Les équations (III.18) et (III.19), permettent l'estimation du flux du stator de l'enroulement de puissance (BP) et du flux du stator de l'enroulement de contrôle (BC).

$$\psi_{sp} = \int (V_{sp} + R_{sp}i_{sp}) dt = \int e_{sp} dt \tag{III.18}$$

$$\psi_{sc} = \int (V_{sc} + R_{sc}i_{sc}) dt = \int e_{sc} dt \tag{III.19}$$

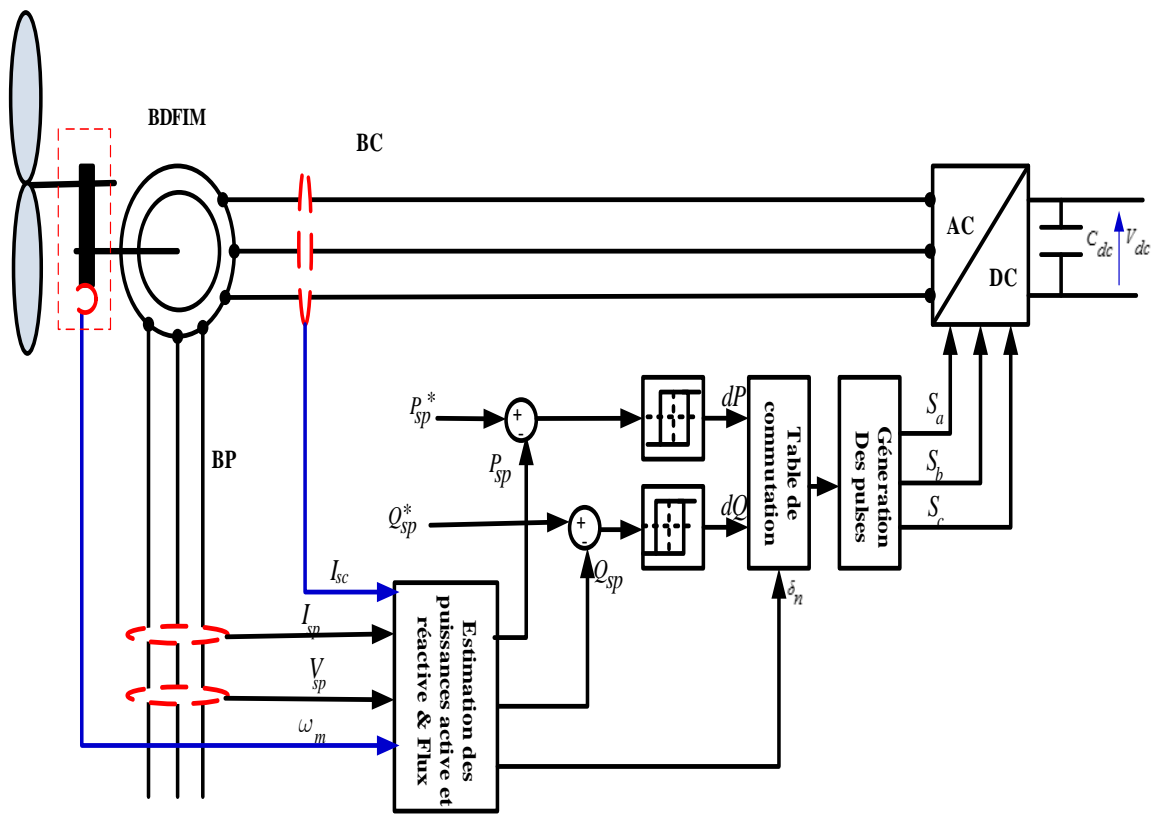


Figure. III.2 : Schéma fonctionnel de la commande DPC de la BDFIM.

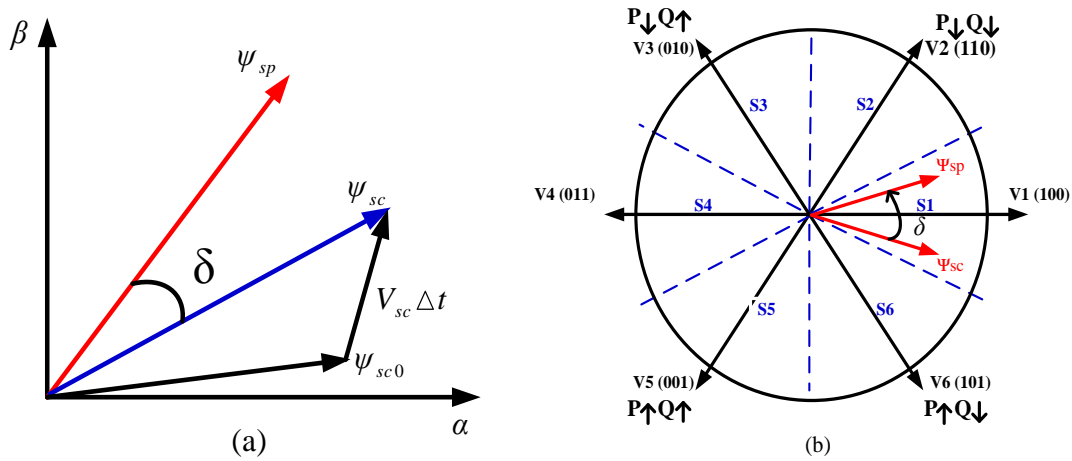


Figure.III.3 : (a) Relation entre le vecteur de tension et le vecteur de flux, (b) Les vecteurs de tension générés par l'onduleur et la division sectorielle.

III.2.2.1 Effets des vecteurs de tension sur les puissances active et réactive [5], [6]

Dans ce paragraphe, la relation entre les vecteurs de tension de l'onduleur et la puissance de sortie BDFIM sera déterminée. Pour les onduleurs triphasés à deux niveaux, il existe huit vecteurs de tension possibles (six vecteurs actifs et deux vecteurs nuls), et le plan (α - β) est divisé en six secteurs, comme le montre la Figure III.3(a).

A base de schéma de contrôle Figure .III.2, les puissances de sortie réelles (P_{sp}) et (Q_{sp}) sont d'abord estimées, puis comparées aux références (P_{ref}) et (Q_{ref}). Les erreurs sont traitées par deux comparateurs d'hystérésis (à trois ou deux niveaux) à bande fixe afin de produire les signaux de commande (dP) et (dQ). Enfin, le vecteur de tension est sélectionné dans le Tableau III.1 selon (dP), (dQ) et la position de (ψ_{sc}).

Tableau III.1 : Le tableau de sélection du vecteur de la tension de DPC-BDFIM [8], [13]

Error		Section					
dP	dQ	δ_1	δ_2	δ_3	δ_4	δ_5	δ_6
0	0	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
1	0	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
0	1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄
1	1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂

III.2.2.2 Estimation du flux (BC)

L'estimation du flux joue un rôle important dans les systèmes d'entraînement et de production électrique centralisée et décentralisée à haute performance, y compris ceux qui sont basés sur le contrôle à flux orienté (FOC) et le contrôle direct DPC/ DTC.

Les trois stratégies DPC du générateur asynchrone à double alimentation sans balai (BDFIM) réalisées respectivement dans [5], [6], [1] sont basées sur le même principe avec la seule différence existant dans l'algorithme d'estimation de flux.

Le flux du stator (BC) peut être obtenu en intégrant l'équation (III.19) de force électromotrice arrière (e_{sc}), cependant, il est bien connu qu'un intégrateur pur souffre de trois problèmes principaux, le premier lié à la dérive du courant continu, lorsqu'il est intégré, entraînera la saturation de l'intégrateur. La seconde est provoquée par la condition initiale d'intégration, peut conduire à un décalage en courant continu à la sortie de l'intégrateur. La troisième relative aux harmoniques, est détaillée dans [14, 15].

Sur la base des mêmes stratégies de principe de la DPC, une nouvelle méthode d'estimation de flux basée sur la boucle verrouillée en fréquence (SOGI-FLL) du second ordre est présentée. Cette méthode est détaillée un peu plus loin au paragraphe III.3.2.2.

III.2.3 Simulation FOC et DPC

Les résultats obtenus avec la technique de commande FOC ont fait l'objet d'une publication, nous invitons le lecteur pour plus de détails de consulter cet article [11]. Quant aux résultats obtenus avec la DPC sont donnés par les figures de III. 4 à III.7.

Pour vérifier les performances de la DPC proposée, des tests de simulation numérique sont effectués sur le système représenté par la Figure.II2 sur La BDFIM MACHINE M1 donnée en annexe A. Pendant les simulations, la fréquence d'échantillonnage est de 20 kHz et la tension du bus continu est maintenue à 600V.

a- Comportement en régime permanent.

La Figure. III.4 illustre les résultats de simulation de la DPC proposée concernant le fonctionnement en régime permanent. Le BDFIM fonctionne à 600tr / min, la valeur de consigne de la puissance active est de -1200W et celle de la puissance réactive est de 0 VAR. On peut observer visuellement à partir de la Figure. III.4 que La commande DPC a donné de bonne performance en régime permanent.

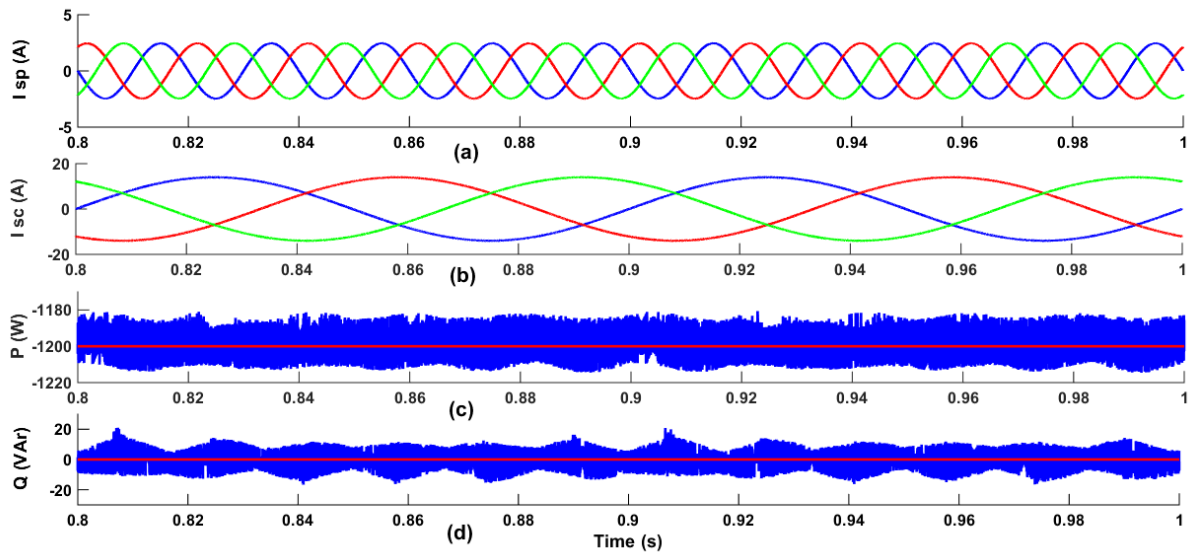


Figure. III.4 : Résultats en régime permanent (a) courant BP (b) courant BC(c) puissance active de BP (d) Puissance réactive de BP

b- Comportement en état transitoire

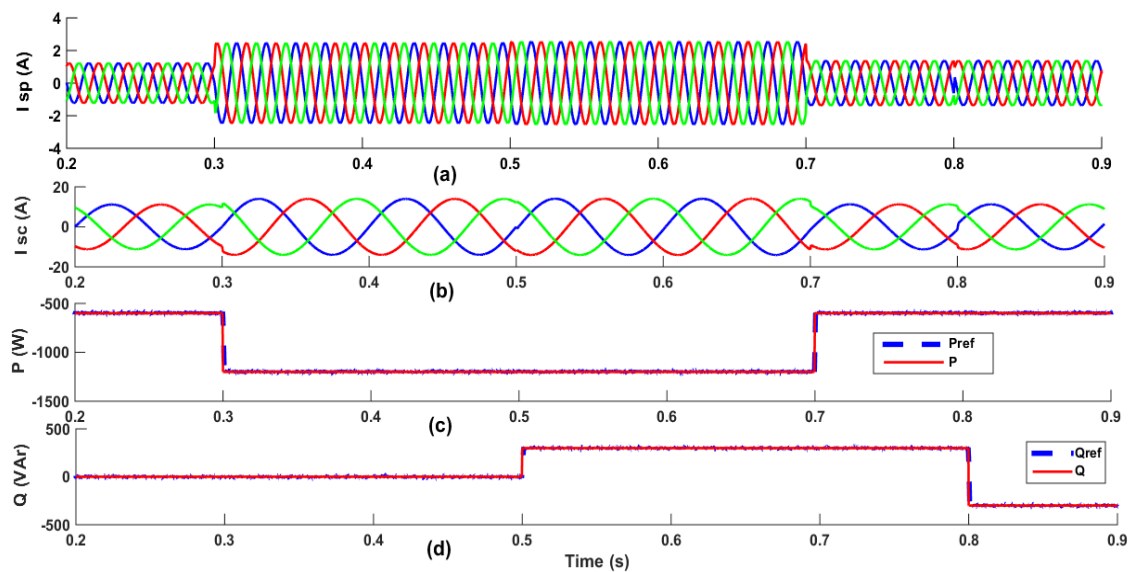


Figure. III.5 : Résultats en régime transitoire (a) courant BP (b) courant BC(c) puissance active de BP (d) Puissance réactive de BP

La Figure. III.5 montre les résultats de simulation, par DPC classique, du régime transitoire avec des changements par paliers des valeurs de commande des puissances actives et réactive. La référence de puissance active passe de -600W à -1200 W à 0,3s puis passe à -600W à 0,7s. La référence de puissance réactive passe de zéro à 300 VAR à 0,5 s puis passe a -300 VAR à 0,8 s. Comme on peut le voir clairement sur les Figure. III.5(c) et Figure. III.5(d), on observe

que, la puissance active et la puissance réactive suivent leurs références rapidement et avec précision, et une excellente commande découplée est obtenue.

c- Comportement de suivi

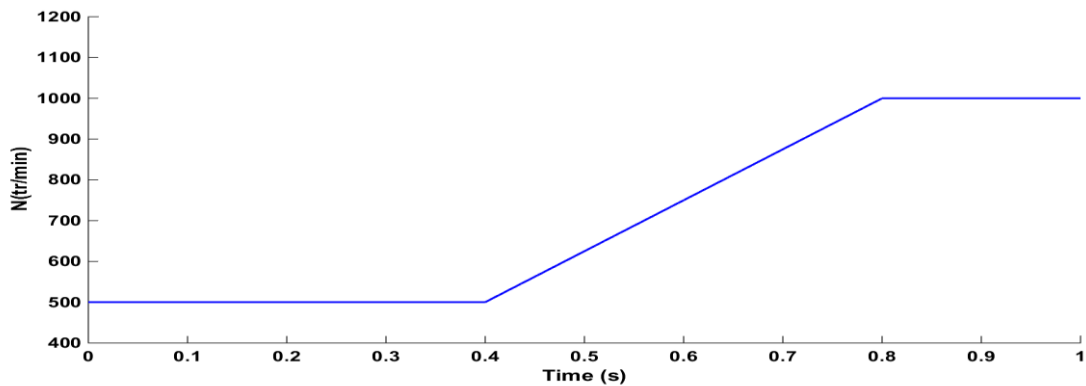


Figure.III.6 : Vitesse de rotation

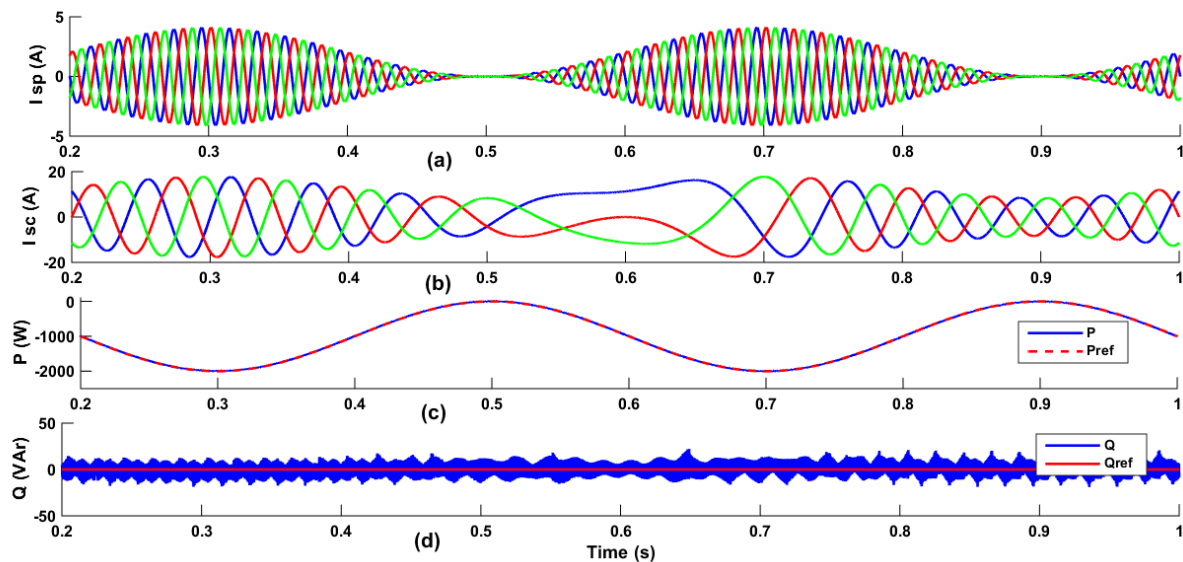


Figure.III.7 : cas où la puissance de référence sous forme sinus (a) courant BP (b) courant BC(c) puissance active de BP (d) Puissance réactive de BP

Pour évaluer plus les performances de la DPC proposée sur le comportement de la vitesse, la Figure.III.7 représente les résultats obtenus sous diverses vitesses (de la vitesse sub-synchrone 500tr / min à la vitesse super-synchrone 1000tr / min) Figure.III.6. La référence de puissance active est générée par une forme d'onde sinusoïdale de 2,5 Hz d'une amplitude de 1 kW. La référence de puissance réactive fixée à 0 VAR. Comme on peut évidemment l'observer, à la fois la puissance active et la puissance réactive suivent bien les valeurs recommandées dans des conditions de fonctionnement à vitesse variable, ce qui valide la capacité de poursuite imposée par la commande DPC proposée. On peut également voir sur la Figure.III.7 (a) que l'amplitude du courant BP varie en fonction de la valeur de la puissance active, et que le

courant BC [Figure.III.7 \(b\)](#) change de fréquence en fonction de la vitesse de la machine pour maintenir une fréquence constante du courant et de la tension BP.

III.3 Commande convertisseur GSC

Les approches de contrôle, du convertisseur côté réseau (GSC), rencontrées dans la littérature sont le contrôle vectoriel (VOC) et le contrôle direct de la puissance (DPC) [16]. La commande vectorielle peut être basée sur l'orientation de la tension du réseau [4], [17-18] ou sur celle du flux [19], dans lesquelles des contrôleurs proportionnels-intégraux (PI) sont utilisés. Cependant, il en ressort quelques inconvénients, tels que sa dépendance à la variation des paramètres du système, donc ses performances dépendent largement de l'ajustement des paramètres du contrôleur PI [18].

Afin de surmonter les complications dues aux boucles de régulation actuelles, un contrôle efficace, à savoir le contrôle de puissance direct (DPC) a été développé [21]. La stratégie de contrôle de puissance direct (DPC) est devenue l'un des sujets de recherche les plus récents ces dernières années, en raison de sa réponse dynamique rapide, de sa structure simple et de son facteur de puissance élevé [22-23]. Cette stratégie est basée sur un contrôle d'hystérésis des puissances actives et réactives instantanées. Une table de commutation traite les états de commutation optimaux du redresseur en fonction de la puissance active et réactive et de la position de la tension du réseau. Un grand nombre de chercheurs ont proposé différentes tables de commutation pour réduire la distorsion harmonique complète (THD) des courants de ligne et les pertes de commutation [22], [14].

Une table de commutation améliorée (IST-DPC) basée sur le contrôle direct de puissance et un filtre coupe-bande (notch) sont proposés pour contrôler la tension du bus continu pour des raisons de simplicité, de robustesse et de performance [25].

En général, le contrôle du convertisseur (GSC) contient plus de capteurs (capteur de tension continue, capteurs de tension réseau et capteurs de courant alternatif), ce qui non seulement augmente le volume du système, mais aussi accroît le coût du système en plus d'une dégradation de la fiabilité du système [23].

Le (GSC) peut être vu comme un moteur à courant alternatif virtuel, sa liaison de flux virtuel peut être utilisé pour estimer la tension du convertisseur (GSC). Cependant l'estimation de ce flux virtuel existe une liaison intégrale pure, puis le processus d'estimation du flux virtuel est inévitablement affecté par la valeur initiale et l'écart cumulé de l'intégrateur [14-15], [26-28]. La résolution des problèmes d'intégration pure, plus de chercheurs se concentrent sur

le remplacement de l'intégrateur pur en utilisant des filtres passe-bas (LPF), le problème de la valeur initiale de l'intégrateur pur peut être résolu avec succès [14, 15, 23, 28]. Cependant, le problème de l'amplitude et de la déviation de phase est posé. Afin de surmonter l'influence de la valeur initiale intégrale et de l'écart cumulatif de l'intégrateur pur, et d'éviter l'amplitude et l'écart de phase causés par le filtre passe-bas (LPF) du premier ordre, ce paragraphe propose une nouvelle méthode d'estimation du flux virtuel (VF). Ces problèmes, à la suite d'un flux virtuel stable et lisse estimé et la détection de secteur avec précision.

La méthode proposée est basée sur l'utilisation de l'intégrateur généralisé du second ordre (SOGI) [14]-[15], [27].

III.3.1 Commande directe de puissance DPC classique

Le principe de base de la DPC est basé sur le contrôle du couple direct (DTC) bien connu pour les machines à induction. Dans la DPC, les puissances active et réactive remplacent le couple et l'amplitude de flux utilisés comme sortie contrôlée dans le DTC [29] [30], [31].

La Figure. III.8 montre le schéma de principe de la DPC classique où les comparateurs à hystérésis et une table de commutation sont utilisés.

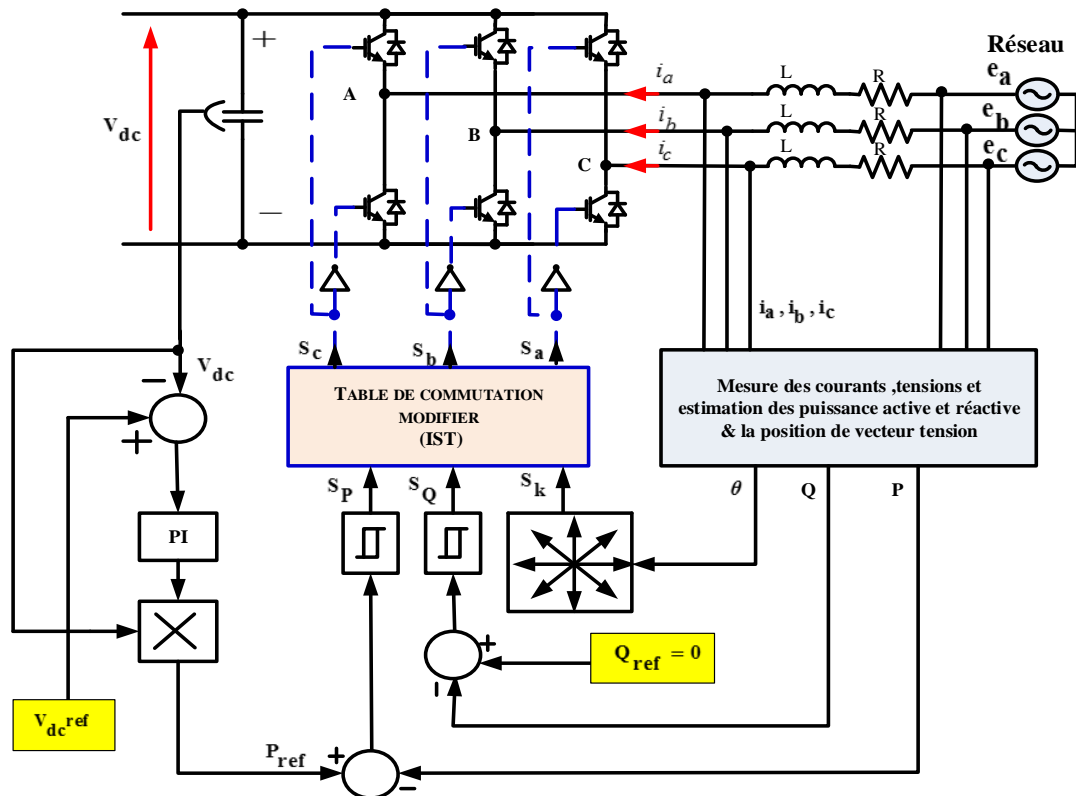


Figure.III.8 Schéma de principe de la DPC classique

Le contrôle de la puissance active et réactive basée sur deux comparateurs à hystérésis et d'une table de commutation améliorée (IST-DPC) [Tableau III.2](#) développé par [32].

La nouvelle table de commutation améliore la qualité du courant de ligne et augmente les performances dynamiques par rapport à la table de commutation conventionnelle (ST-DPC) utilisée dans [Tableau III.3](#) [21].

Dans cette configuration, la tension du continu (V_{dc}) est régulée par le contrôle de la puissance active, et le fonctionnement du facteur de puissance unitaire est obtenu en contrôlant la puissance réactive à zéro.

En comparant la puissance active instantanée (P) à une puissance de référence (P_{ref}), celle-ci est obtenue par le bloc de contrôle de tension continue aux bornes du condensateur, où on utilise un régulateur PI (Proportionnel, Intégrateur) pour contrôler l'erreur entre la tension détectée (continue) et sa référence [33-35].

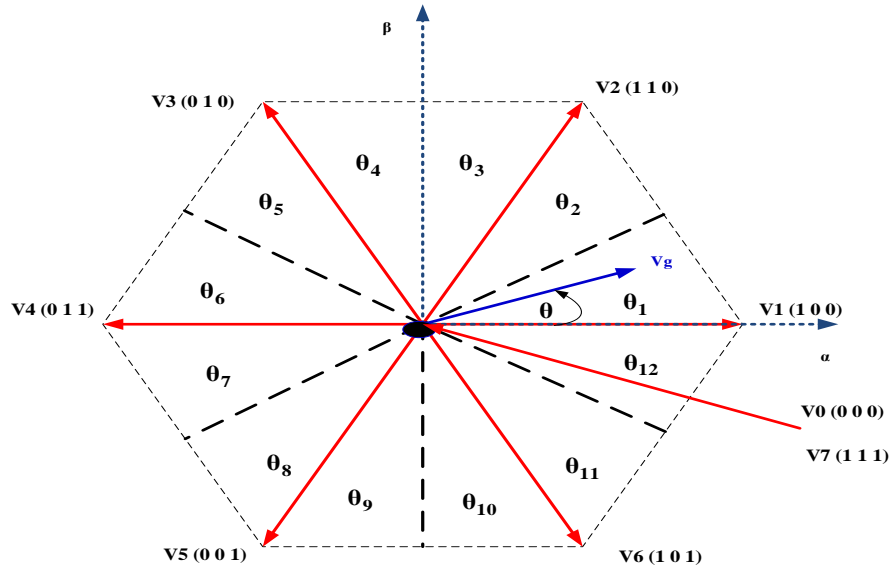


Figure. III.9 Douze (12) secteurs sur les coordonnées stationnaires pour spécifier la phase du vecteur de tension.

A cet effet, les coordonnées stationnaires sont divisées en 12 secteurs, comme indiqué sur la [Figure. III.9](#), et les secteurs peuvent être exprimés numériquement comme suit :

$$n - 2 * \frac{\pi}{6} \leq \theta_n \leq n - 1 * \frac{\pi}{6}; n = 1, 2, 3, \dots, 12 \tag{III.20}$$

Le contrôleur de puissance active et réactive est exprimé comme suit :

$$d_p = \begin{cases} 1 & \text{for } P \leq P_{ref} - H_p \\ 0 & \text{for } P \geq P_{ref} + H_p \end{cases} \tag{III.21}$$

$$d_Q = \begin{cases} 1 & \text{for } Q \leq Q_{ref} - H_Q \\ 0 & \text{for } P \geq Q_{ref} - H_Q \end{cases} \quad (III.22)$$

Avec, (dp, dq) sont les erreurs numérisées entre les puissances (P et Q) et leur référence (P_{ref} et Q_{ref}) ;

θ_n : la phase de tension, (S_a, S_b et S_c): état de commutation.

Tableau III.2. Table de commutation modifiée [32]

dp	d_Q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	001	101	101	100	100	110	110	010	010	011	011	001
1	1	111	111	000	000	111	111	000	000	111	111	000	000
0	0	101	100	100	110	110	010	010	011	011	001	001	101
0	1	100	110	110	010	010	011	011	001	001	101	101	100

Tableau III.3 Table de commutation classique [21]

dp	d_Q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	101	111	100	000	110	111	010	000	011	111	001	000
1	1	111	111	000	000	111	111	000	000	111	111	000	000
0	0	101	100	100	110	110	010	010	011	011	001	001	101
0	1	100	110	110	010	010	011	011	001	001	101	101	100

Tableau III.4 Vecteurs de la tension du convertisseur MSC et GSC

v_i	$S = [S_a \ S_b \ S_c]$	$v = v_\alpha + jv_\beta$
v_0	[0 0 0]	0
v_1	[1 0 0]	$2/3V_{dc}$
v_2	[1 1 0]	$1/3V_{dc} + j\sqrt{3}/3V_{dc}$
v_3	[0 1 0]	$-1/3V_{dc} + j\sqrt{3}/3V_{dc}$
v_4	[0 1 1]	$-2/3V_{dc}$
v_5	[0 0 1]	$-1/3V_{dc} - j\sqrt{3}/3V_{dc}$
v_6	[1 0 1]	$1/3V_{dc} - j\sqrt{3}/3V_{dc}$
v_7	[1 1 1]	0

Les puissances active et réactive d'entrée instantanée du redresseur triphasé sont généralement définies comme :

$$P = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (III.23)$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{3}} [e_b - e_c i_a + e_c - e_a i_b + e_a - e_b i_c] \tag{III.24}$$

$$\theta = \arctan \left(\frac{e_\beta}{e_\alpha} \right) \tag{III.25}$$

III.3.2 Commande directe de puissance basée sur le flux Virtuel (VF-DPC)

La Figure. III.10 montre le schéma de base de VF-DPC.

Le concept de flux virtuel (VF) qui relie la tension du réseau et les inductances du côté alternatif à un moteur à courant alternatif virtuel est illustré à la Figure III.11 (a), par conséquent ; R et L représentent la résistance du stator et l'inductance de fuite du stator du moteur virtuel.

Les tensions du réseau phase-phase (e_{ab} , e_{bc} , e_{ca}) seraient induites par un flux virtuel d'entrefer.

Dans une autre perspective, l'intégration des tensions de ligne conduit à un vecteur de ligne virtuelle (Ψ_L).

À base de la Figure III.10, les puissances (P_{ref}) et (Q_{ref}) sont comparées aux valeurs estimées (P) et (Q) via des contrôleurs d'hystérésis. Les signaux de sortie numérisés (S_P) et (S_Q) et la position du vecteur VF (θ) sont utilisés pour sélectionner le vecteur de tension approprié conformément à la table de commutation définie dans [21].

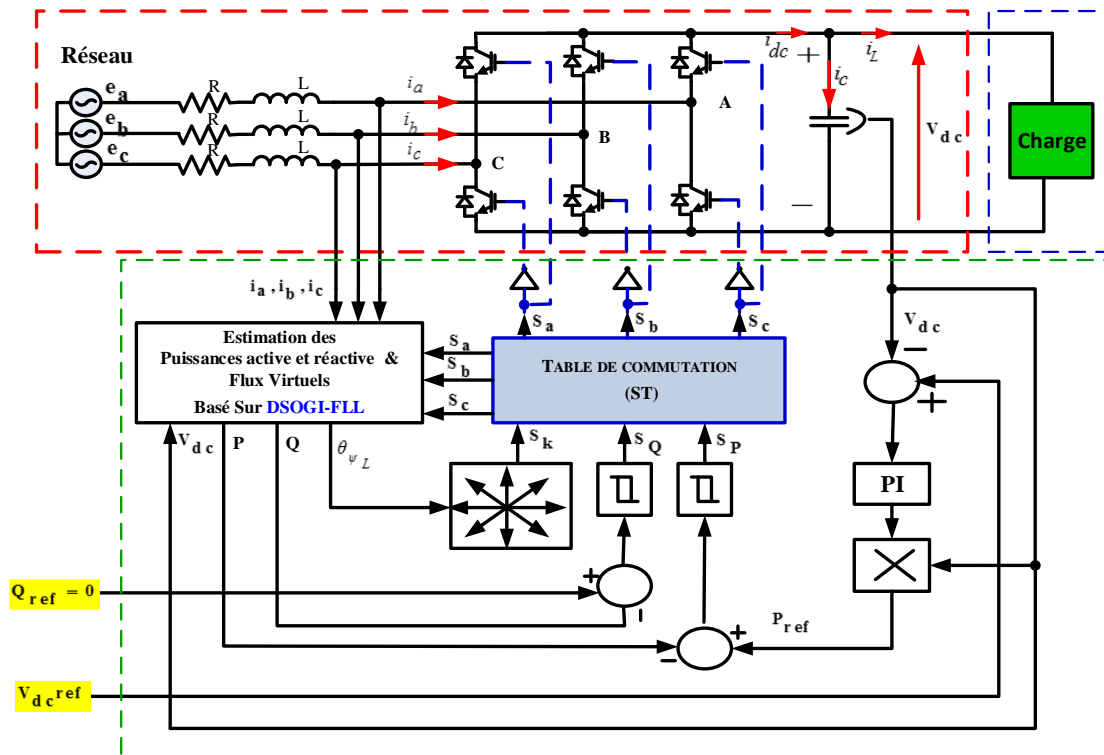


Figure. III.10 : Contrôle direct de puissance à base de flux virtuel (VF-DPC)

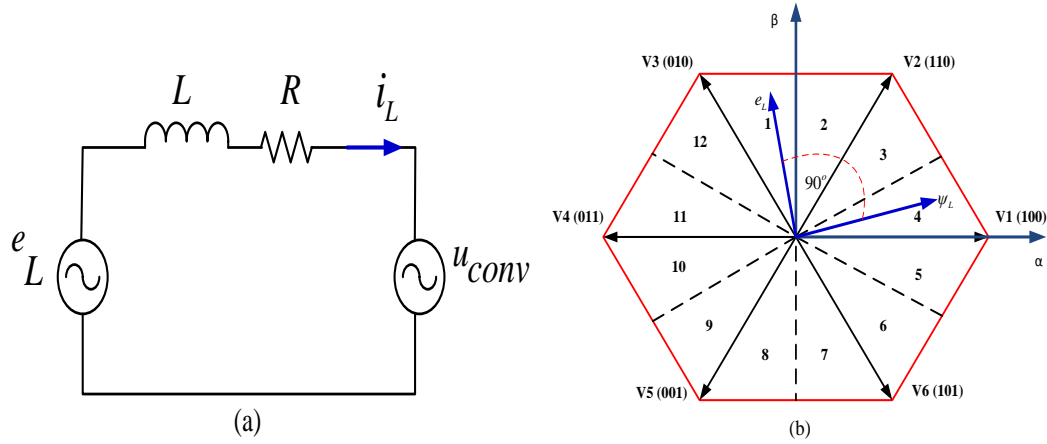


Figure. III.11 : (a) Circuit équivalent monophasé GSC (b) Sélection du secteur pour VF-DPC [22,25].

III.3.2.1 Estimation de la puissance à des flux virtuels

La Figure III.11 (a) montre un circuit équivalent monophasé du moteur virtuel qui est connecté au point de couplage commun du convertisseur.

La tension de ligne (e_L) représente la force électromotrice des machines.

Le calcul du flux virtuel principal (VF) est basé sur la définition du flux (III.26) et l'équation de la de tension (III.27)

$$\psi_L = \int e_L dt \quad (III.26)$$

$$e_L = u_{conv} + Ri_L + L \frac{d}{dt} i_L \quad (III.27)$$

En pratique, R peut être négligée ce qui donne ainsi, le vecteur de flux virtuel de ligne (ψ_L) peut être calculé sur la base du courant de ligne mesuré (i_L) et de la tension du convertisseur (u_{conv}).

Sur la base de la tension de bus continu mesurée (V_{dc}) et les états de commutation du convertisseur (S_a , S_b et S_c), les tensions du redresseur sont estimées comme suit [21] :

$$u_{conv\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \quad (III.28)$$

$$u_{conv\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{dc} (S_b - S_c) \quad (III.29)$$

Les composantes du flux virtuel sont calculées dans un système de coordonnées stationnaires (α - β)

$$\psi_{La} = \int \left(u_{conca} + L \frac{di_{La}}{dt} \right) dt \quad (III.30)$$

$$\psi_{L\beta} = \int \left(u_{conv\beta} + L \frac{di_{\beta}}{dt} \right) dt \quad (III.31)$$

Ensuite, les équations (III.32) et (III.33) sont utilisées pour estimer la puissance active et réactive [22].

$$P = \omega(\psi_{L\alpha} i_{L\beta} - \psi_{L\beta} i_{L\alpha}) \quad (III.32)$$

$$Q = \omega(\psi_{L\alpha} i_{L\alpha} + \psi_{L\beta} i_{L\beta}) \quad (III.33)$$

La position du vecteur VF $\theta_{\psi_L} = \tan^{-1} \left(\frac{\psi_{L\alpha}}{\psi_{L\beta}} \right)$ est utilisée dans le schéma VF-DPC pour sélectionner le vecteur de tension de convertisseurs approprié selon la table de commutation définie dans [36].

III.3.2.2 Estimation du Flux à base de SOGI-FLL

A. Structure du SOGI

La structure du SOGI est montrée sur la [Figure. III.12\(a\)](#) la première sortie (u') du SOGI est en phase et avec la même amplitude avec l'entrée (u), la seconde sortie (qu') est décalée de 90° avec la même amplitude, (la lettre 'q' indique que cette sortie est en quadrature avec (u')).les deux sorties peuvent alors être utilisées pour calculer l'amplitude et la phase de l'entrée (u). \mathbf{K} est le facteur d'amortissement du filtre, un gain de grande valeur donne une réponse rapide mais peut affecter la précision du filtre et un gain de faible valeur peut provoquer une très longue réponse transitoire.

Ensuite, en tenant compte de toutes les circonstances, la valeur optimale du gain \mathbf{K} est $(\sqrt{2})$ [27], [15].

$$D(S) = \frac{u'}{u}(S) = \frac{k\omega' S}{S^2 + k\omega' S + \omega'^2} \quad (III.34)$$

$$Q(S) = \frac{qu'}{u}(S) = \frac{k\omega'^2}{S^2 + k\omega' S + \omega'^2} \quad (III.35)$$

Les fonctions de transfert représentées par (III.34) et (III.35) pour le filtre passe-bande (BPF) et le filtre passe-bas (LPF), respectivement. La largeur de bande du (BPF) et (LPF), peut être ajustée par un réglage approprié de la valeur positive réelle du gain k . Par conséquent, les signaux (u') et (qu') sont les sorties du BPF et du LPF, respectivement, avec un déphasage de 90° entre eux, voir la [Figure. III.13](#), où le (ω') la fréquence de cassure (50Hz).

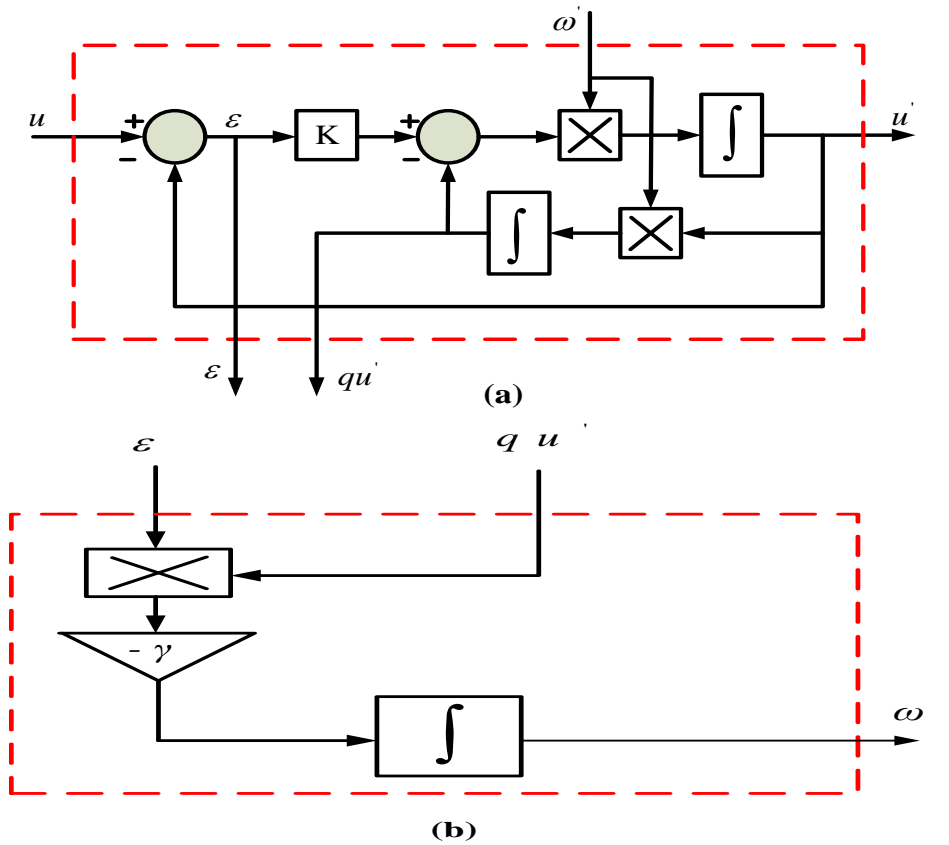


Figure. III.12 : Diagrammes de blocs(a) SOGI-QSG (b) Bloc FLL.

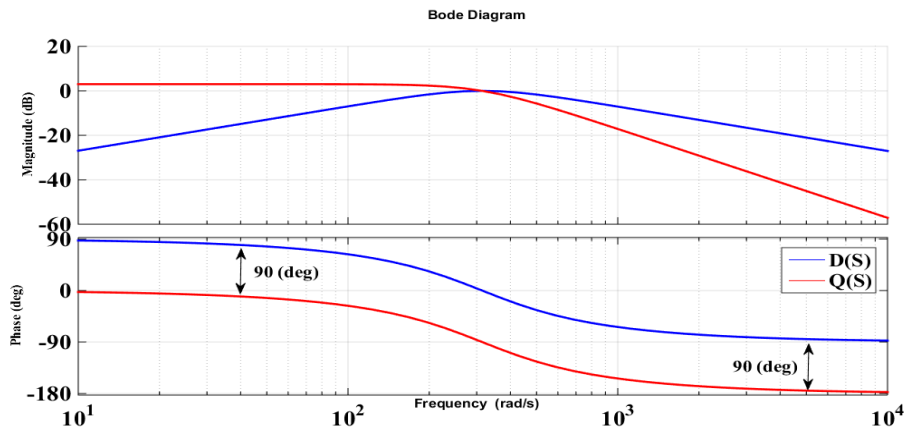


Figure. III.13: (a) $D(s)$ pour différentes valeurs de 'k' (b) $D(s)$ et $Q(s)$ pour $k=\sqrt{2}$ et $\omega' = 2\pi.50$

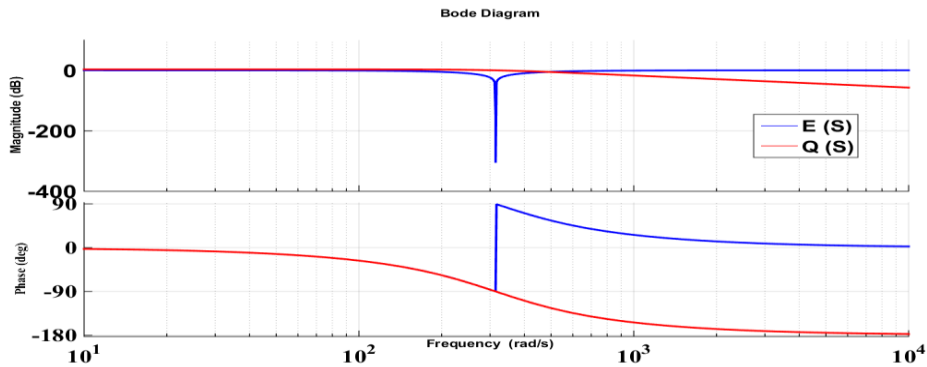
B. boucle de verrouillage de fréquence (FLL)

L'introduction du FLL permet d'adapter la fréquence d'entrée du SOGI à la fréquence du signal filtré. De ce fait, l'analyse de la fonction de transfert de l'erreur (E) par rapport au signal d'entrée (u) est essentielle :

$$E(S) = \frac{\varepsilon}{u}(S) = \frac{S^2 + \omega'^2}{S^2 + k\omega' S + \omega'^2} \tag{III.36}$$

La fonction de transfert de (III.36) ressemble à un filtre passe bande avec un (gain) nul à la fréquence (ω'),

Le diagramme de Bode de (III.35) et (III.37) est représentés dans la [Figure. III.14](#).



[Figure. III.14](#) : diagramme de bode : E(s) et Q(s) pour $k=\sqrt{2}$ et $\omega' = 2.\pi.50$

D'après la [Figure. III.14](#), il est clair que le signal d'erreur et le composant en quadrature sont en phase quand ($\omega < \omega'$) et en inverse de phase quand ($\omega > \omega'$).

Définir une nouvelle variable égale au produit de l'erreur (ε) par le signal en quadrature (qu'), la valeur moyenne de cette nouvelle variable est positive quand ($\omega < \omega'$), zéro quand ($\omega = \omega'$), et négative quand ($\omega > \omega'$), par conséquent, un régulateur avec un gain négatif est suffisant pour éliminer la composante continue de l'erreur de fréquence en décalant la fréquence comme indiqué sur la [Figure III.12 \(b\)](#). Afin de surmonter l'inconvénient de l'utilisation de filtres en cascade pour estimer les flux virtuels sous un réseau déséquilibré et plein d'harmoniques ((le délai, sensibilité à la variation de la fréquence du réseau, dynamique et très lent), SOGI compte comme une bonne solution pour l'estimation du flux virtuel sous un réseau perturbé.

Comme déjà vu précédemment, la deuxième sortie du SOGI est un signal de même amplitude que celui de l'entrée mais de décalage de 90 °, On peut donc utiliser le SOGI pour intégrer (III.30), (III.31) et par conséquent estimer le flux virtuel [28].

Dans un réseau équilibré, le flux virtuel peut être estimé par deux blocks **SOGI**, comme l'illustre la [Figure III.15](#).

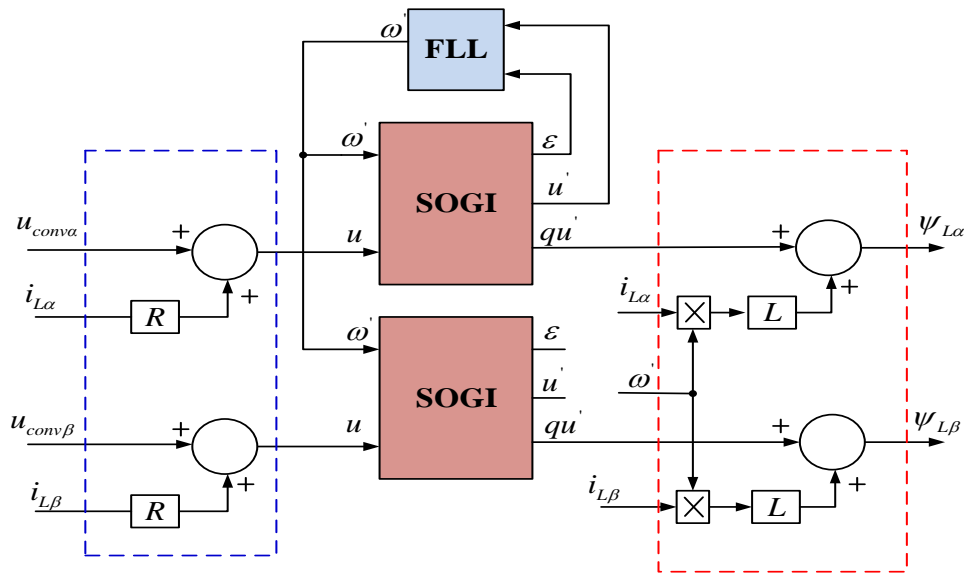


Figure.III.15 : Estimation du flux virtuel par SOGI cas réseau équilibré

III.3.2.4 Résultats de Simulation

III.3.2.4.1 Résultats de Simulation DPC classique

a. Cas réseau équilibré

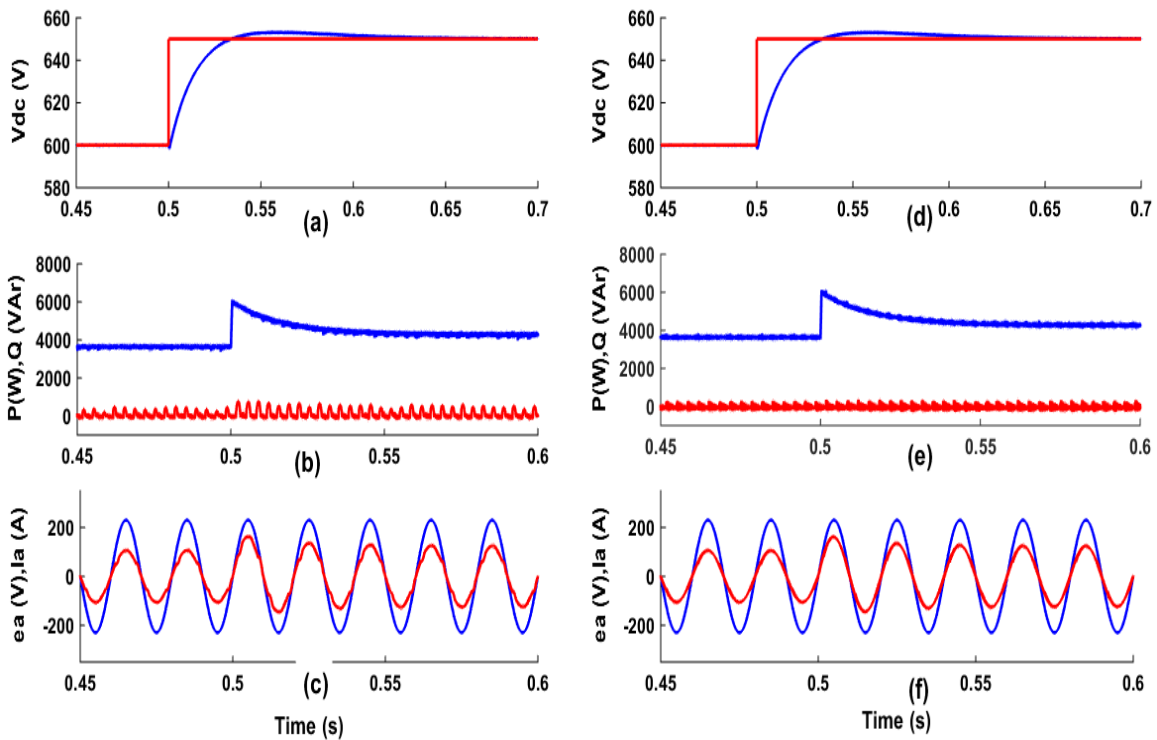


Figure.III.16 : DPC classique (cas réseau équilibré)

Les figures Figure.III.16 (a-c) et Figure.III.16 (d-f), montrent la réponse du redresseur contrôlé par la technique DPC classique à base d'une table classique de commutation [21] et

à base d'une table modifiée [32] respectivement. Lors d'un changement de la référence de la tension V_{dc} du bus continu de 600 V jusqu'à 650 V, à l'instant $t=0.5s$.

La charge à la sortie du pont redresseur est de nature résistive ($R = 100 \Omega$), reste constante durant la variation de V_{dc} .

On constate que la technique DPC offre un contrôle stable lors de la variation de la tension du bus continu, malgré cette variation. Les figures (Figure.III.16 (c) et Figure.III.16 (f)) montrent que le courant de source présente une forme sinusoïdale et qui varie en amplitude selon le changement de la tension du bus continu, le taux de distorsion harmoniques de ce courant (DPC avec table [32]), est faible par rapport (DPC avec table [21]).

Les puissances active et réactive instantanées suivent leurs références imposées avec un minimum d'erreur (Figure.III.16 (b) et Figure.III.16 (e)), alors que la puissance réactive reste toujours nulle.

Grâce à l'analyse des résultats, la commande DPC assure une bonne dynamique du système et garde sa robustesse malgré les variations imposées à la référence du bus continu.

b. Cas réseau légèrement déséquilibré

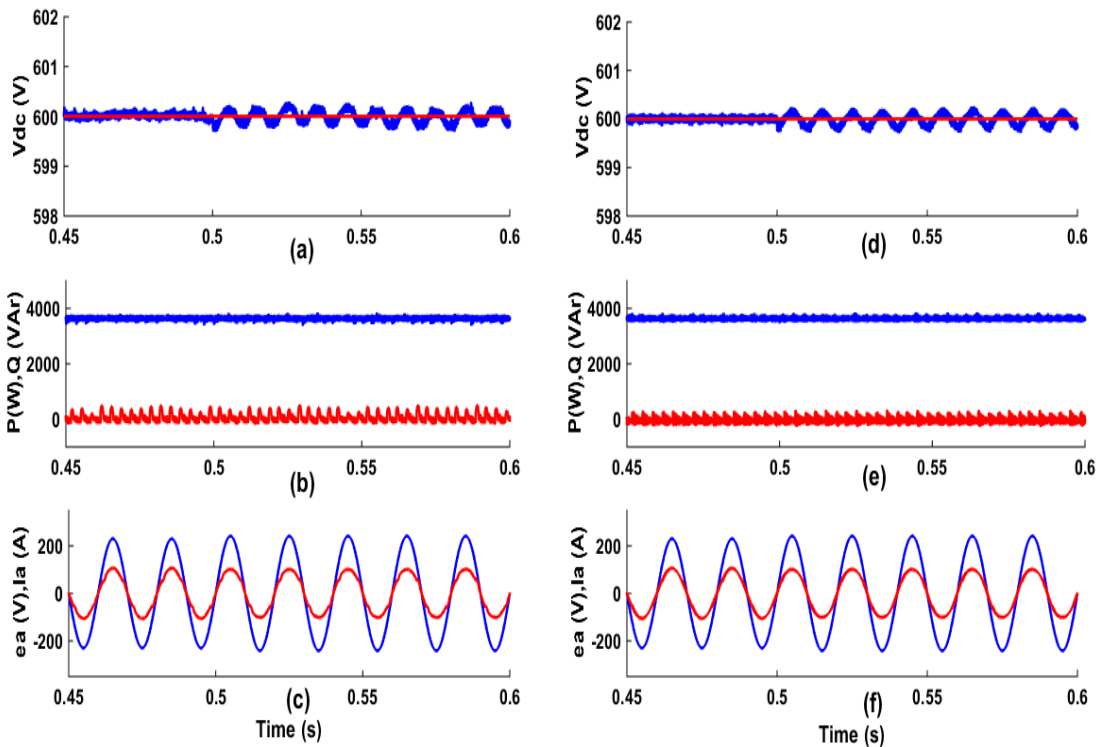


Figure.III.17 : DPC classique (cas réseau légèrement déséquilibré),(a,b,c) pour Table [21], (cas réseaux déséquilibré),(d,e,f) pour Table [32],

c. Cas réseau distordu

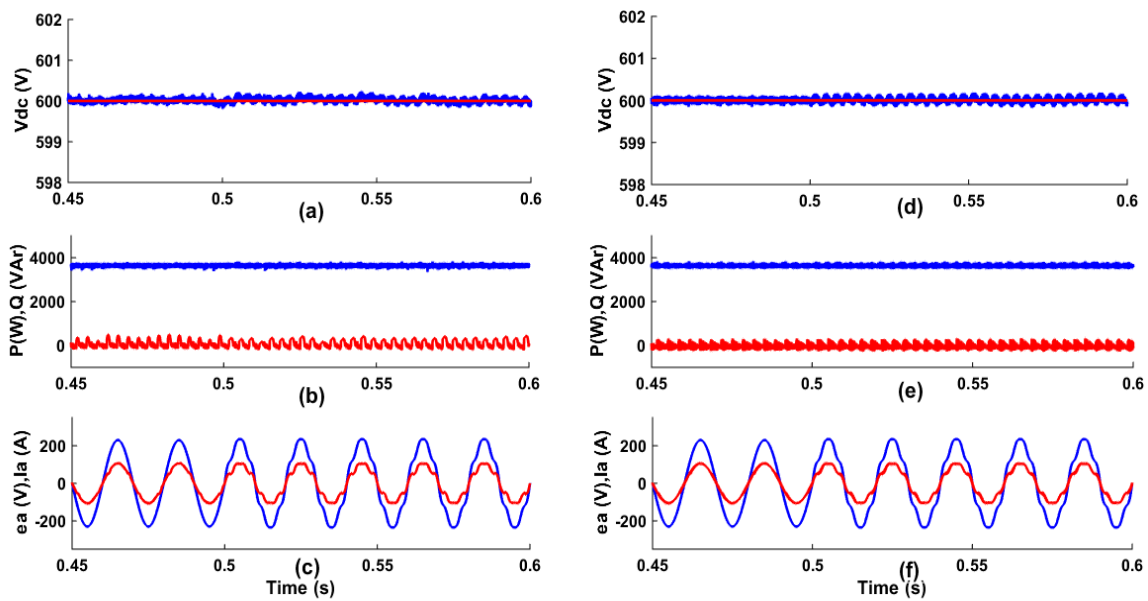


Figure.III.18 : DPC classique (cas réseaux équilibré).), (a,b,c) pour Table [21], (cas réseaux déséquilibré),(d,e,f) pour Table [32],

Les Figures.III.17 et III.18 illustrent l'effet d'une tension de ligne non idéale (déséquilibre + distorsion) sur le courant absorbé par le convertisseur GSC contrôlé par DPC classique à base de deux tables de commutation la table [21] et la table [32] respectivement.

La distorsion harmonique totale (THD) du courant est représentée dans (Tableau III.5) .La stratégie DPC classique avec table [32], donne une supériorité évidente par rapport à la DPC classique utilisant la table [21]. Ce résultat nous a permis de choisir une DPC avec la table de commutation [32].

Tableau III.5 Taux distorsion harmonique courant BP : DPC classique

Tableau de commutation utilisé	Cas : réseau équilibré	Cas : réseau légèrement déséquilibré 5%	Cas réseau distorse 7% harmonique 5 et 5 % harmonique 7
Tableau classique [21]	THD=5.35 %	THD=7.57%	THD=13.23%
Tableau modifiée [32]	THD=3.83%	THD=6.11%	THD=10.55%

III.3.2.4.2 Résultats de Simulation DPC flux virtuel

a. Cas réseau équilibré

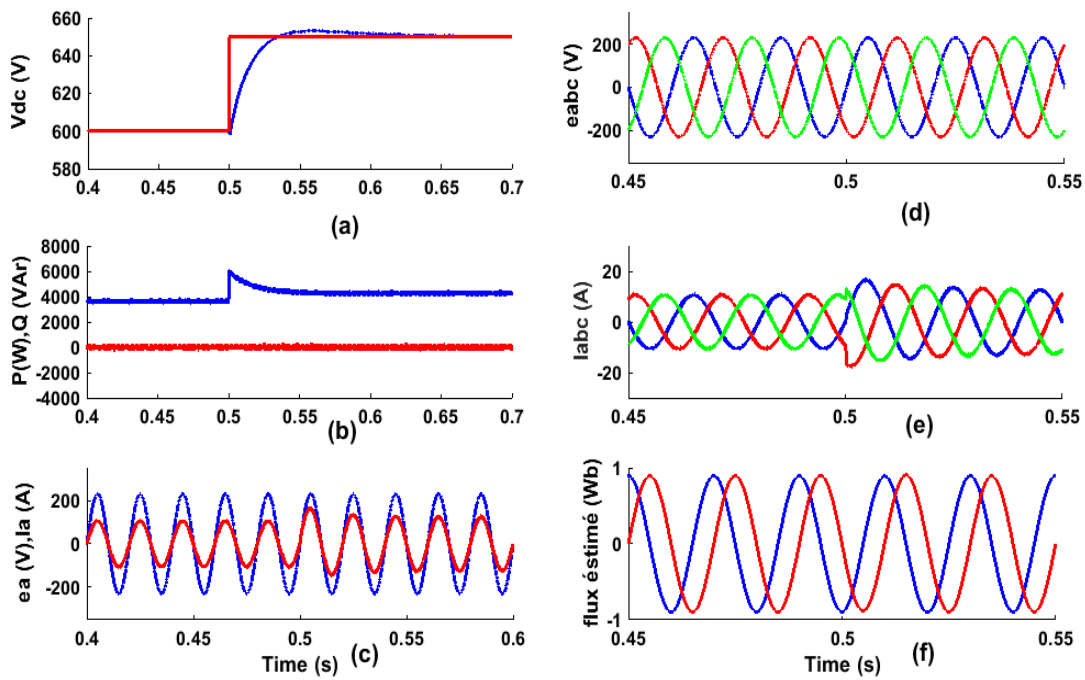


Figure.III.19 : VF-DPC basé sur SOGI-FLL (cas réseau équilibré) Table [32]

b. Cas réseau légèrement déséquilibré

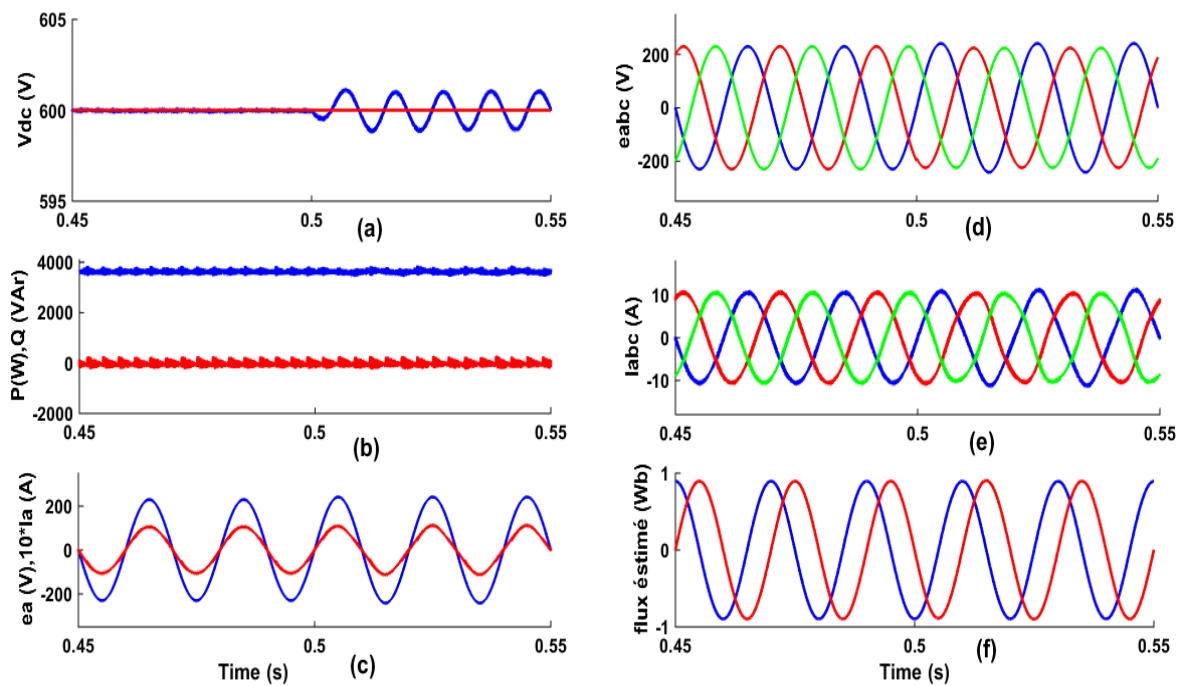


Figure.III.20 : VF-DPC basé sur SOGI-FLL (cas réseaux déséquilibrés) Table [32]

c. Cas réseau distorse

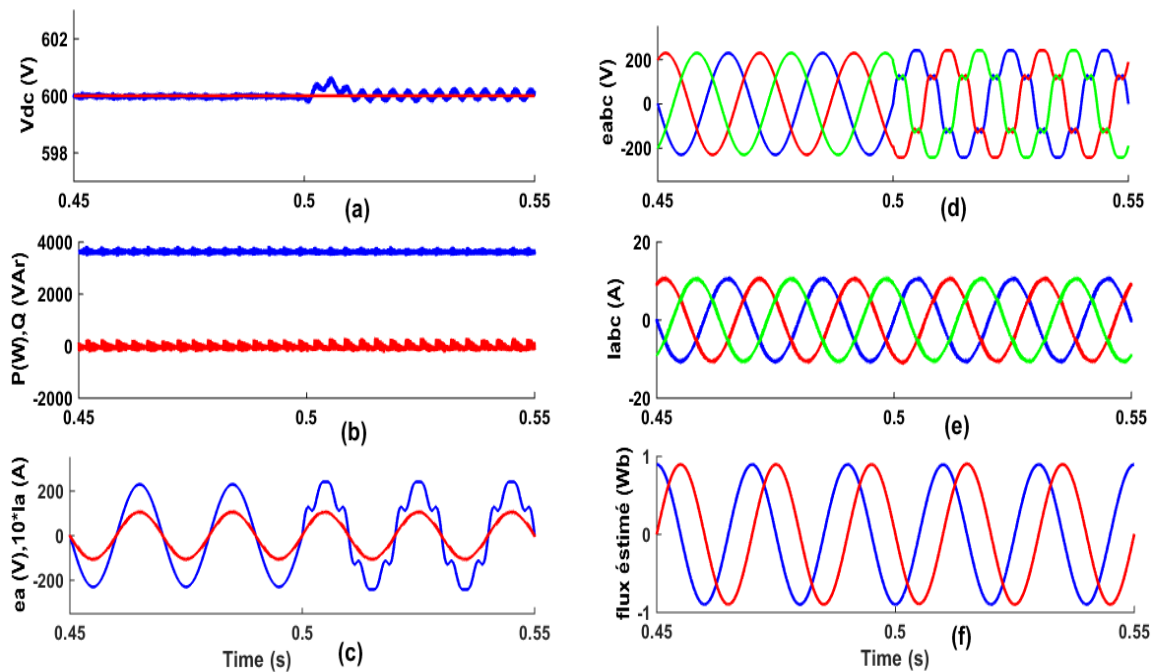


Figure.III.21 : VF-DPC basé sur SOGI-FLL (cas réseau **distordu**) Table [32]

Le premier avantage de cette technique est l'absence de capteurs quel que soit le type de réseau, d'après les figures (Figure.III.19, Figure.III.20 et Figure.III.21), les performances de la technique VF-DPC basé sur SOGI-FLL sont supérieurs à la technique DPC classique, dans le cas d'un réseau distordu un autre avantage, le THD du courant reste toujours aux normes (<5%) en présence d'un réseau très distordu. Voir [Tableau III.6](#).

Tableau III.6 Taux de distorsion harmonique courant : VF-DPC basé sur SOGI-FLL

État du réseau	Cas : réseau équilibré	Cas : réseau légèrement déséquilibré (5%)	Cas réseau distordu 15% harmonique 5 et 10 % harmonique 7
THD	3.10 %	6.26 %	4.41 %

III.4 Commande de la chaine WECS-BDFIM

La configuration du (BDFIM-WEC) est montrée dans la [Figure.III.22](#) le rotor du (BDFIM) est relié à l'éolienne, L'enroulement de puissance (BP) a des paires de pôles (Pp) connectées

directement au réseau, l'enroulement de commande (BC) a des paires de pôles (P_c) alimentées par un convertisseur statique.

Le BDFIM peut fonctionner de plusieurs manières, y compris en mode synchrone, doublement alimenté, asynchrone [37].

Le mode de fonctionnement synchrone de la BDFIM est le mode de fonctionnement souhaitable, dans ce mode de fonctionnement, la vitesse de l'arbre est indépendante du couple de la machine et est donnée par:

$$\omega_r = \frac{\omega_p \pm \omega_c}{P_p + P_c} \tag{III.37}$$

Ou,

$$N_r = 60 \frac{f_p \pm f_c}{P_p + P_c} \tag{III.38}$$

Où (ω_p, ω_c) sont les fréquences angulaires des tensions d'alimentation du BP et BC, respectivement, (f_p, f_c) sont les fréquences des tensions d'alimentation du BP et BC, (P_p), (P_c) sont leurs nombre de paires de pôles, respectivement.

Les signes positifs et négatifs indiquent la séquence d'excitation de BC par rapport à l'enroulement de puissance BP.

Lorsque le BC est court-circuit ($\omega_c = 0$), ou le BC est alimenté en tension continu, la vitesse de l'arbre est définie comme la vitesse naturelle (ω_n) donnée par:

$$\omega_n = \frac{\omega_p}{P_p + P_c} \tag{III.39}$$

Figure.III.22 montrent également l'écoulement de puissance dans une BDFIM sans prise en considération des pertes, les différents modes de fonctionnement en générateur sont résumés au tableau III.7 [37-38].

Tableau III.7: écoulements de puissance dans un BDFIM

Mode de fonctionnement du générateur	Vitesse de rotation		
	$0 < \omega_r < \omega_n$	$\omega_n < \omega_r < \omega_p$	$\omega_r > \omega_p$
Stator (BP)	Fournit de l'énergie	Fournit de l'énergie	Fournit de l'énergie
Stator (BC)	Absorbe de l'énergie	Fournit de l'énergie	Fournit de l'énergie

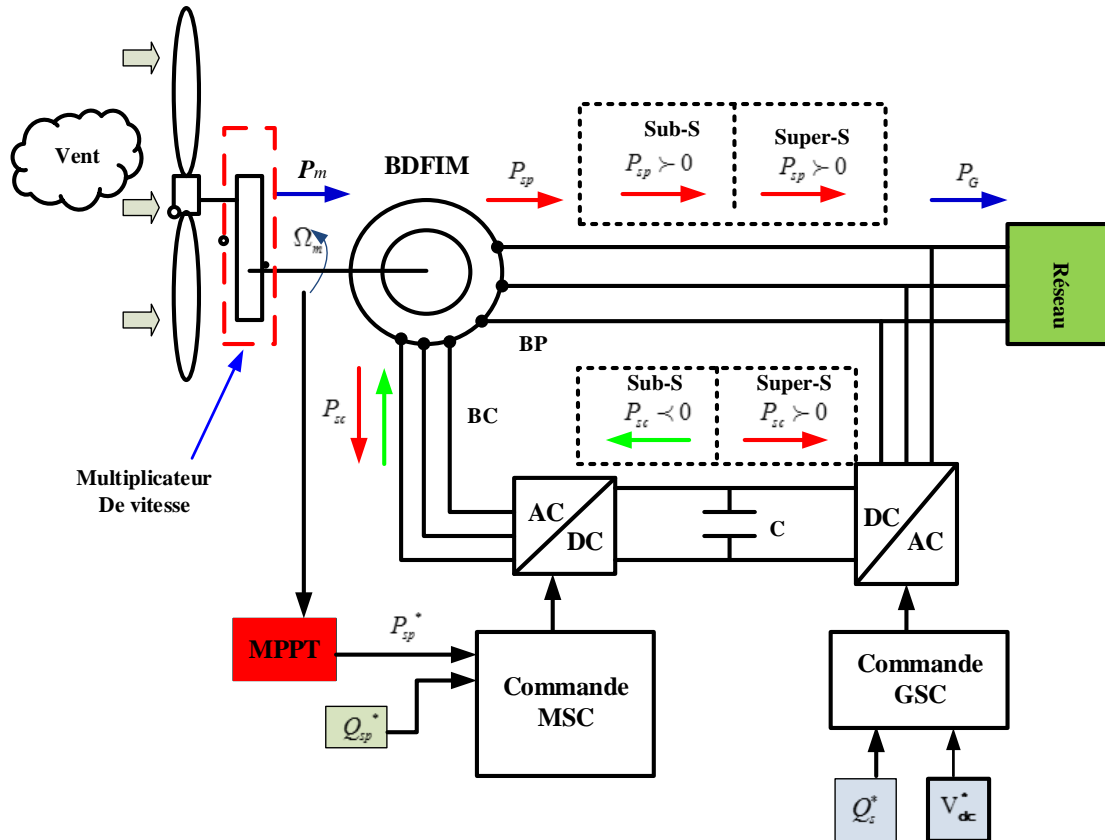


Figure. III.22 : Schéma d'un système d'énergie éolienne basé sur la BDFIM.

III.4.1 Résultats de simulation

Pour la validation de la stratégie DPC proposée, le système a été modélisé et construit dans l'environnement logiciel MATLAB / SIMULINK et testé dans diverses conditions. La tension de référence du bus continu est fixée à 600 V. La commande du convertisseur côté réseau (GSC) vise à maintenir une tension constante du bus continu, et il est contrôlé à l'aide de la méthode VF-DPC basée sur SOGI-FLL. Le convertisseur côté machine (MSC) est exploité pour réguler le flux de puissance via le stator BDFIM vers le réseau en utilisant la stratégie DPC conventionnelle. Afin de vérifier les bonnes performances, une machine BDFIM M1 de puissance de 2,5 kW et ses paramètres sont donnés en annexe A utilisée. La fréquence d'échantillonnage pendant la simulation est $T_s=2 \cdot 10^{-5}$. Le système est analysé en régime permanent et transitoire dans les deux cas suivants:

- Vitesse du vent change (en échelon) (vitesse sub-synchrone, vitesse synchrone et vitesse super synchrone) opération Figure 23(a)
- Vitesse du vent change (profil de vent) Figure 23(b).

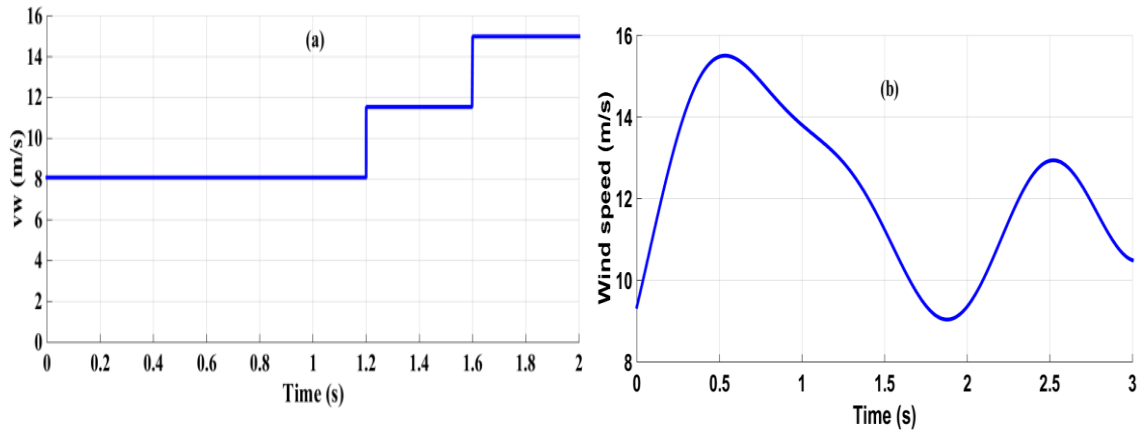


Figure. III.23 : vitesse du vent (a) échelon (b) profil de vent

III.4.1.1 Simulation cas1 : (la vitesse de vent change (échelon))

La vitesse du vent passe de 8,12 m/s à 11,8 m/s à l’instant $t=1,2s$ et de 11,8 m/s à 15 m/s à l’instant $t=1,6 s$ comme le montre la Figure 23 (a). Selon la vitesse optimale correspondante de la machine BDFIM (de 525 tr/m au démarrage jusqu'à 750 tr/min à l'instant 1.2 s, et 975 tr/min à l'instant 1,6 s) comme le montre la Figure 24 (a).

A. Résultat Simulation de (DPC-BDFIM) pour MSC

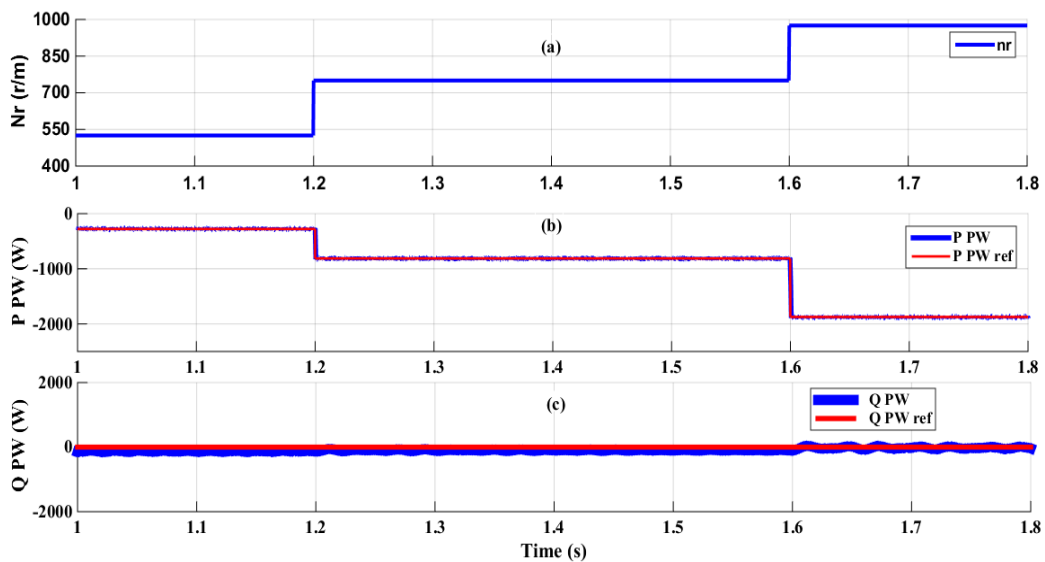


Figure.III.24 : Résultats de simulation de (DPC-BDFIM) (a) Vitesse de rotation (b) BP puissance active de BP (c) puissance réactive de BP.

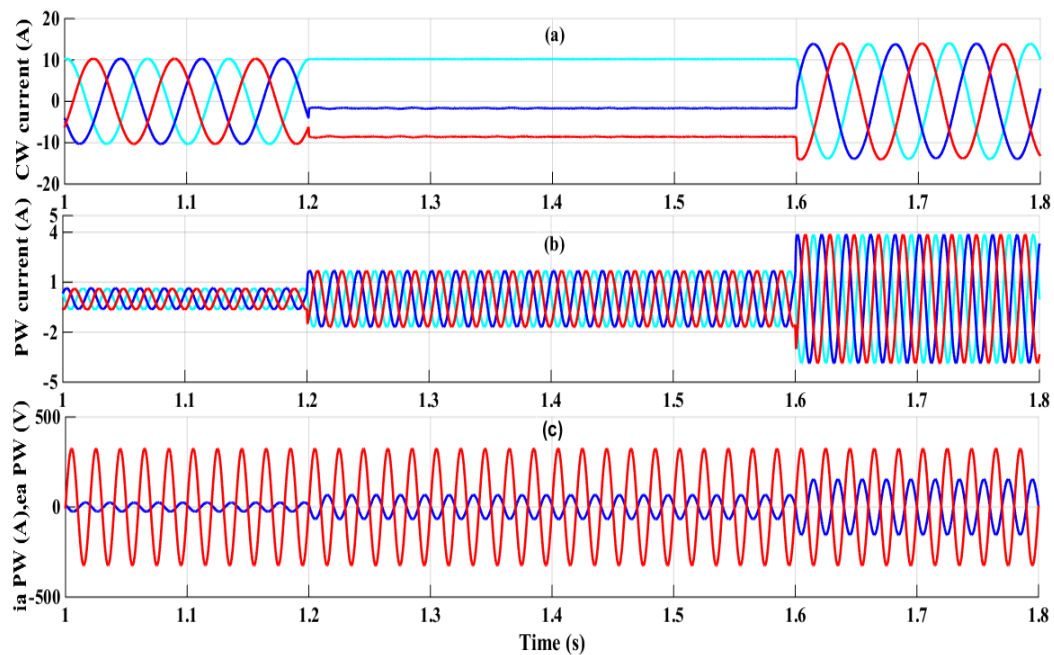


Figure.III.25 : Résultats de simulation de (DPC-BDFIM) (a) les courants de BC (b) les courants de BP (c) courant et tension d'une phase du BP

La Figure 23 (a) montre le profil du vent appliqué pour le système étudié, et il pourrait assurer diverses conditions de fonctionnement (le mode synchrone (750 tr/m), le mode sub-synchrone (525 tr/min) et le mode super-synchrone (975 tr/m)). On peut voir que la vitesse du générateur est ajustée avec précision aux formes d'onde de la vitesse de référence optimale, qui est obtenue à partir du MPPT (Figure.III.24 (a)).

La Figure.III.24(b) montre la puissance active générée en cas de fonctionnement (sup-synchrone, synchrone et super-synchrone) avec une valeur nulle de puissance réactive, comme on peut le voir sur la Figure.III.24 (c).

La Figure.III.24(a) et la Figure.III.24(b) montrent les puissances active et réactive du stator (BP) avec leurs références respectives.

La référence de puissance active du stator (BP) est obtenue par l'intermédiaire de l'algorithme de contrôle MPPT.

La référence de la puissance réactive du stator (BP) est fixée à zéro pour assurer un facteur de puissance unitaire afin d'optimiser la qualité de l'énergie transmise au réseau. On peut également noter que les puissances actives et réactives mesurées de la BDFIM suivent parfaitement leurs références ce qui signifie qu'une bonne performance en régime permanent a

été atteinte. Il est intéressant de mentionner que le mode de fonctionnement est dicté par le signe de la puissance active. Ce dernier est négatif car la machine agit comme un générateur. Pendant les changements de vitesse transitoire, on observe que la puissance active peut suivre avec succès la valeur de sa référence avec une performance dynamique élevée qui présente une performance d'état transitoire assez bonne. Pendant ce temps, la puissance réactive reste non influencée comme le montre la [Figure.III.24\(c\)](#), démontrant un excellent contrôle du découplage de la puissance active et réactive. Donc, brièvement, la stratégie proposée a fourni un excellent comportement dynamique sous un changement de forme (échelon) et il est noté que l'effet de couplage entre les puissances active et réactive est pratiquement inobservable.

Le passage d'un mode de fonctionnement à un autre (sub-synchrone, synchrone et super-synchrone) est observé comme étant lisse sans passage dans les formes d'onde du courant BC et BP, comme montré sur la [Figure.III.25](#).

La [Figure.III.25 \(a\)](#) et la [Figure.III.25\(b\)](#) montrent le courant du BC et le courant du BP.

Le courant du BP a une forme sinusoïdale et en opposition de phase par rapport à la tension du BP de même phase.

La fréquence du courant du BC est modifiée en fonction de la vitesse de rotation. Par exemple pour maintenir une fréquence nulle pour les courants du (BC), la machine BDFIM doit tourner à la vitesse naturelle (750 tr/m, (1.2 s à 1.6 s)), d'autre part, la fréquence du courant (BP) est indépendante de la vitesse du rotor et dépend uniquement de la fréquence du réseau. L'amplitude du courant (BP) et du courant (BC) varie en fonction des changements de la vitesse du vent et de la quantité de puissance active BP.

B. Résultat de la simulation (DPC-GSC)

La [Figure.III.26\(a\)](#) présente les formes d'onde de la tension du réseau et le courant d'une phase du GSC. On peut voir sur cette figure que les courants de ligne sont très proches d'une onde sinusoïdale. Pendant l'intervalle de temps ($t = 1\text{ s}$ à 1.6 s), les formes d'onde du courant et de la tension du réseau sont exactement en phase, ce qui explique que le stator BC de la BDFIM absorbe la puissance active du réseau en mode synchrone et sub-synchrone, alors que, pendant une durée de ($t = 1,6\text{ s}$ à $1,8\text{ s}$), les formes d'onde du courant et de la tension GSC sont en opposition de phase, de sorte que le stator BC de la BDFIM fournit de l'énergie active au réseau (mode hyper-synchrone).

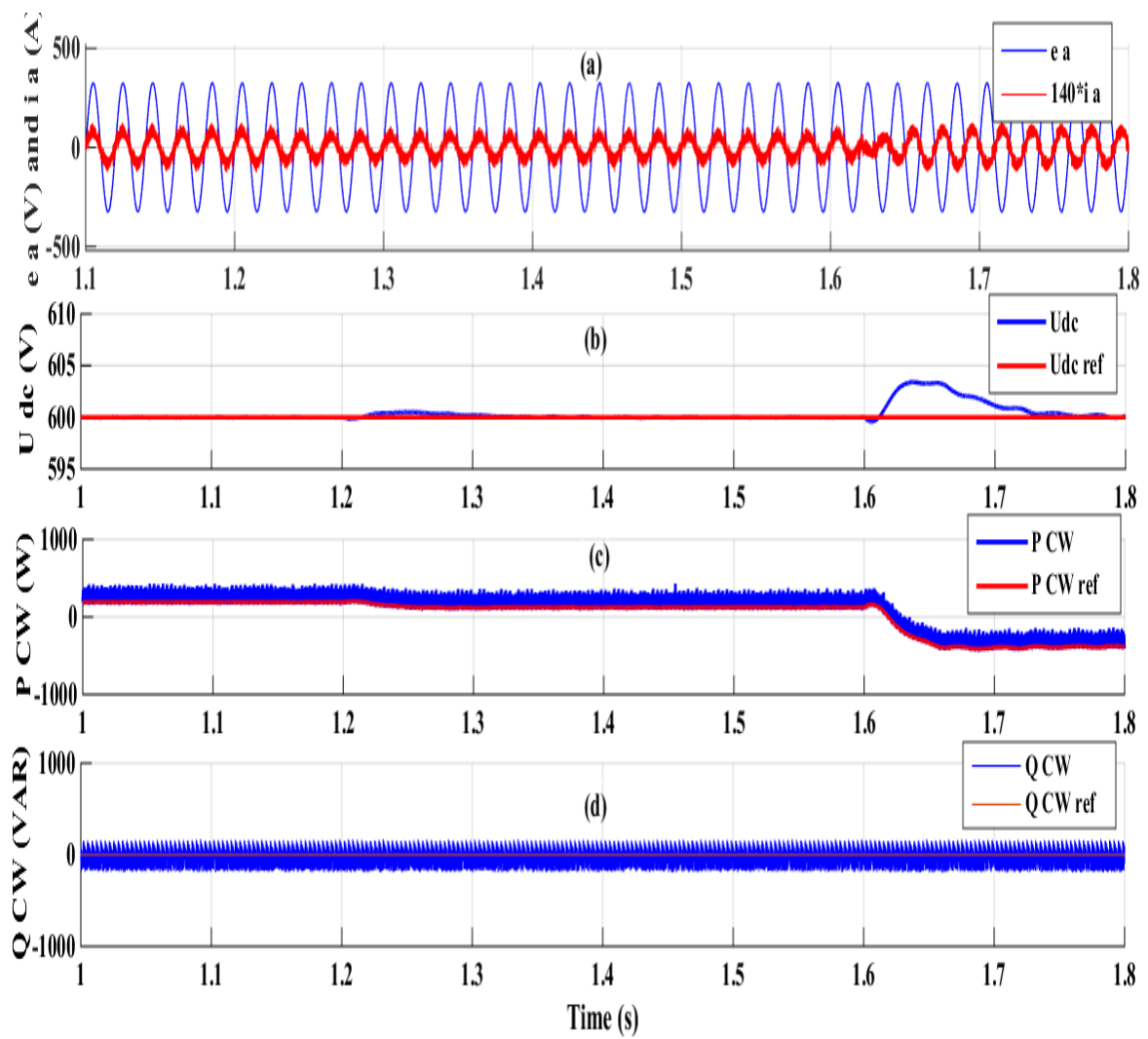
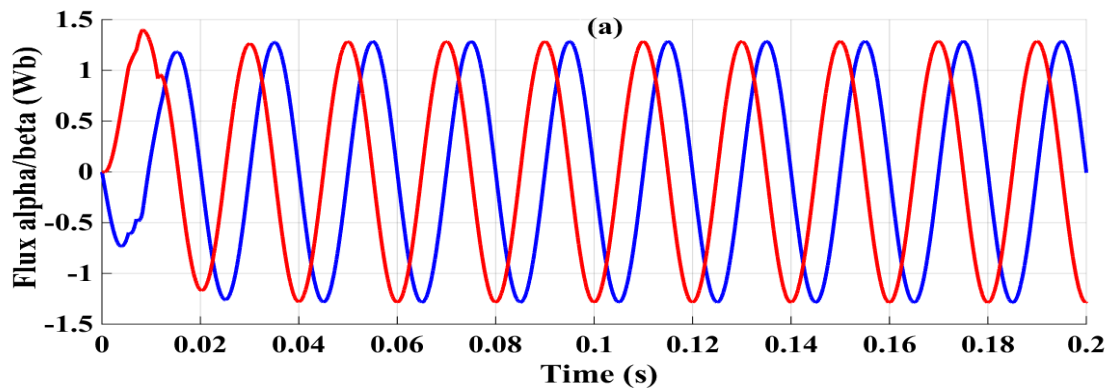


Figure.III.26: Résultats de simulation (VF-DPC-SOGI-FLL) de GSC vitesse du vent échelon (a) tension et courant de la phase a (b) tension de bus continu (c) puissance active (d) puissance réactive



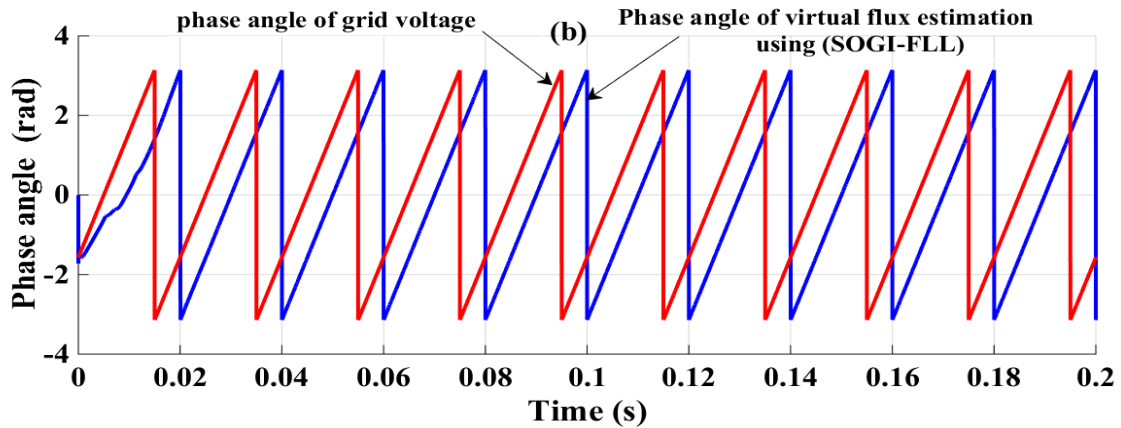


Figure.III.27: Estimation de flux virtuel à base SOGI-FLL (a) flux Virtual (b) angle de phase tension réseau angle de phase de flux virtuel estimé

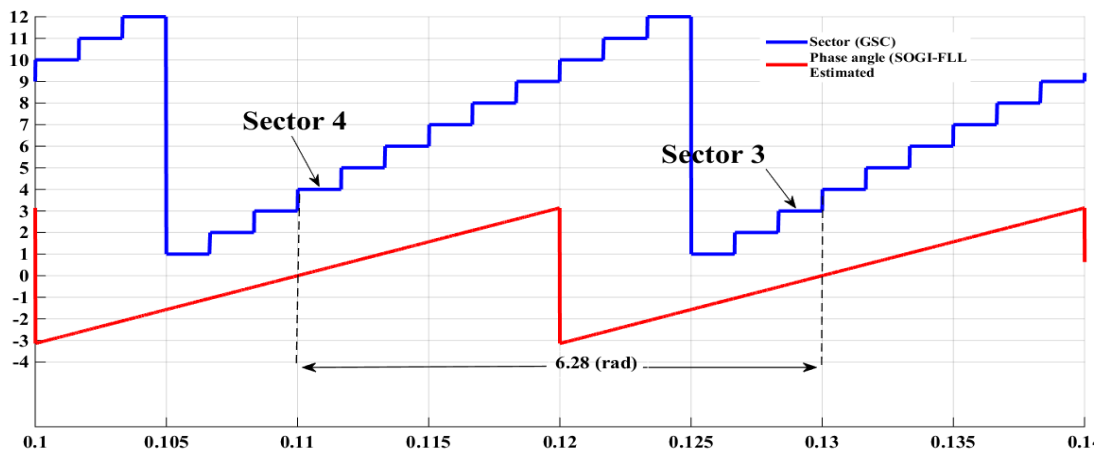


Figure.III.28 : Angle de phase du VF et les 12 secteurs de (VF-DPC) estimés à base de SOGI-FLL.

La Figure.III.26(c-d) montre les puissances actives et réactive du GSC. On peut voir que la puissance active a également varié en fonction du courant GSC, ce qui signifie que cela dépend du mode de fonctionnement. La puissance réactive est fixée à zéro pour assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire et comme la régulation de puissance réactive côté BP reste inchangée, démontrant une caractéristique de contrôle de découplage parfaite des puissances active et réactive.

La Figure.III.26(b) présente la forme d'onde de la tension du bus continu. La référence de la tension du circuit intermédiaire est réglée sur 600 V, la tension mesurée suit parfaitement le

signal de référence à l'exception des conditions initiales où la boucle de régulation de tension n'a pas assez de temps pour réagir, à 1,6s petite variation de tension DC-Link due au passage du mode synchrone au mode sup-synchrone.

La Figure.III.27 présente le déphasage entre l'angle de tension du réseau et l'angle du flux virtuel estimé par l'utilisation de la méthode SOGI-FLL, on peut voir que la forme d'onde de phase du flux virtuel est lisse et stable, en même temps, l'angle de phase de (VF) est déphasé par (90^0) par rapport à l'angle de phase de la tension du réseau. Ensuite, l'estimation du (VF) peut être utilisée pour détecter le secteur utilisé dans le contrôle direct de puissance du convertisseur GSC.

La Figure.III.28 montre l'angle et le secteur correspondant du flux virtuel estimé en utilisant la méthode SOGI-FLL. on peut observer que le secteur identifié en utilisant le vecteur de tension est décalé vers l'avant avec trois rangs lors de l'utilisation du vecteur de flux virtuel.

III.4.1.1 résultat simulation cas2 : avec profil de vent variable

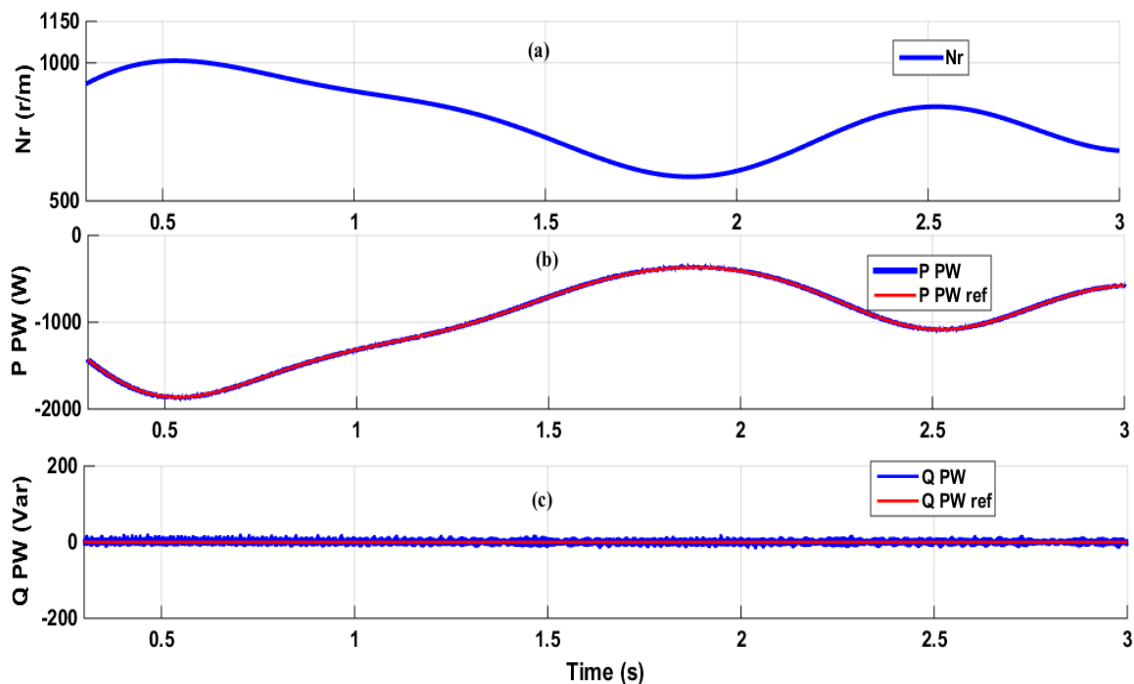


Figure.III.29 : Résultats de simulation de (DPC-BDFIM) profile de vent (a) vitesse de la BDFIM (b) puissance active de BP (c) puissance réactive de BP

La Figure.III.23 (b) présente le profil de vitesse du vent envisagé.

La Figure. III.29 (b-c) montre le flux des puissances active et réactive et, comme dans la section précédente, il montre une très bonne caractéristique de suivi en termes de précision et de réponse temporelle.

La Figure. III.29 (b-c) montre la réponse dynamique de la BDFIM avec la vitesse du générateur disponible Figure III.29(a). les puissances active et réactive de GSC suivent bien leurs références, montrant aussi une excellente performance dynamique et une capacité de suivi.

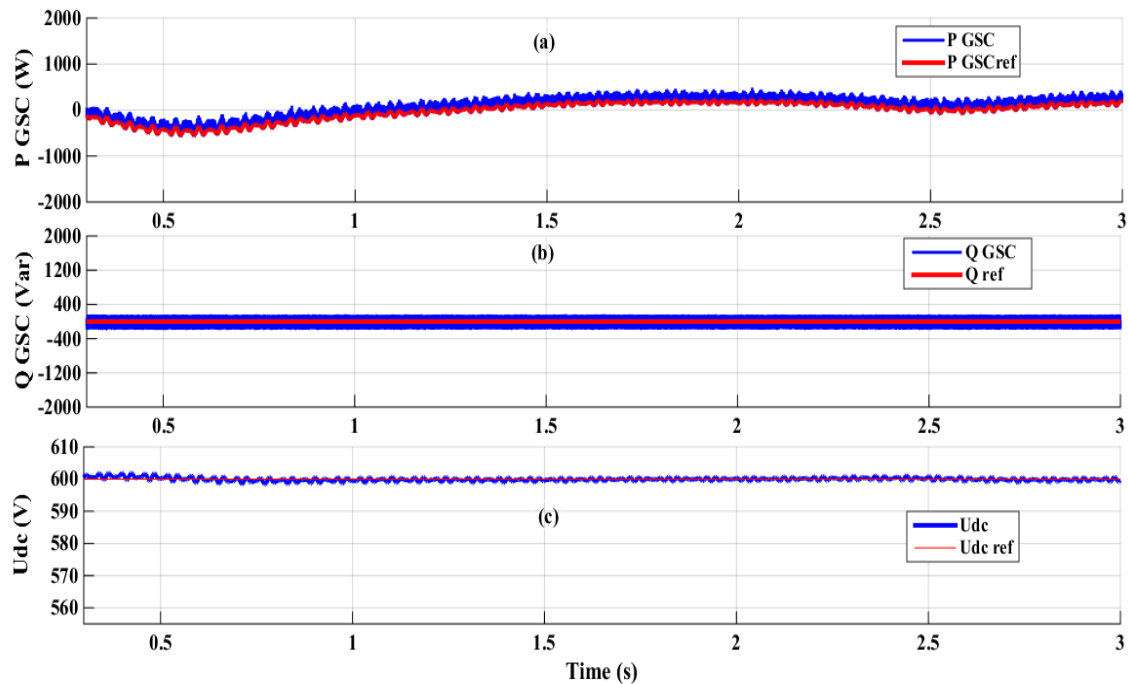


Figure.III.30: Résultats de simulation de (VF-DPC-SOGI-FLL) de GSC sous un profil de vent (a) puissance active(b) puissance réactive (b) tension de bus continu

La Figure.III.30 (c) montre que la tension continue de sortie est régulée et qu'elle suit la consigne de tension de référence (600 V).

Le système de contrôle proposé de la chaîne (WEC-BDFIM) basé sur FV-DPC-GSC et DPC-MSM a non seulement le bon effet de commande du suivi de puissance, mais peut également mettre en œuvre le fonctionnement à fréquence constante à vitesse variable.

III.5 conclusion

Dans ce chapitre, une approche robuste de contrôle de puissance directe appliquée à un système de conversion d'énergie éolienne (WEC-BDFIM) basée sur la machine asynchrone à double alimentation sans balais (BDFIM) a été étudiée. La modélisation mathématique des différentes parties du système est expliquée. Le processus de contrôle est effectué de manière

coordonnée entre le convertisseur côté réseau GSC et le convertisseur côté machine MSC. Considérant que, le contrôle de puissance direct conventionnel (DPC) a été utilisé pour le convertisseur MSC, afin d'adapter et capturer la puissance maximale disponible par éolienne, pour être transféré via le stator BP au réseau. Le point de puissance maximale est défini par un algorithme MPPT qui fournit le signal de puissance de référence utilisé dans le contrôle DPC du MSC. Pendant ce temps, le contrôle de convertisseur GSC se concentre principalement pour assurer une tension du bus continu constante pendant le fonctionnement du système et pour assurer un flux d'énergie bidirectionnel entre le réseau et GSC. Il est important de mentionner que nous avons adopté un flux virtuel basé sur le contrôle de puissance amélioré et un estimateur SOGI-FLL pour réguler le flux de puissance via un convertisseur GSC. Les résultats obtenus nous ont donné une idée claire de la fiabilité du système en termes de performance à l'état stable et de robustesse pendant les régimes transitoires. Tout d'abord, le système pourrait parfaitement gérer les trois principaux modes de fonctionnement (synchrones, sous synchrones et super synchrones), où le flux d'énergie a été transmis d'un mode à l'autre de manière fluide et en maintenant une qualité d'énergie raisonnable pour celle transmise au réseau. Deuxièmement, un test de robustesse a été effectué en utilisant un profil de vent variable et les résultats ont démontré un assez bon comportement de suivi du point de consigne. Enfin, le système BDFIM proposé basé sur FV-DPC-GSC et DPC-MSC a non seulement l'énorme impact de contrôle du suivi de puissance, encore et en plus on peut mettre en œuvre l'opération à fréquence constante à vitesse variable.

III.6 References

- [1] Xinchu Wei, Ming Cheng, Qingsong Wang, 'Direct power control strategies of cascaded brushless doubly fed induction generators', 42nd Annual Conference of the IEEE IECON 2016, 23-26 Oct. 2016.
- [2] B. Hopfensperger, D. J. Atkinson and R. A. Lakin, 'Stator flux oriented control of a cascaded doubly-fed induction machine', vol. 146, no. 6, pp. 597-605, Nov. 1999.
- [3] J. Poza, E. Oyarbide, I. Sarasola, M. Rodriguez, 'Vector control design and experimental evaluation for the brushless doubly fed machine', IET Electr. Power Appl. 2009; 3(4): 247-256.
- [4] A. Prasad, P. Ziogas, and S. Manias, 'An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers', IEEE Trans. Power Electron, vol. 6, no. 1, pp. 83-92, Jan 1991.
- [5] Jiefeng. Hu, A. Jianguo. Zhu, David G. Dorrell, 'New Control Method of Cascaded Brushless Doubly Fed Induction Generators Using Direct Power Control', IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol. 29, No. 3, September 2014.

- [6] I.Sarasola, J Poza, M A Rodriguez, G.Abad, ‘Direct torque control design and experimental evaluation for the brushless doubly fed machine. Energy Conversion and Management, Volume 52, 1226-1234, 2011.
- [7] Hao Wu, ‘Performance Comparisons of Doubly-Fed Machines’, Phd Thesis, University of Northumbria at Newcastle, 2013.
- [8] Shi Jin , Long Shi , Liancheng Zhu ,Ting Dong , Fengge Zhang ; Wenping Cao, ‘Performance comparison of direct power control for brushless doubly-fed wind power generator with different control winding structure’, in Proc. Int. Conf. Elect. Mach. Syst, 3029-3035, 2016.
- [9] S. Shao, E. Abdi, F. Barati, R. McMahon. Stator-Flux-Oriented Vector Control for Brushless Doubly Fed Induction Generato. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2009; 56(10) : 4220-4228.
- [10] J. Poza, "Modélisation, Conception et Commande d'une Machine Asynchrone sans Balais Doublement Alimentée pour la Génération à Vitesse Variable." PhD Dissertation of MondragónUnibertsitatea e Institut National Polytechnique de Grenoble, 2003.
- [11] A. Rahab, F. Senani, and H. Benalla, ‘Direct Power Control of Brushless Doubly-Fed Induction Generator Used in Wind Energy Conversion System’, International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS) Vol. 8, no.1, pp. 417-433, March 2017.
- [12] Sarasolaaltuna, izaskun ‘control robusto de unamáquina de inducción doblementealimentadapor el estatoren aplicaciones de generación de energía a velocidad variable’ PhD Dissertation of Mondragón Unibertsitatea, 2008.
- [13] Bing li ,shiliu, ‘study on direct torque control strategy of brushless doubly-fed induction generator for wind power generation’, In: journal of computational system December 15,2014.
- [14] Rende Zhao, Zhen Xin, Poh Chiang Loh, FredeBlaabjerg, ‘A Novel Flux Estimator Based on SOGI with FLL for Induction Machine Drives’, Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2016.
- [15] Rende Zhao, Zhen Xin, Poh Chiang Loh, FredeBlaabjerg, ‘A Novel Flux Estimator Based on Multiple Second- Order Generalized Integrators and Frequency-Locked Loop for Induction Motor Drives’, IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 32, Issue: 8, Aug. 2017.
- [16] Yongchang Zhang , Jihao Gao and Changqi Qu, ‘Relationship Between Two Direct Power Control Methods for PWM Rectifiers Under Unbalanced Network’, In IEEE Transactions On Power Electronics, vol.32, no.5, pp.4084–4094, MAY 2017
- [17] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, ‘Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey’, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 45, no. 5, pp. 691 –703, Oct. 1998.
- [18] V. Pedro and G. D. Marques, ‘DC voltage control and stability analysis of PWM voltage-type reversible rectifier’, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 45, no. 2, pp. 263–273, Apr. 1998.
- [19] M. Weinhold, ‘A new control scheme for optimal operation of a three phase voltage dc link PWM converter’, in Proc. PCIM Conference, pp. 371–3833, 1991.

- [20] M. Mohseni, S. Islam, and M. A. S. Masoum, 'Enhanced hysteresis-based current regulators in vector control of DFIG wind turbines', *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 26, no. 1, pp. 223–234, Jan. 2011.
- [21] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, 'Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors', *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 3, pp. 473–479, 1998.
- [22] Mariusz Malinowski & Marian Kazmierkowski, 'Simple Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Space Vector Modulation' A Comparative Study', *EPE Journal*, pp. 27-34, 22 Sep 2015.
- [23] Wenshao Bu, Leilei Xu, 'Direct Power Control Strategy of PWM rectifier Based on Improved Virtual Flux-Linkage observer', *Journal of Control Science and Engineering*, volume 2017.
- [24] Marcos B. Ketzer, Cursino B. Jacobina. Sensorless, 'Control Technique for PWM Rectifiers With Voltage Disturbance Rejection and Adaptive Power Factor [J]', *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(2), 1140-1151, 2015.
- [25] A. Rahab, F. Senani, and H. Benalla, 'Direct power control based virtual flux using SOGI-FLL estimator for BDFIG-WEC system', *Revue des Energies Renouvelable (CDER)* Vol. 20, no.3, pp. 449-459, 2017.
- [26] WU Feng-jiang, WANG Zhi-wen, SUN Li, 'Improved virtual flux oriented vector control of PWM rectifier', *Journal Electric Machines and control*, vol.5, 504-508, In Chinese 2008.
- [27] Jon Are Suul, Alvaro Luna, Pedro Rodriguez, Tore Undeland, 'Virtual-Flux-Based Voltage-Sensor-Less Power Control for Unbalanced Grid Conditions', *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 27, NO. 9, SEPTEMBER 2012.
- [28] Zhen Xin, Rende Zhao, Frede Blaabjerg, Longlong Zhang, Poh Chiang Loh, 'An Improved Flux Observer for Field-Oriented Control of Induction Motors Based on Dual Second-Order Generalized Integrator Frequency-Locked Loop', *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Volume: 5, Issue: 1, March 2017.
- [29] I. Takahashi, T. Noguchi. A new quick response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1986; 22(5): 820-827.
- [30] A. Razali M Rahman, N A Rahim. Analysis and Design of New Switching Lookup Table for Virtual Flux Direct Power Control of Grid-Connected Three-Phase PWM AC–DC Converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2015; 51(2): 1189 -1200.
- [31] Naveen Goel, RN Patel, Saji Chacko. A Review of the DTC Controller and Estimation of Stator Resistance in IM Drives, *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*. 2015; 6(3): 554-566.
- [32] Baktash A, Vahedi A, Masoum M. Improved switching table for Direct Power Control of three-phase PWM rectifier. *Proceedings of Australasian Universities Power Engineering Conference, AUPEC; 2007*, pp.1–5.
- [33] Soliman, M Malik, O P Westwick, D T. Multiple model predictive control for wind turbines with doubly fed induction generators. *IEEE Trans. Sustain. Energy*. 2011; 25(3): 215–225.

- [34] Naveen Goel, RN Patel, Saji Chacko. A Review of the DTC Controller and Estimation of Stator Resistance in IM Drives. *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*. 2015; 6(3): 554-566.
- [35] Rodriguez P, Luna A, Ciobotaru M, Teodorescu R, Blaabjerg F. Advanced Grid Synchronization System for Power Converters under Unbalanced and Distorted Operating Conditions. in *Proc. IEEE Ind. Electron. Conf. (IECON'06)*. 2006: 5173-5178.
- [36] Malinowski M., Kazmierkowski M.P., Hansen S., Blaabjerg F. and Marques GD., 'Virtual-flux based Direct Power Control of Three-phase PWM Rectifiers', *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 4, pp. 1019-1027, July-August 2001.
- [37] Ming Cheng ; Xinchu Wei ; Peng Han ; Ying Zhu ; Zhe Chen, 'Modeling and control of a novel dual-stator brushless doubly-fed wind power generation system', *Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2014 17th International Conference on, 22-25 Oct. 2014, Hangzhou, China.
- [38] Ehsan Abdi ; Richard McMahon ; Paul Malliband ; Shiyi Shao ; Mmamolotelo Ezekiel Mathekga ; Peter Tavner ; Salman Abdi;AshknazOraee, Teng Long, Mark Tatlow, 'Performance analysis and testing of a 250 kW medium-speed brushless doubly-fed induction generator', *IET Renewable Power Generation* Volume: 7, Issue: 6, 631 – 638, Nov. 2013.

CAPITRE IV

IV.1 Introduction

Au chapitre précédent, on a montré l'impact d'un réseau perturbé que ce soit sur les performances de la commande du convertisseur côté machine MSC et le convertisseur côté réseau GSC ou bien sur la qualité du courant injecté ou absorbé côté réseau.

Afin de trouver des remèdes pour ces impacts, le calcul des puissances active et réactive sous une source perturbée s'avère une étape indispensable. Dans ce chapitre, on va étudier la méthode de décomposition des composantes positives, négatives et harmoniques du système triphasé en régime perturbé, ainsi que le calcul des valeurs instantanées de la séquence positive, négative et harmonique. Plusieurs méthodes sont proposées dans la littérature [1], [2]. Dans ce chapitre, on va introduire une méthode, basée sur l'intégrateur généralisé du second ordre SOGI. Afin d'appliquer la technique de commande DPC le calcul des puissances instantanées active et réactive dans le cas d'un réseau non idéal dans le repère fixe est développé et discuté.

IV.2 Modélisation de la source perturbée

Sous un réseau idéal, il ya seulement la fondamentale positive de la tension du réseau, mais la tension peut contenir une séquence fondamentale négative et des séquences harmoniques positives ou bien négatives superposées sur la fondamentale positive.

Considérant une source triphasée à trois files et sans neutre, la tension biphasée dans le référentiel stationnaire ($\alpha\beta$) peut être représentée comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_{\alpha}^+ \\ U_{\beta}^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{x=1}^n U_{\alpha x}^+ \\ \sum_{x=1}^n U_{\beta x}^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum_{x=1}^n U_x^+ \sin x\omega_0 t + \varphi_x^+ \\ -\sum_{x=1}^n U_x^+ \sin x\omega_0 t + \varphi_x^+ \end{bmatrix} \quad (IV.1)$$

$$\begin{bmatrix} U_{\alpha}^- \\ U_{\beta}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{x=-1}^{-n} U_{\alpha y}^- \\ \sum_{x=-1}^{-n} U_{\beta y}^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum_{x=-1}^{-n} U_x^+ \sin x\omega_0 t + \varphi_y^+ \\ -\sum_{x=-1}^{-n} U_x^- \sin y\omega_0 t + \varphi_y^+ \end{bmatrix} \quad (IV.2)$$

Où les signes « + » et « - » représentent la séquence positive et négative respectivement.

$U_x^+, x\omega_0, \varphi_x^+$ sont respectivement l'amplitude, la fréquence et la phase de la séquence positive de la tension.

$U_x^-, x\omega_0, \varphi_x^-$ sont respectivement l'amplitude, la fréquence et la phase de la séquence négative de la tension.

$U_{\alpha}^+, U_{\beta}^+, U_{\alpha\alpha}^+, U_{\beta\beta}^+$ Sont les séquences positives de U_{α} et U_{β} .

$U_{\alpha}^-, U_{\beta}^-, U_{\alpha\alpha}^-, U_{\beta\beta}^-$ Sont les séquences négatives de U_{α} et U_{β}

IV.2.1 Décomposition de la source perturbée

Pour calculer les valeurs instantanées des séquences positives et négatives des harmoniques, plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature. Les plus répondues sont celles basées sur les filtres. On présentera dans ce travail une méthode basée sur un intégrateur généralisé du second ordre proposé par [3]. Le développement de cette méthode sera détaillé dans l'annexe B.

IV.2.1.1 Décomposition d'un système triphasé perturbé par SOGI

Un système triphasé déséquilibré peut être écrit sous forme de trois tensions (IV.3) chacune est différente de l'autre en phase et en amplitude. Prenant la fondamentale des tensions des phases du réseau.

$$\begin{aligned} u_a &= U_{\max} \sin(\omega t + \theta_a) \\ u_b &= U_{\max} \sin(\omega t + \theta_b) \\ u_c &= U_{\max} \sin(\omega t + \theta_c) \end{aligned} \quad (IV.3)$$

L'apparition d'un déséquilibre de la tension du réseau triphasé, se traduit par l'apparition d'une composante triphasée équilibrée inverse au niveau d'une décomposition suivant la théorie des composantes symétriques. Alors, le système triphasé dans (IV.3) peut être décomposé en trois systèmes : séquence directe (+), séquence inverse (-) et séquence homopolaire (0) [4]. Dans le plan complexe la relation entre les séquences directes, inverses et homopolaires et les valeurs instantanées des tensions des phases du réseau est la suivante :

$$\begin{bmatrix} e^+ \\ e^- \\ e^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (IV.4)$$

$$e_{abc}^+ = [T_+] e_{abc} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (IV.5)$$

$$e_{abc}^- = T_- e_{abc} \begin{bmatrix} e_a^- \\ e_b^- \\ e_c^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a & 1 & a^2 \\ a^2 & a & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (\text{IV.6})$$

$$e_{abc}^0 = T_0 e_{abc} \begin{bmatrix} e_a^0 \\ e_b^0 \\ e_c^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (\text{IV.7})$$

$$a = e^{j(\frac{2\pi}{3})} \quad (\text{IV.8})$$

Dans la plus part des systèmes électriques, le neutre n'est pas connecté, ainsi la composante homopolaire est nulle donc il ne reste qu'à déterminer les composantes positives et négatives. Transformons les grandeurs triphasées du système diphasé dans le repère fixe on peut écrire :

$$U_{\alpha\beta} = [T_{\alpha\beta}] u_{abc} [T_{\alpha\beta}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.9})$$

$$U_{\alpha\beta}^+ = [T_{\alpha\beta}] u_{abc}^+ = [T_{\alpha\beta}] [T_+] u_{abc}$$

$$U_{\alpha\beta}^+ = [T_{\alpha\beta}] [T_+] [T_{\alpha\beta}]^T u_{\alpha\beta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} u_{\alpha\beta} \quad (\text{IV.10})$$

$$U_{\alpha\beta}^- = [T_{\alpha\beta}] T_- [T_{\alpha\beta}]^T u_{\alpha\beta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} u_{\alpha\beta} \quad (\text{IV.11})$$

$$q = e^{-j(\frac{2\pi}{3})} \quad (\text{IV.12})$$

Utilisant la composante en quadrature générée par SOGI-FLL et les équations (IV.10) et (IV.11), on peut calculer la valeur instantanée de la composante positive et négative d'un système triphasé déséquilibré comme le montre la [Figure IV.1](#). Deux SOGI (DSOGI) ont été utilisées en parallèle, l'une pour l'axe (α) et l'autre pour l'axe (β).

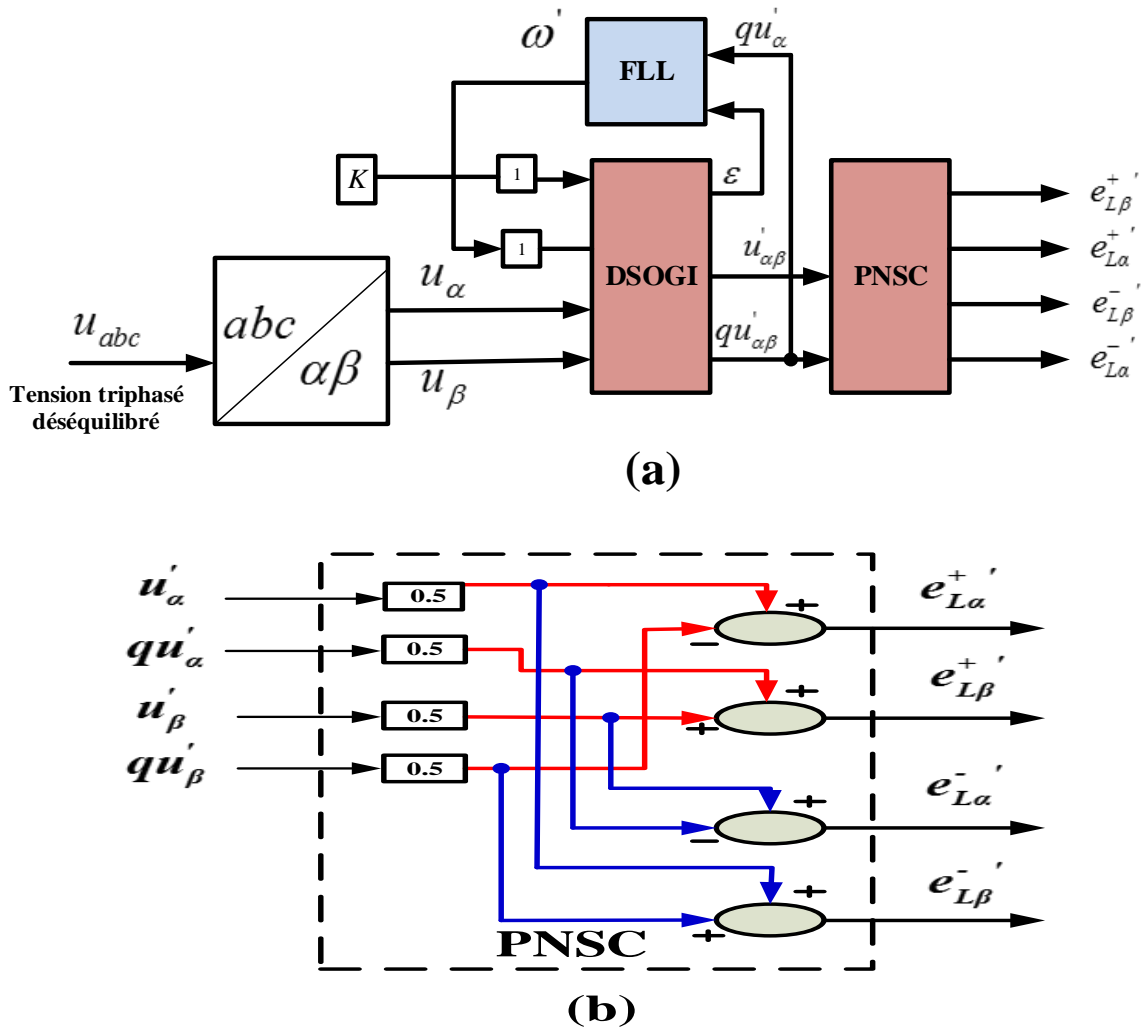


Figure.IV.1 (a) Séparation des séquences d'un système triphasé déséquilibré (b) détecteur de séquence directe (+), séquence inverse (-)

La même étude peut être généralisée pour un système triphasé déséquilibré contenant des harmoniques, raccordons plusieurs DSOGI en parallèle à chacune d'entre-elle une fréquence d'entrée correspond à l'ordre de l'harmonique voulue [Figure IV.2](#) et leur signal d'entrée est donné par l'équation (IV.13).

$$U_{\alpha\beta(i)} = U_{\alpha\beta} - \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^n U_{\alpha\beta(j)} \quad (IV.13)$$

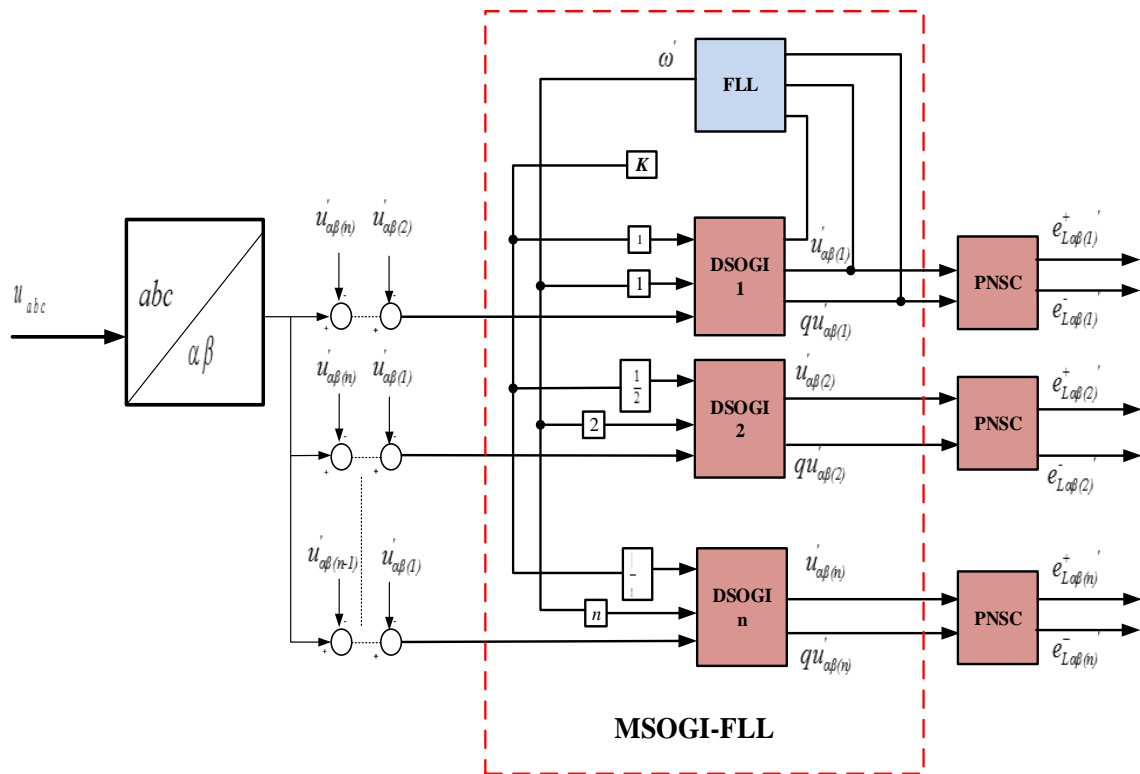


Figure.IV.2 Séparation des séquences d'un system triphasé perturbé.

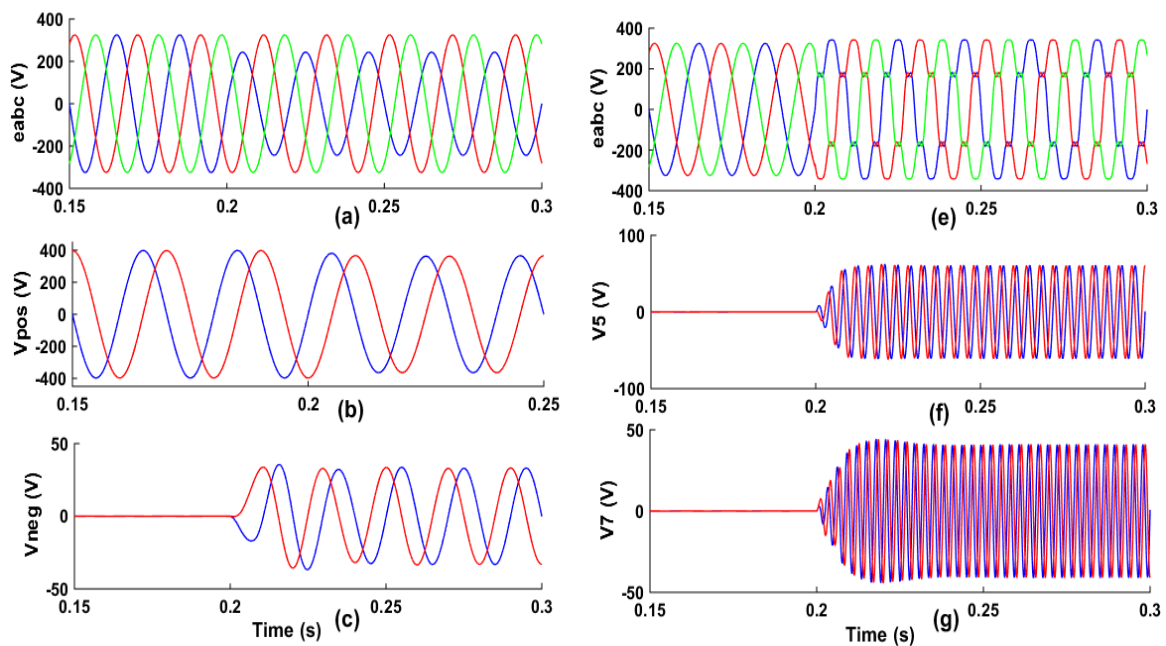


Figure.IV.3 Résultats de simulation du MSOGI-FLL (a) tension réseau (b) tension réseau e_{α}, e_{β} séquence positive (c) tension réseau e_{α}, e_{β} séquence négative (e) tension réseau (f) tension e_{α}, e_{β} de l'harmonique 5 (g) tension e_{α}, e_{β} de l'harmonique 5

Les résultats de simulation du MSOGI-FLL sont présentés dans la Figure IV.3.

Une chute de tension dans la première phase a été provoquée à l'instant $t=0.2$ Figure IV.3(a).

Les harmoniques d'ordre 5 et 7 superposent à l'instant $t=0.2$ s avec la tension du réseau Figure IV.3(e).

D'après les figures (b-c), (f-g), il est bien clair que la MSOGI est capable de calculer les séquences positive, négative et harmonique de la source avec précision et un bon dynamique

IV.3 Commande directe de puissance modifiée

IV.3.1 MDPC-GSC

Le schéma de principe de base du système DPC à base d'estimation du VF est représenté sur la Figure IV.4, le redresseur PWM triphasé est commandé en utilisant une estimation de flux SOGI-FLL basée sur VFDPC et une table de commutation améliorée (IST) développée dans [5].

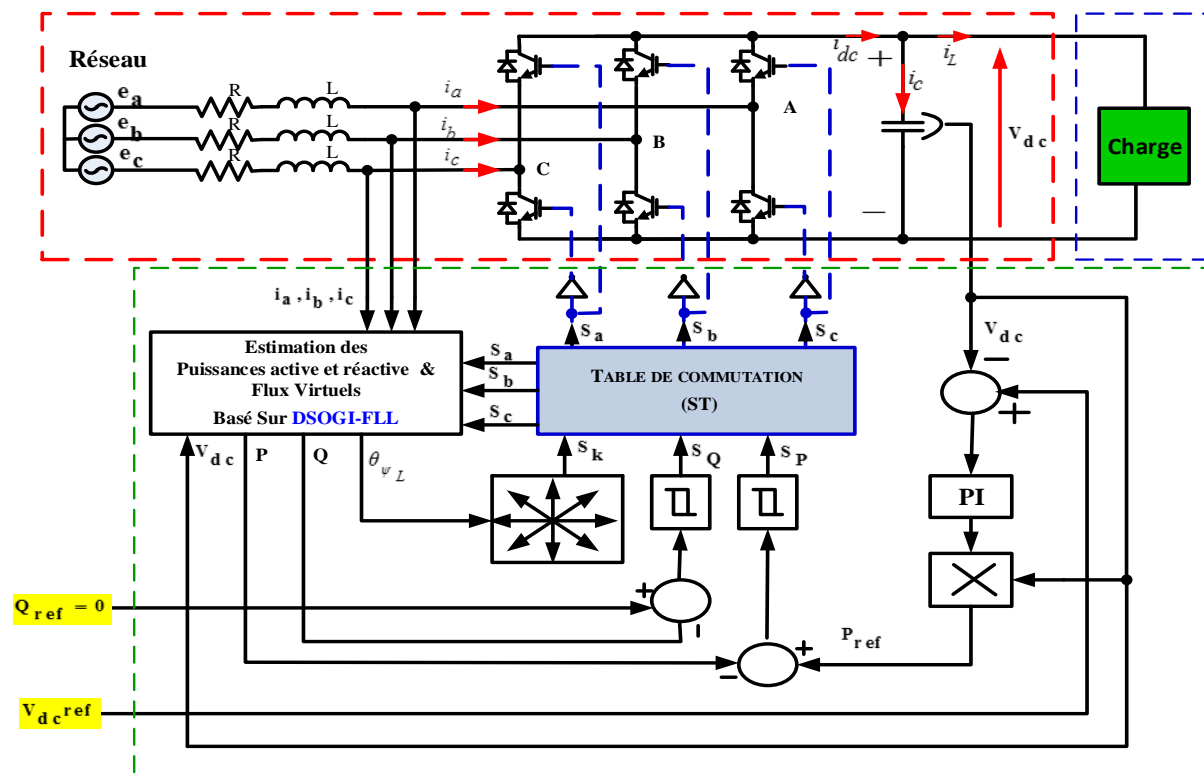


Figure.IV.4. Principe de base du système DPC à base d'estimation du flux virtuel

Le concept (VF) qui relie la tension de réseau et les inductances du côté alternatif à un moteur à courant alternatif virtuel ; R et L représentent la résistance du stator et l'inductance de fuite du stator du moteur virtuel. Les tensions composées de réseau (e_{ab} , e_{bc} , e_{ca}) seraient induites par un flux d'entrefer virtuel. Dans une autre perspective, l'intégration des tensions de phase conduit à un vecteur de flux virtuel d'une phase (Ψ_L) [6-8].

La puissance active (P_{ref}) et la puissance réactive (Q_{ref}) sont comparées aux puissances estimées P et Q via des contrôleurs d'hystérésis. Les signaux de sortie numérisés (SP) et (SQ)

et la position du vecteur VF (θ_{ψ_L}) sont utilisés pour sélectionner le vecteur de tension approprié conformément à la table de commutation définie dans [5].

L'avantage de choisir cette table améliorée, car elle donne les meilleurs résultats, en réduisant la distorsion harmonique totale (THD) des courants de ligne et des pertes de commutation [5].

IV.3.2 Estimation du flux SOGI-FLL sous un réseau non idéal

Sous une tension de réseau équilibrée et déséquilibrée, le VF peut être estimé par SOGI-FLL comme illustré sur la Figure IV.5 (a) et (b), où :

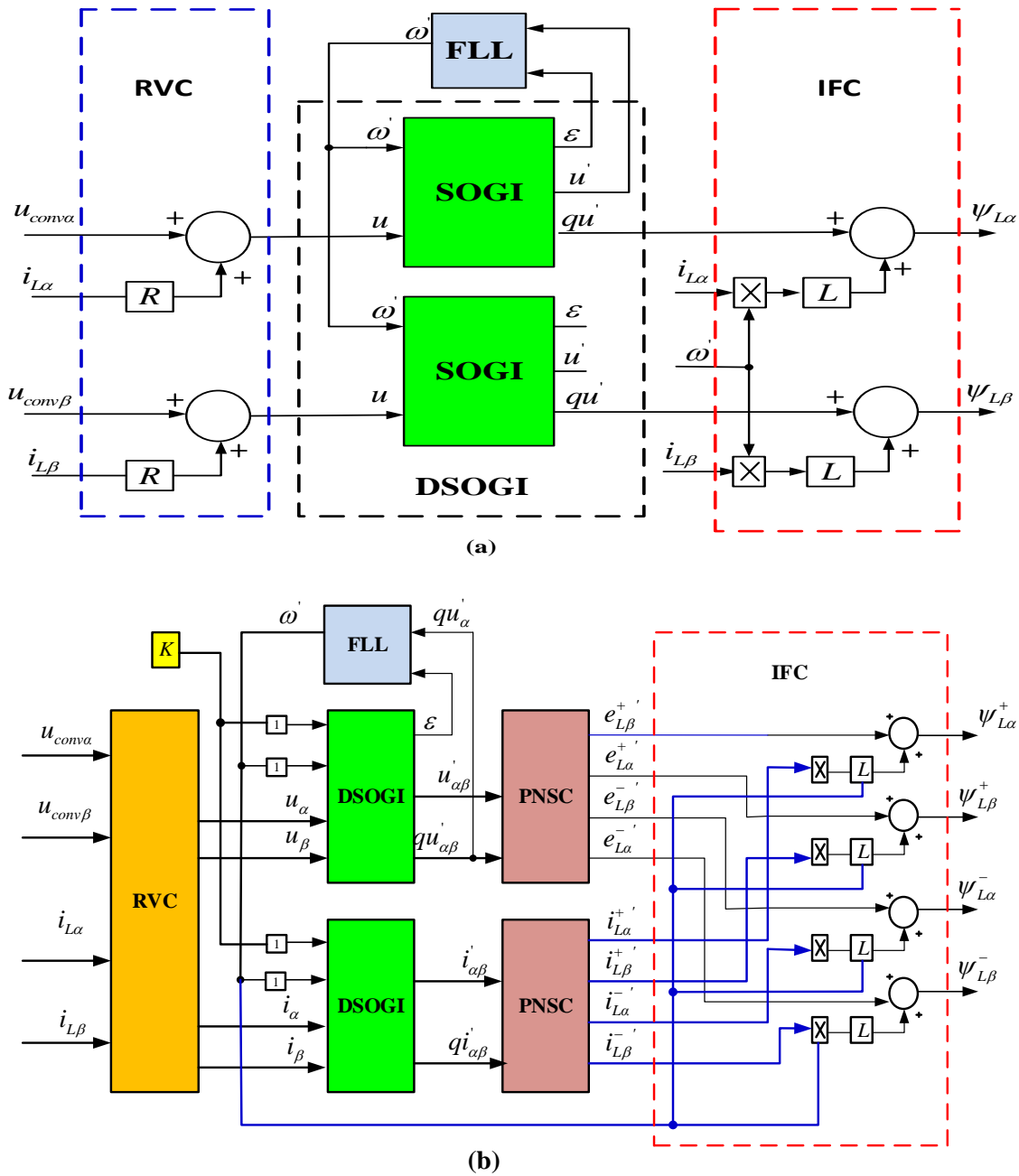


Figure.IV.5 Estimateur de flux virtuel sous (a) tension de réseau équilibrée (b) tension de réseau déséquilibrée

RVC : compensation de tension de résistance, IFC : compensation de flux d'inductance

PNSC: Composante de séquence positive et négative.

Sous des tensions des sources non équilibrées et contenant des harmoniques, le (VF) peut être estimé par plusieurs intégrateurs généralisés de second ordre (MSOGI) comme illustré dans la Figure IV.6 [9].

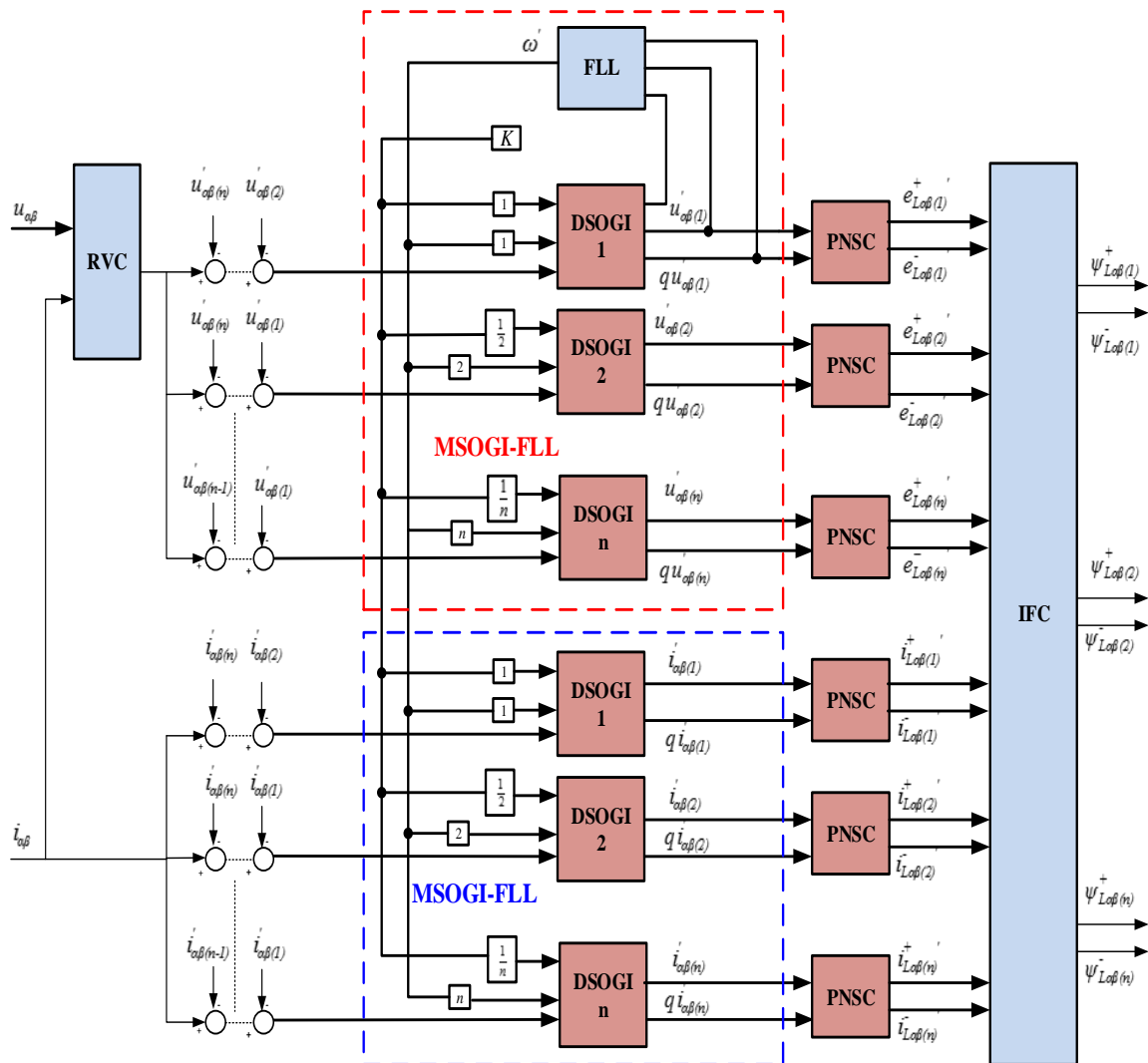


Figure.IV.6 Estimateur de flux virtuel sous tension de réseau non équilibré et contenant des harmoniques à base de MOGI-FLL

IV.3.3 Contrôle directe de puissance modifiée à base de flux virtuel (MVFDP)

Dans les référentiels fixes, lorsque la tension du réseau est déséquilibrée et déformée, la tension et le courant du réseau sont exprimés en (IV.14), (IV.15). La somme des courants sera toujours nulle (dans cette analyse supposons un système de connexion à trois fils), par conséquent, les séquences zéro des courants seront nulles. Dans ce travail, seul les

CHAPITRE IV Commande modifiée du système (WECS-BDFIM) connecté au réseau

composants harmoniques de rang 5 dans la tension d'alimentation associé à un déséquilibre sont pris en compte dans la modélisation.

$$E_{\alpha\beta} = e_{\alpha} + j e_{\beta} = (e_{\alpha}^{+} + e_{\alpha}^{-} + e_{\alpha}^5) + j(e_{\beta}^{+} + e_{\beta}^{-} + e_{\beta}^5) \quad (\text{IV.14})$$

$$I_{\alpha\beta} = i_{\alpha} + j i_{\beta} = (i_{\alpha}^{+} + i_{\alpha}^{-} + i_{\alpha}^5) + j(i_{\beta}^{+} + i_{\beta}^{-} + i_{\beta}^5) \quad (\text{IV.15})$$

$$\psi_{\alpha\beta} = \psi_{\alpha} + j \psi_{\beta} = (\psi_{\alpha}^{+} + \psi_{\alpha}^{-} + \psi_{\alpha}^5) + j(\psi_{\beta}^{+} + \psi_{\beta}^{-} + \psi_{\beta}^5) \quad (\text{IV.16})$$

Après avoir substitué le flux et le courant par leurs valeurs représentées en (IV.14) et (IV.15), les résultats des puissances active et réactive peuvent être regroupés en quatre termes.

$$P = \frac{3}{2} \left(\begin{aligned} &\omega(\psi_{L\alpha}^{+} i_{L\beta}^{+} - \psi_{L\beta}^{+} i_{L\alpha}^{+} + \psi_{L\alpha}^{-} i_{L\beta}^{-} - \psi_{L\beta}^{-} i_{L\alpha}^{-} + \psi_{L\alpha}^5 i_{L\beta}^5 - \psi_{L\beta}^5 i_{L\alpha}^5) + \\ &\omega(\psi_{L\alpha}^{+} i_{L\beta}^{-} - \psi_{L\beta}^{+} i_{L\alpha}^{-} + \psi_{L\alpha}^{-} i_{L\beta}^{+} - \psi_{L\beta}^{-} i_{L\alpha}^{+}) + \\ &\omega(\psi_{L\alpha}^{+} i_{L\beta}^5 - \psi_{L\beta}^{+} i_{L\alpha}^5 + \psi_{L\alpha}^5 i_{L\beta}^{+} - \psi_{L\beta}^5 i_{L\alpha}^{+}) + \\ &\omega(\psi_{L\alpha}^5 i_{L\beta}^{-} - \psi_{L\beta}^5 i_{L\alpha}^{-} + \psi_{L\alpha}^{-} i_{L\beta}^5 - \psi_{L\beta}^{-} i_{L\alpha}^5) \end{aligned} \right) \quad (\text{IV.17})$$

$$Q = \frac{3}{2} \left(\begin{aligned} &\omega(\psi_{L\alpha}^{+} i_{L\alpha}^{+} + \psi_{L\beta}^{+} i_{L\beta}^{+} + \psi_{L\alpha}^{-} i_{L\alpha}^{-} + \psi_{L\beta}^{-} i_{L\beta}^{-} + \psi_{L\alpha}^5 i_{L\alpha}^5 + \psi_{L\beta}^5 i_{L\beta}^5) + \\ &\omega(\psi_{L\alpha}^{+} i_{L\alpha}^{-} + \psi_{L\beta}^{+} i_{L\beta}^{-} + \psi_{L\alpha}^{-} i_{L\alpha}^{+} + \psi_{L\beta}^{-} i_{L\beta}^{+}) + \\ &\omega(\psi_{L\alpha}^{+} i_{L\alpha}^5 + \psi_{L\beta}^{+} i_{L\beta}^5 + \psi_{L\alpha}^5 i_{L\alpha}^{+} + \psi_{L\beta}^5 i_{L\beta}^{+}) + \\ &\omega(\psi_{L\alpha}^5 i_{L\alpha}^{-} + \psi_{L\beta}^5 i_{L\beta}^{-} + \psi_{L\alpha}^{-} i_{L\alpha}^5 + \psi_{L\beta}^{-} i_{L\beta}^5) \end{aligned} \right) \quad (\text{IV.18})$$

Il y a beaucoup de lois de contrôle qui peuvent être appliquées dans le contrôle proposé, pour obtenir des courants de ligne sinusoïdaux et équilibrés, les composantes de séquence négative et la 5ème séquence harmonique doivent être éliminées.

Donc les équations (IV.17) et (IV.18) peuvent être écrits comme suit :

$$P = \frac{3}{2} \omega (\psi_{L\alpha}^{+} i_{L\beta}^{+} - \psi_{L\beta}^{+} i_{L\alpha}^{+} + \psi_{L\alpha}^{-} i_{L\beta}^{-} - \psi_{L\beta}^{-} i_{L\alpha}^{-} + \psi_{L\alpha}^5 i_{L\beta}^5 - \psi_{L\beta}^5 i_{L\alpha}^5) \quad (\text{IV.19})$$

$$Q = \frac{3}{2} \omega (\psi_{L\alpha}^{+} i_{L\alpha}^{+} + \psi_{L\beta}^{+} i_{L\beta}^{+} + \psi_{L\alpha}^{-} i_{L\alpha}^{-} + \psi_{L\beta}^{-} i_{L\beta}^{-} + \psi_{L\alpha}^5 i_{L\alpha}^5 + \psi_{L\beta}^5 i_{L\beta}^5) \quad (\text{IV.20})$$

Sous l'alimentation en tension de réseau équilibrée et parfaitement sinusoïdale, il existe seulement une composante de séquence positive, et les puissances peuvent être décrites comme :

$$P = \frac{3}{2} \omega (\psi_{L\alpha}^{+} i_{L\beta}^{+} - \psi_{L\beta}^{+} i_{L\alpha}^{+}) \quad (\text{IV.21})$$

$$Q = \frac{3}{2} \omega (\psi_{L\alpha}^+ i_{L\alpha}^+ + \psi_{L\beta}^+ i_{L\beta}^+) \quad (IV.22)$$

On peut voir à partir des équations (IV.19) et (IV.20) que nous voulons éliminer l'effet de la séquence négative et des composantes harmoniques du 5ème ordre du réseau ; les termes de puissance active et réactive de compensation peuvent être obtenus comme :

$$P_{comp} = -\frac{3}{2} \omega (\psi_{L\alpha}^- i_{L\beta}^+ - \psi_{L\beta}^- i_{L\alpha}^+ + \psi_{L\alpha}^5 i_{L\beta}^+ - \psi_{L\beta}^5 i_{L\alpha}^+) \quad (IV.23)$$

$$Q_{comp} = -\frac{3}{2} \omega (\psi_{L\alpha}^- i_{L\beta}^+ + \psi_{L\beta}^- i_{L\alpha}^+ + \psi_{L\alpha}^5 i_{L\beta}^+ + \psi_{L\beta}^5 i_{L\alpha}^+) \quad (IV.24)$$

Plusieurs applications nécessitent (ondulation douce, stable et petite) de la tension de bus continu, pour obtenir des courants de lignes sinusoïdales équilibrées, et une tension de liaison DC moins ondulée, la puissance de référence d'origine (P_{const}) est obtenue par la tension V_{dc} mesurée et filtrée avec filtre coupe-bande (**Notch**) [Figure IV.7](#) .

L'intégration du filtre coupe-bande dans le schéma de commande améliore la forme d'onde de la tension du circuit intermédiaire.

La [Figure IV.7](#) montrent la stratégie DPC modifiée proposée, ce schéma basé sur l'idée d'injecter les composantes de compensation de la puissance active et réactive dans les puissances de référence d'origine (P_{const} et Q_{const}) , pour obtenir un courant de ligne sinusoïdal et symétrique et une forme de tension régulière du bus continu fixe.

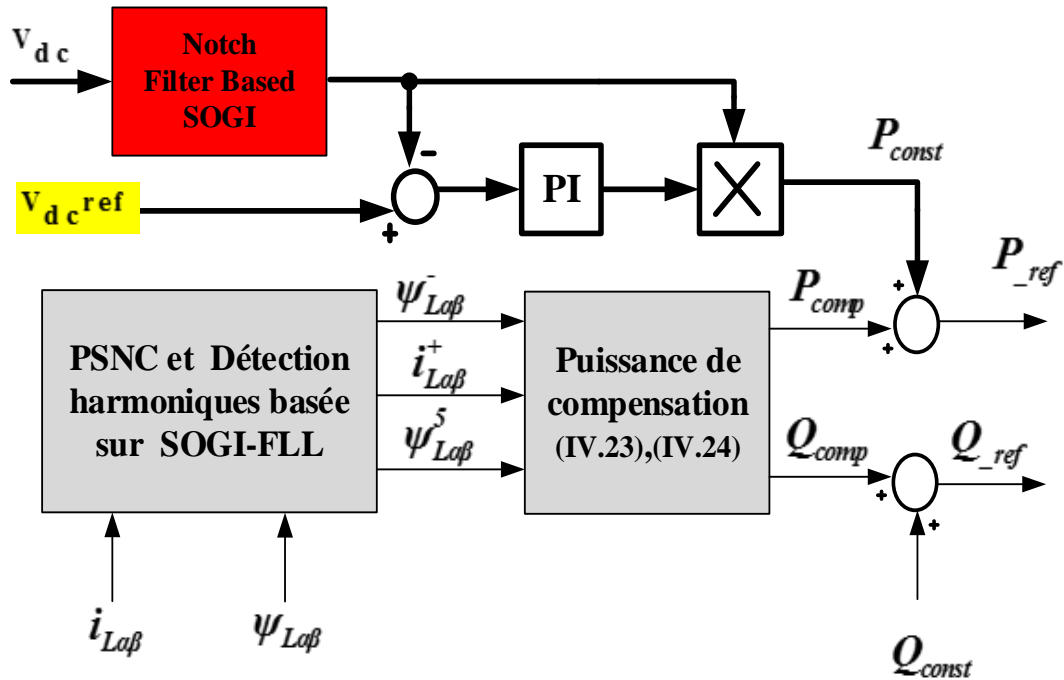


Figure.IV.7 Stratégie de commande sous un déséquilibre et une tension d'alimentation distordue

CHAPITRE IV Commande modifiée du système (WECS-BDFIM) connecté au réseau

Le filtre coupe-bande sur la tension du circuit intermédiaire est là pour éliminer les oscillations (100 et 300 Hz) qui surviennent dans des conditions de tensions perturbées. Par conséquent, ces filtres améliorent la technique de la DPC classique.

Un filtre qui supprime les oscillations (100 et 300 Hz) peut être réalisé en utilisant deux blocks SOGI en cascade réglé sur (100 et 300 Hz) au lieu de 50 Hz [10].

$$P_{ref} = P_{const} + P_{comp} \quad (IV.25)$$

$$Q_{ref} = Q_{const} + Q_{comp} \quad (IV.26)$$

IV.3.4 Simulation MDPC-GSC

Afin de vérifier et de valider la stratégie DPC proposée, le système a été modélisé et construit dans l'environnement logiciel MATLAB / SIMULINK et testé dans diverses conditions.

La tension de liaison cc de référence est fixée à 600 V. La commande du redresseur triphasé vise à maintenir une tension de liaison continue constante, et est commandée à l'aide de l'estimateur de flux virtuel SOGI-FLL basé sur la méthode VFDPC. La procédure de départ n'est pas pertinente pour ce cas et n'apparaît pas dans les résultats. Les principaux paramètres électriques du système sont donnés dans [7].

IV.3.4.1 Paramètres de DSOGI-FLL

$$\Gamma = 100 \quad , \quad k = \sqrt{2}$$

Le système est analysé dans deux cas présentés dans le [Tableau IV.1](#)

[Tableau IV.1.](#) Cas de simulation

CAS	Source de tension	durée(s)	Technique appliqué
1	équilibré	0 à 1 s	VFDPC
	Déformé (15 % de la 5 th harmonique et 10 % de la 7 th harmonique)	1 s à 1.08s	VF-DPC
	Déformé (15 % de la 5 th harmonique et 10 % de la 7 th harmonique))	1.08 s à 1.2s	M-VFDPC
2	équilibré	0 à 1 s	VFDPC (avec et sans Notch filtre)
	Déséquilibré distordu (déséquilibré de 15% et 20% distorsion de la 5 th harmonique)	1s à 1.08 s	VFDPC (avec et sans Notch filtre)
	déséquilibré distorse (déséquilibré de 15% et 20% distorsion de la 5 th harmonique)	1.08 s à 1.2	M-VFDPC (avec et sans Notch filtre)

IV.3.4.2 Résultat de simulation CAS 1:

La présence de (la 5ème et la 7ème) ordre des harmoniques dans la tension du réseau à (t = 1 à 1,2 s). La Figure.IV.8 (a) crée moins de termes de pulsation dans la courbe de la tension de liaison V_{dc} , la fréquence des oscillations résultante est (300 Hz) comme indiqué sur la Figure.IV.8 (f).

MVFDPC est une stratégie de contrôle qui introduit de très bonnes performances avec une tension équilibrée ou déformée. La puissance active est réglée sur sa valeur nominale sans oscillation prévue et en même temps la puissance réactive est maintenue à zéro ($Q = 0 \text{ VAR}$) sans oscillation Figure.IV.8 (d), les courants du réseau et le flux virtuel estimé prennent une forme sinusoïdale dans des conditions de tension du réseau déformé, voir Figure.IV.8 (e, b).

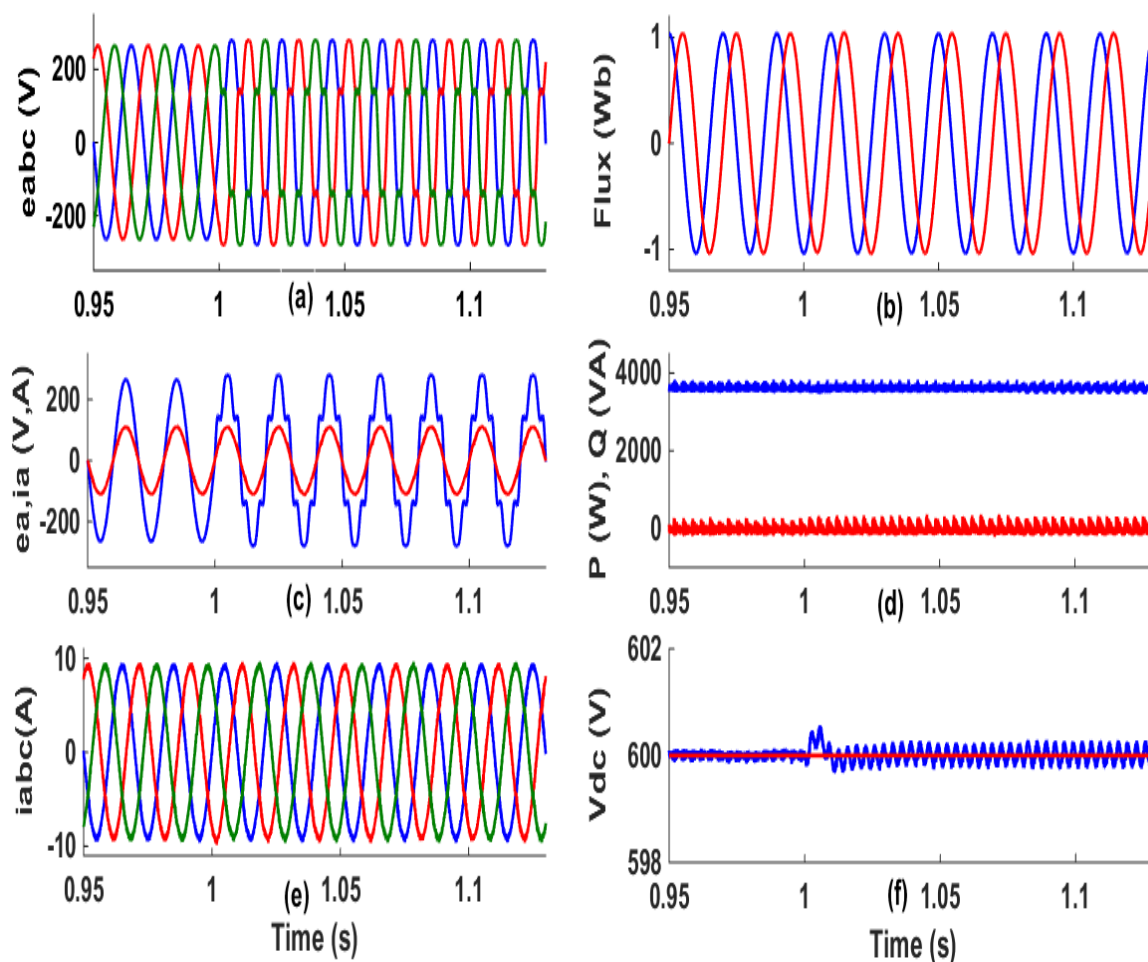


Figure.IV.8. Résultat de simulation cas1 (a) tension triphasé du réseau (b) flux virtuel estimé (ψ_{La}^+ et ψ_{Lb}^+) (c) tension et courant de la phase a (d) puissance active (couleur bleu) puissance réactive (couleur rouge). (e) courant triphasé du réseau (f) tension de bus continu

IV.3.4.3 Résultat de simulation CAS 2

a - VFDPC et MFVDPC Sans filtre (Notch)

La **Figure.IV.9** montre le comportement du redresseur PWM triphasé commandé par la stratégie proposée dans une alimentation en tension distordue et déséquilibrée. A ($t = 0$ à $t = 1$ s), les courants de ligne sont sinusoidaux. La distorsion harmonique totale (THD) est seulement de 3,36% **Figure.IV.11(a)**, ceci en raison de l'excellente capacité de la méthode de contrôle de celui du VFDPC.

Cependant, les courants de ligne sont sérieusement déformés lorsque la tension du réseau est déséquilibrée et déformée à ($t = 1$ s à $t = 1,08$ s), le THD est de 15,65% avec les composantes harmoniques dominantes d'ordre (3, 5, 7, 9 ...), comme représenté sur la **Figure.IV.11(b)**.

Après avoir intégré les schémas de compensation de puissance dans la méthode VFDPC, le THD du courant de ligne est réduit considérablement à seulement 4,28%, comme le montre la **Figure.IV.11(c)**.

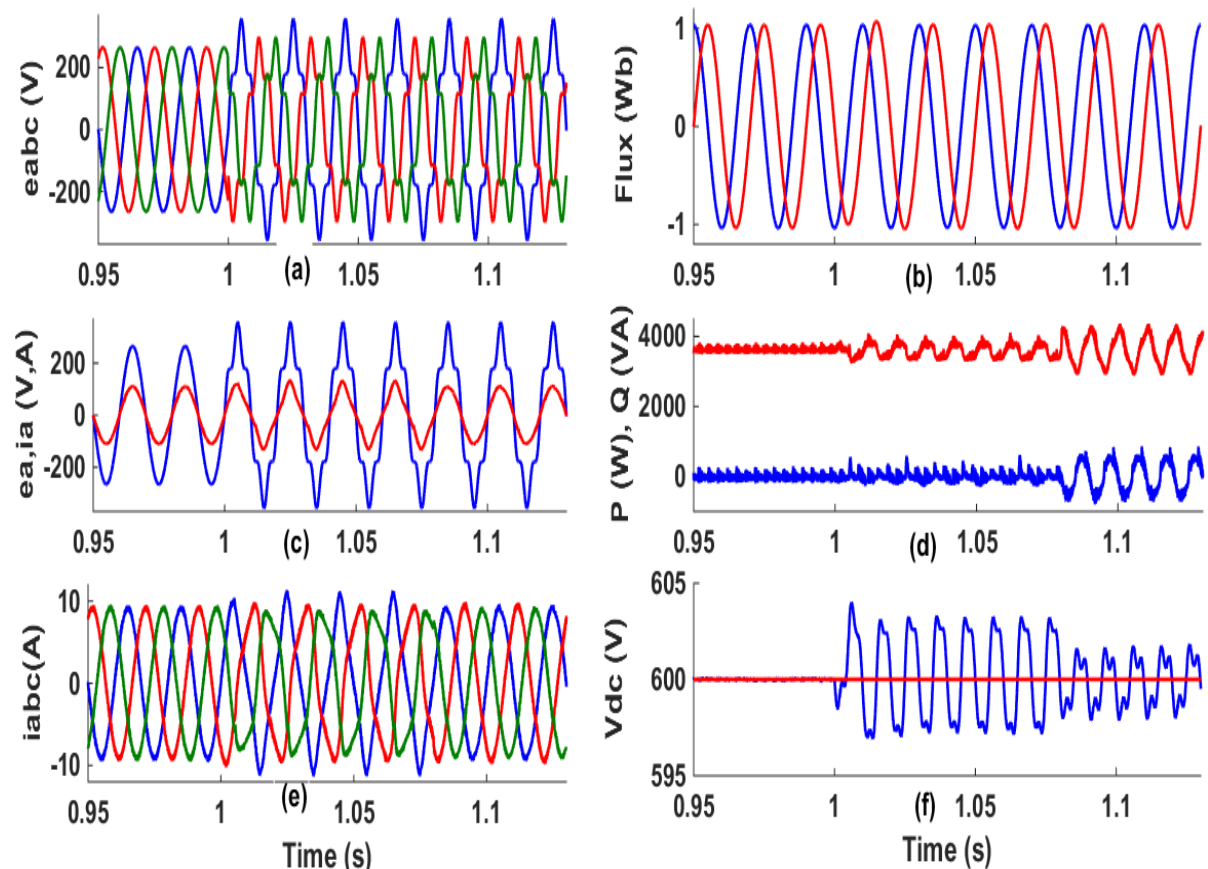


Figure.IV.9. Résultats de simulation cas2 (sans filtre Notch) (a) tension triphasé du réseau (b) flux virtuel estimé ($\psi_{L\alpha}^+$ et $\psi_{L\beta}^+$) (c) tension et courant de la phase a (d) puissance active (couleur rouge) puissance réactive (couleur bleu). (e) courant triphasé du réseau (f) tension du bus continu

Cela démontre l'efficacité du système MVFDPC proposé pour l'amélioration de la qualité de l'énergie. Comme le montre la figure 6 (d) à $t = 0$ s à $t = 1,08$ s), toutes les formes d'onde de puissance active et réactive sont constantes et sans ondulations apparentes.

Cependant, après intégration de la méthode de compensation MVFDPC sans filtre coupe-bande, il existe de nombreuses oscillations dans la puissance active et réactive. Ces puissances instantanées oscillent à deux fois la fréquence du réseau.

La présence à la fois d'un déséquilibre et d'un 5ème harmonique dans l'alimentation en tension crée des termes de pulsation dans la tension de la liaison du bus continu (Figure.IV.9(f))

b - VFDPC et MFVDPDC avec filtre coupe-bande (filtre Notch)

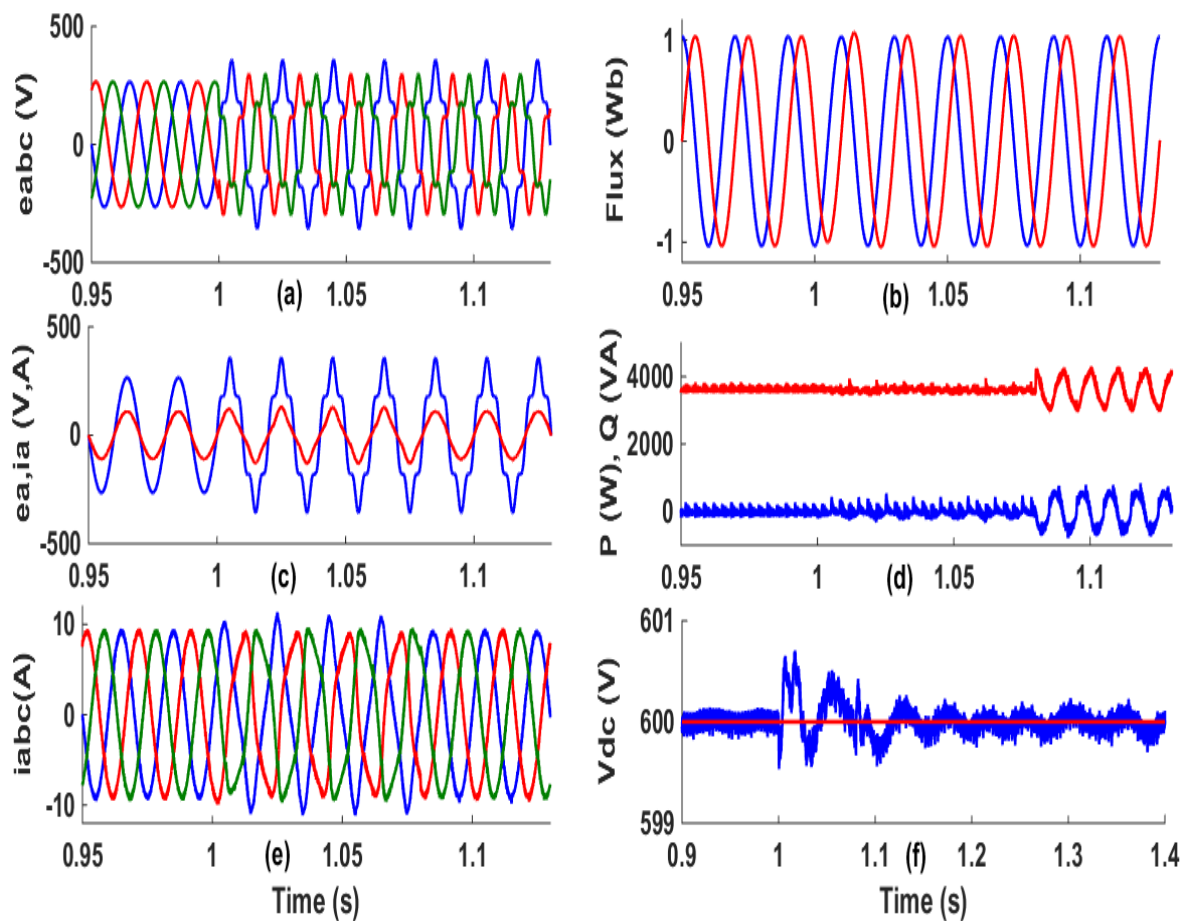


Figure.IV.10. Résultat de simulation cas2 (sans filtre Notch) (a) tension triphasée du réseau (b) flux virtuel estimé ($\psi_{L\alpha}^+$ et $\psi_{L\beta}^+$) (c) tension et courant de la phase a du BP (d) puissance active (couleur rouge) puissance réactive (couleur bleu). (e) courant triphasé du réseau (f) tension de bus continu

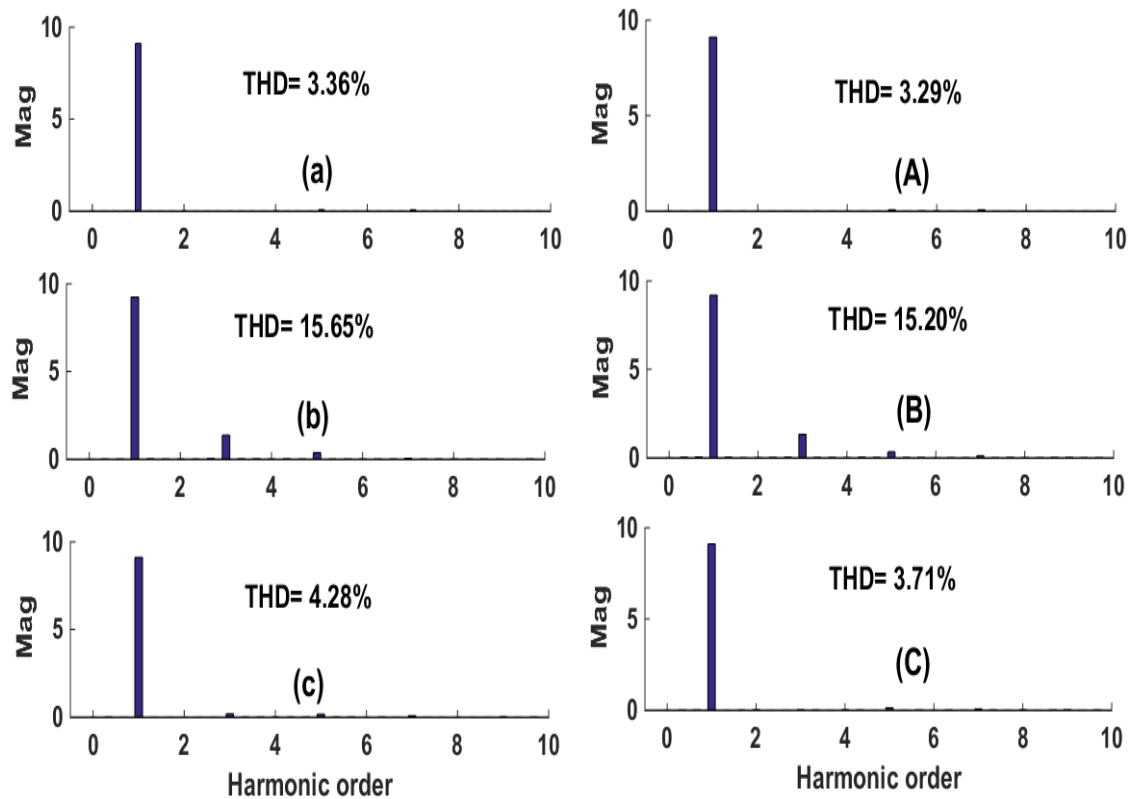


Figure.IV.11 Analyse spectrale du courant du BP. (a) Tension du réseau équilibrée en utilisant VFDPC (sans filtre Notch) (b) Tension du réseau déséquilibrée en utilisant VFDPC (sans filtre Notch) (c) Tension du réseau déséquilibré en utilisant MVFDPC (sans filtre Notch). (A) tension de réseau équilibrée en utilisant VFDPC (avec filtre Notch)(B) Tension du réseau déséquilibrée en utilisant VFDPC (avec filtre Notch). (C) tension de réseau déséquilibrée en utilisant MVFDPC (avec filtre Notch).

Dans ce cas simulé, le filtre coupe-bande offre une très bonne amélioration en termes de qualité d'énergie, moins d'oscillation, tension de circuit du bus continu et un THD acceptable des courants du réseau, comme le montrent les [Figure.IV.10\(c\)](#) et [Figure.IV.11 \(A,C\)](#).

IV.4 Commande directe de puissance modifiée MDPC-MS

Le contrôle direct de puissance DPC du convertisseur côté BDFIM (DPC-MS) a été appliqué dans [\[11,12\]](#), [\[13\]](#). Ces trois stratégies sont basées sur le même principe avec la seule différence existant dans l'algorithme d'estimation du flux.

Cette partie présente la commande de puissance directe modifiée (MDPC) pour le convertisseur MS dans des conditions de tensions asymétriques du réseau.

La configuration typique du système WECS basé sur la machine BDFIM présentée dans la [Figure.IV.12](#)

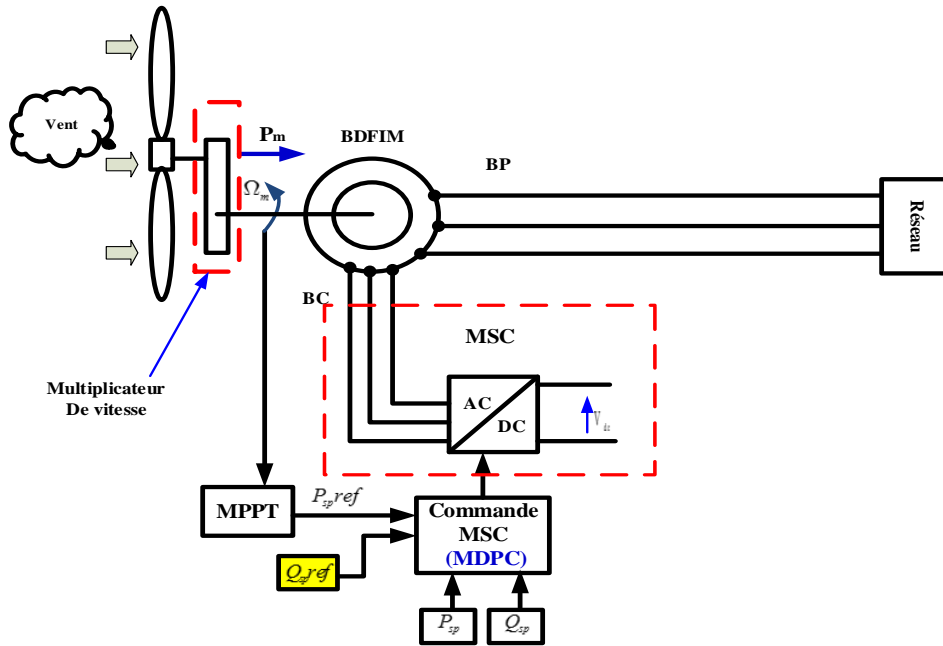


Figure.IV.12. Commande MDPC de MSC d'un system (WEC-BDFIM)

Le convertisseur MSC est commandé par la technique directe de puissance modifiée MDPC.

Le modèle aérodynamique des éoliennes est donné par [14-17].

Le modèle de la BDFIM dans la référence de BP est exprimé comme [18] décrit par les équations II.32.

IV.4 .1 Commande directe de puissance modifiée du convertisseur MSC (MDPC)

Lorsque le réseau est déséquilibré, selon la théorie de décomposition symétrique, un système triphasé déséquilibré peut être décomposé en trois systèmes symétriques triphasés, la séquence zéro (0), la séquence positive (+) et la séquence négative (-), dans cette analyse supposons un système de connexion à trois file [12], par conséquent, les séquences zéro des courants seront nulles.

Dans la référence fixe, la tension et le courant du stator BP sont exprimés en(IV.27), (IV.28) :

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = (V_{s\alpha}^+ + V_{s\alpha}^-) + j(V_{s\beta}^+ + V_{s\beta}^-) \quad (IV.27)$$

$$I_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} = (I_{s\alpha}^+ + I_{s\alpha}^-) + j(I_{s\beta}^+ + I_{s\beta}^-) \quad (IV.28)$$

La puissance apparente est donnée par :

$$S = P + jQ = \frac{3}{2} I_{sp}^* V_{sp} \quad (IV.29)$$

CHAPITRE IV Commande modifiée du système (WECS-BDFIM) connecté au réseau

Après avoir substitué la tension et le courant par leurs valeurs indiquées en (IV.27) et (IV.28) les résultats des puissances active et réactive peuvent être regroupés en trois termes :

$$P = \frac{3}{2} \left(\begin{aligned} & (V_{sp\alpha}^+ I_{sp\alpha}^+ + V_{sp\beta}^+ I_{sp\beta}^+ + V_{sp\alpha}^- I_{sp\alpha}^- + V_{sp\beta}^- I_{sp\beta}^-) \\ & + (V_{sp\alpha}^+ I_{sp\alpha}^- + V_{sp\beta}^+ I_{sp\beta}^-) + (V_{sp\alpha}^- I_{sp\alpha}^+ + V_{sp\beta}^- I_{sp\beta}^+) \end{aligned} \right) \quad (IV.30)$$

$$Q = \frac{3}{2} \left(\begin{aligned} & (V_{sp\beta}^+ I_{sp\alpha}^+ + V_{sp\beta}^- I_{sp\alpha}^- - V_{sp\alpha}^+ I_{sp\beta}^+ - V_{sp\alpha}^- I_{sp\beta}^-) \\ & + (V_{sp\beta}^+ I_{sp\alpha}^- - V_{sp\alpha}^+ I_{sp\beta}^-) + (V_{sp\beta}^- I_{sp\alpha}^+ - V_{sp\alpha}^- I_{sp\beta}^+) \end{aligned} \right) \quad (IV.31)$$

Nous posons :

$$P_2 = V_{sp\alpha}^- I_{sp\alpha}^+ + V_{sp\beta}^- I_{sp\beta}^+ \quad (IV.32)$$

$$Q_2 = V_{sp\beta}^- I_{sp\alpha}^+ - V_{sp\alpha}^- I_{sp\beta}^+ \quad (IV.33)$$

P_2 , Q_2 : représente l'interaction entre la séquence négative et positive des tensions et des courants qui génèrent une oscillation dans la puissance active et réactive avec une fréquence qui est (6w).

Il existe de nombreuses lois de contrôle qui peuvent être appliquées dans le contrôle proposé pour obtenir des courants de ligne sinusoïdaux et équilibrés ; les composants de la séquence négative doivent être éliminés ($I_{sp\alpha}^- = I_{sp\beta}^- = 0$), alors les équations (IV.30) et (IV.31) deviennent comme suit :

$$P = \frac{3}{2} (V_{sp\alpha}^+ I_{sp\alpha}^+ + V_{sp\beta}^+ I_{sp\beta}^+) + \frac{3}{2} P_2 \quad (IV.34)$$

$$Q = \frac{3}{2} (V_{sp\beta}^+ I_{sp\alpha}^+ - V_{sp\alpha}^+ I_{sp\beta}^+) + \frac{3}{2} Q_2 \quad (IV.35)$$

Sous-alimentation en tension de réseau équilibrée et parfaitement sinusoïdale, il existe seulement la composante de séquence positive, et les puissances peuvent être décrites comme :

$$P = \frac{3}{2} (V_{sp\alpha}^+ I_{sp\alpha}^+ + V_{sp\beta}^+ I_{sp\beta}^+) \quad (IV.36)$$

$$Q = \frac{3}{2} (V_{sp\beta}^+ I_{sp\alpha}^+ - V_{sp\alpha}^+ I_{sp\beta}^+) \quad (IV.37)$$

On peut voir à partir de (IV.34) et (IV.35) que nous voulons éliminer l'effet de la composante négative du réseau, les composants de puissance active et réactive de compensation peuvent être obtenus comme :

$$P_{comp} = \frac{3}{2} P_2 \quad (IV.38)$$

$$Q_{comp} = \frac{3}{2} Q_2 \quad (IV.39)$$

La stratégie MDPC basée sur l'idée d'ajouter les composantes de compensation de puissance active et réactive aux composantes des puissances de référence originale pour atteindre les objectifs de contrôle. La **Figure.IV.13** montre le diagramme de ce contrôle.

Les nouvelles références de puissance qui peuvent atteindre le courant du stator BP sinusoïdal et symétrique :

$$P_{ref} = P_{const} + P_{comp} \quad (IV.40)$$

$$Q_{ref} = Q_{const} + Q_{comp} \quad (IV.41)$$

Ou P_{const} et Q_{const} sont les références constantes des puissances d'origine dans des conditions de réseau normales. Dans ce paragraphe, nous illustrons l'extraction en temps réel de séquences positives et négatives à partir de trois tensions de phase et de courant.

Pour y parvenir, plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature. La méthode (DSOGI-FLL) proposée dans [19, 20] et détaillée dans l'annexe B est utilisée pour séparer les séquences positives et négatives de la tension et du courant. Lorsque la méthode proposée est appliquée dans le système de distribution, Le fonctionnement stable du système est réalisable. De plus, la méthode proposée réduit les harmoniques contenus dans la tension d'entrée [20-21].

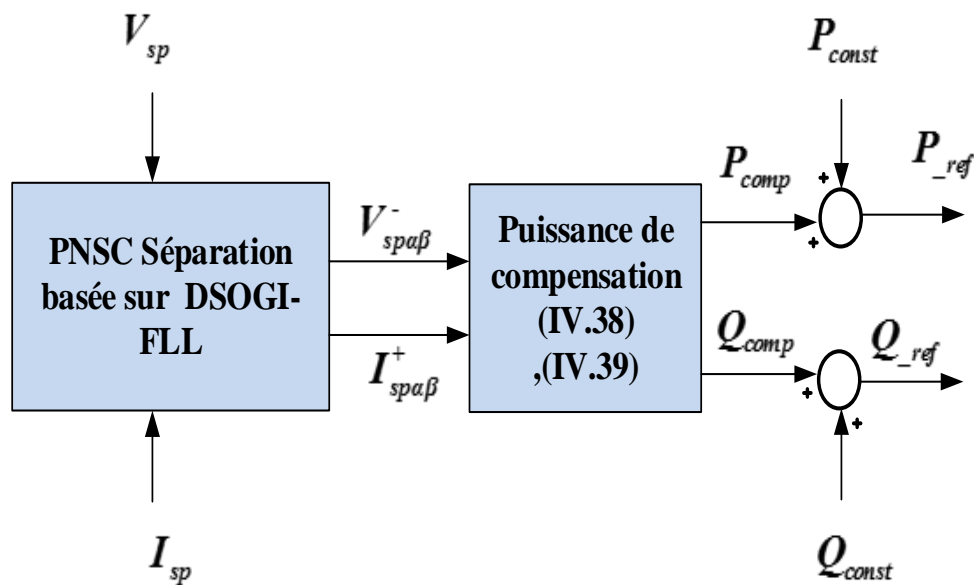


Figure.IV.13. Stratégie de contrôle du BDFIM dans des conditions de tension déséquilibrée.

IV.4 .2 Résultats de simulation

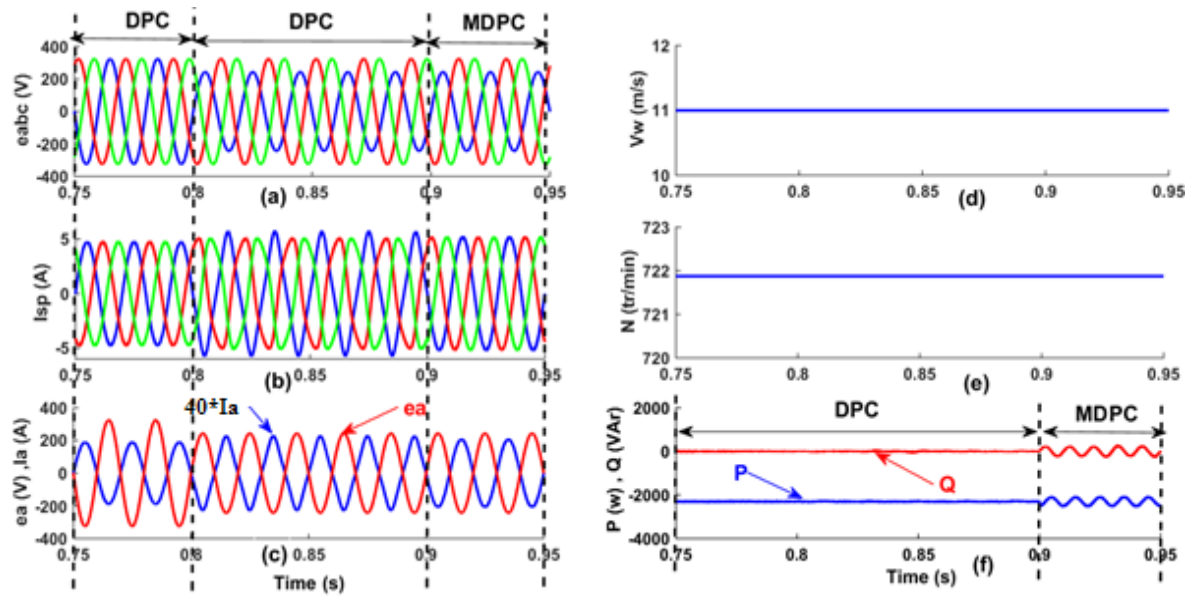


Figure.IV.14 Résultats en régime permanent (a) tension du réseau (b) courant BP (c) tension et courant de la phase a du BP (d) vitesse du vent (e) vitesse de la BDFIM (f) puissance active et réactive de BP

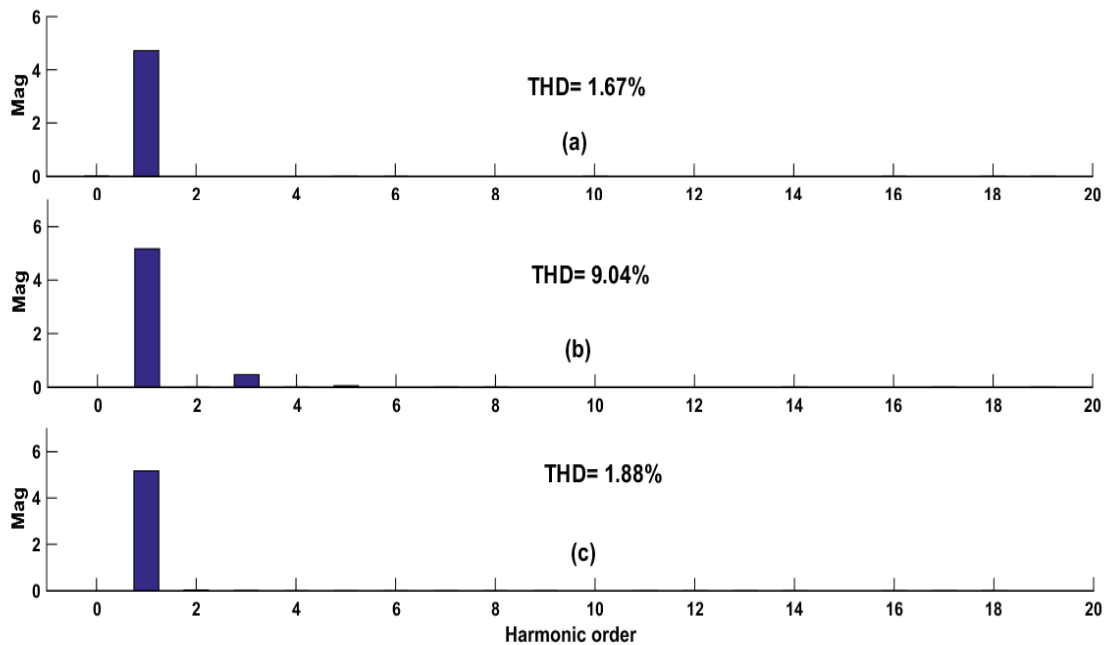


Figure.IV.15 Analyses spectrales du courant BP (a) sous condition de tension de réseau équilibrée avec DPC classique. (b) Sous condition de tension de réseau déséquilibrée avec DPC classique. (c) Sous condition de tension de réseau déséquilibrée avec MDPC.

CHAPITRE IV Commande modifiée du système (WECS-BDFIM) connecté au réseau

Les [Figure.IV.14](#) et [Figure.IV.15](#) montrent les résultats de simulation de la commande (DPC et MDPC) pour le convertisseur MSC sous une alimentation déséquilibrée.

Dans un premier temps, on a simulé les algorithmes de commande dans le cas d'un système triphasé équilibré. En considérant une BDFIM à base de deux DFIG dont les paramètres sont donnés dans l'annexe B MACHINE M3. La puissance active de la BDFIM est maintenue à -2kW et la puissance réactive à 0 Var.

Durant l'instant ($t=0$ à 0.9 s), la [Figure.IV.14\(f\)](#) montre que les puissances BP active et réactive de la BDFIM suivent bien leurs références correspondantes, on remarque que les formes de ces dernières ne montrent aucune oscillations. La commande est capable d'achever un facteur de puissance unitaire lorsque la puissance réactive est nulle.

La commande modifiée a été introduite à l'instant 0.9 s avec l'objectif d'injecté un courant sinusoïdal équilibré au réseau.

D'après la [Figure.IV.14\(b\)](#) et [Figure.IV.14\(c\)](#) Durant l'instant ($t=0.8$ à 0.9 s), on peut constater que la stratégie de commande DPC sous une alimentation déséquilibrée, les courants de BP deviennent déséquilibrés et peuvent contenir des harmoniques.

Il est bien clair, qu'après l'application de la commande proposée (MDPC) à l'instant 0.9 s, les harmoniques des courants BP sont éliminés et des courants équilibrés sont garanties. Ainsi qu'un facteur de puissance unitaire est obtenu sous une alimentation déséquilibrée.

On remarque aussi la présence des fluctuations dans les puissances du BP qui ne peuvent pas être évitées.

On observe que la commande proposée (MDPC) est capable d'améliorer la forme d'onde des courants BP en agissant sur les variables du BC, les courants BP sont devenus sinusoïdaux et équilibrés avec la présence des ondulations dans les puissances du BP.

La présence d'un déséquilibre dans la tension d'alimentation crée un déséquilibre dans les courants de ceux de BP et des pulsations dans les puissances actives et réactives. On peut observer clairement dans la [Figure.IV.15\(b\)](#) que la présence de l'harmonique 3 dans les courants du BP, cette dernière est due à l'existence d'un déséquilibre dans la tension d'alimentation.

Le spectre harmonique [Figure.IV.15](#) démontre que les harmoniques des courants peuvent être réduites en utilisant la commande proposée (MDPC) sous une alimentation déséquilibrée. Le taux de distorsion harmonique (THD) des courants BP sous une alimentation équilibrée est de 1.67 % et monté à 9.04 % sous une alimentation déséquilibrée, et après l'application de la commande proposée et régularisée à 1.88 %. Pour les courants BP.

IV.5 Simulation de la chaîne WECS basée sur la machine BDFIM sous un réseau déséquilibré

Le schéma global de la chaîne WECS-BDFIM et représenté par la figure [Figure.IV.16](#).

Dans cette partie de simulation on s'intéresse seulement à la commande DPC en cas d'un déséquilibre de tension :

- Le convertisseur GSC est commandé par la commande directe de puissance classique à base d'un tableau de commutation modifié (IST-DPC)
- Le convertisseur MSC est commandé par la commande directe de puissance modifiée (MDPC)

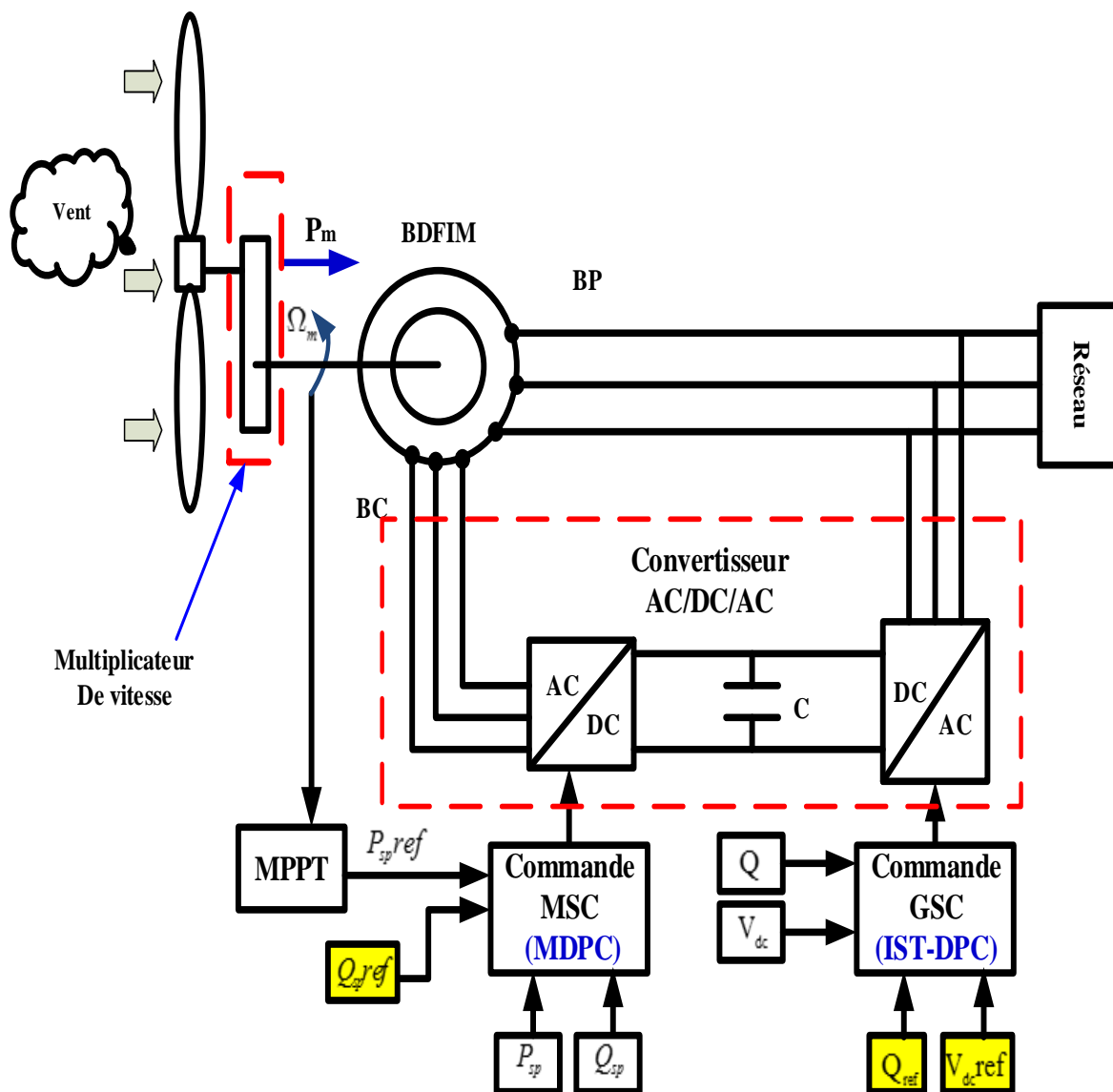


Figure.IV.16 Schéma global de la chaîne (WECS- BDFIM) étudié dans des conditions de tension de réseau déséquilibrée.

IV.5.1 Résultat de simulation

Afin de vérifier et de valider la stratégie DPC proposée, le système a été modélisé et construit dans l'environnement logiciel MATLAB / SIMULIN. La tension du bus continu est fixée à 600 V. Le convertisseur(GSC) est contrôlé en utilisant le DPC classique avec la table de commutation modifiée (IST-DPC). Le (MSC) est exploité pour réguler le flux de puissance via le stator BP vers le réseau en utilisant la stratégie de contrôle (DPC et MDPC). Les paramètres spécifiques du générateur énumérés dans l'annexe A machine M3 [22-23].

Le système est analysé pendant l'état d'équilibre avec les conditions dans les deux cas :

Cas 1: vitesse variable avec tension du réseau équilibrée ($V_w=9\text{m/s}$ à $V_w=11\text{ m/s}$)

Cas2: vitesse fixe avec tension du réseau déséquilibrée (20% du déséquilibre des tensions du réseau, vitesse du vent $V_w = 11\text{ m/s}$).

IV.5.1.1 Résultat de simulation du cas 1 :

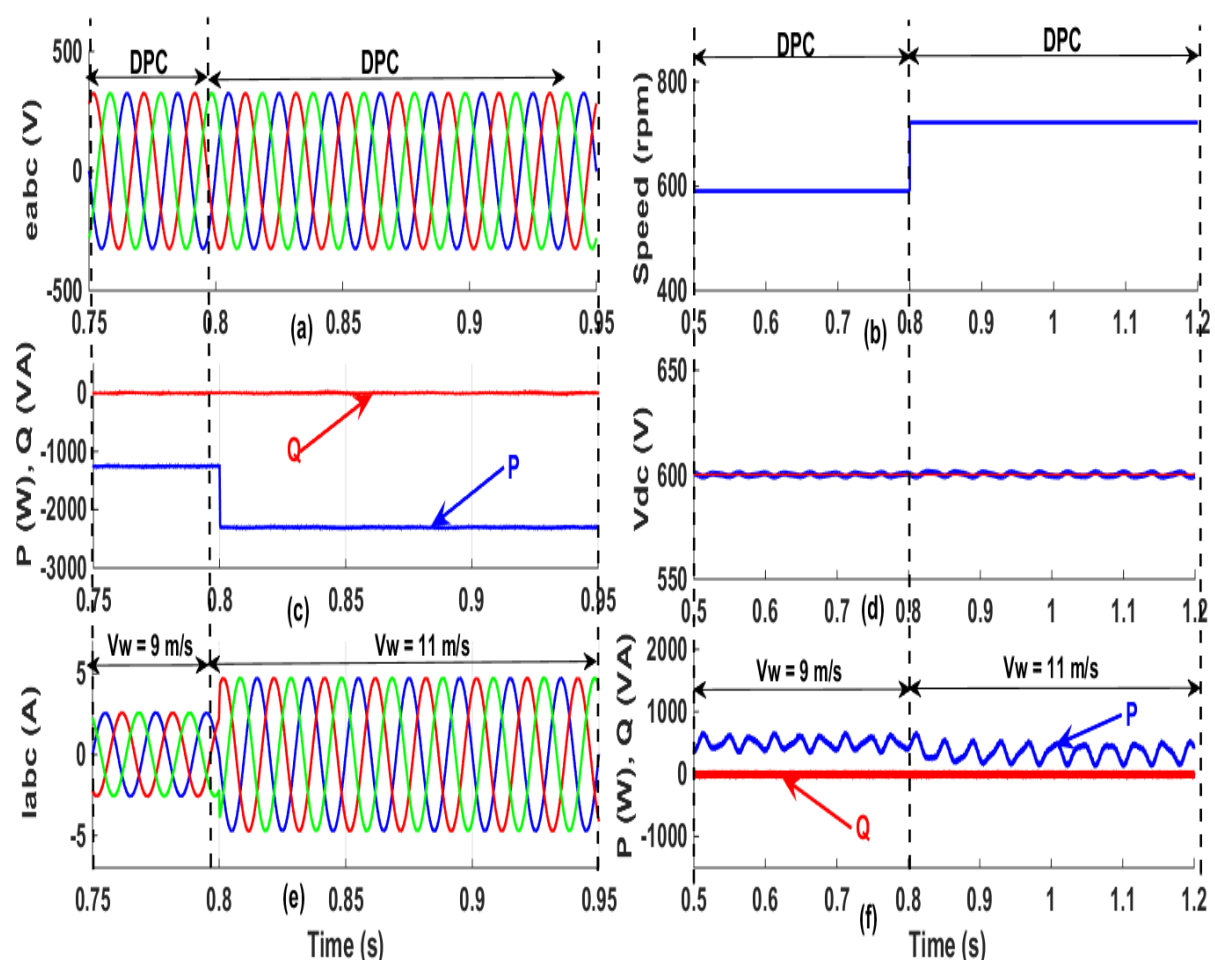


Figure.IV.17 Résultats de simulation (cas1) (a) les tensions du réseau (b) vitesse de rotation de la BDFIM (c) puissance active et réactive de BP. (d) tension bus continu (e) les courants du BP (f) puissance active et réactive du GSC

On peut observer dans l'intervalle du temps [0-0.8] s sur la figure. 8, une commande précise (puissance active et réactive, tension de liaison bus continu). À $t = 0,8$ s, la vitesse du vent passe de 9 m / s à 11 m / s **Figure.IV.17(c)**.

Les **Figure.IV.17(c)**, (f) (d) montrent l'excellente réponse dynamique en régime permanent des puissances active, réactive et la tension **Vdc** des convertisseurs GSC et MSC. Il est important de noter : le bon contrôle découplé de la puissance réelle et réactive des convertisseurs GSC et MSC.

La référence de puissance active du stator (BP) est obtenue par l'algorithme de contrôle MPPT discuté dans l'ANNEXE C, et la référence de puissance du schéma de contrôle du convertisseur GSC est obtenue par la mesure de la tension de bus continu. L'utilisation de la table de commutation modifiée (IST) dans le schéma de commande DPC conventionnel améliore notablement la forme d'onde de la tension du bus continu **Figure.IV.17(d)**. La stratégie de commande (DPC) du MSC sous un réseau équilibré fournit des courants (BP) sinusoïdaux et équilibrés, voir la **Figure.IV.17(e)**.

IV.5.1.2 Résultat de simulation du cas 2 :

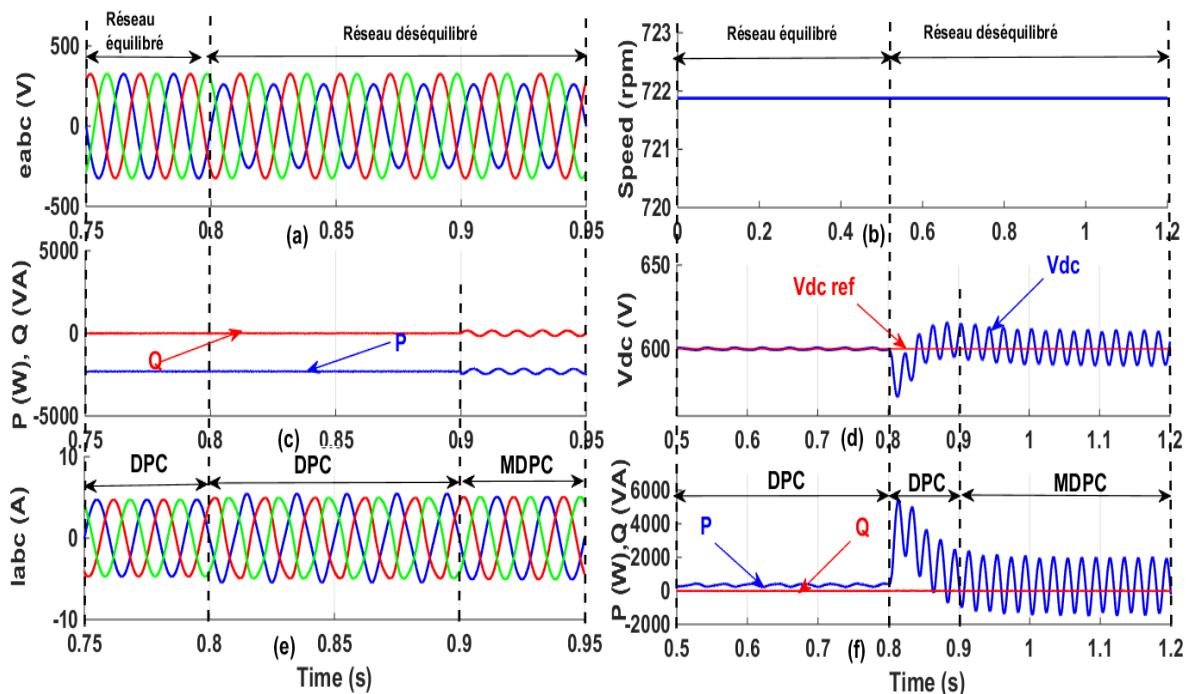


Figure.IV.18 Resultats de simulation (cas2) (a) les tensions du réseau (b) vitesse de rotation de la BDFIM (c) puissance active et réactive de BP. (d) tension bus continu (e) les courants du BP (f) puissance active et réactive du GSC

La **Figure.IV.18** montre le comportement de la BDFIM en utilisant la stratégie DPC et MDPC du MSC et la stratégie DPC classique avec une table de commutation modifiée (IST-DPC) du GSC dans deux cas (la tension de réseau équilibrée et non équilibrée). La tension du réseau déséquilibrée est générée à ($t = 0,8$ s) avec un déséquilibre de tension de 20% de la phase (a) sous une vitesse de vent fixe à 11 m / s. La **Figure.IV.18(a)** montre la forme d'onde des tensions triphasées du stator BP et la **Figure.IV.18(b)** montre la vitesse du générateur BDFIM où la vitesse du vent fixe.

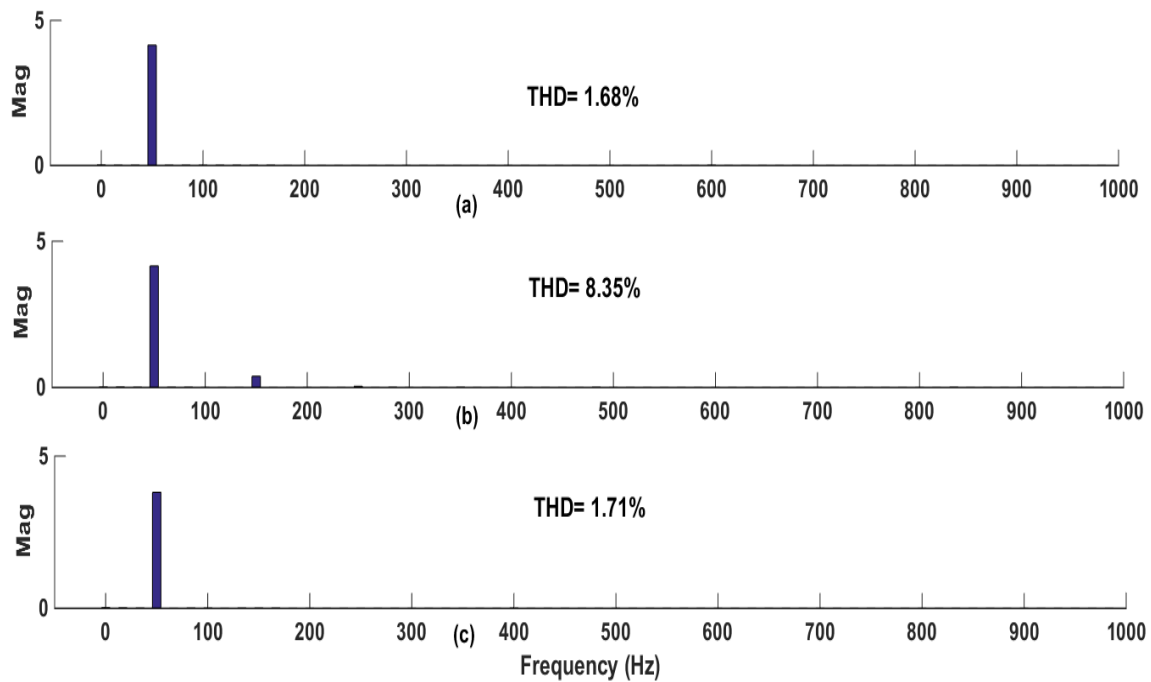


Figure.IV.19 Analyses spectrales du courant BP(a) en condition de la tension équilibrée du réseau en utilisant la DPC classique. (b) Sous condition de tension déséquilibrée du réseau en utilisant DPC classique. (c) Sous condition de tension déséquilibrée du réseau en utilisant MDPC.

À ($t = 0,8$ s à $t = 0,9$ s) on peut voir que les puissances active et réactive du MSC sont lisses et constantes en raison de l'excellente capacité du contrôle de la méthode DPC conventionnelle.

Les puissances active et réactive du GSC sont pulsatoires, à cause de la présence du déséquilibre des tensions du réseau, voir **Figure.IV.18(f)**.

Les courants échangés avec le réseau (c'est-à-dire les courants de stator BP) sont très déformés avec de graves distorsions harmoniques comme l'indique la **Figure.IV.18(e)** et la **Figure.IV.19(b)**, ce qui va polluer le système d'alimentation. Ceci est inacceptable pour les générations connectées au réseau de distribution.

CHAPITRE IV Commande modifiée du système (WECS-BDFIM) connecté au réseau

La forme d'onde de la tension du bus continu **Figure.IV.18(d)** indique clairement que la composante harmonique du second ordre (100 Hz) se présente dans la forme d'onde de la tension du circuit intermédiaire.

À ($t = 0.9s$ à $t = 0.95 s$), sous tension du réseau déséquilibré avec incorporation de la technique directe de puissance modifiée proposée (MDPC) pour MSC, on peut voir que la puissance active et réactive du stator BP oscille à deux fois la fréquence de leurs valeurs nominales. Alors que les ondulations de puissance résultantes appartiennent à la partie du déséquilibre de la tension d'alimentation encore présent.

De même, nous pouvons voir que les courants du stator BP deviennent sinusoïdaux et symétriques. Ainsi, la qualité de l'alimentation est considérablement améliorée.

La présence d'un déséquilibre dans la tension de l'alimentation, crée des termes de pulsation dans la tension de liaison du bus continu **Figure.IV.18(d)**.

En conséquence, les puissances actives du convertisseur GSC oscillent à deux fois de la fréquence du réseau autour de leurs valeurs nominales.

Les spectres du courant du stator BP dans les différents cas de simulation sont résumés sur la **Figure.IV.19**. Ces spectres montrent clairement que les harmoniques d'ordre faible peuvent être réduits en employant la stratégie de commande (MDPC) sous une alimentation en tension déséquilibrée.

La distorsion harmonique totale (THD) du courant stator BP sous-alimentation idéale est de 1,68% et elle est portée à 8,35% sous-alimentation non équilibrée, et après application de la stratégie MDPC, le THD est réduit à 1,71%, qui répond à la norme IEEE 519-1992.

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, une approche robuste du contrôle de puissance directe appliquée à une machine BDFIM basée sur un système de conversion d'énergie éolienne (WECS) a été étudiée. Le processus de contrôle est effectué de manière coordonnée entre le convertisseur côté réseau GSC et le convertisseur côté générateur MSC. Tandis que, la DPC conventionnelle a été utilisée pour le MSC afin d'adapter et capter la puissance maximale disponible fournie par l'éolienne. Le contrôle du convertisseur GSC se concentre principalement pour assurer une tension de bus continu fixe pendant le fonctionnement du système. La stratégie proposée est vérifiée par simulation pour les différents cas, à savoir le contrôle VFDPC classique et MVFDPC pour le convertisseur GSC, après un contrôle DPC classique et MDPC pour le convertisseur MSC. Enfin on a vérifié cette stratégie pour la

chaîne complète (WECS-BDFIM) sous la condition d'un réseau déséquilibré. Ces stratégies prouvent sa capacité à produire un courant de réseau sinusoïdal et équilibré avec un facteur de puissance unitaire sous une source de tension non idéale.

L'approche DPC du GSC en combinaison avec une table de commutation améliorée garantit que la tension du bus continu est maintenue constante (avec une petite oscillation) et que le facteur de puissance côté alimentation est maintenu proche de l'unité dans des conditions de tension équilibrée. Enfin, le système (WECS-BDFIM) basé sur la technique de contrôle IST-DPC (GSC) et MDPC(MSC), donne une bonne qualité de puissance côté réseau avec un facteur de puissance satisfaisant et un faible facteur THD pour le courant du BP.

IV.7 References

- [1] Alepuz S, Busquets-Monge S, Bordonau J, Martínez-Velasco J.A, Silva C.A, Pontt J, Rodríguez J. « Control Strategies Based On Symmetrical Components For Grid-Connected Converters Under Voltage Dips » . IEEE Trans. Ind. Electron; Vol 56, pp. 2162-2173, 2009.
- [2] MERZOUK, Imad, « Contribution à la commande d'une cascade redresseur à absorption sinusoïdal onduleur multi-niveaux associée a une machine asynchrone double alimenté: approche qualité d'énergie côté réseau-optimisation des performances de la machine ». Thèse, université batna, Sep 2017.
- [3] Pedro Rodriguez « Multiresonant Frequency-Locked Loop for Grid Synchronization of Power Converters under Distorted Grid Conditions » IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 1, JANUARY 2011.127-138.
- [4] C. B. Jacobina, M. B. R. Correa, T. M. Oliveira, A. M. N. Lima, and E. R. C. d. Silva « Current Control Of Unbalanced Systems » IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 48, pp. 517-525, 2001.
- [5] Baktash A, Vahedi A, Masoum M. Improved switching table for Direct Power Control of three-phase PWM rectifier. Proceedings of Australasian Universities Power Engineering Conference, AUPEC; 2007:1-5.
- [6] NorAzizah Yusoff, Azziddin M. Razali, Kasrul Abdul Karim, Tole Sutikno, Auzani Jidin. A Concept of Virtual-Flux Direct Power Control of Three-Phase AC-DC Converter. International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS). 2017; 8(4): 1776- 1784.
- [7] Malinowski M, Kazmierkowski M. Simple Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Space Vector Modulation 'A Comparative Study'. EPE Journal 2015:27-34.
- [8] Malinowski M, Kazmierkowski M.P, Hansen S, Blaabjerg F, Marques GD. Virtual-flux based Direct Power Control of Three-phase PWM Rectifiers. IEEE Transactions on Industry Applications. 2001; 37(4):1019-1027.
- [9] Rodriguez P, Luna A, Etxeberria I, Hermoso, J R, Teodorescu R. Multiple second order generalized integrators for harmonic synchronization of power converters. Energy

- Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE, 20-24 Sept. 2009: 2239- 2246
- [10] Mozdzyński K, Rafał K, Bobrowska-Rafał M. Application of the second order generalized integrator in digital control systems. In: Archives of Electrical Engineering. 2014; 63(3):423-437.
- [11] Jin S, Shi L, Zhu L, Dong T, Zhang F, Cao W. Performance comparison of direct power control for brushless doubly-fed wind power generator with different control winding structure. In Proc. Int. Conf. Elect, Mach. Syst. 2016; 3029-3035.
- [12] Hu J, Zhu J, Dorrell D G. New Control Method of Cascaded Brushless Doubly Fed Induction Generators Using Direct Power Control, IEEE Transactions on Energy Conversion. 2014; 29(3): 771 - 779.
- [13] Wei X, Cheng M, Wang Q. Direct power control strategies of cascaded brushless doubly fed induction generators. 42nd Annual Conference of the IEEEIECON 2016: 23-26.
- [14] Heier S. Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems. John Wiley & Sons Ltd, ISBN 0-471-97143-X, 1998.
- [15] Rahab A, Senani F, BenallaH. Direct Power Control of Brushless Doubly-Fed Induction Generator Used in Wind Energy Conversion System. International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS).2017; 8(1):417-433.
- [16] Jin S, Zhang F G, Li Y X. robust control for VSCF brushless doubly-fed wind power generator system. In: Proceeding of the IEEE international Conference on Automation and Logistics, Shenyang, China 2009:471-475.
- [17] Bing li, shiliu, 'study on direct torque control strategy of brushless doubly-fed induction generator for wind power generation', In: journal of computational system December 15, 2014.
- [18] Poza J, Oyarbide E, Sarasola I, Rodriguez M. Vector control design and experimental evaluation for the brushless doubly fed machine. IET Electr. Power Appl. 2009; 3(4): 247-256.
- [19] Mozdzyński K, Rafał K, Bobrowska-RafałM. Application of the second order generalized integrator in digital control systems. In: Archives of Electrical Engineering. 2014; 63(3):423-437.
- [20] Rodriguez P, Luna A, Etxeberria I, Hermoso, J R, Teodorescu R. Multiple second order generalized integrators for harmonic synchronization of power converters. Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE, 20-24 Sept. 2009: 2239- 2246.
- [21] Rodriguez P, Luna A, Ciobotaru M, Teodorescu R, Blaabjerg F. Advanced Grid Synchronization System for Power Converters under Unbalanced and Distorted Operating Conditions. In Proc. IEEE Ind. Electron. Conf. (IECON'06). 2006: 5173-5178.
- [22] Amar Bentounsi, Hind Djeghloud, Hocine Benalla, Tahar Birem, and Hamza Amiar. Computer-Aided Teaching Using MATLAB/Simulink for Enhancing an IM Course with Laboratory Tests. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2011; 54(3):479-491.

CHAPITRE IV Commande modifiée du système (WECS-BDFIM) connecté au réseau

- [23] A Rahab, F Senani, H Benalla, A Overall Control of BDFIG using Direct Power Control for WECS under Unbalanced Grid Voltage Conditions. International Journal of Engineering Research and Advanced Technology (IJERAT) . 2018; 4(3):53-63.

CHAPITRE V

V.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à l'étude et au contrôle du système autonome basé sur la machine BDFIM utilisée dans le système WECS (BDFIM-SA-WECS). La méthode Contrôle Directe de Tension (DVC) est utilisée pour contrôler l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie de générateur sous des conditions de vitesse et du vent quand la charge est constante ou variable. La méthode MPPT est utilisée pour extraire la puissance maximale disponible, l'estimation et la détection des composants des séquences positives, de la fréquence, de l'amplitude de tension et de l'angle de phase du bobinage (BP) sont basées sur la technique de synchronisation DSOGI-FLL. Les résultats des simulations vérifient les bonnes performances dynamiques du système proposé basé sur le générateur BDFIM et leur application dans les systèmes VSCF autonomes.

V.2 Etat d'art

Le contrôle de la BDFIM a été développé pendant plus de deux décennies. Actuellement, le contrôle vectoriel est principalement adopté pour mettre en œuvre le contrôle du découplage de puissance de la BDFIM [1], [2-3], mais le contrôle vectoriel nécessite un algorithme de contrôle compliqué et un processeur à haute performance, et dépend fortement des paramètres de la machine, ce qui conduit à la faible robustesse du système. Un contrôleur basé sur la référence unifiée à flux orienté du bobinage BP a été développé dans [4], qui est similaire à celui utilisé pour la machine DFIG. Parmi les inconvénients de cette méthode la présence de plusieurs régulateurs PI et la difficulté des compensations du découplage. Une technique de commande simplifiée basée sur l'orientation du flux du bobinage BP est proposé par [5], le schéma de cette technique est simple, seulement deux régulateurs PI sont nécessaires. L'inconvénient de cette commande est la négligence des termes de couplage croisé d'une part un contrôleur avec une réponse dynamique lente d'autre part.

Généralement, un système de générateur connecté au réseau basé sur le contrôle des puissances active et réactive. Néanmoins l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie du générateur doivent être stabilisées pendant la variation de la vitesse et de la charge en mode autonome. Il existe deux méthodes de base pour contrôler la tension du générateur en fonctionnement autonome, le contrôle à flux orienté (SFOC) et le contrôle directe de tension (DVC)[6-7].

La BDFIM doit être capable d'alimenter la charge avec une tension de qualité sans reproche. Cependant, une alimentation électrique isolée est indispensable, car il existe encore de

nombreux centres de charge, tels que les villages éloignés et les îlots isolés du réseau principal [8-11]. Dans le cas d'une tension de réseau équilibré, la PLL classique triphasée basée sur la référence synchrone (SRF) à des performances supérieures pour détecter la fréquence, l'amplitude et l'angle de phase. Mais, il donne une réponse oscillatoire pour la fréquence estimée, dans le cas où la tension de réseau ou la tension de la charge est déséquilibrée ou déformée. La technique de synchronisation à base d'intégral généralisé de second ordre (SOGI-FLL) a été appliquée au réseau électrique et à l'énergie renouvelable pour sa capacité de détection de la fréquence, de l'amplitude, de l'angle de phase et des composantes de séquence positive et harmonique sélectionnée [10].

Deux blocs SOGI-FLL connectés en parallèle forment un double SOGI-FLL (DSOGI-FLL). En cas d'anomalie dans le réseau (variations de fréquence, tensions asymétriques, etc.) ou dans la charge (distorsion ou déséquilibre), la DSOGI-FLL fonctionne extrêmement bien, rapidement et précisément par rapport aux schémas conventionnels SRF-PLL pour les systèmes autonomes (BDFIM-SA-WECS), [12].

V.3 Description de système étudié

Le système (SA-BDFIM-WECS) adopté ici est représenté sur la Figure. V.1 Il est constitué d'une turbine éolienne, d'un convertisseur statique (AC-DC-AC) et d'une machine BDFIM. Le stator (BP) de la BDFIM est directement connecté à la charge tandis que le stator (BC) est connecté au convertisseur statique (AC-DC).

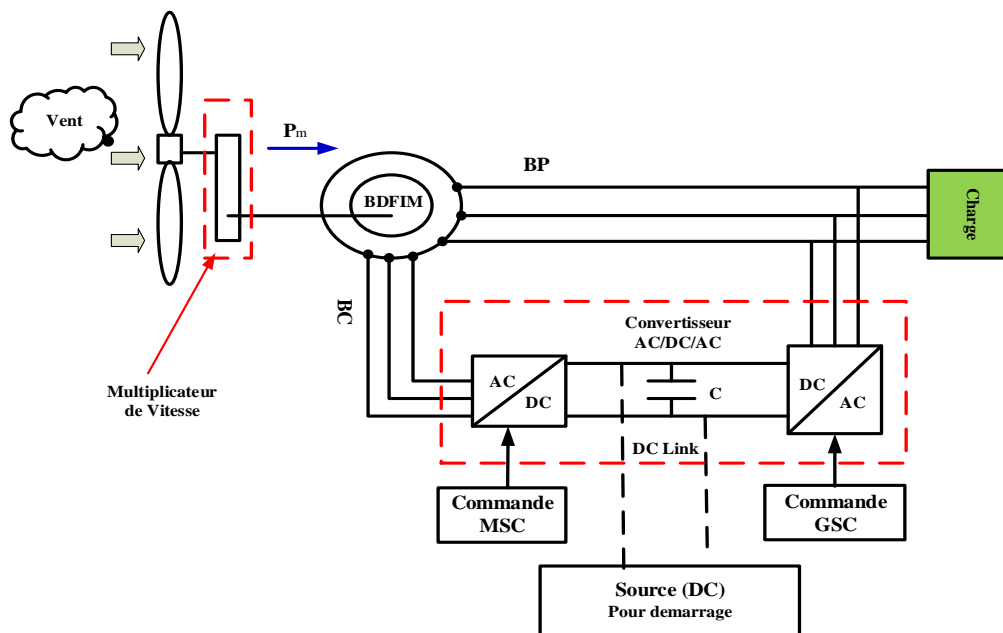


Figure. V.1 Configuration de système BDFIM-SA-WECS

En mode SA [Figure. V.1](#), il est nécessaire d'avoir une source d'énergie supplémentaire (source DC de démarrage) afin d'obtenir une charge préalable de la liaison CC pour démarrer le convertisseur BC MSC et obtenir une excitation. Une batterie est la meilleure solution technique pour charger le condensateur de liaison CC [\[11\]](#).

V.4 Modèle mathématique de la BDFIM dans le système (BDFIM-SA-WECS)

Les équations décrivant une application BDFIM autonome et les équations décrivant les opérations connectées au réseau sont les mêmes. Son modèle dynamique est basé sur une référence à rotation synchrone d-q. Le modèle de la BDFIM dans le référentiel synchrone lié au BP peut être exprimé par [\[4-5\]](#).

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{qsp} = R_{sp}i_{qsp} + \frac{d\psi_{sp}}{dt} + \omega_p\psi_{dsp} \\ v_{dsp} = R_{sp}i_{dsp} + \frac{d\psi_{dsp}}{dt} - (\omega_p - (P_p + P_c)\omega_r)\psi_{qsp} \\ v_{dsc} = R_{sc}i_{dsc} + \frac{d\psi_{dsc}}{dt} - (\omega_p - (P_p + P_c)\omega_r)\psi_{qsc} \\ v_{qsc} = R_{sc}i_{qsc} + \frac{d\psi_{qsc}}{dt} + (\omega_p - (P_p + P_c)\omega_r)\psi_{dsc} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_p - P_p\omega_r)\psi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_p - P_p\omega_r)\psi_{dr} \end{array} \right. \quad (V.1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_{dsp} = L_{sp}i_{dsp} + M_{spr}i_{dr} \\ \psi_{qsp} = L_{sp}i_{qsp} + M_{spr}i_{qr} \\ \psi_{dsc} = L_{sc}i_{dsc} + M_{scr}i_{dr} \\ \psi_{qsc} = L_{sc}i_{qsc} + M_{scr}i_{qr} \\ \psi_{dr} = L_r i_{dr} + M_{scr}i_{dsc} + M_{spr}i_{dsp} \\ \psi_{qr} = L_r i_{qr} + M_{scr}i_{qsc} + M_{spr}i_{qsp} \end{array} \right. \quad (V.2)$$

Les équations de couple électromagnétique sont données par la relation:

$$C_{em} = P_p M_{spr}(i_{qsp}i_{dr} - i_{dsp}i_{qr}) + P_c M_{scr}(i_{dsc}i_{qr} - i_{qsc}i_{dr}) \quad (V.3)$$

Et les puissances active et réactive des équations du stator BP

$$P_{sp} = \frac{3}{2}(v_{sdp}i_{sdp} + v_{sqp}i_{sqp}) \quad (V.4)$$

$$Q_{sp} = \frac{3}{2} (v_{sqp} i_{sdp} - v_{sdp} i_{sqp}) \quad (V.5)$$

V.5 Commande de la machine BDFIM intégrée au système (SA-BDFIM-WECS)

La commande vectorielle à flux orientée pour application connectée au réseau est présentée dans [13]. Les puissances active et réactive du stator BP régulées par le contrôle du courant statorique du bobinage BC. Elle devrait être modifiée dans le cas d'un fonctionnement autonome, car l'enroulement du stator BP est connecté à la charge isolée au lieu du réseau électrique. Cependant, la modélisation de la BDFIM pour un fonctionnement autonome est basée sur la même théorie que celle de BDFIM connecté au réseau [8], [13].

V.5.1 Commande de la BDFIM à flux orienté avec le bobinage BP (SFOC)

Si l'axe (d) du référentiel synchrone BP est aligné sur le flux d'entrefer BP [4-5], [13].

$$\begin{cases} V_{dsp} = 0 \\ V_{qsp} = V_p = \omega_p \Psi_{pd} = \omega_p \Psi_p \end{cases} \quad (V.6)$$

$$\begin{cases} \Psi_{dsp} = \Psi_p = L_{sp} i_{dsp} + M_{spr} i_{dr} = L_{sp} i_{ms} \\ \Psi_{qsp} = 0 = L_{sp} i_{qsp} + M_{spr} i_{qr} \end{cases} \quad (V.7)$$

A partir des équations (V.1) et (V.6), les équations reliant les courants du rotor aux courants du stator BP sont déduites comme suit:

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{\Psi_p}{M_{spr}} - \frac{L_{sp}}{M_{spr}} i_{dsp} \\ i_{qr} = -\frac{L_{sp}}{M_{spr}} i_{qsp} \end{cases} \quad (V.8)$$

La Figure V.2 montre le diagramme de commande du SFOC pour le système de production d'énergie éolienne autonome basé sur une BDFIM (BDFIM-SA-WECS). L'angle du flux du stator BP est directement dérivé d'une intégration de la fréquence de référence (50 Hz) [14].

Le flux du stator ou la tension du stator correspondante (V_p^*) sont contrôlés par le courant d'excitation du stator BC (i_{sc}). L'angle de tension du BP (θ_p^*) est régulé par l'intégration de la fréquence de référence [8]. Basé sur le développement dans [13] et [5], la relation entre le courant du stator BP et le courant du stator BC peut être simplifiée comme suit:

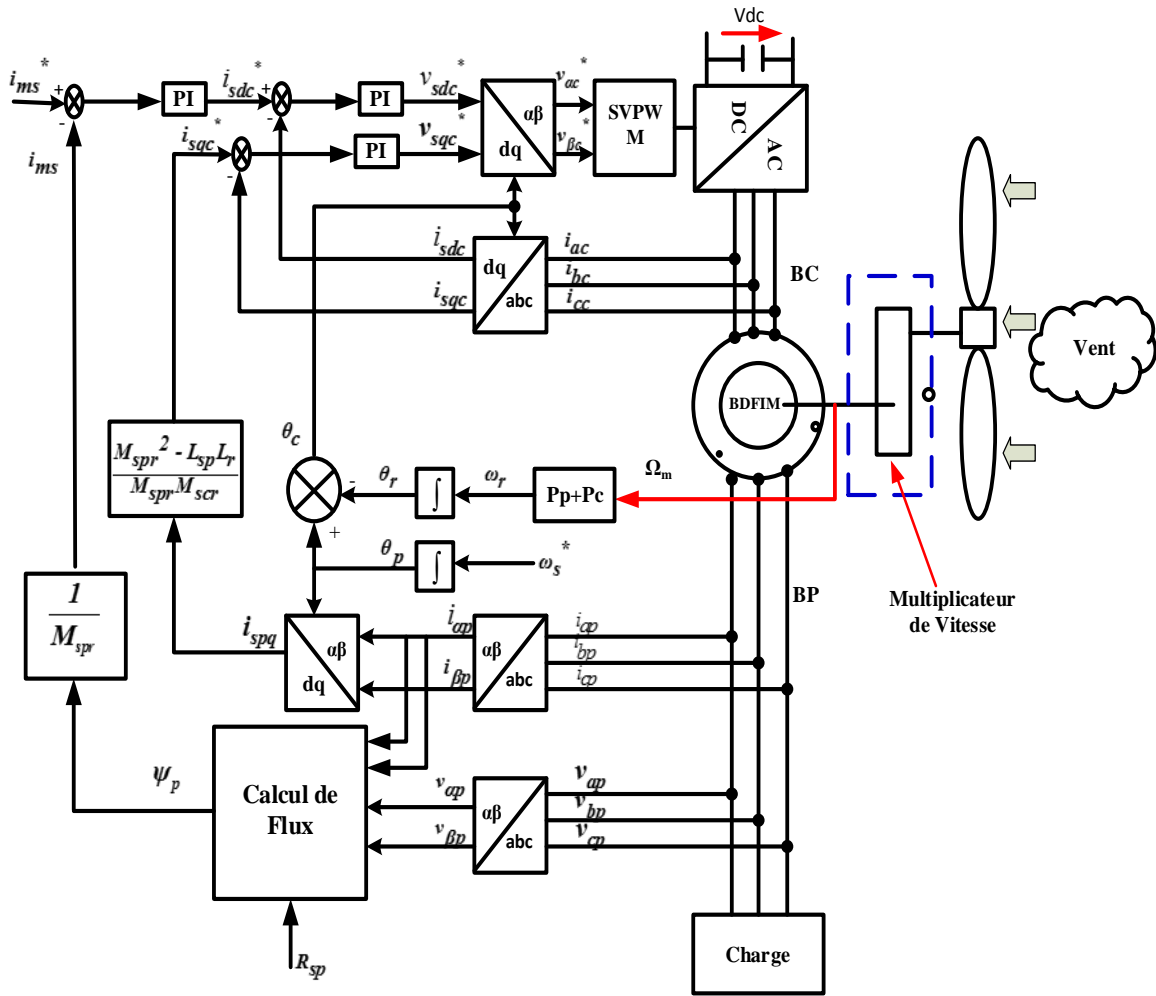


Figure. V.2 Commande SFOC de la BDFIM dans un système SA.

$$i_{spd} = \frac{M_{spr}M_{scr}}{M_{spr}^2 - L_{sp}L_r} i_{scq} - \frac{L_r}{M_{spr}^2 - L_{sp}L_r} \psi_p \quad (V.9)$$

$$i_{spq} = \frac{M_{spr}M_{scr}}{M_{spr}^2 - L_{sp}L_r} i_{scq} \quad (V.10)$$

$$i_{scq} = \frac{M_{spr}^2 - L_{sp}L_r}{M_{spr}M_{scr}} i_{spq} \quad (V.11)$$

Comme représenté sur la Figure. V.2, (ψ_p) représenté par le courant magnétisant (i_{ms}) est régulé en contrôlant la composante de l'axe (d) du courant de BC (i_{sdc}). Pendant ce temps, l'orientation du flux du stator (BP) est forcée en réglant la valeur de référence du courant du stator de l'axe q (BC) en fonction de (V.7), ce qui est obtenu en réglant (ψ_{qsp}) à zéro [13].

V.5.2 Commande directe de la tension (DVC)

Dans le contrôle SFOC, le calcul du flux du BP nécessite à la fois le retour de la tension du stator BP (V_p) et du courant du stator BP (i_{sp}) ainsi que la valeur de la résistance (R_{sp}). En outre, plusieurs valeurs d'inductance (L_{sp} , L_r , M_{spr} et M_{scr}) sont impliquées dans le calcul des courants (i_{ms}) et (i_{sqc}^*). De plus, la relation proportionnelle dans l'équation (V.11) ne pouvait être maintenue que dans une plage de vitesse limitée [13], ce qui conduirait à une orientation inexacte.

Un schéma de contrôle DVC de la BDFIM-SA-WECS est représenté sur la Figure. V.3, l'amplitude et la fréquence de la tension du stator BC étant les objets de commande directe.

Une orientation inexacte se produirait dans le SFOC, mais ce n'est pas le cas dans la DVC car elle est basée sur l'orientation du courant du stator BC, ce qui pourrait être simplement réalisé en mettant la valeur de référence (i_{sqc}^*) à zéro. Ensuite, la valeur de (i_{sdc}^*) représenterait l'amplitude du courant statorique BC. Par conséquent, l'amplitude de la tension du stator BP pourrait être maintenue grâce à la commande du courant (i_{sdc}). L'amplitude réelle de la tension du stator BP peut être facilement obtenue grâce à l'équation suivante:

$$V_p = \sqrt{v_{\alpha p}^2 + v_{\beta p}^2} \quad (\text{V.12})$$

L'amplitude de la tension du stator BP est estimée à l'aide de DSOGI-FLL développé dans l'annexe B.

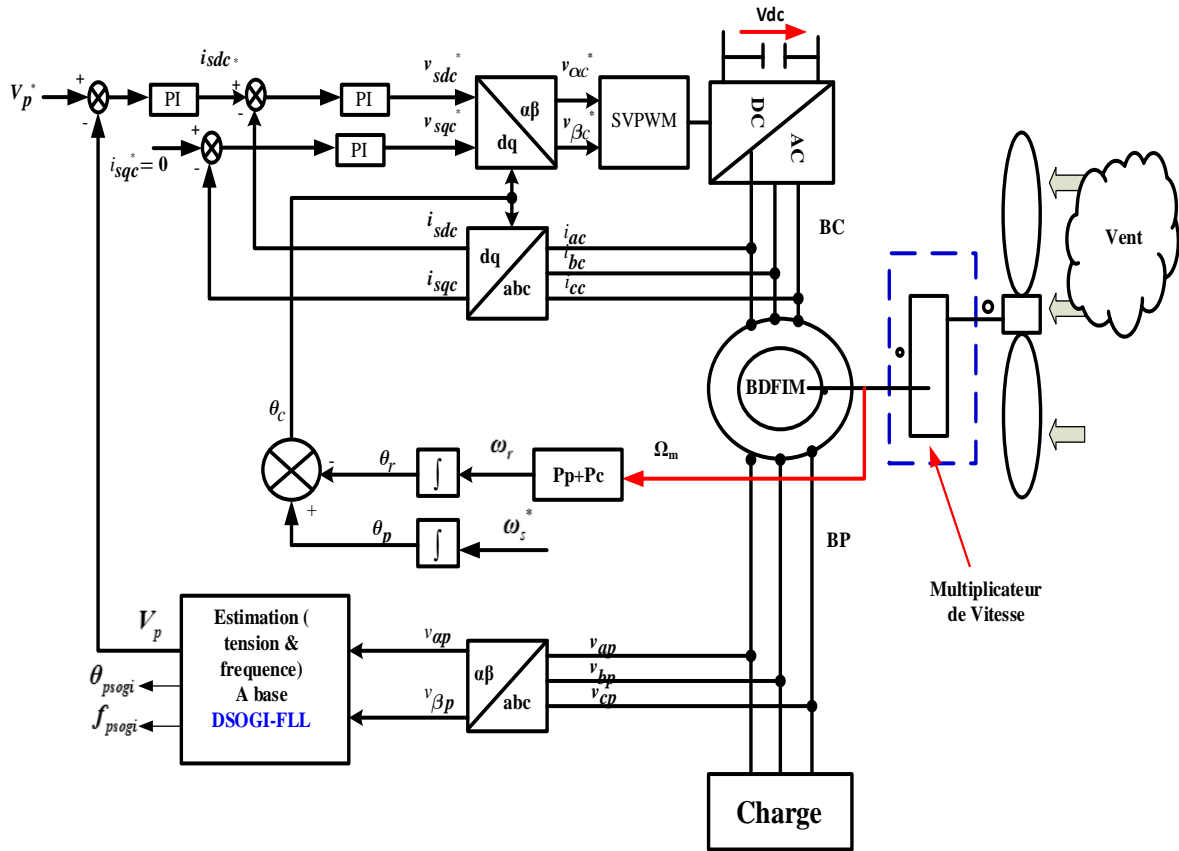


Figure. V.3 : Commande DVC de la BDFIM dans un système SA.

La Figure. V.4 montre la structure DSOGI-FLL proposée dans [15]. La transformation de Clarke est appliquée aux tensions triphasées d'entrée (v_{ap} , v_{bp} , v_{cp}) afin d'obtenir ses composantes de tension ($v_{\alpha\beta p}$). Deux blocs SOGI-QSG sont utilisés pour obtenir ses signaux en quadrature. Sachant que la composante de séquence positive et négative instantanée ($v_{\alpha\beta p}^+$, $v_{\alpha\beta p}^-$) d'un vecteur de tension.

La composante de séquence positive ($v_{\alpha\beta p}^+$) est donnée par (V.13), où ($q = e^{-j\frac{\pi}{2}}$) est un opérateur de déphasage pour obtenir la version en quadrature d'une forme d'onde originale (retard de 90 degrés), un calculateur de séquence négative positive (PNSC) doit être conçu et appliqué aux signaux de sortie en quadrature de manière à calculer la séquence positive et négative des tensions asymétriques triphasées d'entrée.

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha p}^+ \\ V_{\beta p}^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha p}' \\ V_{\beta p}' \end{bmatrix} \tag{V.13}$$

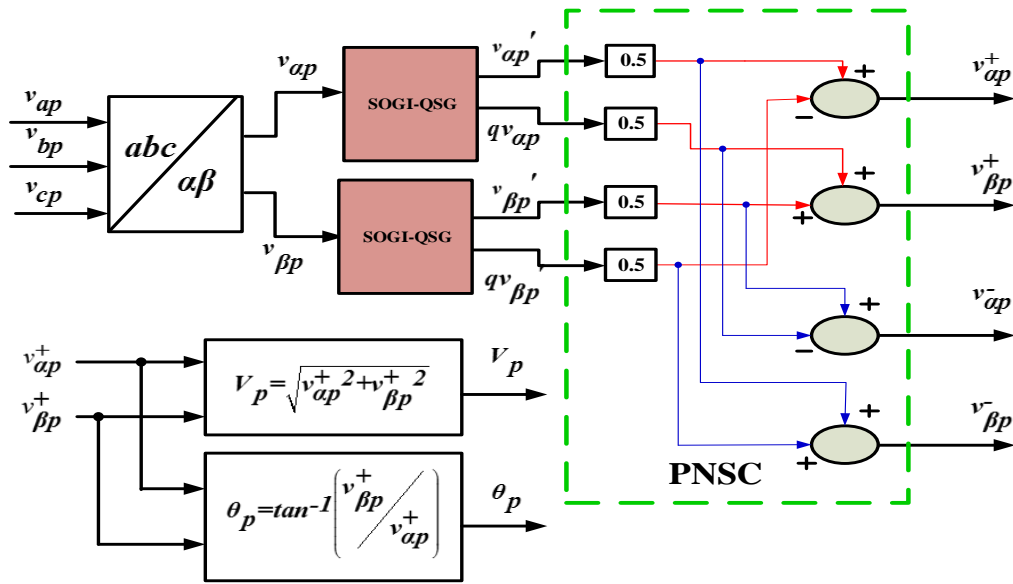


Figure. V.4 Diagramme de synchronisation pour détecter l'amplitude et la phase de tension V_p basé sur DSOGI-FLL.

La fréquence d'entrée est directement détectée par le FLL, tandis que l'estimation de l'angle de phase et l'amplitude de la tension d'entrée peuvent être calculées indirectement comme :

$$V_p = \sqrt{v_{\alpha p}^{+2} + v_{\beta p}^{+2}} \tag{V.14}$$

$$\theta_p = \tan^{-1} \left(\frac{V_{\beta p}^+}{V_{\alpha p}^+} \right) \tag{V.15}$$

$$f_p = \frac{\omega'}{2\pi} \tag{V.16}$$

V.5.2.1 Performance de DSOGI-FLL pour l'estimation de l'amplitude et de la fréquence

La performance de DSOGI-FLL est évaluée dans deux cas: tension d'alimentation équilibrée et tension déséquilibrée ou bien un changement brusque de la fréquence (forme d'un échelon).

Cas1: Performance de DSOGI-FLL sous tension équilibrée avec ($k=1.41, \gamma=100$):

Un changement d'amplitude fait à 0.12 s, où l'amplitude diminue de $(\sqrt{2} * 220)$ à $(\sqrt{2} * 220 / 2)$. En outre, à $t=0.2s$ la fréquence du signal d'entrée change brusquement de 50 Hz à 45Hz.

Dans la Figure. V.5, on observe le bon comportement de l'estimateur DSOGI-FLL proposé pour estimer l'amplitude et la fréquence de tension et détecter la séquence positive. La détection de séquence positive après une période inférieure à 50 ms, voir Figure. V.5(c).

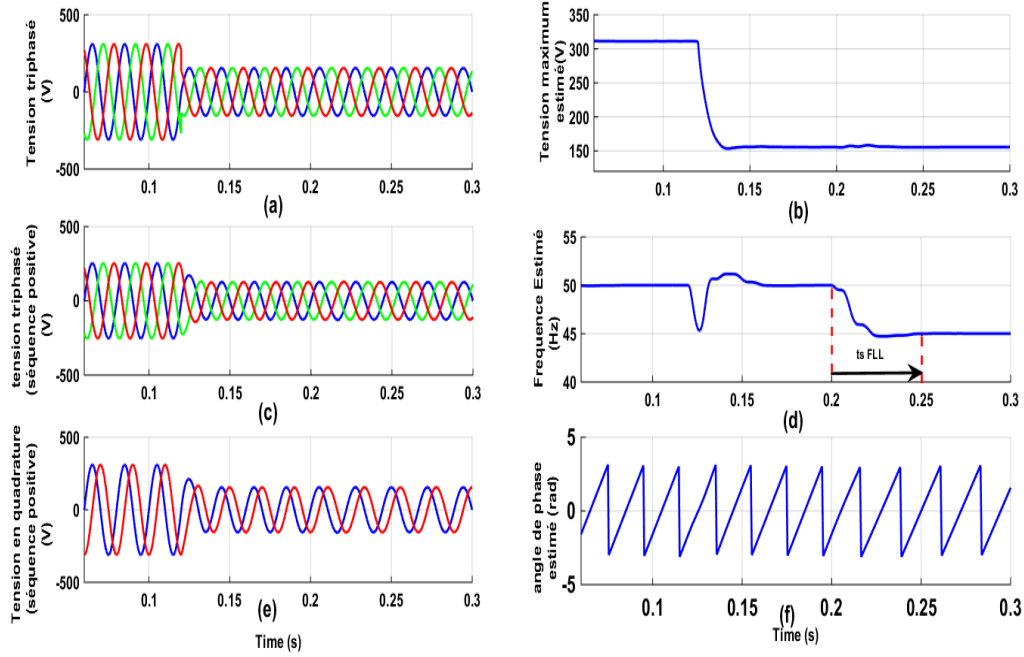


Figure. V.5: Cas 1 (a) la tension d'entrée d'alimentation triphasée (b) la tension estimée V_p (c) séquence positive de tension d'entrée d'alimentation triphasée v_{abc}^+ (d) fréquence estimée f_p (e) séquence positive en quadrature $v_{\alpha}^+, v_{\beta}^+$ (f) angle de phase estimé θ_p

On observe à partir de la Figure. V.5 que le DSOGI-FLL est capable de suivre la fréquence et l'amplitude avec précision, pour ($\gamma=100$), un temps de stabilisation (ts_{FLL}) approprié autour de deux cycles et demi (50 ms) est atteint Figure. V.5(d), on peut voir sur la Figure. V.5 (b) qu'aucun dépassement n'est observé dans l'estimation de l'amplitude de tension. La Figure. V.5(f) montre l'angle de phase pour la séquence positive des tensions d'alimentation triphasées, et comme on peut l'observer, DSOGI-FLL est capable de détecter la phase lorsqu'un changement de fréquence de 50 Hz à 45Hz est exercé.

Ce qui précède démontre que les qualités (fréquence, amplitude de tension, angle de phase, composantes des séquences positives) sont atteintes lorsque le DSOGI-FLL est utilisé, en raison de l'emploi d'une boucle à verrouillage de fréquence (FLL), permettant une meilleure dynamique.

Cas2: performance de DSOGI-FLL sous tension déséquilibrée ($k=1.41, \gamma=100$)

Un changement d'amplitude de la tension du réseau n'est considéré que pour la phase 'a'. A $t = 0.12s$, l'amplitude de la phase 'a' diminue de $(\sqrt{2}*220)$ à $(\sqrt{2}*220/2)$. Tous les autres changements sont similaires à ceux du cas 1.

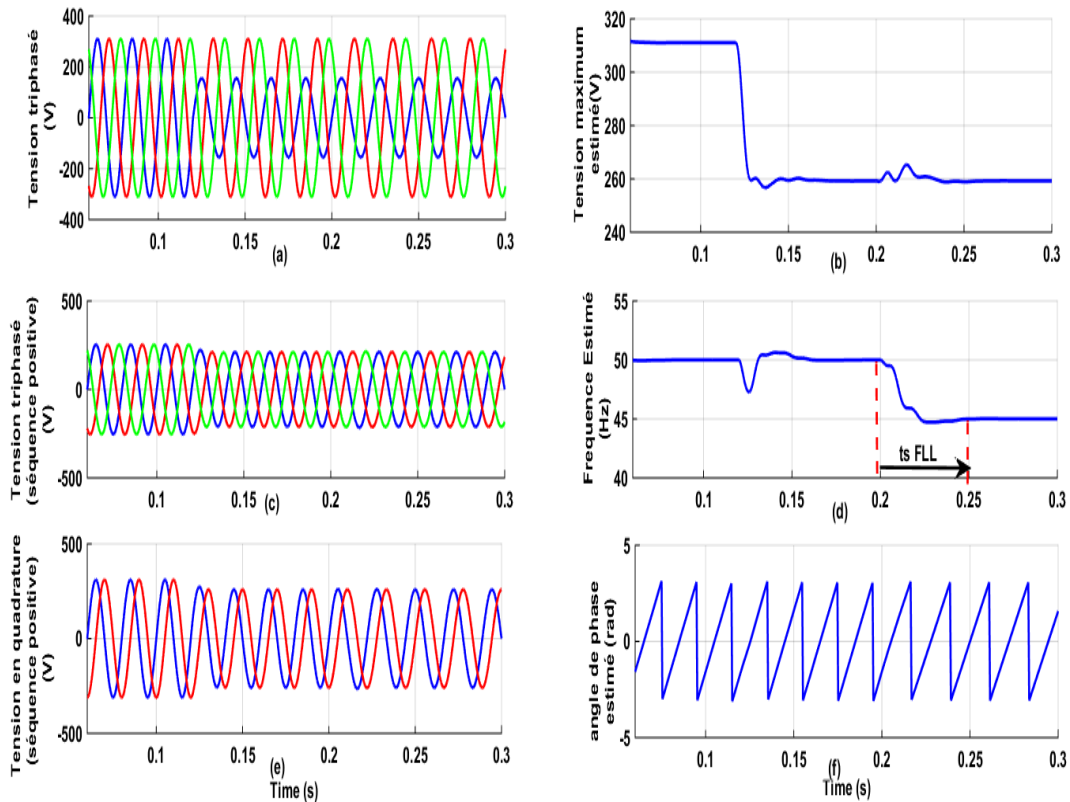


Figure. V.6: Cas2(a) la tension d’entrée d’alimentation triphasée (b) la tension estimé V_p (c) séquence positive de tension d’entrée d’alimentation triphasée v_{abc}^+ (d) fréquence estimée f_p (e) séquence positive en quadrature $v_{\alpha}^+, v_{\beta}^+$ (f) angle de phase estimé θ_p

La Figure. V.6 illustre le comportement de la DSOGI-FLL dans de telles conditions de fonctionnement. La tension de séquence positive de la Figure. V.6(c) est pratiquement sinusoïdale et équilibrée et les creux à l’instant des changements d’amplitude de tension et fréquence dans l’amplitude et la fréquence de tension d’estimation sont moindres.

Le DSOGI-FLL a un bon comportement pour détecter la fréquence Figure. V.6(b), l’amplitude de tension Figure. V.6 (d), l’angle de phase Figure. V.6(f), et les composants de séquence positive Figure. V.6 (e) lorsque des tensions de déséquilibre et des variations de fréquence apparaissent dans les tensions d’alimentation triphasées.

V.6 Résultats et discussions

Pour la validation de la stratégie DVC proposée, le système a été modélisé et construit dans l’environnement logiciel MATLAB / SIMULINK et testé dans diverses conditions.

Afin de vérifier les bonnes performances, une BDFIM de puissance de 7 kW et ses paramètres en fonctionnement autonome sont donnés dans l’annexe A.

Le système est analysé en régime permanent et transitoire dans deux cas (condition de vitesse

variable) pour un fonctionnement à charge fixe Figure. (V7-V10) et (condition de vitesse fixe) pour une charge variable. Figure. (V.11-V12).

CAS 1: Condition (vitesse variable et charge fixe)

Comme la montre la Figure. V.7(a), lorsque la vitesse du vent passe de la vitesse (8m / s) à (13m / s), la vitesse du rotor passe de la vitesse (350 tr / min) à (455 tr / min). b), la fréquence du courant du stator BC varie en conséquence pour maintenir une fréquence de sortie constante du stator BP Figure. V.7(f), l'amplitude du courant continu ne varie évidemment pas sauf si la situation de charge change Figure. V.7(c), f) et Figure. V.8(a).

On peut voir sur la Figure. V.8(b) et (c) que l'amplitude et la fréquence de la tension du stator BP sont contrôlées avec succès pour atteindre la référence, et les fluctuations très faibles (les erreurs de l'amplitude et de la fréquence du stator BP) sont inférieurs à $\pm 1\%$ des valeurs nominales). La forme d'onde agrandie de la fréquence et de l'amplitude de tension du BP est représentée sur la Figure. V.8(e) et (f).

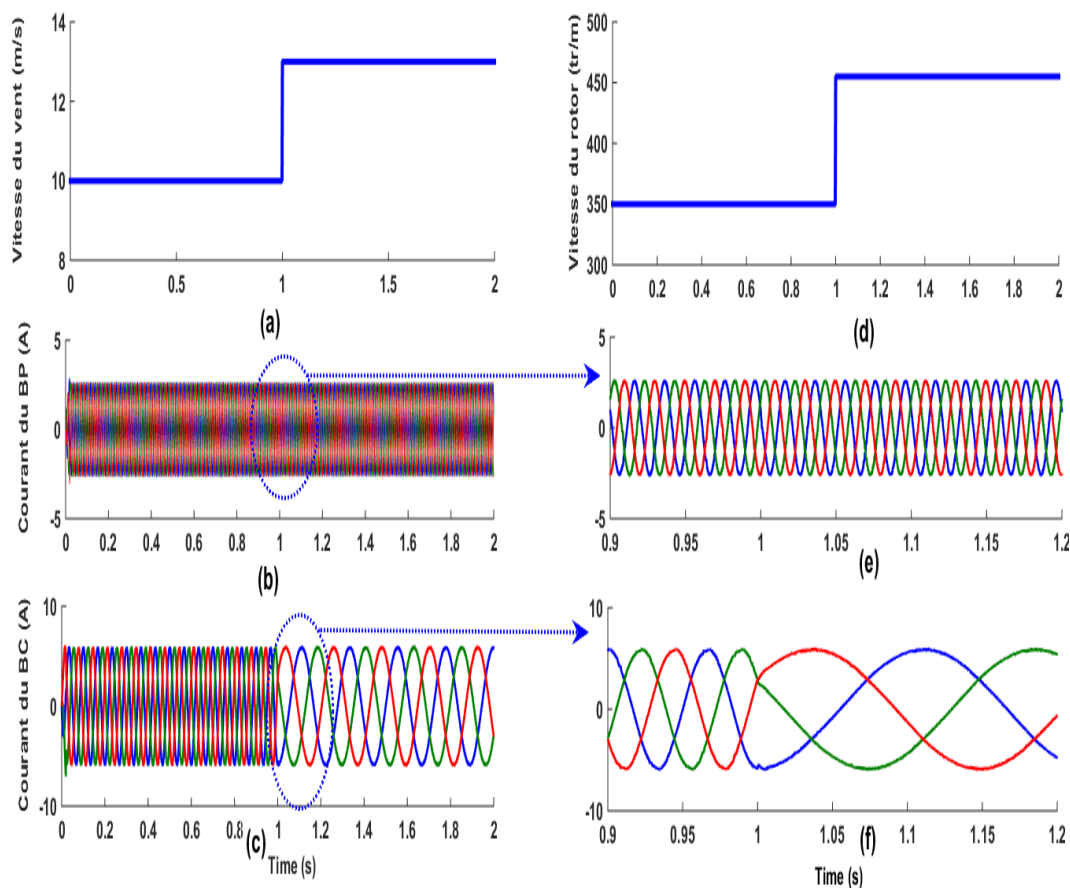


Figure. V.7 : Résultats de simulation cas 1(a) Vitesse du vent, (b) Forme d'onde du courant triphasé du BP (c) Forme d'onde du courant triphasé du BC (d) Vitesse du rotor(e) Zoom du courant triphasé du BP(f) Zoom du courant triphasé du stator BC.

Comme la montre la [Figure. V10](#), l'analyse FFT de la tension BP en régime permanent à 455 tr / min sous charge de charge triphasée (1200W), on peut voir sur la [Figure. V.9](#), que la tension BP est très sinusoïdale et THD est seulement 1,20 %, en raison de l'excellent état stable et des performances dynamiques de la DVC proposée en utilisant la stratégie d'estimation de l'amplitude et de la fréquence DSOGI-FLL.

Pendant le changement de vitesse du rotor, l'amplitude et la fréquence de la tension du BP sont presque constantes. Il est clair que la technique de contrôle proposée a de bonnes performances dans des conditions de variation de vitesse et que le système est robuste.

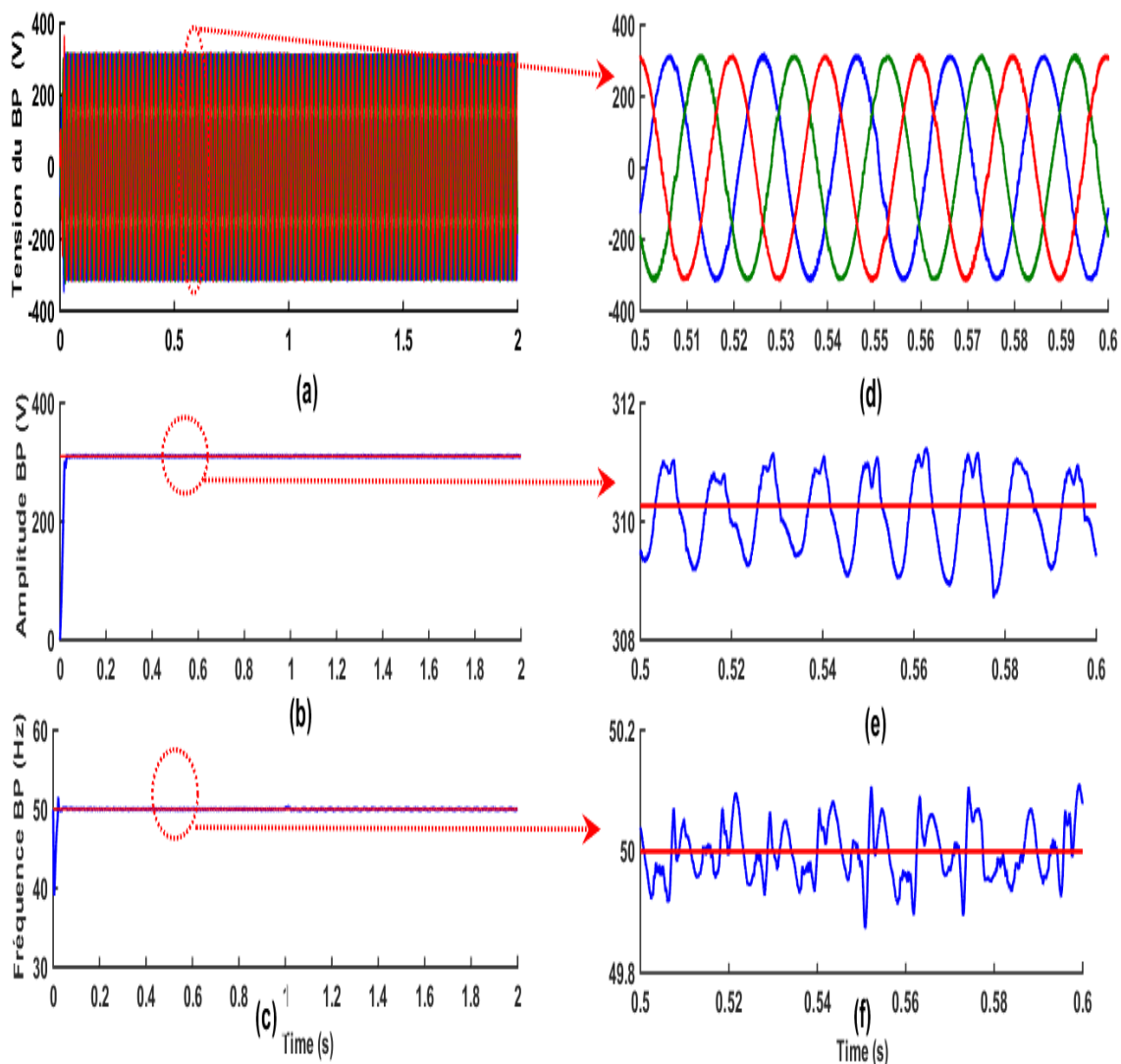


Figure. V.8 : Résultats de simulation **cas 1**(a) Tension triphasée du BP(b) tension maximum d'une phase de BP (c) fréquence de tension du BP(d) Zoom des tensions triphasés de BP(e) Zoom tension maximum d'une phase de BP(f) Zoom de fréquence de tension du BP.

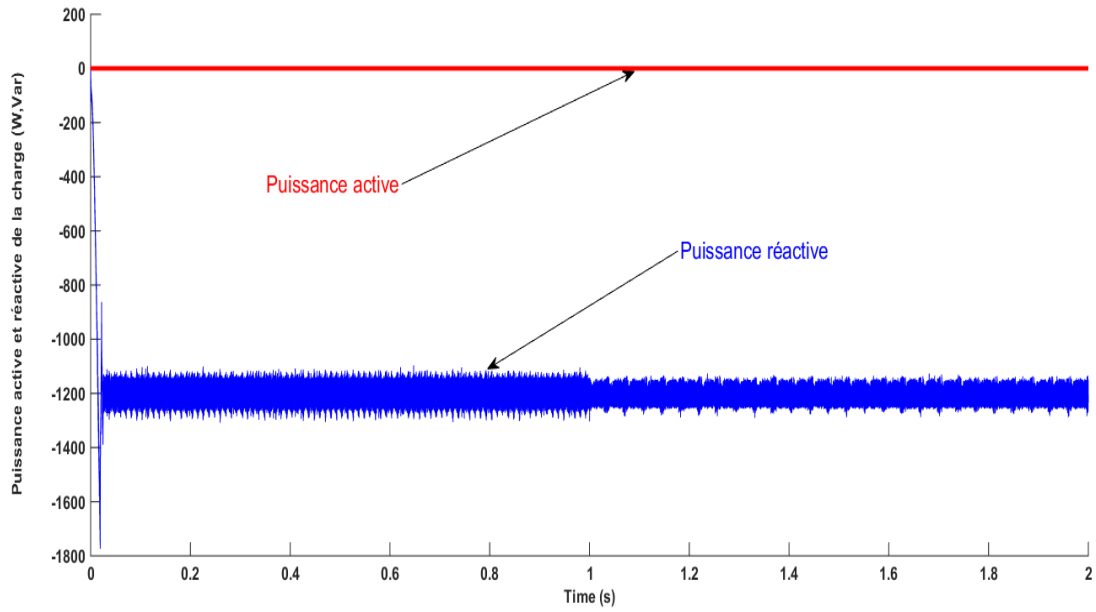


Figure. V.9 : Puissance active et réactive de la charge.

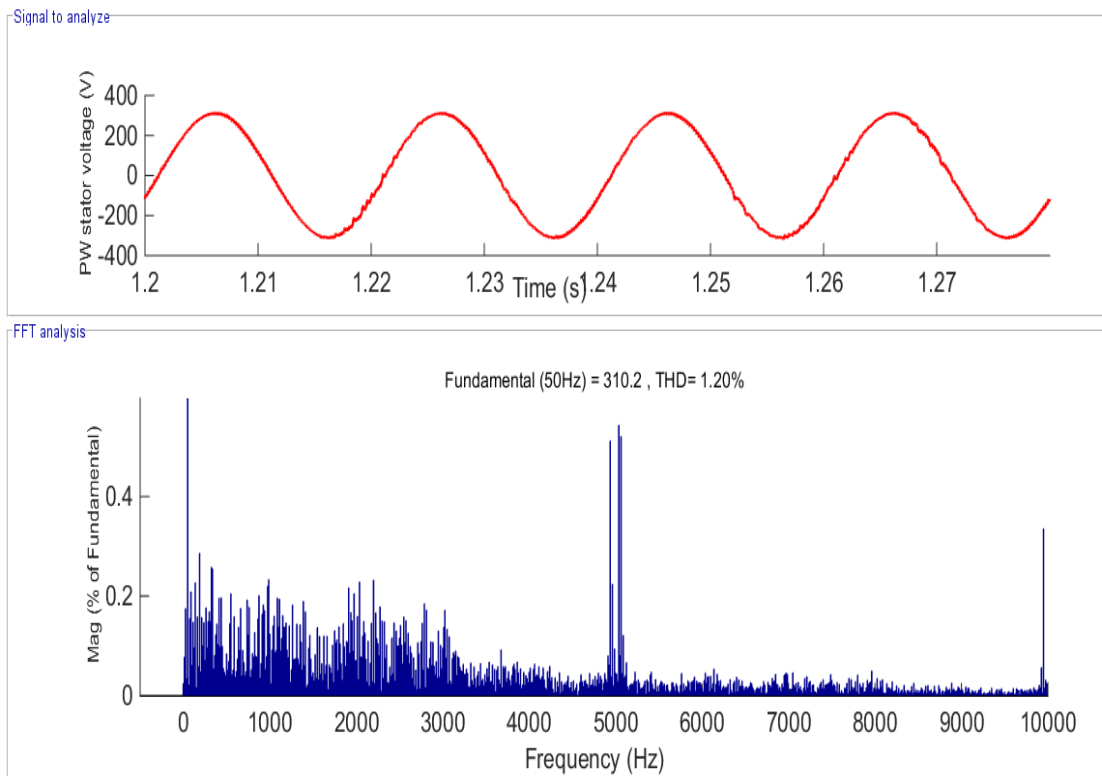


Figure. V.10 : THD Tension phase 'a' du BP.

Cas 2:Condition (charge variable et vitesse fixe)

Les performances dynamiques montrent sur la Figure. V.11et la Figure. V.12,

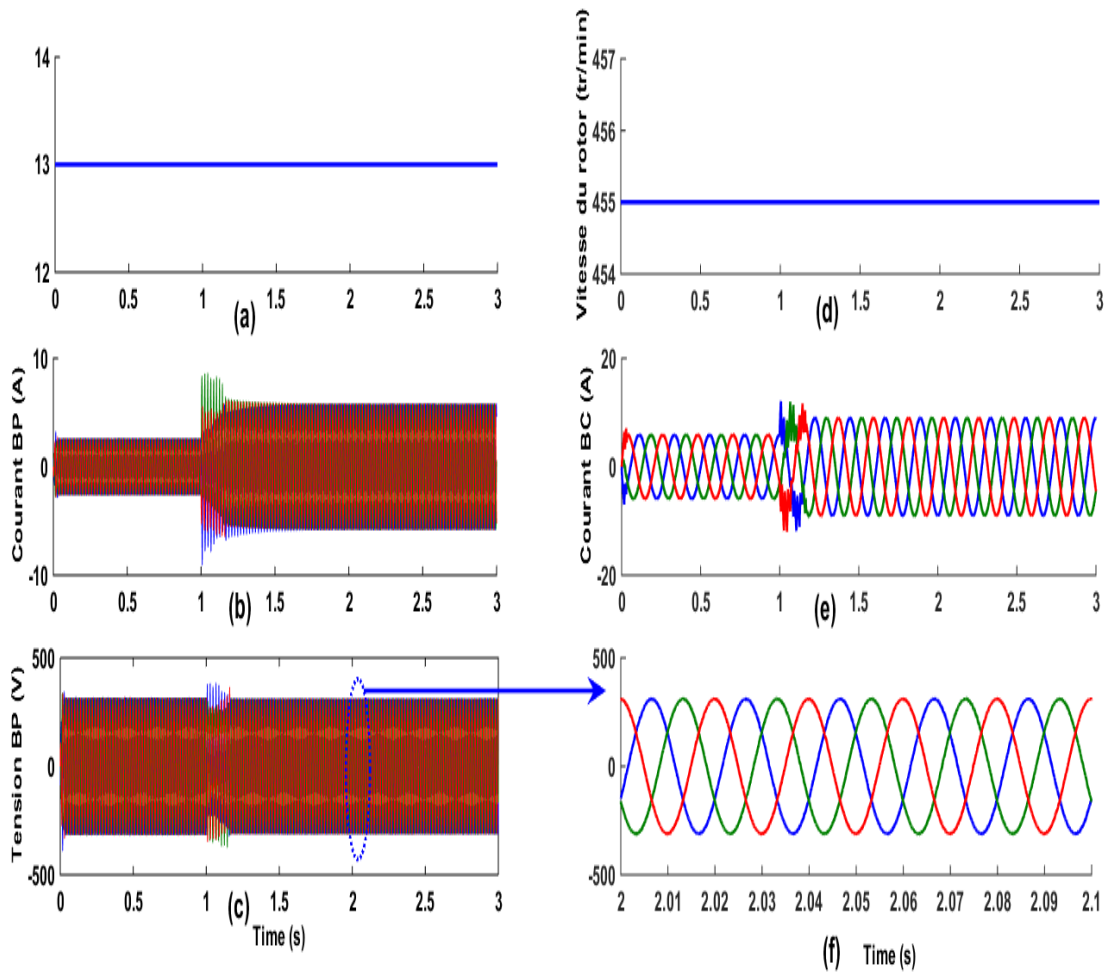


Figure. V.11: Résultats de simulation cas 2 (a) Vitesse du vent (b) Forme d'onde du courant triphasé du BP (c) Forme d'onde du courant triphasé du BC (d) Vitesse du rotor (e) Zoom du courant triphasé du BP (f) Zoom du courant triphasé du BC.

Un changement de la charge résistive triphasée de 1200 W à (2400 W, 1000 Var) et de la charge résistive-inductive triphasée, avec la vitesse du rotor du générateur à 455tr / min correspondant à la vitesse du vent (13m / s) montré sur la Figure. V.11(a), (d). Comme on le voit sur la Figure. V.11(e), l'amplitude du courant du BC varie évidemment, car la tension de sortie BP est déterminée par le courant du BC lorsque la vitesse du rotor reste fixe.

Au début du changement de la charge à (t = 1s), la tension et le courant du BP ainsi que la puissance réactive active sont déformés, mais le système de contrôle est toujours stable. Après plusieurs cycles de connexion de charge de transit, toutes les variables sont récupérées comme le montrent les Figures. V.11 (b, c) et (e) et la Figure. V.12(c).

Lorsque le chargement brusque se produit, l'amplitude des courants du BC et BP augmentent. On peut voir sur les Figure. V.12(e) et (b) que l'amplitude et la fréquence des tensions du BP suivent correctement leur référence malgré la variation de charge.

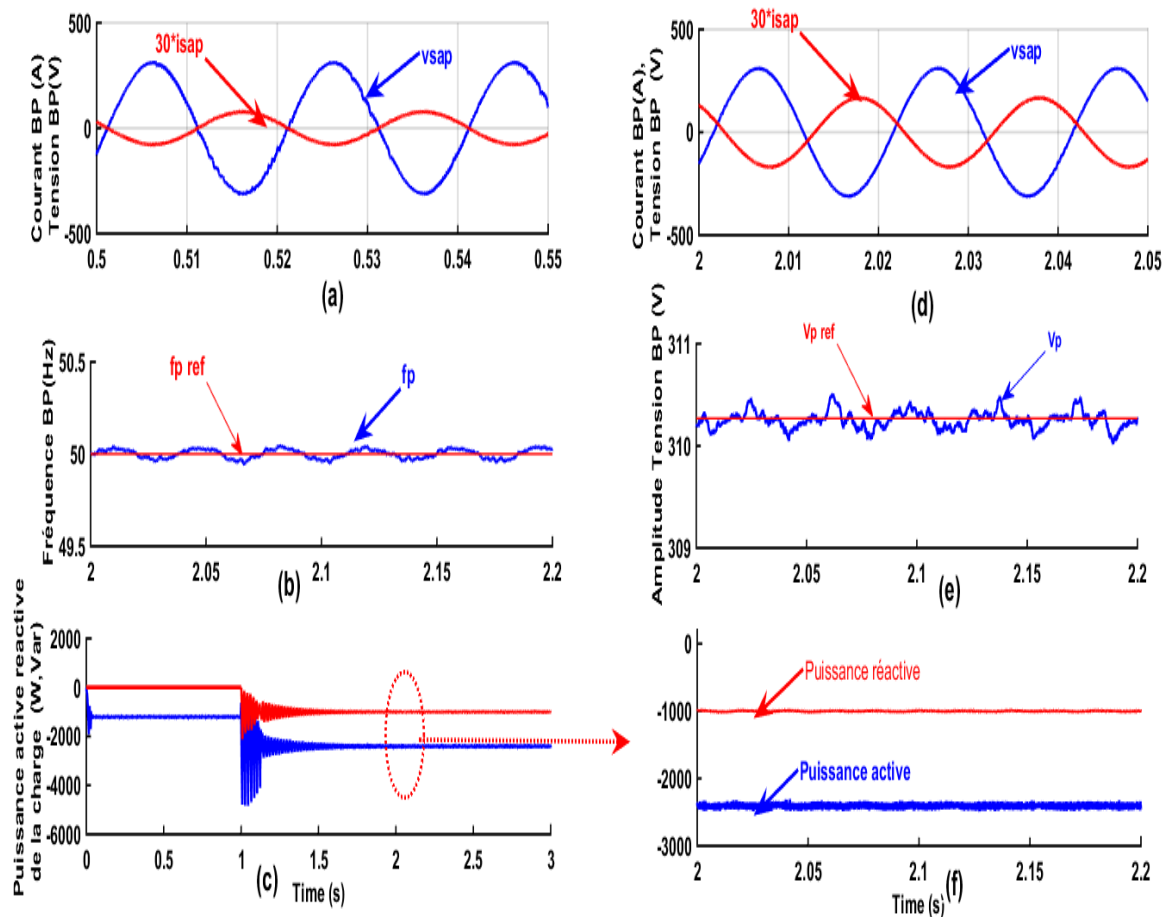


Figure. V.12 : Résultats de simulation cas 2(a) Forme d'onde phase 'a' de la tension et du courant de BP ($t=0,5$ s à $0,55$ s)(b) Zoom de la fréquence du tension BP (c) Forme d'onde des puissances actives et réactives instantanées(d) zoom de la tension et du courant de BP ($t=2$ s à $2,05$ s)(e) Zoom tension maximum d'une phase de BP (f) Zoom des puissances actives et réactives instantanées.

Les Figures. V.12(a) et (b) présentent les formes d'onde de la tension et du courant du BP. On peut voir sur cette figure que le courant et la tension de la phase 'a' sont très proches d'une onde sinusoïdale. Pendant l'intervalle de temps de ($t = 0,5$ s à $0,55$ s), la Figure. V.12(a) a provoqué une charge résistive, après le changement de charge à ($t = 1$ s) les formes d'onde du

courant stator BP puis les formes d'onde du stator BP [Figure. V.12 \(d\)](#) a provoqué une charge inductive connectée.

V.7 Conclusion

Dans ce chapitre la modélisation et le contrôle d'un générateur autonome à double alimentation sans balais entraîné par une éolienne à vitesse variable ont été présentés. Le contrôle de tension direct (DVC) est conçu pour remplacer le contrôle d'orientation flux (SFOC). La stratégie de contrôle DVC est basée sur la méthode DSOGI-FLL (de l'intégrateur de second ordre généralisé qui peut directement déterminer la tension et la de BP de la BDFIM en fonctionnement autonome. En outre, la vitesse du vent est contrôlée sur la base d'une MPPT. La performance du système proposé est étudiée sous une vitesse du vent et une charge variables. Les résultats obtenus sont satisfaisants et démontrent la performance supérieure et le fonctionnement stable de (BDFIM-SA-WECS) ainsi que l'efficacité des stratégies de contrôle proposées par rapport aux techniques conventionnelles (SFOC) dans l'application autonome de la BDFIM.

V.8 References

- [1] M. Cheng and Y. Zhu, 'The state of the art of wind energy conversionsystems and technologies', A review. *Energy Convers Manage*, 2014, 88, 332-347.
- [2] S. Jin, L. Shi, L. Zhu ,T. Dong, F. Zhang and W. Cao, 'Performance comparison of direct power control for brushless doubly-fed wind power generator with different control winding structure', in *Proc. Int. Conf. Elect. Mach. Syst*, 3029-3035, 2016.
- [3] J. Hu, J. Zhu and D. G. Dorrell, 'New Control Method of Cascaded Brushless Doubly Fed Induction Generators Using Direct Power Control', *IEEE Transactions On Energy Conversion*, Vol. 29, No. 3, September 2014.
- [4] J. Poza, E. Oyarbide, I. Sarasola and M. Rodriguez, 'Vector control design and experimental evaluation for the brushless doubly fed machine', *IET Electr. Power Appl.* 2009; 3(4): 247-256.
- [5] S. Shao, E. Abdi, F. Barati, and R. A. McMahon, 'Stator-flux-oriented control of brushless doubly fed induction generator', *IEEE Transactions on Industry Electronics*, Vol. 56, No. 10, pp. 4420-4428, October 2009.
- [6] A.K. Jain and V.T. Ranganathan, 'Wound rotor induction generator with sensorless control and integrated active filter for feeding nonlinear loads in a stand-alone grid', In *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.55, no.1, pp.218–228, Jan. 2008.

- [7] R.D. Shukla and R.K. Tripathi, 'Speed-sensorless voltage & frequency control in autonomous DFIG based wind energy systems', Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC),2014,pp.1-6, 2014.
- [8] X. Wei, M. Cheng, W. Wang, P. Han and R. Luo, 'Direct Voltage Control of Dual-Stator Brushless Doubly Fed Induction Generator for Stand-Alone Wind Energy Conversion Systems', IEEE Transactions on Magnetics, Volume: 52, Issue: 7, 2016, IEEE Journals & Magazines.
- [9] S. Mahmudicherati, M. Elbuluk and Y. Sozer, 'Direct power control of a doubly fed induction generator wind power system with seamless transition between stand-alone and grid-connected modes', Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2016 IEEE, 18-22 Sept. 2016, Milwaukee, WI, USA.
- [10] G. Wang, L. Ding, J. Xu, G. Zhang, H. Zhan and R. Ni, D. Xu, 'Enhanced Position Observer Using Second-Order Generalized Integrator for Sensorless Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drives', IEEE transactions on energy conversion', Vol. 29, No. 2, June 2014.
- [11] S. Mahmudicherati, 'Direct Power Control of a Doubly Fed Induction Generator in Wind Power Systems', Ph.D. thesis, University of Akron, August, 2016.
- [12] K.R. Patil and H. H. Patel, 'Modified Dual Second-order Generalized Integrator FLL for Frequency Estimation Under Various Grid Abnormalities', IEEE Transactions On Environment and Electrical Engineering, Vol. 1, No 4,2450-5730, 2016.
- [13] M. Cheng, X. Wei, P. Han, Y. Zhu, and Z. Chen, 'Modeling and control of a novel dual-stator brushless doubly-fed wind power generation system', inProc. Int. Conf. Elect. Mach. Syst, 3029-3035, 2014.
- [14] R. Pena, J. C. Clare, and G. M. Asher, 'A doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters supplying an isolated load from a variable speed wind turbine', IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 143, No. 5, pp. 380–387, Sep. 1996.
- [15] P. Rodriguez, A. Luna, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, 'Advanced Gr Synchronization System for Power Converters under Unbalanced and Distorted Operating Conditions', IEEE Industrial Electronics, IECON. 5173-5178. 6-11-2006.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Le but du travail présenté est l'étude détaillée par simulations dynamiques, d'un système de conversion éolien WECS à vitesse variable basé sur la machine asynchrone double alimentation sans balais (BDFIM) dans deux modes de fonctionnement, le mode connecté au réseau et le mode connecté à une charge isolée.

Dans le premier chapitre, une synthèse des différentes solutions électrotechniques de conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique est présentée. Nous avons tout d'abord rappelé quelques chiffres concernant la production mondiale de l'électricité en démontrant de quelle manière l'énergie éolienne est devenue inéluctable. Ensuite, nous avons présenté les deux technologies d'éoliennes à savoir les éoliennes à vitesse fixe et celles à vitesse variable. Les éoliennes à vitesse fixe permettent peu de réglage et fonctionnent comme des générateurs passifs. Par contre les éoliennes à vitesse variable offrent plus de possibilités de réglage, cependant elles ont un coût plus élevé. Plusieurs types de chaînes de conversion d'énergie sont abordées. La solution WECS qu'utilise la machine asynchrone à double alimentation sans balais BDFIM, dont le bobinage du stator de puissance BP est relié directement au réseau et celui du stator de commande BC est connecté via un convertisseur de puissance qu'est à la base de ce travail et sera utilisé dans la totalité de la présente thèse.

Le deuxième chapitre a traité la description et la modélisation d'un système éolien à base d'une machine asynchrone à double alimentation sans balais (BDFIM). D'abord, une description du système éolien à base de la BDFIM avec l'explication du mode de fonctionnement synchrone et les mécanismes de couplage magnétique dans la BDFIM a été présentée. Ensuite, nous nous sommes intéressés à la modélisation des différents modèles de la BDFIM (classique, cascade, et simplifié). Des résultats de simulation ont été effectués à l'aide du logiciel Matlab/Simulink pour valider les trois modèles de la BDFIM. La modélisation de la turbine, du convertisseur coté machine (MSC), du convertisseur coté réseau (GSC), du bus continue et de la liaison avec le réseau ont été réalisées.

Dans le troisième chapitre, une approche robuste du contrôle de puissance directe appliquée à un système de conversion d'énergie éolienne (WECS-BDFIM) basée sur la machine asynchrone double alimentation sans balais (BDFIM) a été étudiée. La modélisation mathématique des différentes parties du système est expliquée. Le processus de contrôle est effectué de manière coordonnée entre le convertisseur côté réseau GSC et le convertisseur côté machine MSC. Le contrôle de puissance direct conventionnel (DPC) a été utilisé pour le convertisseur MSC, afin d'adapter et capturer la puissance maximale disponible par

CONCLUSION GENERALE

l'éolienne, pour être transféré par la suite à travers le stator BP au réseau. Le point de puissance maximale est défini par un algorithme MPPT qui fournit le signal de puissance de référence utilisé dans le contrôle DPC du MSC. Pendant ce temps, le contrôle du convertisseur GSC se concentre principalement pour assurer une tension du bus continu constante pendant le fonctionnement du système et pour assurer un flux d'énergie bidirectionnel entre le réseau et le GSC. Il est important de mentionner que nous avons adopté un flux virtuel basé sur le contrôle de puissance amélioré associé à l'estimateur proposé SOGI-FLL pour réguler le flux de puissance via le convertisseur GSC. Les résultats obtenus nous ont donné une idée claire de la fiabilité du système en termes de performance à l'état stable et de robustesse pendant les régimes transitoires. Tout d'abord, le système pourrait parfaitement gérer les trois principaux modes de fonctionnement (synchrones, hypo-synchrones et hyper-synchrones), où le flux d'énergie a été transmis d'un mode à l'autre de manière fluide et en maintenant une qualité d'énergie raisonnable pour l'énergie transmise au réseau. Deuxièmement, un test de robustesse a été effectué en utilisant un profil de vent variable et les résultats ont démontré un assez bon comportement de suivi du point de consigne. Enfin, le système BDFIM proposé basé sur FV-DPC-GSC et DPC-MSM a non seulement l'énorme impact de contrôle du suivi de puissance, encore en plus peut mettre en œuvre l'opération à fréquence constante à vitesse variable.

Dans le quatrième chapitre, une approche robuste de contrôle directe de puissance modifiée appliquée au système (WECS-BDFIM) a été étudiée. Le processus de contrôle est effectué de manière coordonnée entre le GSC et le MSC. Tandis que, la DPC conventionnelle et la DPC modifiée MDPC ont été utilisées pour le MSC afin d'adapter et capturer la puissance maximale disponible par éolienne, alors que la commande basée sur le flux virtuel VFDPC et modifiée MVFDPC ont été utilisées pour le MSC, principalement pour assurer une tension de bus continu fixe pendant le fonctionnement de système. Les stratégies proposées sont validées et vérifiées par simulation. Tout d'abord, chaque cas en soi, le contrôle VFDPC et MVFDPC pour le convertisseur GSC, après le contrôle DPC classique et MDPC pour le convertisseur MSC, ensuite la validation de la technique directe de puissance modifiée (MDPC et MVFDPC) pour chaque convertisseur, enfin on a vérifié cette stratégie pour la chaîne complète (WECS-BDFIM) sous la condition d'un réseau déséquilibré. Ces stratégies ont prouvé leur capacité à produire un courant de réseau sinusoïdal et équilibré avec un facteur de puissance unitaire sous une source de tension non idéale.

CONCLUSION GENERALE

L'approche DPC appliquée au convertisseur GSC en combinaison avec une table de commutation améliorée garantit que la tension du bus continu est maintenue constante (avec une très faible oscillation) et que le facteur de puissance côté alimentation est maintenu proche de l'unité dans des conditions de tension équilibrée. Enfin, le système (WECS-BDFIM) basé sur la technique de contrôle IST-DPC (GSC) et MDPC(MSC), ont donné une bonne qualité de puissance côté réseau avec un facteur de puissance satisfaisant et un faible facteur THD pour le courant du BP.

Dans Le cinquième et dernier chapitre, la modélisation et le contrôle d'un générateur autonome à double alimentation sans balais entraînée par une éolienne à vitesse variable ont été présentés. Le contrôle de tension direct (DVC) est conçu pour remplacer le contrôle d'orientation du flux (SFOC). La stratégie du contrôle DVC est basée sur la méthode DSOGI-FLL qui peut directement déterminer la tension et la fréquence du stator BP de la BDFIM en fonctionnement autonome. En outre, la vitesse du vent est contrôlée sur la base d'une MPPT. La performance du système proposé est étudiée sous une vitesse du vent et une charge variables. Les résultats obtenus sont satisfaisants et démontrent une bonne performance et un fonctionnement stable de (BDFIM-SA-WECS) ainsi que l'efficacité des stratégies de contrôle proposées par rapport aux techniques conventionnelles (SFOC) dans l'application autonome de la BDFIM.

En perspective, les travaux effectués dans cette thèse, nous incitent à envisager le développement des points suivants :

- Valider expérimentalement les travaux réalisés dans cette thèse (la commande VFDPC basée sur l'estimateur SOGI-FLL utilisée pour le GSC et la commande DPC et FOC pour le MSC et la réalisation de la commande de la chaîne de conversion d'énergie éolienne complète (WECS-BDFIM).
- Vérification et validation du modèle simplifié de la BDFIM par l'application des techniques de commande les plus efficaces à la machine asynchrone double alimentation DFIM.
- Développer la technique de commande directe de tension (DVC) sans capteur de vitesse à base (DSOGI-FLL) pour le système WECS-BDFIM en fonctionnement autonome pour l'application dans les systèmes de production à vitesse variable.
- Application de la technique de commande DPC à fréquence de commutation constante pour les systèmes WECS-BDFIM connectés au réseau et non connectés (autonome)

CONCLUSION GENERALE

- Introduire des techniques de commande de la BDFIM à l'aide d'un convertisseur matriciel et des convertisseurs multi niveaux pour les grandes puissances.

ANNEXES

ANNEXE A

Paramètre MACHINE M1

Paramètres	MACHINE M1 (BDFIG)
Puissance nominale	2.5 kW
Tension simple et complexe	220/380V
Vitesse synchronisme nominale	750 rpm
Frequence (f)	50 Hz
Nombre de pair de pole (P_p / P_c)	1/3
Resistance statorique (R_{sp} / R_{sc})	(1.732/1.079) Ω
Resistance rotorique (R_r)	0.473 Ω
Inductance cyclique statorique (L_{sp} / L_{sc})	(714.8/121.7) mH
Inductance cyclique rotorique (L_r)	132.6 mH
Mutuelle de Park (M_{spr} / M_{scr})	242.1/59.8 mH
Moment d'inertie (J)	0.3 Kg.m2
Coefficient dujrottement (K_f)	0.0036N. ms/ rd

Paramètre MACHINE M2

Paramètres	MACHINE M2 (BDFIG)
Puissance nominale	7 kW
Tension simple et complexe	230/400 V
Vitesse synchronisme nominale	500 rpm
Frequence (f)	50 Hz
Nombre de pair de pole (P_p / P_c)	2/4
Resistance statorique (R_{sp} / R_{sc})	(2.3/4) Ω
Resistance rotorique (R_r)	0.00013 Ω
Inductance cyclique statorique (L_{sp} / L_{sc})	(0.35/0.36) H
Inductance cyclique rotorique (L_r)	0.0000445 H
Mutuelle de Park (M_{spr} / M_{scr})	0.0031/0.0022 H
Moment d'inertie (Kg.m2) (J)	0.56 Kg.m2
Coefficient dujrottement (K_f)	0.0078N. ms/ rd

Paramètre MACHINE M3

Paramètres	MACHINE M3 (DFIG)
Puissance nominale	3.5 kW
Tension simple et complexe	230/400 V
Vitesse synchronisme nominale	1500 rpm
Frequence (f)	50 Hz
Nombre de pair de pole (p)	2
Resistance statorique (R_s)	(1.273) Ω
Resistance rotorique (R_r)	0.86 Ω
Inductance cyclique statorique (L_s)	(0.0096) H
Inductance cyclique rotorique (L_r)	0.0047 H
Mutuelle de Park (M)	0.225 H
Moment d'inertie (Kg.m2) (J)	0.56 Kg.m2
Coefficient du frottement (K_f)	0.0078N. ms/ rd

ANNEXE B**B. Algorithmes de synchronisation utilisés dans les convertisseurs connectés au réseau**

Dans un environnement de Génération Distribuée (DG), il faut un contrôle approprié du facteur de puissance de la connexion convertisseur-réseau pour obtenir le maximum de rendement dans les systèmes d'énergie renouvelables. L'algorithme de synchronisation est le module utilisé pour détecter l'angle de phase des tensions de réseau d'alimentation en phase avec une réponse dynamique optimale.

Il existe plusieurs études qui montrent différentes structures pour estimer l'angle de phase de la tension du réseau afin d'obtenir la synchronisation du courant des convertisseurs avec les tensions du réseau de distribution triphasé.

Les principales méthodes de synchronisation possibles sont les suivantes: Boucle de verrouillage de phase synchrone (dq PLL) [1], détecteur de séquence positive plus un dq PLL (PSD + dq PLL) [2,3], double intégrateur généralisé du second ordre à boucle de verrouillage de phase (DSOGI-PLL) [4,5], double intégrateur généralisé du second ordre à boucle de verrouillage de fréquences (DSOGI-FLL) [6,7] et multiple intégrateur généralisé du second ordre à boucle de verrouillage de fréquences (MSOGI-FLL) [8]. Les algorithmes mentionnés ci-dessus ont leurs avantages et leurs inconvénients, le dq PLL étant le plus simple, et la technique MSOGI-FLL (Multipleized Integrator Frequency-Locked Loop) la plus sophistiquée.

Tous ces algorithmes peuvent être utilisés dans différentes architectures des énergies renouvelables. La sélection d'un algorithme de synchronisation dépendra des exigences et / ou des réglementations à respecter. Dans notre cas ces algorithmes sont utilisés pour une génération de type éolien centralisé et décentralisé.

B.1 Boucle de verrouillage de phase synchrone (PLL)**B.1.1 Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop (PLL)**

Il y a plusieurs études qui montrent différentes structures pour les algorithmes de synchronisation, étant la boucle à verrouillage de phase (PLL) classique. Une structure PLL à trois phases est représentée sur la [Figure B.1](#), qui est faite par les transformations de Clarke et Park [9], le régulateur PI [10] comme filtre de boucle, et un intégrateur comme oscillateur commandé en tension (VCO).

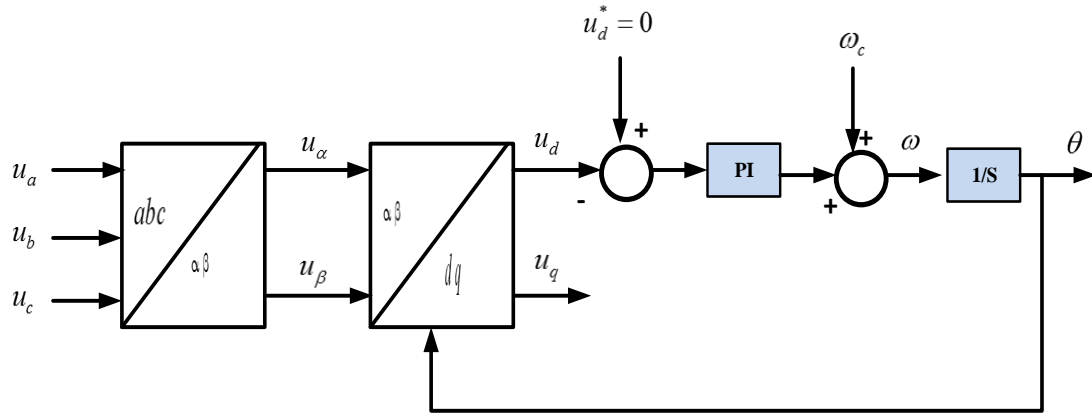


Figure B.1 Block dq PLL

La conception du gain PLL est un point critique dans ce processus. Du point de vue des systèmes dynamiques, les gains élevés impliquent une dynamique plus élevée [11], mais la stabilité peut devenir inacceptable. La fonction de transfert en boucle fermée du dq PLL de la Figure B.1 est donnée par l'équation (3.1) [12]:

$$H(s) = \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (\text{B.1})$$

Où (k_p et k_i) sont respectivement les gains proportionnels et intégraux du régulateur PI employés. Eq. B.1 est une fonction de transfert du second ordre, similaire à Eq. B.2.

$$G(s) = \frac{2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (\text{B.2})$$

Où: $\omega_0 > 0$: est la fréquence angulaire naturelle, et (ζ) est le facteur d'amortissement

Les équations 3.1 et 3.2

$$k_p = \frac{9.2}{t_s} \quad (\text{B.3})$$

$$\omega_0 = \frac{k_p}{2\zeta} \quad (\text{B.4})$$

$$k_i = \omega_0^2 \quad (\text{B.5})$$

Où (t_s) : est le temps de stabilisation [12].

La méthode **dq PLL** a l'avantage que sa mise en œuvre est relativement facile; en plus de cela, sous l'influence de certaines distorsions d'harmoniques d'ordre inférieur et des variations

de fréquence des tensions de réseau de distribution triphasées, le **dq PLL** pourrait avoir un fonctionnement acceptable.

L'inconvénient majeur du dq PLL est sa grande sensibilité à la tension non équilibrée [2,8].

B.2 Détecteur de séquence positive plus un dqPLL (PSD + dqPLL)

La méthode dq PLL est très sensible aux déséquilibres de tension du réseau [2], qui produit également des harmoniques de second ordre dans le référentiel synchrone **dq** (rotation à la vitesse angulaire (ω_0) due à l'effet de la séquence inverse (rotation à la vitesse angulaire ($-\omega_0$) en effet, les capteurs à utiliser peuvent introduire des harmoniques de second ordre dues à des erreurs de précision. De plus, les tensions du réseau de distribution pourraient être contaminées par des harmoniques et affectées par des variations de la fréquence fondamentale. Une solution aux problèmes causés par les tensions du réseau de distribution triphasé de déséquilibre consiste à ajouter un bloc de détecteur de séquence positive (PSD), basé sur la méthode des composants symétriques ou le théorème de Fortescue [13].

En appliquant ce théorème, il est possible de décomposer les tensions du réseau d'alimentation triphasé déséquilibré en ses séquences positive, négative et nulle, permettant une meilleure performance de l'algorithme PLL. Dans le domaine temporel, la composante des séquences positives instantanées (v_{abc}^+) d'un vecteur de tension est donnée par [2]:

$$v_a^+(t) = \frac{1}{3}v_a(t) - \frac{1}{6}(v_b(t) + v_c(t)) - \frac{1}{2\sqrt{3}}S_{90}(v_b(t) - v_c(t)) \quad (\text{B.6})$$

$$v_b^+(t) = -(v_a^+(t) + v_c^+(t)) \quad (\text{B.7})$$

$$v_c^+(t) = \frac{1}{3}v_c(t) - \frac{1}{6}(v_a(t) + v_b(t)) - \frac{1}{2\sqrt{3}}S_{90}(v_a(t) - v_b(t)) \quad (\text{B.8})$$

Où (S_{90}) est un opérateur de déphasage à 90 degrés qui peut être conçu avec la fonction de transfert suivante [2] :

$$H_{S_{90}}(s) = \frac{1 - \frac{S}{\omega_0}}{1 + \frac{S}{\omega_0}} \quad (\text{B.9})$$

Où : (ω_0) est la fréquence angulaire naturelle

En ajoutant le bloc PSD avec les équations (B.6), B.7 et (B.8) à la structure dq-PLL montrée dans la [Figure B.1](#), un algorithme de synchronisation PSD + dq-PLL capable d'extraire la

séquence positive des tensions de réseau triphasé est obtenu, puis une détection fiable de la séquence positive de la fréquence et la phase sera atteinte en cas de déséquilibre de tension [3].

La structure globale de la PSD + dq-PLL est représentée sur la Figure. B.2.

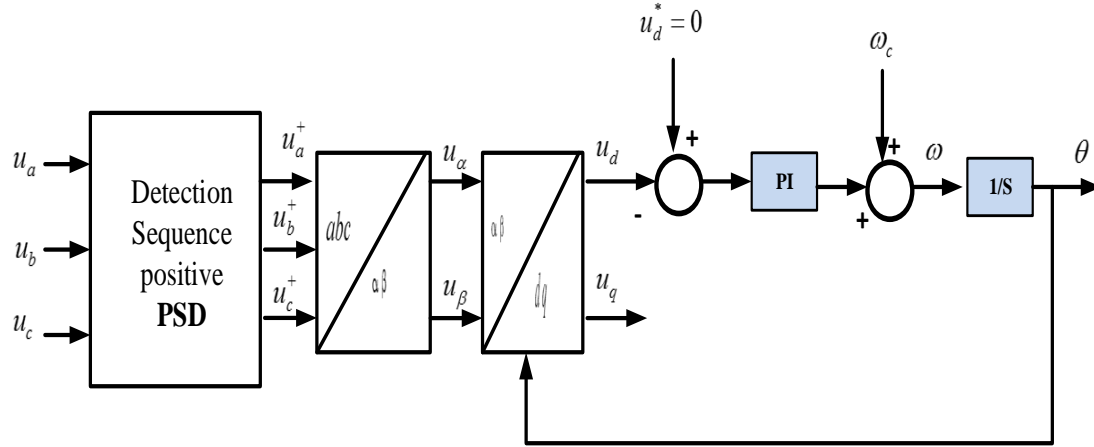


Figure B.2. Schéma fonctionnel de l'algorithme de synchronisation (PSD + dq-PLL)

Un inconvénient possible du PSD peut être observé dans l'équation (B.9). L'opérateur de déphasage (s_{90}) a été implémenté en utilisant une fréquence angulaire nominale non adaptative (ω_0), rendant ce filtre sensible aux variations de fréquence des tensions du réseau, ce qui entraînera une légère dégradation du facteur de puissance de la connexion convertisseur-réseau.

B.3 Dual Second Order Generalized Integrator Phase- Locked Loop (DSOGI-PLL)

Une autre solution pour surmonter les problèmes causés par le déséquilibre de tension à la détection de la phase est présentée dans [4,5], où une PLL d'intégrateur généralisé de second ordre (DSOGI-PLL) est proposée. Dans ce cas, les signaux en quadrature (90° décalés) pour ($v_{\alpha\beta}$) sont calculés par deux intégrateurs généralisés de second ordre [14] avec une génération de signaux en quadrature (SOGI-QSG) [6], l'un d'entre eux étant illustré dans la figure B.3.

Le schéma de principe du SOGI, qui se comporte comme un intégrateur à gain infini, est représenté en pointillé rouge et ses fonctions de transfert sont décrites par l'équation. B.10.

$$SOGI(s) = \frac{u}{k\varepsilon}(s) = \frac{\omega S}{s^2 + \omega^2} \quad (B.10)$$

Tandis que les fonctions de transfert des signaux en quadrature dq sont décrites par les équations. (B.11) et (B.12).

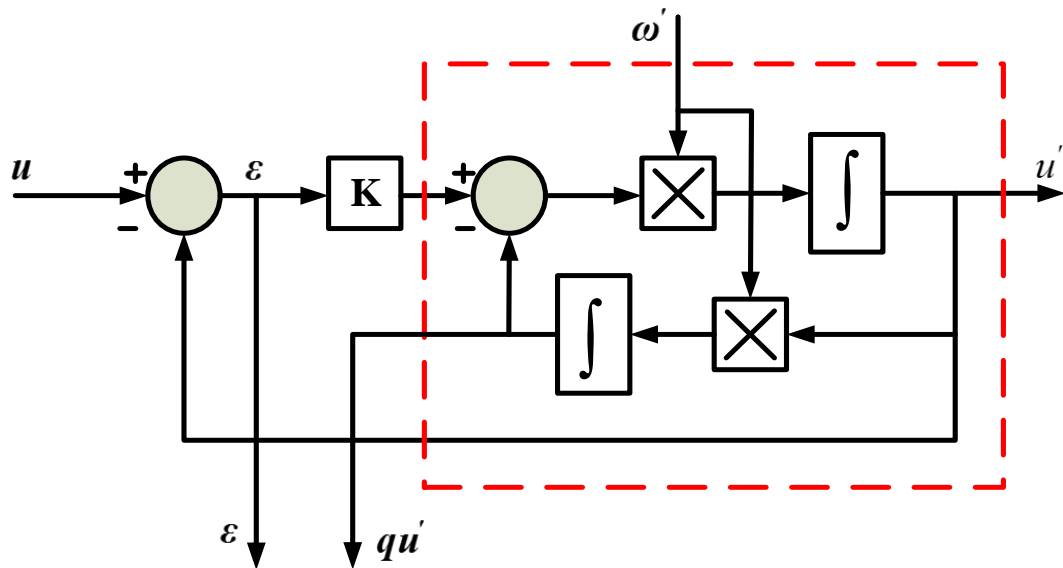


Figure .B.3 diagramme du block SOGI-QSG

$$D(S) = \frac{u'}{u}(S) = \frac{k\omega' S}{S^2 + k\omega' S + \omega'^2} \quad (\text{B.11})$$

$$Q(S) = \frac{qu'}{u}(S) = \frac{k\omega'^2}{S^2 + k\omega' S + \omega'^2} \quad (\text{B.12})$$

L'équation (B.12) implique un décalage constant de 90° entre le (qu') et (u') qui ne sera pas une fonction de la variation de (m') et k [6], ce qui donne aussi un système insensible aux variations de fréquence de signal d'entrée (u) quand $(\omega = \omega')$.

La Figure B.4a montre le diagramme de Bode des fonctions de transfert du SOGI-QSG décrit dans l'équation. (B.11) et Eq. (B.12): la zone supérieure de la Figure B.4a montre l'amplitude du tracé de Bode, tandis que la zone inférieure montre l'angle de phase, à la fois pour plusieurs valeurs de (k) .

La trace de la phase représente un décalage parfait de (90°) entre les signaux en quadrature pour tous les (k) . De plus, la Figure B.4b représente l'évolution temporelle des signaux en quadrature et les temps de stabilisation correspondants pour tous les (k) .

Lorsque (k) augmente, le temps de stabilisation et le rejet harmonique diminuent, mais le dépassement augmente à la place [15]. Il faut noter que lorsque $(k = 1,414)$, on obtient un bon compromis entre la réjection harmonique (pour les 5ème et 7ème harmoniques) et la réponse dynamique, correspondant à un facteur d'amortissement $(\zeta_{SOGI} = 0,707)$ pour les systèmes de second ordre [15].

Il faut souligner que l'algorithme de synchronisation SOGI-QSG est réglé sur la fréquence angulaire centrale (ω'), qui est un signal d'entrée pour ce bloc (voir [Figure B.3](#)), et peut se comporter comme un filtre adaptatif si un circuit externe ou algorithme sont capables de mesurer ou de détecter cette fréquence.

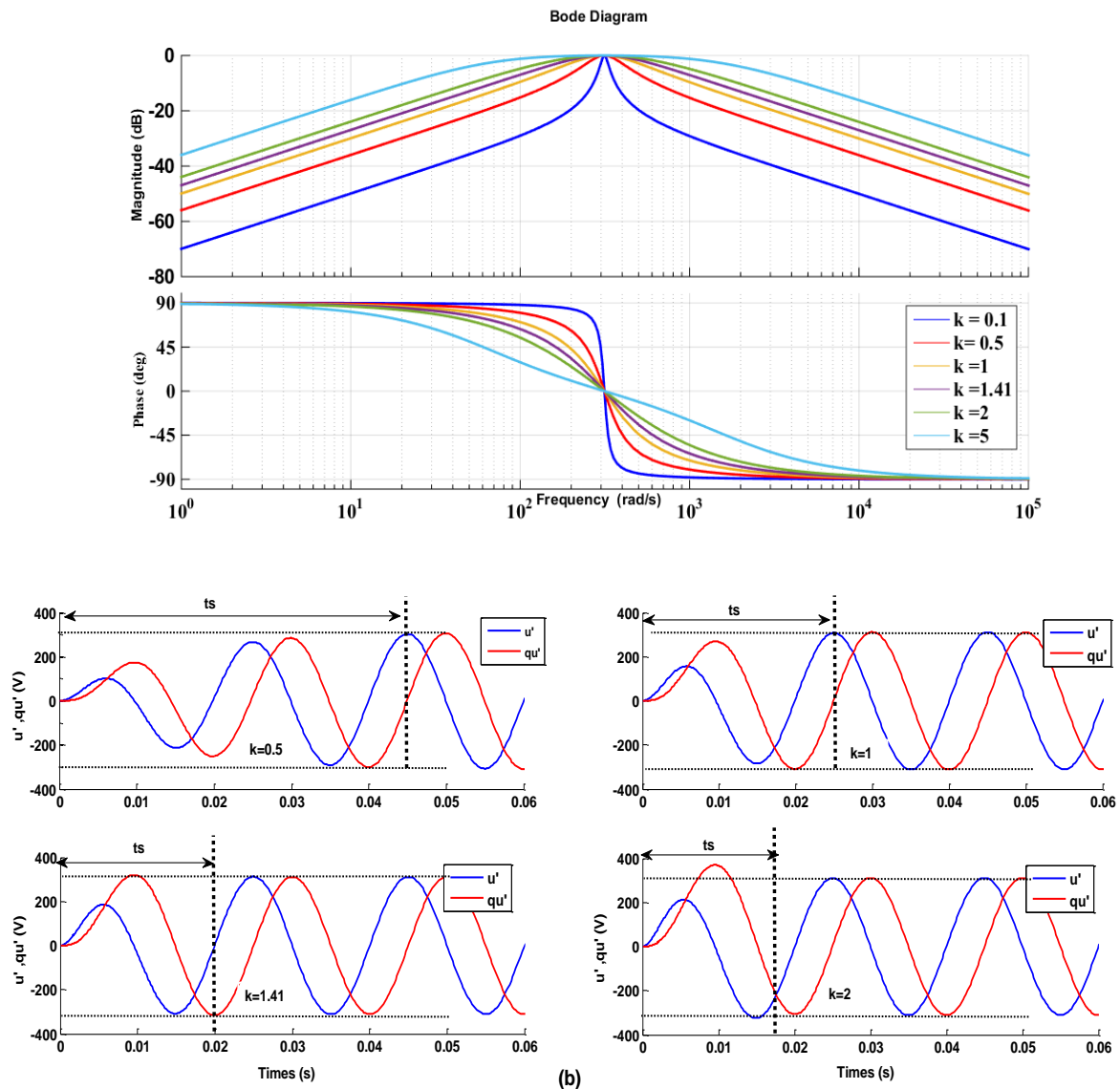


Figure B.4. (a) Tracé du diagramme de Bode d'un SOGI-QSG des fonctions de transfert Equations (B.11) et (B.12) pour différentes valeurs de k . (b) Evolution temporelle des signaux en quadrature du SOGI-QSG pour différentes valeurs de k .

La transformation de Clarke [16] est appliquée aux tensions triphasées d'entrée afin d'obtenir ses composantes de tension (u_α), (u_β). Deux blocs SOGI-QSG sont utilisés pour obtenir ses signaux en quadrature. Une structure DSOGI-QSG pour les systèmes triphasés [6] est illustrée à la [Figure B.5](#).

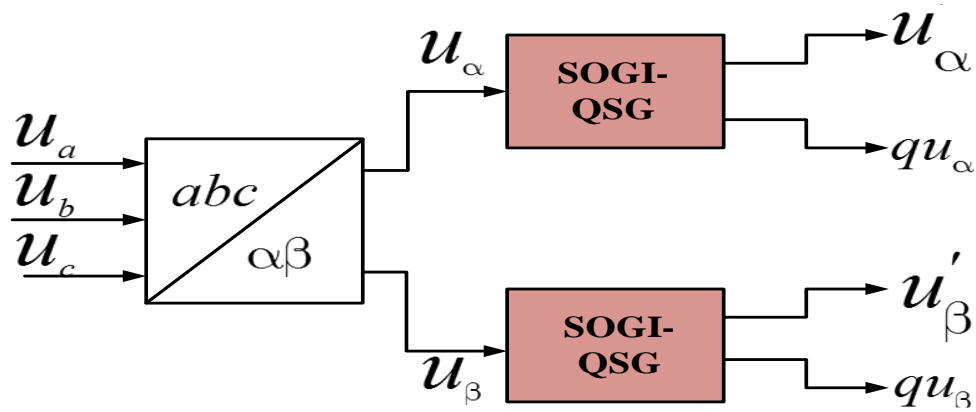


Figure B.5. Diagramme du block DSOGI-QSG

Sachant que la composante de la séquence positive instantanée ($u_{\alpha\beta}^+$) d'un vecteur de tension décrit par ($u_{\alpha\beta}$) est donnée par [17].

$$u_{\alpha\beta}^+ = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{pmatrix} u_{\alpha\beta} \quad (\text{B.13})$$

Où ($q = e^{-j\frac{\pi}{2}}$) est l'opérateur de déphasage pour obtenir la composante en quadrature d'une forme d'onde originale, un calculateur de séquence positive (PSC) doit être conçu et appliqué aux signaux de sortie en quadrature de manière à calculer les séquences positives des tensions asymétriques triphasées d'entrée ($u_{\alpha\beta}^+$).

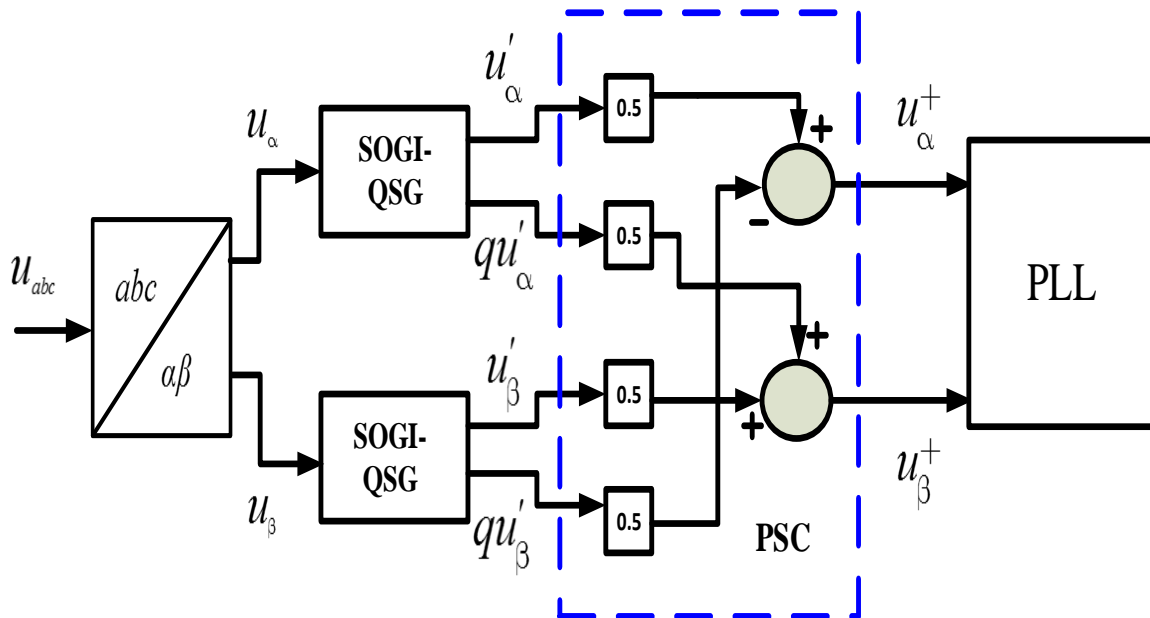


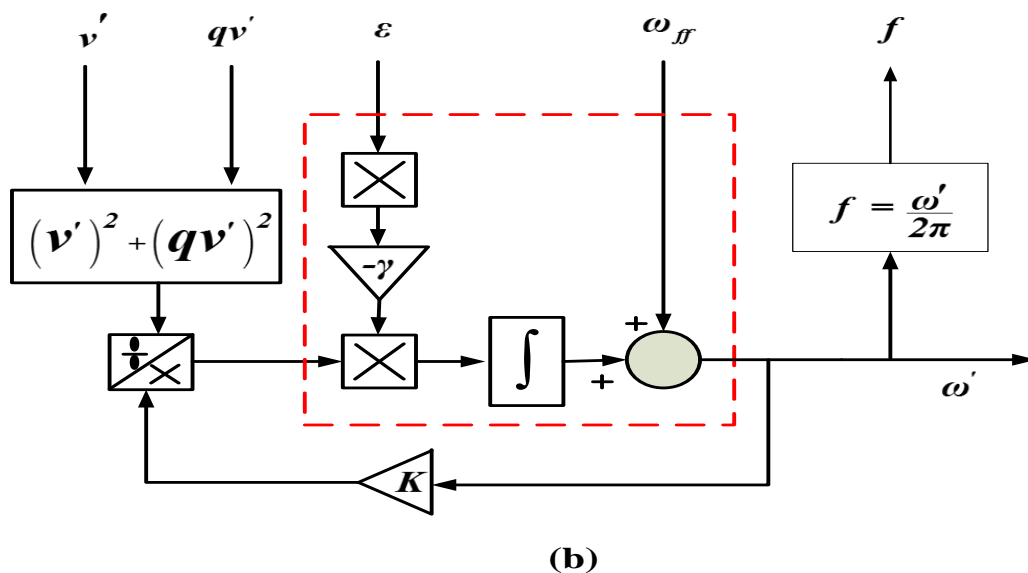
Figure B.6. Diagramme du block DSOGI-PLL

Enfin, les séquences positives des composantes de tension ($u_{\alpha\beta}^+$) sont utilisées pour estimer la fréquence avec un bloc de boucle à verrouillage de phase (PLL). Le diagramme final du DSOGI-PLL est illustré à la [Figure B.6](#).

Afin d'obtenir les bonnes performances de l'algorithme DSOGI-PLL, un aspect important doit être pris en compte lors de la conception des gains (k_p et k_i) du bloc PLL: la fréquence angulaire naturelle (ω_0) de la fonction de transfert du régulateur PI devrait être inférieure à la fréquence angulaire de coupure (ω') du filtre adaptatif des blocs SOGI.

B.4 Intégrateur généralisé du second ordre double à boucle de verrouillage de fréquences (DSOGI-FLL)

Une bonne alternative pour les détections de fréquence et de phase lorsque des déséquilibres de tension et des variations de fréquence se produisent dans les tensions de réseau triphasé est décrite dans [\[6,7\]](#), où une boucle de verrouillage de fréquence (DSOGI-FLL) est proposée de la même manière de DSOGI-PLL, ceci est basé sur l'utilisation de la génération de signaux en quadrature (SOGI-QSG) mais au lieu d'utiliser une boucle à verrouillage de phase (PLL), une boucle de verrouillage de fréquence (FLL) est utilisée.



[Figure B.7](#). Diagramme du block (FLL) avec gain normalisé

La structure de la boucle de verrouillage de fréquence (FLL), illustrée dans la [Figure B.7](#) [\[6\]](#), peut être utilisée pour mesurer la fréquence angulaire (ω) du signal d'entrée (u) (dans ce cas, (ω') est la fréquence angulaire du signal d'entrée (u) sans utiliser des fonctions

trigonométriques, et en facilitant sa mise en œuvre dans des microcontrôleurs classiques. La fréquence angulaire nominale (ω_{ff}) est réinjectée dans ce bloc afin d'améliorer la réponse dynamique de l'algorithme.

Le temps de stabilisation (t_s) peut être réglé d'environ (5τ) ($\tau = \frac{1}{\gamma}$) est la constante de temps du système de premier ordre et (γ) est le gain à définir ($t_{s(FLL)}$) :

$$t_{s(FLL)} = \frac{5}{\gamma} \tag{B.14}$$

Enfin, la mesure de (ω') implique le retour du signal (qu') du bloc SOGI-QSG. Ce signal aura une petite quantité de contamination harmonique due à l'atténuation imposée par la nature du filtre passe-bas de la fonction de transfert Q (s) décrite par l'équation. (B.12)

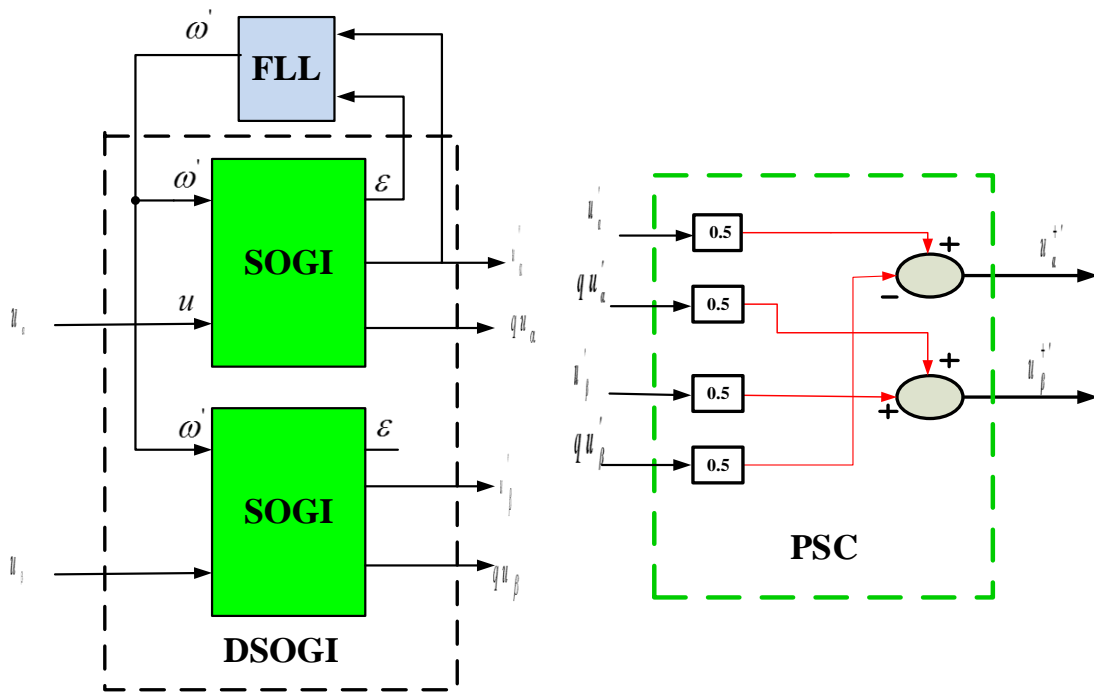


Figure B.8. La structure DSOGI-FLL

L'analyse préliminaire peut être étendue aux systèmes triphasés. La Figure B.8 montre la structure DSOGI-FLL proposée dans [6]. La transformation de Clarke [16] est appliquée aux tensions triphasées d'entrée afin d'obtenir ses composantes de tension ($u_{\alpha\beta}$), les deux blocs SOGI-QSG sont utilisés pour obtenir ses signaux en quadrature.

Afin d'évaluer la performance de la structure DSOGI-FLL, certaines simulations illustrent l'évolution dans le temps de la fréquence détectée dans la Figure B.9.

Sachant que la composante de séquence positive instantanée ($u_{\alpha\beta}^+$) d'un vecteur de tension décrit par ($u_{\alpha\beta}$) est donnée par Eq. (B.13), un calculateur de séquence positive (PSC) doit être conçu et appliqué aux signaux de sortie en quadrature de manière à Calculer la séquence positive des tensions asymétriques triphasées d'entrée ($u_{\alpha\beta}^{+'}$).

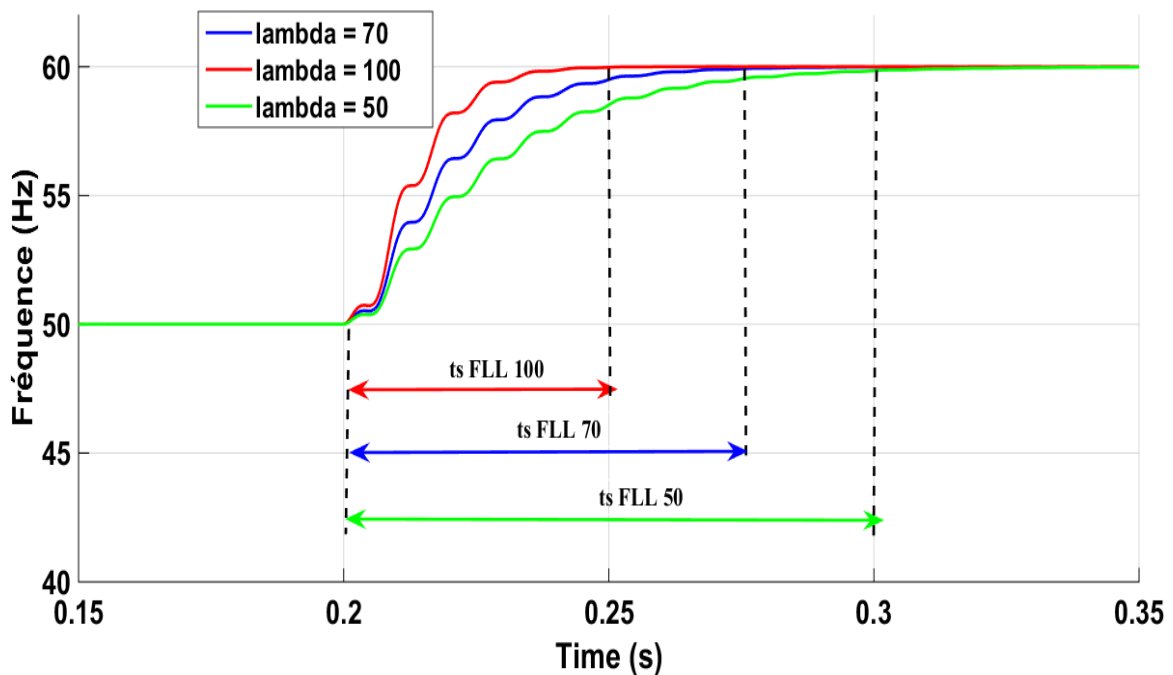


Figure B.9 Réponse temporelle de DSOGI-FLL pour différentes (γ)

Un échelon de 50-60 Hz est exercé dans la fréquence nominale des tensions du réseau de distribution triphasé et plusieurs gains (γ) sont imposés pour étudier la réponse dynamique. En utilisant un (γ) relativement faible (50 et 70), on obtient un temps de stabilisation lent de la FLL (trace en rouge et bleu). Au contraire, pour ($\gamma = 100$) (trace en noir), on obtient un temps de stabilisation approprié autour de deux cycles et demi.

Le Tableau B.1 montre la relation entre le gain (γ) et le temps de stabilisation correspondant ($t_{s(FLL)}$) lorsqu'un échelon de fréquence (50 à 60 Hz) est exercée sur la fréquence du réseau de distribution.

Enfin, l'angle de phase pour la séquence positive des tensions du réseau de distribution triphasé peut être calculé comme suit :

Tableau B.1 Relation entre (γ) et $ts(FLL)$.

γ	50	70	100
$t_{s(FLL)}$ (ms)	100	70	50

$$\theta^{+'} = \tan^{-1} \left(\frac{u_{\beta}^{+'}}{u_{\alpha}^{+'}} \right) \quad (\text{B.15})$$

L'algorithme de synchronisation DSOGI-FLL a un bon comportement pour détecter la phase et la fréquence lorsqu'ils existent des tensions de déséquilibre et des variations de fréquence dans le réseau, mais aucun bon comportement n'est atteint lorsque des harmoniques d'ordre faible proches de la fréquence fondamentale [8].

B. 5 Intégrateur généralisé du second ordre multiple à boucle de verrouillage de fréquences (MSOGI-FLL)

L'inconvénient de l'algorithme de synchronisation DSOGI-FLL concernant le rejet harmonique peut être surmonté en introduisant un ensemble de filtres adaptatifs, basés sur la génération de signaux en quadrature (SOGI-QSG), accordés à différentes fréquences harmoniques d'ordre inférieur et travaillant en parallèle, avec le réseau de découplage harmonique (HDN) et le calculateur de séquence positive et négative (PSCN) pour chaque composante harmonique détectée. Cette nouvelle structure, proposée dans [8], est appelée l'algorithme de synchronisation MSOGI-FLL (Multipleized Integrator Frequency-Locked Loop).

Dans notre cas le calcul des composantes harmoniques de tension fondamentale (1), est donné par la Figure B.10.

Le bloc FLL est utilisé par la structure MSOGI-FLL pour mesurer la fréquence angulaire fondamentale des signaux d'entrée ($u_{\alpha\beta}$) comme il est décrit en détail dans la Figure B.11: la demi-somme du produit de l'erreur (ε) et (qu') dans chaque axe est traité par un intégrateur avec gain ($-\gamma$), étant (ω_c) l'avance de la fréquence angulaire nominale pour améliorer sa réponse dynamique.

La fréquence angulaire mesurée (ω') est utilisée pour régler la fréquence de chaque bloc DSOGI-QSG (représenté dans la zone rouge de la Figure B.10 pour la composante harmonique de tension à détecter [8].

La normalisation du gain FLL est exercée de manière à rendre ce bloc indépendant du gain k du bloc DSOGI-QSG et de l'amplitude de la tension du réseau de distribution.

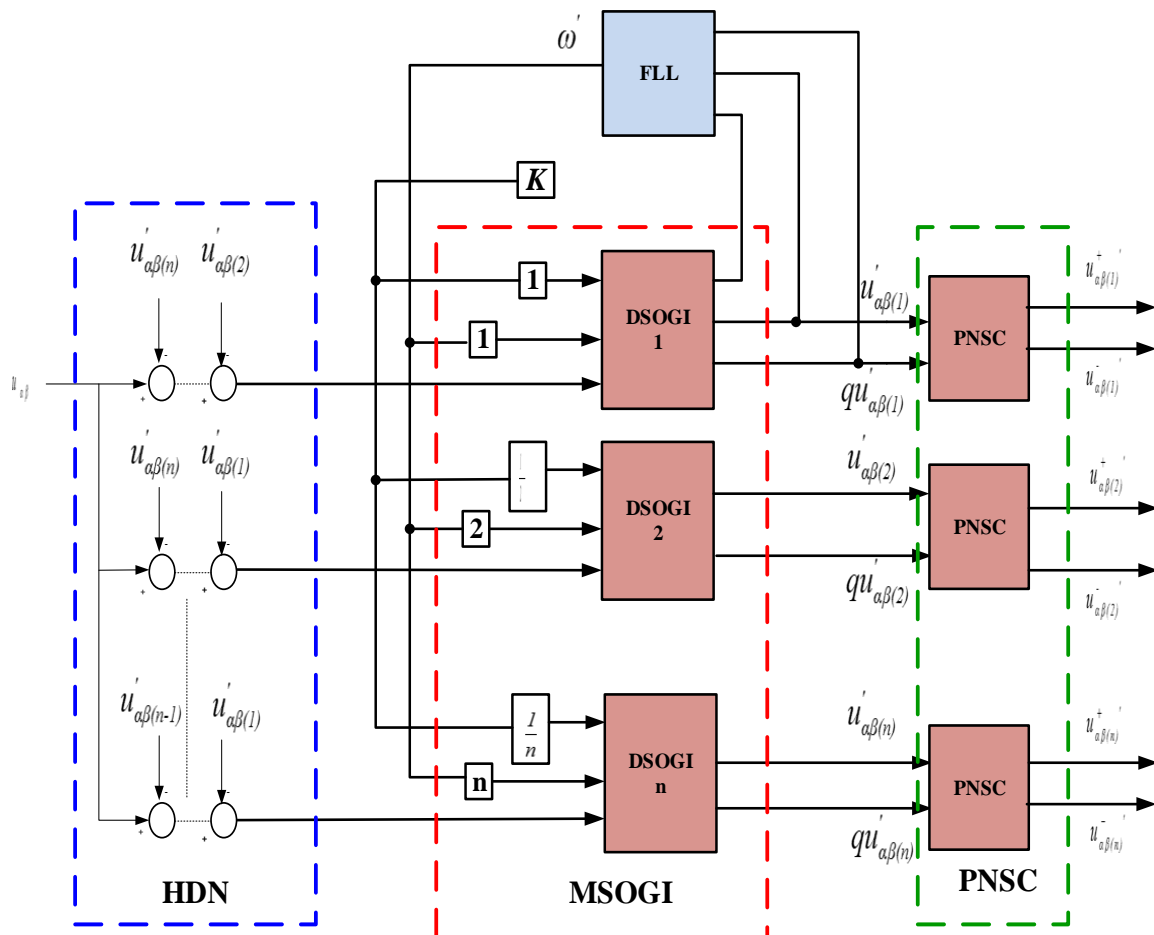


Figure B.10. Diagramme d'une structure MSOGI-FLL

Il convient de souligner que le bloc HDN (représenté dans la zone bleue de la Figure B.10) est ajouté à l'algorithme de synchronisation MSOGI-FLL afin de découpler l'effet des harmoniques d'ordre faible de plusieurs réseaux utilitaires de celui impliqué dans le calcul avec son bloc DSOGI-QSG correspondant.

Les sorties du bloc HDN sont envoyées aux DSOGI-QSG et l'action de découplage est obtenue par le retour des sorties ($u'_{k(\alpha\beta)}$) DSOGI-QSG correspondantes ($k \neq i$) dans le bloc HDN, de même que être vu sur la Figure B.7.

En conséquence, l'algorithme de synchronisation MSOGI-FLL est capable de détecter les composantes harmoniques de tension séparées des tensions du réseau de distribution triphasé. L'angle de phase de la séquence positive de la composante fondamentale des tensions du réseau de distribution triphasé peut être calculé en utilisant Eq. (B.15).

Une étude comparative des algorithmes de synchronisation est présentée dans [18] et résumé dans le [Tableau B.2](#)

Tableau B.2 Etudes comparatives des algorithmes de synchronisation

Nom du méthode	POINT fort	POINT faible
dqPLL	Simplicité, variations de fréquence	Harmonique, Déséquilibre de tension
PSD+dqPLL	Déséquilibre de tension	variations de fréquence, Harmoniques
DSOGI-PLL	variations de fréquence Déséquilibre de tension	Harmoniques
DSOGI-FLL	Déséquilibre de tension, variations de fréquence	Harmoniques
MSOGI-FLL	variations de fréquence Variations, Déséquilibre de tension	Structure sophistiquée

B.6 Conclusions

Dans cette annexe nous avons montré plusieurs algorithmes de synchronisation utilisés dans les énergies renouvelables connectés au réseau

Les comportements des algorithmes de synchronisation ont été analysés lorsque la tension du réseau électrique triphasé était affectée par l'influence d'une variation de fréquence où un échelon de (50 à 60Hz) était exercé. Un objectif important était de faire un résumé comparatif où les points forts et faibles de chaque algorithme de synchronisation sont montrés. Après une analyse détaillée réalisée sur les cinq algorithmes de synchronisation, on peut dire que l'algorithme de synchronisation le plus complet et le plus fiable est le MSOGI-FLL, bien qu'une structure sophistiquée soit nécessaire pour une charge de calcul plus élevée.

B.7 Reference

- [1] V.Kaura and V.Blasko, Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions,

- IEEE Transactions on Industry Applications, 33 (1997) 58-63.
- [2] M.Karimi-Ghartemani and M.R.Iravani, A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments, IEEE Transactions on Power Systems, 19 (2004) 1263-1270.
 - [3] N.F.Guerrero-Rodriguez, L.C.Herrero-de Lucas, S.de Pablo-Gomez, and A.B.Rey-Boué, Performance study of a synchronization algorithm for a 3-phase photovoltaic grid-connected system under harmonic distortions and unbalances, Electric Power Systems Research, 116 (2014) 252-265.
 - [4] P.Rodriguez, R.Teodorescu, I.Candela, A.V.Timbus, M.Liserre, and F.Blaabjerg, New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions. Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE. 17. 18-6-2006.
 - [5] R.Teodorescu, M.Liserre, and P.Rodriguez, Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems. 2011. United Kingdom, John Wiley & Sons, Ltd.
 - [6] P.Rodriguez, A.Luna, M.Ciobotaru, R.Teodorescu, and F.Blaabjerg, Advanced Grid Synchronization System for Power Converters under Unbalanced and Distorted Operating Conditions. IEEE Industrial Electronics, IECON. 5173-5178. 6-11-2006.
 - [7] P.Rodriguez, A.Luna, R.S.Munoz-Aguilar, I.Etxeberria-Otadui, R.Teodorescu, and F.Blaabjerg, A Stationary Reference Frame Grid Synchronization System for Three-Phase Grid-Connected Power Converters Under Adverse Grid Conditions, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 27 (2012) 99-112.
 - [8] P.Rodriguez, A.Luna, M.Ciobotaru, R.Teodorescu, and F.Blaabjerg, Multiresonant Frequency-Locked Loop for Grid Synchronization of Power Converters Under Distorted Grid Conditions, IEEE Transactions on Industry Electronics, 58 (2011) 127-138.
 - [9] Park RH, Two reaction theory of synchronous machines. Generalized method of analysis-Part I. Proc. Winter Convention of AIEE. 716-730. 1929.
 - [10] F.Ruz, A.B.Rey-Boué, J.M.Torreló, A.Nieto, and F.J.Canovas, Real time test benchmark design for photovoltaic grid-connected control systems, Electric Power Systems Research, 81 (2011) 907-914.
 - [11] F.D.Freijedo, J.Doval-Gandoy, O.Lopez, and E.Acha, Tuning of Phase-Locked Loops for Power Converters Under Distorted Utility Conditions, IEEE Transactions on Industry Applications, 45 (2009) 2039-2047.
 - [12] A.V.Timbus, M.Liserre, R.Teodorescu, and F.Blaabjerg, Synchronization methods for three phase distributed power generation systems - An overview and evaluation. Power Electronics Specialists Conference. 2474-2481. 16-6-2005.
 - [13] N.F.Guerrero-Rodriguez, L.C.Herrero-de Lucas, S.de Pablo-Gomez, and A.B.Rey-Boué, Performance study of a synchronization algorithm for a 3-phase photovoltaic grid-connected system under harmonic distortions and unbalances, Electric Power Systems Research, 116 (2014) 252-265.
 - [14] H.M.Farh and A.M.Eltamaly, Maximum power extraction from wind energy system based on fuzzy logic control, Electric Power Systems Research, 97 (2013) 144-150.
 - [15] G.F.Franklin, J.D.Powell, and A.Emami-Naeini, Feedback Control of Dynamic Systems, Prentice-Hall, Inc., New Jersey, 2002.
 - [16] E.Clarke, Circuit Analysis of AC Power Systems, vol. I, Wiley, 1950.
 - [17] W.V Lyon, Applications of the method of symmetrical components, McGraw-Hill, New York, 1937.
 - [18] Néstor Francisco Guerrero Rodríguez, Study of new vector-control algorithms for 3-phase

inverters used in renewable agents connected to the low-voltage utility grid with disturbances,
PhD thesis, universidad politécnica de Cartagena, October 2014.

ANNEXE C

C. Extraction du maximum de la puissance du vent

Le fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable peut être défini selon les quatre zones, comme l'illustre la [Figure C-1](#)

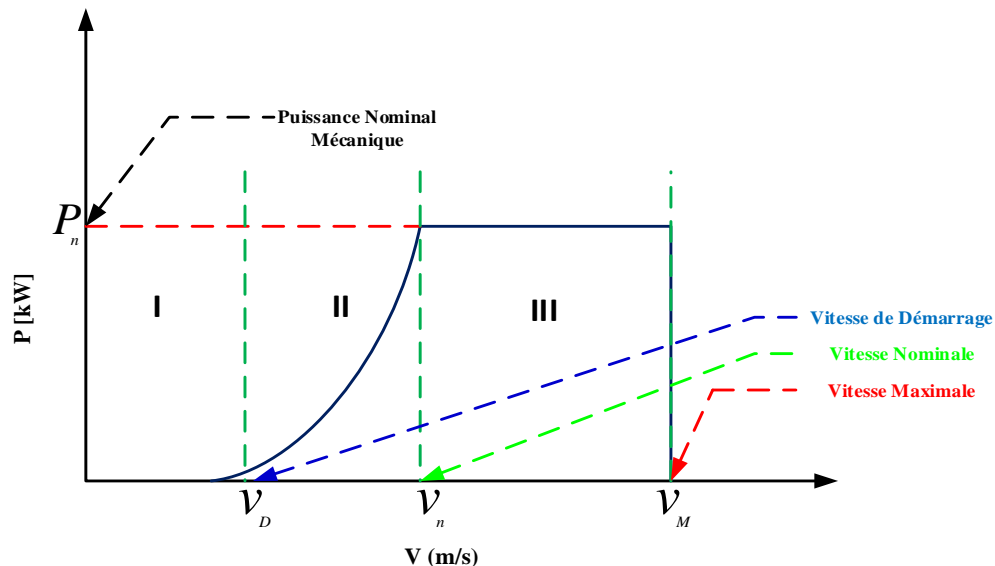


Figure C.1 Zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable

Zone 1 : où la vitesse du vent est inférieure à la vitesse de démarrage (v_D) de l'éolienne.

Dans ce cas, la turbine ne fonctionne pas et ne produit donc pas d'énergie,

Zone 2 : le vent atteint une vitesse minimale (v_D), pour permettre le démarrage. Une fois ce démarrage effectué, l'éolienne va fonctionner de manière à extraire le maximum de puissance disponible pour avoir un fonctionnement optimal jusqu'à ce que le vent atteigne la vitesse nominale (v_n) correspondant aux valeurs nominales de la puissance mécanique (P_n) et de la vitesse de rotation (Ω_n).

Zone 3 : le vent atteint des vitesses élevées supérieures à la vitesse nominale, la vitesse de rotation et la puissance mécanique doivent être maintenues à leurs valeurs nominales afin de ne pas détériorer l'éolienne. Ces limitations peuvent s'effectuer, par exemple, en orientant les pales de l'éolienne afin de dégrader le rendement de l'éolienne (augmentation de l'angle de calage des pales (β)).

Lorsque la vitesse du vent dépasse la vitesse maximale (v_M) admissible par l'éolienne, la turbine est arrêtée par le système d'arrêt d'urgence afin de protéger la partie mécanique de l'éolienne et d'éviter son endommagement.

C.1 Recherche du point de puissance maximale « MPPT »

Un algorithme MPPT « Maximum Power Point Tracking » est un principe permettant de suivre, comme son nom l'indique, le point de puissance maximale d'un générateur électrique non linéaire. Comme il a été constaté dans le premier chapitre, la puissance exploitée varie en fonction de la vitesse du convertisseur électromécanique, pour une vitesse de vent fixe en admettant un point maximal appelé : « MPP maximum power point ».

Etant donné que les paramètres d'une éolienne (i.e., la vitesse réduite optimale de l'efficacité aérodynamique) sont inconnus, les algorithmes « MPPT » visent généralement à maintenir le point de fonctionnement optimal (Figure C.2)

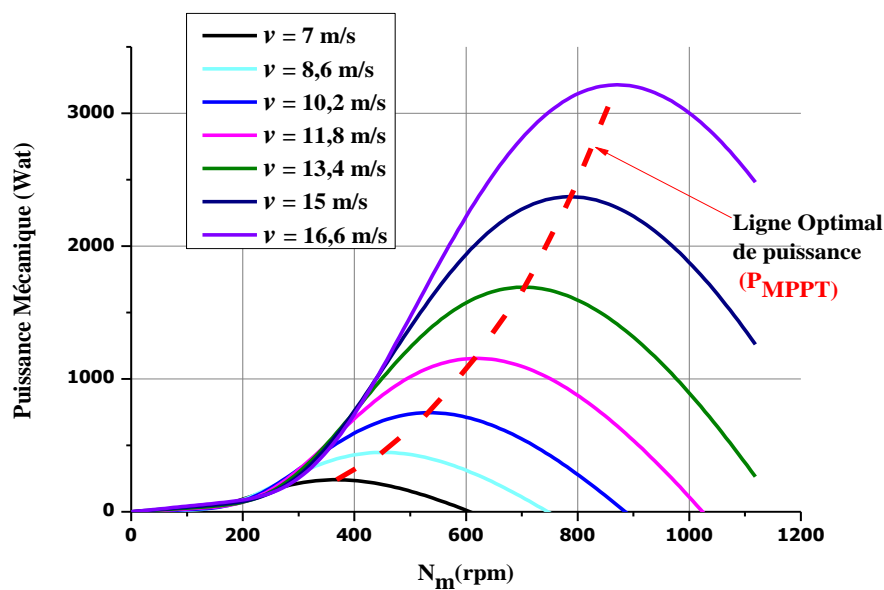


Figure C.2 Ligne de puissance optimale et points MPP pour divers vitesse du vent

C.2 Algorithmes de maximisation de la puissance extraite

Le but de la commande à vitesse variable de la BDFIM est d'extraire le maximum de puissance éolienne. Pour cela, nous avons besoin d'un algorithme agissant sur les variables de consigne afin d'avoir le meilleur rendement possible du dispositif étudié.

Pour l'étude de ces modes de contrôle, on supposera que la machine et le convertisseur sont idéaux : quelle que soit la puissance mécanique transmise par la turbine, le couple électromagnétique développé par la machine est donné à tout instant égal à sa valeur de référence imposée par la commande.

C.2.1 Algorithme de contrôle avec asservissement de la vitesse de rotation

La première méthode de contrôle consiste à régler le couple électromagnétique sur l'arbre de la machine de manière à fixer la vitesse de rotation de celle-ci à une vitesse de référence. Pour réaliser ceci, un asservissement de la vitesse de rotation de la machine doit être effectué, comme, montre la [Figure C.3](#).

Le couple électromagnétique de référence permettant d'obtenir une vitesse de rotation (Ω_m) égale à sa valeur de référence est obtenu en sortie du régulateur de vitesse. Ce régulateur, de type Proportionnel Intégral (PI), permet ainsi d'asservir la vitesse de rotation et d'atténuer l'effet du couple mécanique (C_{mec}) considéré comme une perturbation.

La vitesse de rotation de référence de la turbine est définie par

$$\Omega_{opt_tur} = \frac{\lambda_{opt} v}{R} \tag{C-1}$$

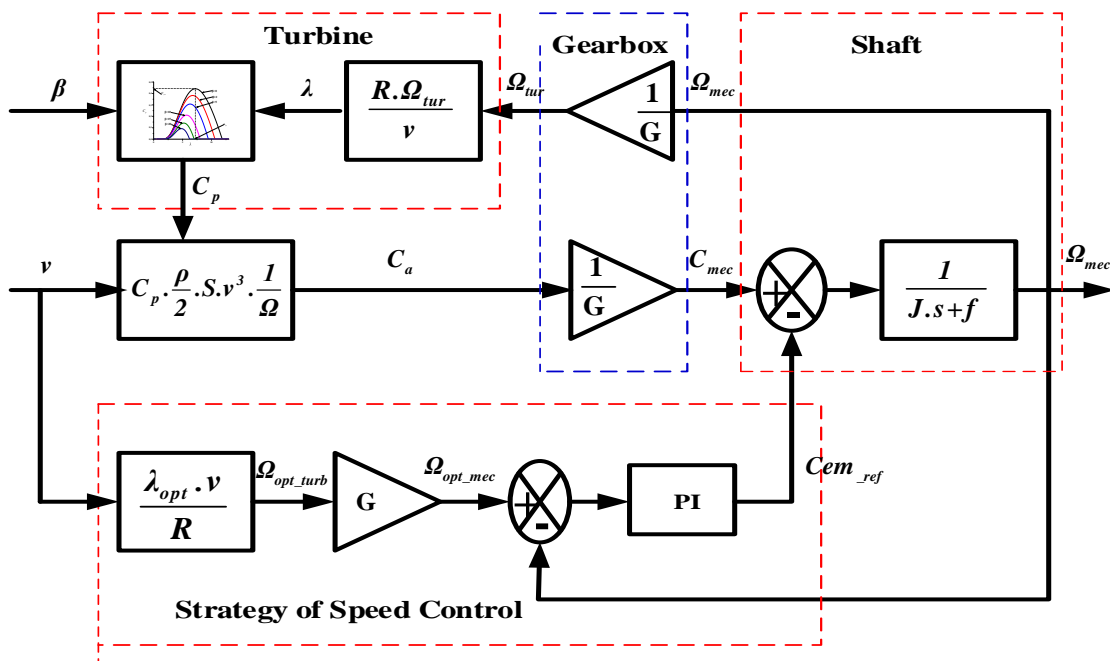


Figure C. 3 Contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation

Nous en déduisons la référence de vitesse de rotation de la machine en prenant en compte

Le gain du multiplicateur par :

$$\Omega_{opt_mec} = G\Omega_{opt_tur} \tag{C-2}$$

L'utilisation d'un unique anémomètre sur l'éolienne conduit à utiliser une mesure locale de la vitesse du vent qui n'est pas représentative de la valeur moyenne de la vitesse du vent apparaissant sur les pales. Ainsi, une mesure erronée de la vitesse du vent conduit à une dégradation de la puissance extraite. Pour cette raison, la plupart des turbines éoliennes installées sont contrôlées sans asservissement de la vitesse de rotation.

I.2.1 Algorithme de contrôle sans asservissement de la vitesse de rotation

Cet algorithme de contrôle basé sur l'hypothèse que la vitesse du vent varie très peu en régime permanent devant les constantes de temps électriques du système éolien, ce qui implique que le couple d'accélération de la turbine peut être considéré comme nul.

Dans ce cas, à partir de l'équation (II. 10), nous pouvons écrire:

$$\left(\frac{J_{tur}}{G^2} + J_g \right) \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{mec} - C_{em} \quad (C-3)$$

La Figure C.4 présente le principe du contrôle MPPT de la turbine éolienne sans asservissement de la vitesse de rotation.

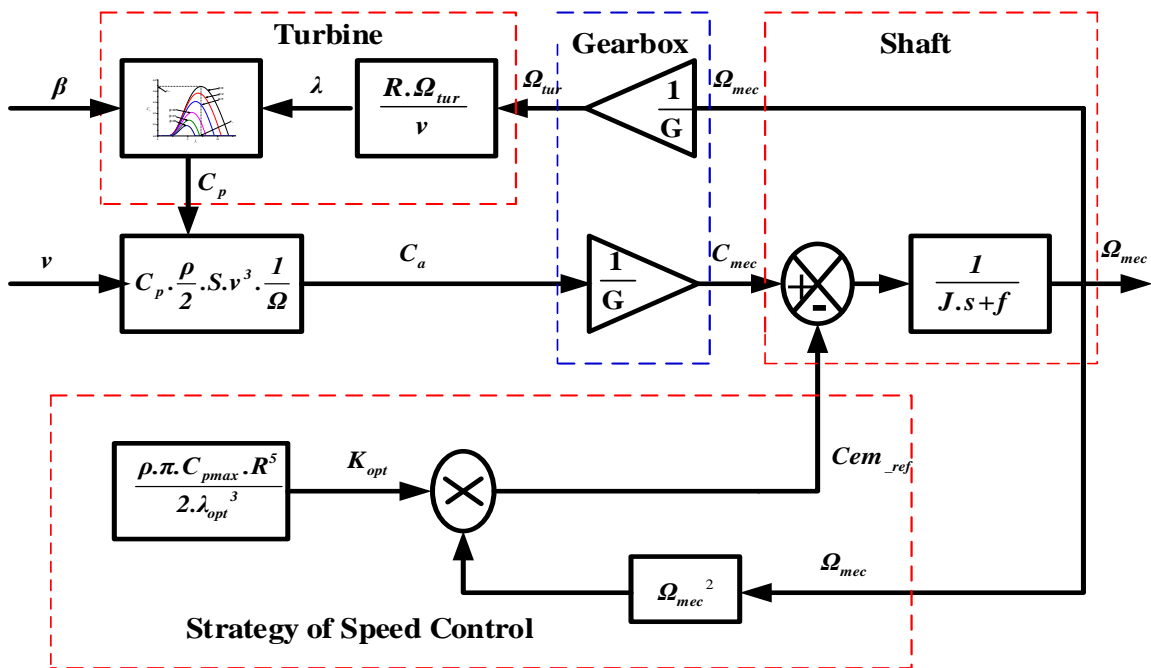


Figure C. 4 Contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation

L'équation MPPT est donnée par :

$$P_m = K_{Popt} \Omega_m^3 \quad (C-4)$$

Où : K_{Popt} est une constante définie par :

$$K_{Popt} = \frac{1}{2} \frac{C_{pmax} \lambda_{opt} \beta}{\lambda_{opt}^2} \rho \pi R^5 \quad (C-5)$$

Pour la zone de fonctionnement étudiée (Zone 2 Figure C-1) et dans le cas du contrôle MPPT, le couple électromagnétique de référence est donc proportionnel au carré de la vitesse de rotation de la machine.

$$C_{mec_ref} = K_{Popt} \Omega_m^2 \quad (C-6)$$

Publications du doctorat

Conférences Internationales

- [C1] **A. Rahab**, H. Benalla, L. Bouras, F. Bourourou « The DTC-SVM Reliability in losses minimization of Wind Conversion Chain output inverter ».Fifth International Renewable Energy Congress "IREC 2014", Hammamet - Tunisia march 25-27,2014
- [C2] **A. Rahab**, F. Senani, H. Benalla, «Direct Power Control of Two-level Back-to-back Converter in Brushless Doubly Fed Induction Generators Based Wind Turbine» 2eme Conférence Internationale en Sciences et Technologies Electriques au Maghreb (CISTEM'16) 26-28 Octobre, Marrakech, Maroc. IN CISTEM 2016 Proceedings.

Revue Internationale

- [J1] **A. Rahab**, F. Senani, H. Benalla, «Direct Power Control of Brushless Doubly-Fed Induction Generator Used in Wind Energy Conversion System» International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS) Vol. 8 N°. 1 (2017), pp. 417-433.
<http://iaescore.com/journals/index.php/IJPEDS/article/view/6170>
- [J2] **A. Rahab**, F. Senani, H. Benalla, « Direct power control based virtual flux using SOGI-FLL estimator for BDFIG-WEC system » Revue des Energies Renouvelables Vol. 20 N°. 3 (2017) 449 – 469.
<https://www.cder.dz/spip.php?article3818>
- [J3] **Abderrazak Rahab**, Fawzi Senani, Hocine Benalla, “Improved Direct Power Control for Brushless Doubly-Fed Wind Power Generator under Unbalanced Grid Voltage Conditions,” International Journal of Engineering Innovation & Research Volume 7, Issue 1, pp.1-8, January 2018, ISSN: 2277 – 5668.
https://ijeir.org/administrator/components/com_jresearch/files/publications/IJEIR_23_07_FINAL.pdf
- [J4] **A. Rahab**, F. Senani, H. Benalla, « Direct Power Control of Three Phase PWM Rectifier based DSOGI-VF Estimator for No-Ideal Line Voltages Conditions» Int. Journal of Engineering Research and Application, Vol. 8, Issue 1, (Part -1) January 2018, pp.10-18, ISSN : 2248-9622.
10.9790/9622-0801011018
- [J5] **Abderrazak Rahab**, Hocine Benalla, Fawzi Senani, “An Overall Control of BDFIG using Direct Power Control for WECS under Unbalanced Grid Voltage Conditions,” International Journal of Engineering Research and Advanced Technology (IJERAT), Volume 4, Issue 3, pp. 53-63, March 2018.
<http://dx.doi.org/10.7324/IJERAT.2018.3198>