

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique



École Nationale Polytechnique  
Département d'Électronique



Laboratoire des Dispositifs de Communication  
et de Conversion Photovoltaïque

## Thèse de Doctorat En : Électronique

Présentée par :  
**RAHMANI Hachemi**

**Thème :**

---

### Étude de l'injection d'énergie dans un réseau décentralisé

---

Thèse soutenue le 03/07/2023 devant le jury composé de :

Président	LARBES Cherif	Professeur (ENP)
Directeur	HADDADI Mourad	Professeur (ENP)
Examineur	BOUSBIA-SALAH Hicham	Professeur (ENP)
Examinatrice	HASSAINE Linda	Directrice de Recherche (CDER)
Examineur	MAHRANE Achour	Directeur de Recherche (UDES)
Examineur	BOUCHAFA Farid	Professeur (USTHB)

**ENP-2023**



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique



École Nationale Polytechnique  
Département d'Électronique



Laboratoire des Dispositifs de Communication  
et de Conversion Photovoltaïque

## Thèse de Doctorat En : Électronique

Présentée par :  
**RAHMANI Hachemi**

**Thème :**

---

### Étude de l'injection d'énergie dans un réseau décentralisé

---

Thèse soutenue le 03/07/2023 devant le jury composé de :

Président	LARBES Cherif	Professeur (ENP)
Directeur	HADDADI Mourad	Professeur (ENP)
Examineur	BOUSBIA-SALAH Hicham	Professeur (ENP)
Examinatrice	HASSAINE Linda	Directrice de Recherche (CDER)
Examineur	MAHRANE Achour	Directeur de Recherche (UDES)
Examineur	BOUCHAFA Farid	Professeur (USTHB)

**ENP-2023**

الخلاصة — تعد المزامنة مع الشبكة الكهربائية جانبًا مهمًا من مصادر الطاقة الموزعة. تعد مطال، تردد وزاوية طور جهد الشبكة من أهم المعلمات التي يجب تقديرها من أجل ضخ التيار بعامل قدرة واحد. بالمقارنة مع أنظمة الطاقة ثلاثية الطور، فإن تقدير هذه المعلمات لشبكات أحادية الطور يعد أكثر صعوبة نظرًا لتوفر معلومات أقل. تقدم هذه الأطروحة طريقة جديدة لتقدير زاوية الطور لإشارة الموجة الجيبية. هذا النهج، الذي يعتمد على حساب الإحداثي السيني لصيغة النقطة الوسطى، لا يتطلب معلمًا متزامنًا، أو مولد إشارة تربيعيًا، أو تقديرًا لمطال إشارة الإدخال. يُقترح تطبيق هذه الطريقة لأنظمة الطاقة أحادية الطور. المقارنات التجريبية مع التقنيات الشائعة الأخرى في ظل سيناريوهات اختبارات مختلفة مثل قفزة الطور والقفز الترددي والتشوهات التوافقية وإزاحة التيار المستمر توضح أن الطريقة المقترحة تعطي أداءً مرضيًا من حيث الاستجابة الديناميكية والمتانة.

الكلمات الدالة — تقدير الطور، التزامن مع الشبكة الكهربائية، النقطة الوسطى، أنظمة الطاقة أحادية الطور

Abstract — Grid synchronization is a crucial aspect of distributed energy resources. Grid voltage amplitude, frequency, and phase are the most important parameters that have to be estimated in order to inject current with unity power factor. Compared to three-phase power systems, the estimation of these parameters for single-phase grids is more challenging since less information is available. This thesis presents a novel approach to estimate the phase angle of a sine wave signal. This approach, based on computing the x-coordinate centroid formula, does not require a synchronous reference frame, a quadratic signal generator, or an amplitude estimation of the input signal. An application of this method for single-phase power systems is proposed. Experimental comparisons with other popular techniques under different tests scenarios such as phase jump, frequency jump, harmonic distortions, and DC offset shows that the proposed method gives satisfactory performances in terms of dynamic response and robustness.

Keywords— phase estimation, grid synchronization, centroid, single-phase power systems

Résumé— La synchronisation au réseau est un aspect crucial des générateurs décentralisés. L'amplitude, la fréquence et la phase sont les paramètres les plus importants qui doivent être estimés afin d'injecter du courant avec un facteur de puissance unitaire. Par rapport aux systèmes triphasés, l'estimation de ces paramètres dans un système monophasé est moins évidente puisque ces systèmes fournissent moins d'informations. Cette thèse présente une nouvelle approche pour estimer l'angle de phase d'un signal sinusoïdal. Contrairement à d'autres techniques connues, cette approche, basée sur la formule de l'abscisse du centroïde, ne requiert ni repère de référence synchrone, ni générateur de signaux orthogonaux, ni estimation de l'amplitude du signal d'entrée. Une application de cette méthode pour les systèmes monophasés y est proposée. Cette méthode est comparée avec d'autres techniques de synchronisation reconnues, sur la base de différents tests expérimentaux tels que le saut de phase, le saut de fréquence, les perturbations harmoniques et la présence d'une composante continue. Les résultats montrent que la méthode proposée apporte des performances satisfaisantes en termes de robustesse et de réponse dynamique.

Mots clé—estimation de la phase, synchronisation au réseau, centroïde, systèmes monophasés

# REMERCIEMENTS

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse ont été réalisés au sein du Laboratoire des Dispositifs de Communication et de Conversion Photovoltaïque (LDCCP) de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger et ainsi qu'au laboratoire Systèmes Multi-Source (SMS) de l'Unité de Développement des Équipements Solaires (UDES/EPST CDER).

Je tiens d'abord à exprimer toute ma gratitude et ma vive reconnaissance à mon directeur de thèse Pr HADDADI Mourad, Professeur à l'ENP pour son suivi, ses précieux conseils, et sa compréhension lors des années de la réalisation des travaux de ma thèse.

Je veux remercier ici les membres de mon jury de soutenance, en commençant par Pr. LARBES Cherif en sa qualité de président.

Je tiens également à remercier M. BOUCHAFA Farid, M. BOUSBIA-SALAH Mohamed, Mme HASSAINE Linda et M. MAHRANE Achour pour avoir accepté de participer à ce jury en tant qu'examineurs.

Je veux également dire merci à tous mes collègues de l'UDES, en particulier aux membres de l'équipe SMS.

Enfin, je veux remercier toutes les personnes qui ont – de près ou de loin - contribué à l'aboutissement de ce travail de recherche.

# DÉDICACES

*Je dédie ce modeste travail à mes parents,*

*mon frère,*

*mes sœurs,*

*mon épouse,*

*ainsi qu'à mes deux filles : Lyna et Maria-Farah*

# Table des matières

Liste des tableaux	
Liste des figures	
Liste des abréviations	
Liste des symboles	
Introduction générale .....	18
Chapitre 1 Généralités sur les réseaux électriques .....	20
1.1. Introduction.....	20
1.2. Architecture des réseaux électriques conventionnels .....	21
1.2.1. Sous-système de génération .....	21
1.2.2. Sous-système de transport.....	21
1.2.3. Sous-système de distribution .....	22
1.2.4. Sous-système de consommation .....	22
1.3. Inconvénients de la production centralisée .....	24
1.4. Description du micro-réseau .....	25
1.4.1. Les convertisseurs de puissance dans les micro-réseaux AC : .....	26
1.4.2. Impacts de la production d'énergie décentralisée sur le réseau .....	28
1.5. Du micro-réseau au réseau intelligent.....	32
1.6. Notions de qualité d'énergie :.....	33
1.6.1. Transitoires.....	34
1.6.2. Variations de courte durée de la valeur efficace .....	35
1.6.3. Variations de longue durée de la valeur efficace .....	35
1.6.4. Déséquilibre de la tension triphasée.....	36
1.6.5. Distorsions de la forme d'onde .....	36
1.6.6. Variations de la fréquence d'alimentation .....	38
1.7. Conclusion .....	38

Chapitre 2	État de l’art des techniques de synchronisation en boucle fermée.....	40
2.1.	Introduction.....	40
2.2.	Synchronisation par boucles à verrouillage de phase .....	41
2.2.1.	PLL de base .....	41
2.2.2.	PLL de puissance .....	43
2.2.3.	QSG-PLL .....	46
2.2.4.	PLL améliorée .....	48
2.3.	Obtention d’un QSG .....	49
2.3.1.	Transformée de Clarke .....	49
2.3.2.	QSG à transfert retardé.....	50
2.3.3.	QSG par dérivation .....	51
2.3.4.	QSG par filtre passe-bas de second ordre .....	52
2.3.5.	QSG par filtre passe-tout.....	53
2.3.6.	QSG par intégrateur généralisé de second ordre .....	54
2.3.7.	QSG basé sur l’annulation par signal retardé en cascade .....	56
2.4.	Synchronisation par boucles à verrouillage de fréquence.....	59
2.5.	Étude comparative .....	61
2.6.	Conclusion .....	63
Chapitre 3	Aperçu des techniques de synchronisation en boucle ouverte.....	64
3.1.	Introduction.....	64
3.2.	Synchronisation par détecteur de passage à zéro .....	64
3.3.	Techniques modernes de synchronisation en boucle ouverte .....	65
3.3.1.	Estimation de l’amplitude et de l’angle de phase.....	65
3.3.2.	Estimation de la fréquence .....	66
3.4.	Comparaison des différentes méthodes d’estimation de la fréquence .....	71
3.5.	Conclusion .....	75

Chapitre 4	Développement d'une nouvelle technique d'estimation de phase .....	76
4.1.	Introduction.....	76
4.2.	Approche proposée .....	77
4.2.1.	Formule du centroïde pour une trame de sinusoïde de courte durée.....	77
4.2.2.	Estimation de l'angle de phase.....	79
4.3.	Implémentation numérique .....	80
4.3.1.	Méthode des trapèzes .....	80
4.3.2.	Méthode composite de Simpson .....	81
4.3.3.	Comparaison entre la méthode des trapèzes et la méthode de Simpson .....	82
4.3.4.	Réduction de la charge de calcul.....	82
4.4.	Application à un système monophasé.....	84
4.4.1.	Estimation de la fréquence .....	84
4.4.2.	Effet de la longueur de trame sur les performances d'estimation .....	86
4.4.3.	Protection contre les harmoniques et la composante DC.....	87
4.5.	Résultats expérimentaux .....	87
4.6.	Conclusion .....	93
Chapitre 5	Contrôle des convertisseurs connectés au réseau.....	94
5.1.	Introduction.....	94
5.2.	Présentation d'un convertisseur connecté au réseau .....	94
5.2.1.	Filtre de sortie .....	95
5.2.2.	Boucle de contrôle.....	96
5.2.3.	Obtention du courant de référence .....	98
5.3.	Les contrôleurs linéaires .....	99
5.3.1.	Régulateur Proportionnel-Intégral .....	99
5.3.2.	Régulateur Proportionnel Résonant .....	100
5.4.	Les contrôleurs non-linéaires .....	102

5.4.1. Contrôle par hystérésis .....	102
5.4.2. Contrôle par mode glissant.....	103
5.5. Compensation des harmoniques .....	103
5.6. Étude de l'application de la technique RCF dans le contrôle du courant .....	105
5.6.1. Simulation numérique .....	105
5.6.2. Résultats et discussions .....	107
5.7. Conclusion .....	110
Conclusion Générale.....	112
Références .....	115

## Liste des tableaux

Tableau 1 : Paramétrage des techniques de synchronisation .....	61
Tableau 2 : Comparaison des techniques d'estimation de fréquence sans QSG.....	74
Tableau 3 : Comparaison des techniques d'estimation de fréquence avec QSG .....	74
Tableau 4 : Paramètres électriques du système simulé .....	106
Tableau 5 : Paramètres du contrôleur de courant .....	107

## Liste des figures

Figure 1-1 : Hiérarchisation du réseau électrique .....	23
Figure 1-2 : Architecture d'un micro-réseau type.....	26
Figure 1-3 : Représentation et contrôle d'un convertisseur (a) grid-forming, (b) grid-feeding et (c) grid-supporting, dans un micro-réseau .....	28
Figure 1-4 : Évolution de la tension de ligne dans le cas d'un flux énergétique unidirectionnel .....	29
Figure 1-5 : Évolution de la tension de ligne dans le cas d'un flux énergétique bidirectionnel .....	29
Figure 1-6 : Variation du THD du courant de sortie d'un onduleur PV en fonction de son rapport de puissance .....	31
Figure 2-1 : Structure de la SRF-PLL pour les systèmes triphasés.....	41
Figure 2-2 : Structure d'une PLL de base. ....	41
Figure 2-3 : Fréquence estimée et erreur de phase de la PLL de base .....	43
Figure 2-4 : Structure de la LPF-PLL .....	44
Figure 2-5 : Structure de la moyenne mobile en temps discret.....	45
Figure 2-6 : Réponse en fréquence du MAF pour $T_w = 0.01s$ .....	46
Figure 2-7 : Diagramme d'une PLL avec un DP basé sur un QSG idéal.....	46
Figure 2-8 : PLL basée sur un QSG et la transformation de Park.....	47
Figure 2-9 : Représentation vectorielles des signaux de sortie du QSG et du DP .....	48
Figure 2-10 : Structure de l'EPLL.....	49
Figure 2-11 : Structure du TD-QSG.....	50
Figure 2-12 : Structure du TD-QSG avec adaptation à la fréquence .....	51
Figure 2-13 : Structure du SOLPF-PLL.....	52
Figure 2-14 : Diagramme de Bode d'un filtre passe-bas de second ordre .....	53
Figure 2-15 : Diagramme de Bode du filtre passe-tout de premier ordre .....	54
Figure 2-16 : Structure du SOGI-QSG.....	55
Figure 2-17 : Diagramme de Bode des fonctions de transfert pour différentes valeurs de k (a)	

$H_{\alpha}=v_{\omega}/v$ et (b) $H_{\beta}=v_{\beta}/v$ .....	56
Figure 2-18 : SOGI avec réjection de la composante continue (a) SOGI avec préfiltre, (b) SOGI avec filtre passe-bas et (c) SOGI avec estimateur de composante DC .....	56
Figure 2-19 : Structure d'un opérateur $\alpha\beta$ DSC <sub>n</sub> .....	57
Figure 2-20 : Réponse en fréquence d'un opérateur $\alpha\beta$ DSC pour différentes valeurs de n.....	58
Figure 2-21 : Réponse en fréquence d'un filtre/QSG CDSC .....	59
Figure 2-22 : Structure du filtre/QSG CDSC pour les systèmes monophasés .....	59
Figure 2-23 : Structure de la SOGI-FLL.....	60
Figure 2-24 : Résultats de simulation pour un saut de fréquence (+2 Hz).....	62
Figure 2-25 : Résultats de simulation pour un signal pollué (THD = 11%) .....	62
Figure 2-26 : Résultats de simulation pour l'ajout d'une composante continue (+0.01p.u.)...	63
Figure 3-1 : Estimation de la fréquence et de l'angle de phase par DPZ.....	65
Figure 3-2 : Méthode standard améliorée (ESTD).....	67
Figure 3-3 : Méthode à 2 échantillons consécutifs (2CS) .....	68
Figure 3-4 : Méthode à 3échantillons consécutifs (3CS) .....	69
Figure 3-5 : Méthode à 4 échantillons consécutifs (4CS) .....	69
Figure 3-6 : Méthode à 3 échantillons consécutifs améliorée (E3CS).....	69
Figure 3-7 : Fréquence estimée par les méthodes sans QSG pour le test 1. (a) N = 10. (b) N=30.....	72
Figure 3-8 : Fréquence estimée par les méthodes avec QSG pour le test 1. (a) N = 10. (b) N=30.....	72
Figure 3-9 : Fréquence estimée par les méthodes sans QSG pour le test 2. (a) N = 10. (b) N=30.....	73
Figure 3-10 : Fréquence estimée par les méthodes avec QSG pour le test 2. (a) N = 10. (b) N=30.....	73
Figure 3-11 : Fréquence estimée par les méthodes sans QSG pour le test 3. (a) N = 10. (b) N=30.....	73
Figure 3-12 : Fréquence estimée par les méthodes avec QSG pour le test 3. (a) N = 10. (b) N=30.....	74

Figure 4-1 : Représentation d'une portion de sinusoïde sur l'axe $\tau$ .....	78
Figure 4-2 : Erreur de phase en utilisant la méthode des trapèzes et la méthode composite de Simpson.....	82
Figure 4-3 : Calcul efficient de (a) $R(t)$ et (b) $S(t)$ par la méthode composite de Simpson .....	83
Figure 4-4 : Approche proposée en boucle ouverte pour l'estimation de la phase et de la fréquence. ....	84
Figure 4-5 : Erreur de phase et fréquence estimée de l'approche proposée en boucle ouverte, en réponse à un saut de fréquence de 2 Hz. ....	85
Figure 4-6 : Approche proposée en BF pour l'estimation de la phase .....	85
Figure 4-7 : Erreur de phase en réponse à un saut de phase d'un signal de tension bruité pour différentes valeurs de $N$ .....	86
Figure 4-8 : Structure du filtre passe-bande de second ordre.....	87
Figure 4-9 : Application de la RCF proposée pour l'estimation de la phase avec réjection des harmoniques et de la composante continue.....	87
Figure 4-10 : Structure de la SOGI-PLL-WLPF .....	88
Figure 4-11 : Structure de la SOGI-FLL-WDCRC .....	88
Figure 4-12 : Résultats du test A (Pollution harmonique) .....	91
Figure 4-13 : Analyse spectrale du signal d'entrée et des signaux de références .....	91
Figure 4-14 : Résultats du test B (saut de fréquence) .....	91
Figure 4-15 : Résultats du test C (Saut de phase et creux de tension) .....	92
Figure 4-16 : Résultats du test D (Ajout d'une composante continue) .....	92
Figure 5-1 : Contrôle de courant d'un onduleur connecté au réseau .....	95
Figure 5-2 : Schéma simplifié d'un onduleur connecté au réseau .....	96
Figure 5-3 : Diagramme vectoriel des tensions et du courant lorsque $FP \neq 1$ .....	97
Figure 5-4 : Diagramme vectoriel des tensions et du courant lorsque $FP = 1$ .....	97
Figure 5-5 : Boucle de contrôle du courant.....	98
Figure 5-6 : Détermination du courant de référence avec (a) et sans (b) utilisation de l'angle de phase du réseau.....	99
Figure 5-7 : Contrôle du courant par un régulateur PI .....	100

Figure 5-8 : Schéma bloc (a) et réponse en fréquence (b) du régulateur PR .....	101
Figure 5-9 : Schéma bloc (a) et réponse en fréquence (b) du régulateur PR non-idéal .....	101
Figure 5-10 : Contrôle du courant par un régulateur PR.....	102
Figure 5-11 : Contrôle du courant par contrôleur à hystérésis .....	103
Figure 5-12 : Schéma bloc d'un régulateur PR avec compensateurs d'harmonique .....	104
Figure 5-13 : Contrôle du courant par PR avec RCF .....	105
Figure 5-14 : Aperçu du système simulé.....	106
Figure 5-15 : Ajout du SOGI-QSG pour l'extraction du fondamental et l'estimation de l'amplitude de la tension .....	107
Figure 5-16 : Fréquence estimée pour le contrôle du courant.....	108
Figure 5-17 : Tension du réseau et courants injectés en présence d'harmoniques .....	108
Figure 5-18 : Harmoniques de courant avec la méthode 1 .....	109
Figure 5-19 : Erreur de poursuite du courant de référence avec la méthode 1 .....	109
Figure 5-20 : Harmoniques de courant avec la méthode 2.....	110
Figure 5-21 : Erreur de poursuite du courant de référence avec la méthode 2 .....	110

## Liste des abréviations

AC	Courant alternatif
BF	Boucle fermée
BO	Boucle ouverte
BPF	<i>Band-Pass Filter</i> , filtre passe-bande
$x$ CS	Méthode des $x$ échantillons consécutifs
DC	Courant continu
DP	Détecteur de phase
DPZ	Détecteur de passage à zéro
DSC	<i>Delayed Signal Cancellation</i> , annulation par signal retardé
ExCS	Méthode améliorée des $x$ CS
EPLL	<i>Enhanced PLL</i> , PLL améliorée
FB	Filtre de boucle
FLL	<i>Frequency-locked Loop</i> , Boucle à verrouillage de fréquence.
FP	Facteur de puissance
MAF	<i>Moving Average Filter</i> , filtre à moyenne mobile
MCC	Mode contrôle de courant
MCT	Mode contrôle de tension
MLI	Modulation par largeur d'impulsion
NF	<i>Notch Filter</i> , filtre coupe-bande
OCT	Oscillateur commandé en tension
P	Puissance active
p.u.	Par unité
PCC	Point de couplage commun
PI	Proportionnel-Intégral
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i> , Boucle à verrouillage de phase.
PR	Proportionnel-Résonant
PV	Photovoltaïque
Q	Puissance réactive
QSG	<i>Quadratic Signal Generator</i> , générateur de signaux en quadrature
RCF	<i>Reciprocal Centroid Formula</i> , formule réciproque du centroïde
RPD	Réseau publique de distribution
RED	Ressource énergétique décentralisée
SOGI	<i>Second-Order Generalized Integrator</i> , intégrateur généralisé de second ordre

SRF	<i>Synchronous Reference Frame</i> , repère de référence synchrone
TD	Transfert retardé
TEO	Opérateur d'énergie de Teager
THD	Taux de distorsion harmonique
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> , onduleur à source de tension
WLPF	<i>With Low-Pass Filter</i> , avec filtre passe-bas
WDCRC	<i>With DC rejection Capability</i> , avec capacité de réjection de la composante DC

## Liste des symboles

$C$	capacité
$F_s$	Fréquence d'échantillonnage
$i, i(t)$	courant instantané
$I_m$	amplitude du courant
$L$	inductance
$s$	variable complexe dans le domaine de Laplace
$t$	temps
$T$	période du signal
$T_s$	période d'échantillonnage
$T_w$	durée d'une trame de signal
$v, v(t)$	tension instantanée
$\mathbf{v}$	vecteur de la tension dans le repère stationnaire
$V_m$	amplitude de la tension
$Z$	impédance
$\omega$	pulsation
$\omega_n$	pulsation propre
$\theta$	angle de phase

### *Indices*

$x_{\alpha,\beta}$	coordonnées de $x$ dans le repère stationnaire
$x_{d,q}$	coordonnées de $x$ dans le repère synchrone

### *Exposants*

$x^*$	valeur de référence de $x$
$\hat{x}$	valeur estimée de $x$

# Introduction générale

La conception de réseaux électriques centralisés et à flux énergétique unidirectionnel, tels qu'ils sont actuellement, n'est pas une approche durable. D'abord, pour des raisons économiques : le transport et la distribution de l'énergie électrique d'une centrale vers des installations distantes s'avèrent coûteux, non seulement à cause des pertes par effet joule mais aussi à cause des coûts occasionnés par les travaux de révision pour satisfaire la demande croissante en énergie. Ensuite pour des raisons de sécurité et de fiabilité : en cas de défaut au niveau de la centrale, tout le réseau se retrouve privé d'énergie. Enfin, pour des raisons écologiques : la plupart des centrales électriques exploitent des sources d'énergies fossiles, telles que le gaz et le charbon, qui sont en partie responsables des émissions de gaz à effet de serre et de particules qui polluent l'environnement tout en contribuant au réchauffement climatique.

L'intégration de ressources énergétiques décentralisées (RED) permet de combler les principaux défauts des réseaux électriques classiques. Ces systèmes conviennent particulièrement aux ressources énergétiques renouvelables telles que le photovoltaïque et l'éolien. Lorsque ces ressources sont présentes en quantité suffisante, les RED produisent de l'énergie électrique qui est consommée localement, en minimisant les pertes par effet joule. Dans le cas contraire, c'est le réseau public de distribution (RPD) qui assure l'alimentation des équipements électriques.

L'idée de former des réseaux électriques à échelle réduites, composés de générateurs distribués, de charges électriques, de systèmes de stockage d'énergie et de dispositifs de contrôle et de protection interconnectés, a suscité beaucoup d'intérêt ces dernières années. Ces micro-réseaux ont la capacité de fonctionner aussi bien connectés au RPD qu'en mode îloté. Ainsi, si le RPD fait défaut, le micro-réseau continue d'alimenter les équipements électriques selon un ordre de priorité.

Cependant, l'injection d'énergie par des RED n'est pas sans impact sur la qualité d'énergie du réseau. Pour que les RED opèrent harmonieusement dans un réseau AC, ils doivent pouvoir injecter du courant selon les normes établies. Par exemple, dans certains cas, le convertisseur de puissance d'un RED doit éviter d'injecter de la puissance réactive. Il doit également veiller à ne pas causer de surtension. Afin d'atteindre cet objectif, le convertisseur de puissance d'un RED doit connaître avec précision les paramètres qui caractérisent la tension du réseau, tels que l'amplitude, la fréquence et l'angle de phase. Ces paramètres sont obtenus au moyen de techniques dites de synchronisation.

En présence de charge non-linéaires et/ou d'une forte pénétration de RED, la tension du réseau peut être sujette à diverses perturbations telles que des variations de la tension efficace ou des distorsions harmoniques. Estimer les paramètres du réseau dans ces conditions n'est pas une tâche aisée. Dans les systèmes monophasés, la boucle à verrouillage de phase (*Phase-Locked Loop* ou PLL) et la boucle à verrouillage de fréquence (*Frequency-Locked Loop* ou FLL) font partie des techniques de synchronisation les plus populaires. Le choix d'une de ces techniques résulte d'un compromis entre les performances dynamiques, la robustesse et la complexité d'implémentation.

L'objectif des travaux de cette thèse est d'étudier l'injection d'énergie au réseau par une RED. Pour cela, des études comparatives de diverses techniques de synchronisation ont été effectuées. Une approche originale pour estimer l'angle de phase de la tension du réseau dans un système monophasé est proposée et testée. L'étude du contrôle du courant injecté au réseau par un convertisseur de puissance est également abordée.

Le premier chapitre donne une description des réseaux électriques traditionnels et des micro-réseaux. Il montre les avantages de la production d'énergie décentralisée, mais aussi ses impacts dans le réseau et les problèmes rencontrés dus aux phénomènes de qualité d'énergie.

Le chapitre 2 présente les différentes techniques de synchronisation en boucle fermée, qui sont à ce jour les plus populaires. Une majorité de ces techniques requiert un générateur de signaux en quadrature (QSG). Pour cela, une description des principaux QSG y est détaillée.

Le chapitre 3 traite des techniques modernes de synchronisation en boucle ouverte. Ces techniques se différencient en grande partie par leur estimateur de fréquence. Une étude comparative de ces estimateurs selon des critères de robustesse est effectuée.

L'approche proposée pour l'estimation de l'angle de phase du réseau est décrite dans le chapitre 4. Les fondements mathématiques de cette méthode, son implémentation ainsi qu'une suggestion d'application dans un système monophasé y sont évoqués. Une comparaison expérimentale avec deux techniques de synchronisation connues est effectuée afin de mettre en valeur les performances de cette méthode en terme de robustesse et de réponse dynamique.

Le chapitre 5 traite du contrôle des convertisseurs de puissance connectés au réseau. Les techniques les plus connues de contrôle du courant injecté par les convertisseurs y sont décrites. Une simulation d'un convertisseur connecté au réseau est effectuée pour étudier les avantages que peut apporter l'approche proposée au chapitre 4 par rapport à une PLL classique.

Une conclusion générale résume l'ensemble des travaux et des résultats obtenus dans

cette thèse. Des perspectives pour de futurs travaux sont également suggérées.

# Chapitre 1

## Généralités sur les réseaux électriques

### 1.1. Introduction

Les progrès réalisés dans le domaine des énergies renouvelables et de l'électronique de puissance modifient peu à peu notre vision de la production et de la consommation de l'énergie électrique. L'architecture du réseau électrique telle qu'on la connaît, c.-à-d. centralisée et à flux énergétique unidirectionnel, en pleine mutation, risque d'être considérablement modifiée dans les prochaines années.

Avec la réduction des coûts de production d'électricité d'origine renouvelable, l'intégration de ressources énergétiques décentralisées au réseau publique de distribution s'avère être une solution avantageuse face à la demande toujours croissante en énergie électrique. Ainsi, l'énergie produite est consommée localement, en minimisant les pertes par effet joule tout en préservant l'environnement.

Cependant, une intégration intensive de RED a aussi des inconvénients, notamment les détériorations de la qualité d'énergie du réseau électrique. Cela est dû à la nature intermittente des ressources énergétiques renouvelables telles que le photovoltaïque et l'éolien, qui modifie l'état du réseau selon les conditions météorologiques. Cela est aussi dû aux caractéristiques non-linéaires des convertisseurs de puissance qui injectent l'énergie produite au réseau et qui sont sources de perturbations.

Le souci majeur des ressources énergétiques décentralisées est leur sensibilité à toutes sortes de distorsions de la tension du réseau. Ces distorsions peuvent conduire à des déconnexions intempestives ou à l'injection de puissance réactive, causant ainsi une perte financière au producteur. Une autre conséquence est l'accentuation de ces distorsions, entraînant tout le système dans un cercle vicieux.

Ce chapitre décrit une projection de l'évolution des systèmes électriques dans le monde sur le moyen et long terme. L'intégration de ressources d'énergies décentralisées, avec leurs avantages et inconvénients, ainsi que les phénomènes de qualité d'énergie pouvant impacter le réseau électrique, sont aussi traités.

## **1.2. Architecture des réseaux électriques conventionnels**

Un système électrique est défini comme l'ensemble des unités de production d'électricité, de transport d'électricité et des installations d'utilisateurs interconnectés à ce réseau. Un système électrique est constitué de quatre sous-systèmes : la génération, le transport, la distribution et la consommation [1].

### **1.2.1. Sous-système de génération**

Il comprend les générateurs et les transformateurs. Les générateurs (également appelés alternateurs) sont des éléments essentiels aux systèmes électriques, ils convertissent une énergie mécanique en une énergie électrique triphasée de type AC. L'énergie mécanique provient de turbines à gaz ou à vapeur, ou de turbines hydrauliques. Un générateur peut fournir de fortes puissances à de hautes tensions, typiquement 30 kV. Dans une centrale électrique, plusieurs générateurs travaillent en parallèle dans le même réseau électrique afin de fournir la puissance désirée.

Les transformateurs permettent de transférer une puissance d'un niveau de tension à un autre, avec très peu de pertes. Les transformateurs élévateurs permettent de minimiser les pertes par effet joule le long des câbles du réseau de transport. Les transformateurs abaisseurs sont utilisés pour abaisser la tension à des valeurs souhaitées pour la distribution et la consommation [2].

### **1.2.2. Sous-système de transport**

Le réseau de transport sert à acheminer l'énergie produite par les centrales vers les zones de consommation, à gérer la répartition de l'offre selon la répartition de la demande, ainsi qu'à

gérer les flux d'énergie entre pays. Du fait des grandes distances entre les centrales électriques et les zones de consommation, le transport de la puissance électrique se fait à haute tension afin de minimiser les pertes par effet joule le long des câbles. Selon les pays, le niveau de tension du réseau de transport est compris entre 220 kV et 800 kV. Les lignes de transport se terminent par des postes haute tension, et sont constituées de transformateurs abaisseurs, d'équipements de raccordement et de protection ainsi que d'un tableau pour la répartition de l'énergie électrique dans un réseau de niveau plus bas [1].

Le réseau de transport peut acheminer de la puissance électrique vers le réseau de distribution, mais également vers un réseau de répartition. Le réseau de répartition fournit en énergie électrique les gros consommateurs, tels que l'industrie de la sidérurgie ou le transport ferroviaire, à des niveaux de tension allant de 25 kV à 275 kV [3]. Cependant, la distinction entre le réseau de répartition et le réseau de transport n'étant pas toujours évidente, le terme « réseau de répartition » tend à disparaître, englobé dans le terme « réseau de transport » [4].

### **1.2.3. Sous-système de distribution**

Le réseau de distribution permet de desservir de la puissance électrique aux consommateurs. Il est relié au réseau de transport au moyen de postes de distribution, constitués principalement de transformateurs abaisseurs. La puissance est fournie en moyenne tension pour certaines petites industries (de quelques kV à 40 kV), et en basse tension pour le secteur résidentiel (entre 100 V et 400 V). En termes de taille, le réseau de distribution est largement plus grand que le réseau de transport [4].

### **1.2.4. Sous-système de consommation**

Les charges d'un système électrique se divisent en trois catégories : industrielle, commerciale et résidentielle. Les charges industrielles se caractérisent par une forte consommation d'énergie réactive, en grande partie due aux moteurs à induction. Elles sont sensibles à la tension et à la fréquence d'alimentation. Les charges commerciales et résidentielles concernent principalement l'éclairage, le chauffage et l'électroménager. Ces charges sont peu sensibles à la fréquence et consomment relativement peu d'énergie réactive.

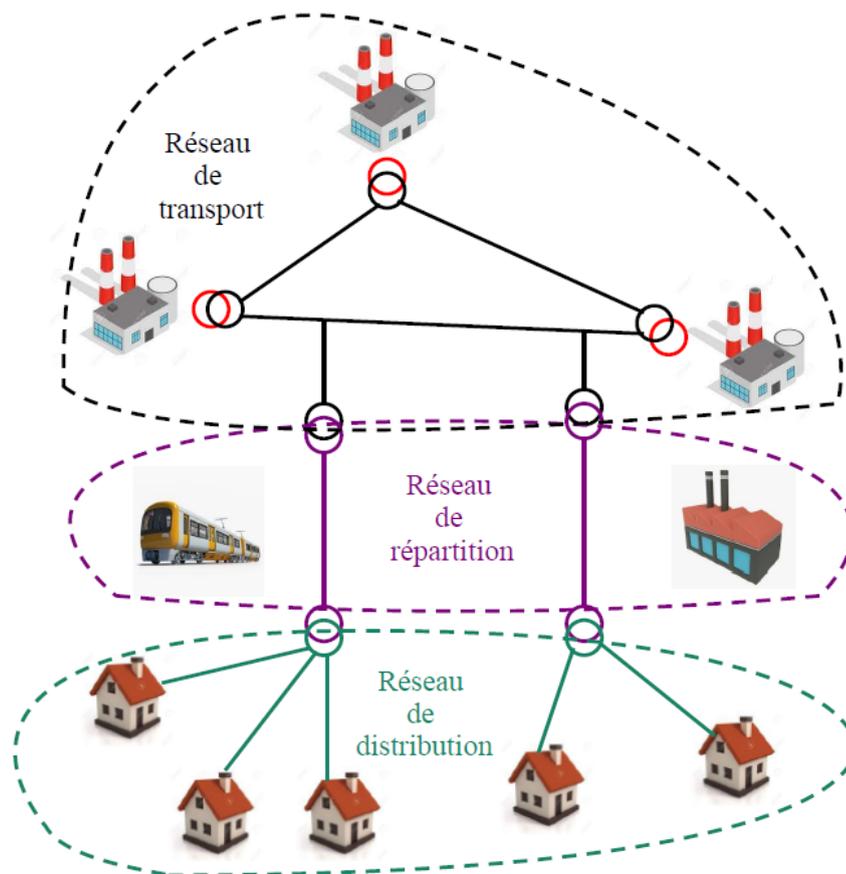


Figure 1-1 : Hiérarchisation du réseau électrique

L'approvisionnement en énergie électrique doit continuellement répondre à la demande des consommateurs, qui varie au cours de la journée. La courbe de charge journalière est la somme de l'énergie électrique consommée par les différentes catégories d'utilisateurs durant 24 heures. La valeur maximale de cette courbe est appelée « pic de consommation ». Le facteur de charge est le rapport entre l'énergie produite par une centrale sur une période donnée et l'énergie qu'aurait produite cette centrale si elle avait opéré continuellement à puissance nominale. Il est utilisé afin d'évaluer la rentabilité d'une centrale électrique. Le facteur de charge annuel est généralement le plus utilisé car une année intègre toutes les saisons et représente un cycle de temps complet [1].

La prévision de la consommation est un élément important pour le fonctionnement et la planification d'une centrale électrique. Pour des soucis de fiabilité et de rentabilité, le réseau électrique doit surveiller tous les éléments de son système au moyen d'un centre de contrôle du réseau (appelé également centre de conduite du réseau). Ces centres sont équipés d'ordinateurs connectés qui traitent les signaux envoyés par des systèmes d'acquisition à distances. Ces ordinateurs peuvent donner des alarmes ou des avertissements aux opérateurs à travers une unité

d'affichage visuel. Accessoirement, le centre de contrôle du réseau peut être équipé d'un système de de contrôle et d'acquisition de données (SCADA) [5].

### **1.3. Inconvénients de la production centralisée**

Les principaux inconvénients d'une production d'énergie centralisée sont [6] :

- Les coûts de transport et de distribution : ils représentent en moyenne 30 % du coût de l'électricité délivrée. Le coût le plus bas est atteint par les industriels qui sont fournis par le réseau de répartition à moyenne et haute tension tandis que le coût le plus élevé est obtenu par les consommations résidentielles à travers le réseau de distribution. Ils sont la conséquence directe des pertes en ligne par effet joule, et des pertes de conversion par les transformateurs.
- L'investissement dans le réseau de transport et de distribution : l'augmentation de la consommation d'énergie électrique due à la croissance économique et démographique contraint les fournisseurs à augmenter leur capacité de production, ainsi qu'à mettre à jour leurs réseaux de transport et de distribution par l'ajout de postes basse tension et de nouvelles lignes de distribution.
- Électrification des zones rurales et isolées : le réseau électrique en zone rurale se caractérise par un système de consommation éparse et faible. La couverture du réseau électrique de charge distantes en basse tension au moyen de lignes électriques aériennes s'avère peu efficiente et coûteuse.
- La sécurité et la fiabilité : un réseau électrique centralisé repose sur une faible diversité de sources d'énergie. Si une de ses sources venait à manquer, le réseau s'en retrouvera grandement compromis. De plus, si une panne apparaît dans un point du réseau, une grande partie de ce réseau ne sera plus opérationnelle. L'introduction de générateurs décentralisés dans des endroits sensibles telles que les hôpitaux permet de soutenir le réseau en cas de défaut.
- L'impact environnemental : les réseaux électriques centralisés ont un impact significatif sur l'environnement car ils exploitent principalement des sources d'énergie fossiles, telles que le gaz naturel et le charbon, qui sont en partie responsables des émissions de CO<sub>2</sub> et de NO<sub>x</sub> dans l'atmosphère.

Face à ces inconvénients, des études ont été faites sur la conception de systèmes

électriques décentralisés appelés micro-réseaux. Ces systèmes, qui encouragent l'utilisation des ressources énergétiques renouvelables, ont été rendus possibles par les nombreux progrès dans le domaine de l'électronique de puissance.

#### **1.4. Description du micro-réseau**

Un micro-réseau est un réseau électrique à échelle réduite, indépendant et contrôlable. Il est composé de générateurs distribués, de charges électriques, de systèmes de stockage d'énergie et de dispositifs de contrôle et de protection interconnectés. Un micro-réseau est capable de fonctionner aussi bien connecté au RPD qu'en mode îloté [7]. On peut le considérer comme un petit réseau électrique qui englobe la génération, la transmission et la distribution de l'énergie électrique et garantit l'équilibre de la balance énergétique entre la production et la consommation.

La production d'énergie électrique au moyen de RED répond point par point aux problèmes rencontrés par les réseaux électriques conventionnels. La production décentralisée se fait à l'échelle locale, près de la consommation, et permet ainsi de réduire grandement les pertes par effets Joule, mais aussi les coûts et les investissements pour le transport et la distribution de l'électricité. Elle est particulièrement adaptée à l'électrification des zones rurales et isolées. Elle est capable de soutenir le réseau lorsque celui-ci fait défaut. De plus, l'exploitation des énergies renouvelables telles que le photovoltaïque et l'éolien, disponibles sur la majeure partie du globe, convient naturellement à la production décentralisée, permettant ainsi de contribuer à la réduction des émissions de gaz à effet de serre.

Les RED d'un micro-réseau sont contrôlées indépendamment, afin de former une infrastructure fiable et flexible. Ainsi, le micro-réseau reste opérationnel même si certains RED arrêtent de produire de l'énergie. Les générateurs peuvent être conventionnels tels que les turbines à gaz, ou à énergies renouvelables tels que les panneaux solaires ou les éoliennes. La gestion du surplus de production est assurée par le réseau public de distribution (RPD) et par les systèmes de stockage d'énergies, qui peuvent être de différents types (batteries électrochimiques, piles à combustible, volants d'inertie etc.) [8]. Pour le RPD, un micro-réseau est une source ou une charge électrique virtuelle, qui a pour but de répondre à la demande en énergie pour des industries sensibles, des zones isolées ou des installations militaires [9].

Le concept de micro-réseau apporte une solution appropriée pour une intégration progressive des ressources énergétiques renouvelables dans le réseau public de distribution. Dans les lieux où le réseau électrique est faible ou instable, les micro-réseaux représentent une

solution prometteuse et fiable au problème d’approvisionnement en énergie électrique, tout en réduisant les émissions de gaz à effet de serre, les chutes de tensions et éventuellement le coût de production. La Figure 1-2 illustre l’architecture typique d’un micro-réseau [10]. Les RED sont reliées au bus AC du micro-réseau au travers de convertisseurs de puissance appropriés. Chaque ressource est associée à un disjoncteur afin de garantir sa déconnexion lors d’opérations de maintenance ou en présence d’un défaut. Le micro-réseau est capable d’alimenter des charges locales et sensibles qu’il soit connecté au RPD ou non, augmentant ainsi la fiabilité du réseau électrique pour les consommateurs.

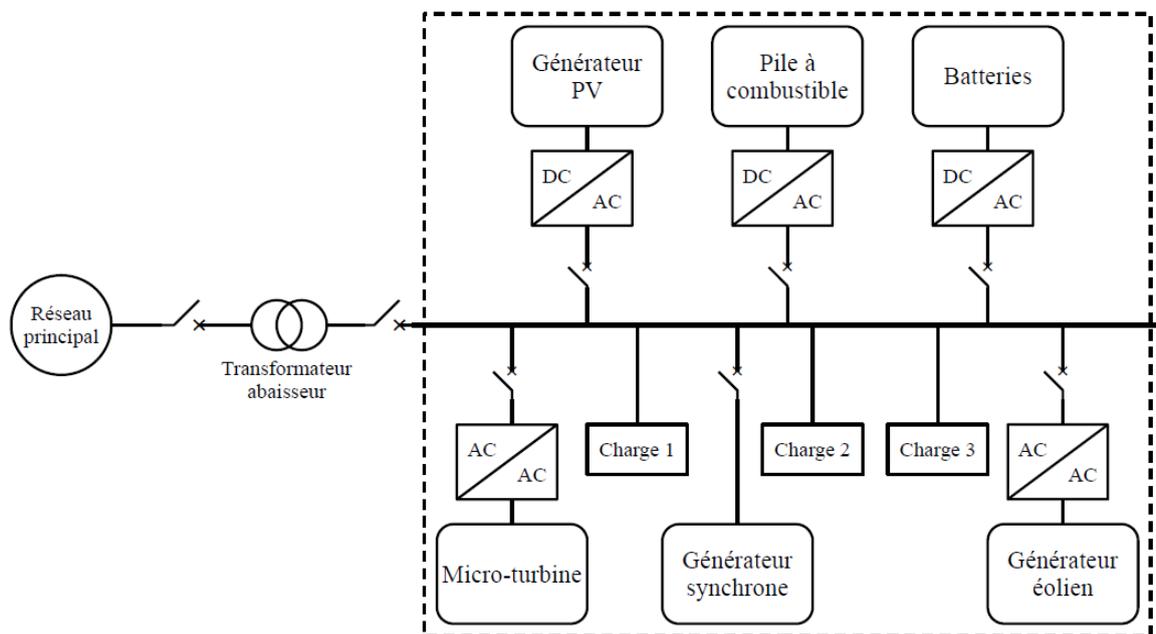


Figure 1-2 : Architecture d’un micro-réseau type.

#### 1.4.1. Les convertisseurs de puissance dans les micro-réseaux AC :

Les convertisseurs de puissance sont les éléments-clés d’un micro-réseau, car ils représentent l’interface entre les différentes ressources énergétiques et le réseau. Selon le générateur d’énergie et le bus d’interfaçage, le convertisseur peut être de type DC/DC, DC/AC, AC/DC, AC/AC ou AC/DC/AC. Par exemple, le raccordement au réseau AC d’un générateur DC tel qu’un générateur PV, une pile à combustible ou une batterie, se fait au moyen d’un convertisseur DC/AC. Lorsque le générateur est de type AC tel qu’un générateur éolien ou une micro-turbine, le convertisseur à utiliser doit être de type AC/DC/AC ou AC/AC.

Les convertisseurs peuvent être classés selon leur rôle dans le micro-réseau en trois catégories (Figure 1-3) [11]:

#### **1.4.1.1 Convertisseurs « formant le réseau » (*Grid-Forming*) :**

Ces convertisseurs sont fortement dépendants du système de stockage d'énergie. Leur rôle est de maintenir la tension et la fréquence de référence du micro-réseau lorsque celui-ci opère en mode îloté. On dit que ces convertisseurs opèrent en mode contrôle de tension (MCT). En îlotage, au moins un convertisseur *Grid-Forming* doit être opérationnel en MCT afin de fournir un signal de référence synchrone à travers le micro-réseau pour les autres convertisseurs.

#### **1.4.1.2 Convertisseurs « alimentant le réseau » (*Grid-Feeding*) :**

Également appelés « suiveurs de réseau » (*Grid-Following*), ces convertisseurs sont généralement associés aux ressources énergétiques renouvelables telles que les générateurs PV et éoliens. Ils ont pour rôle d'injecter une certaine quantité d'énergie active et réactive dans le réseau. Dans la plupart des cas, ces convertisseurs contrôlent directement leur courant de sortie selon la puissance de référence afin de l'injecter au réseau. Ces convertisseurs opèrent en mode contrôle de courant (MCC), et peuvent être facilement connectés en parallèle grâce à leur impédance de sortie élevée.

#### **1.4.1.3 Convertisseurs « soutenant le réseau » (*Grid-Supporting*) :**

Un convertisseur soutenant le réseau a pour but principal de participer à la régulation de l'amplitude et la fréquence de la tension du micro-réseau. Il peut opérer en MCC ou en MCT. En MCC, ce convertisseur est capable d'injecter du courant électrique dans le micro-réseau, mais doit surtout réguler l'amplitude de la tension et la fréquence du réseau en contrôlant la puissance active et réactive qui y est injectée [12]. En MCT, ce convertisseur émule une source de tension alternative, connectée au réseau via une impédance de liaison. Ce convertisseur délivre de la puissance active et réactive en fonction de la tension du réseau, de la tension du convertisseur ainsi que de l'impédance de liaison. Cette impédance peut être un dispositif physique, tout comme il peut être un composant virtuel, émulé par la boucle de contrôle du courant. Plusieurs convertisseurs *grid-supporting* peuvent fonctionner en parallèle et exécuter leurs tâches sans recours à quelconque moyen de commutation, grâce à la stratégie dite de *droop control* [13].

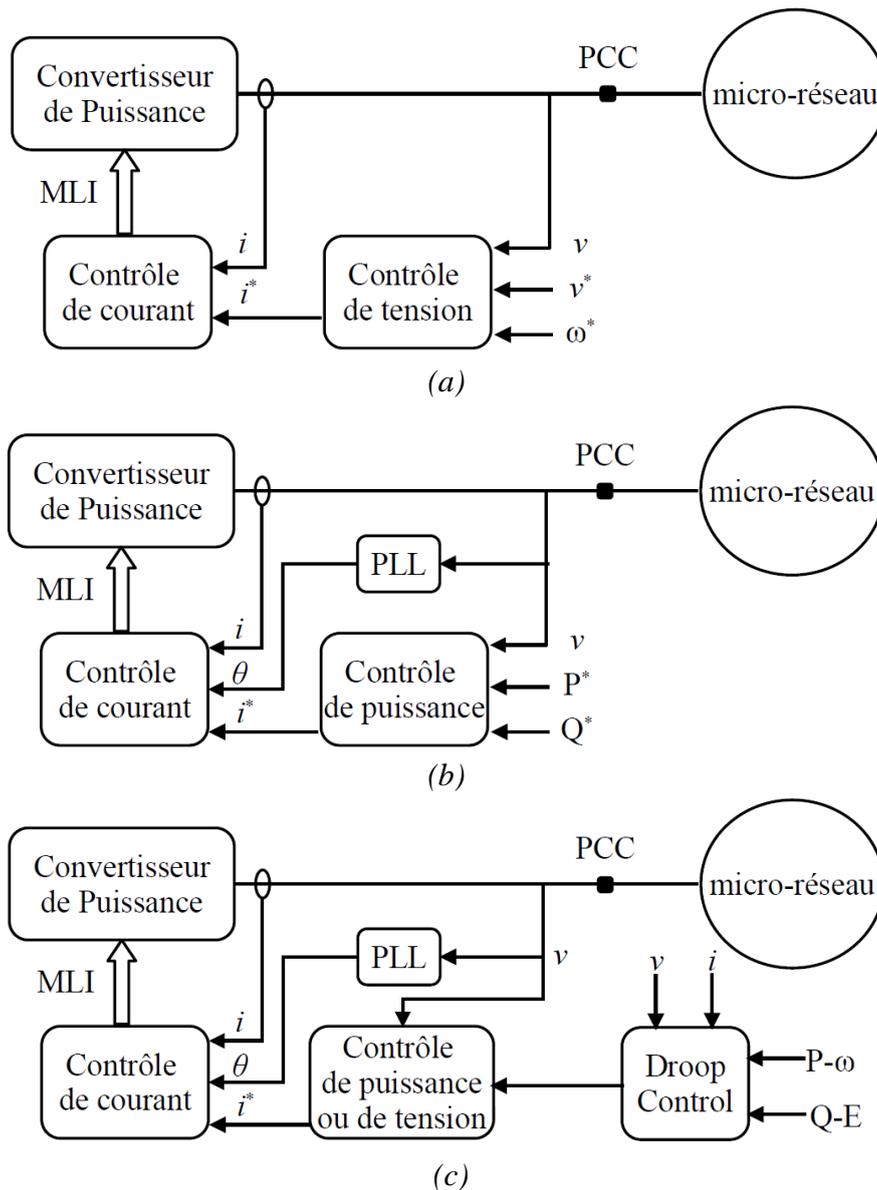


Figure 1-3 : Représentation et contrôle d'un convertisseur (a) grid-forming, (b) grid-feeding et (c) grid-supporting, dans un micro-réseau

## 1.4.2. Impacts de la production d'énergie décentralisée sur le réseau

L'injection de courant par une RED dans le réseau public de distribution n'apporte pas que des avantages. Dans le cas d'une importante concentration de RED, cette injection de courant peut avoir un impact sur ce réseau. Les principaux problèmes générés sont expliqués dans cette partie.

### 1.4.2.1 Augmentation du niveau de tension

L'injection d'un courant dans le réseau provoque une augmentation locale de la tension. Cette augmentation dépend du courant injecté et de l'impédance du réseau.

Les lignes électriques du réseau de distribution sont dimensionnées pour un sens unique

du flux d'énergie (des centrales de production vers le consommateur). Pour une ligne dépourvue de générateur décentralisé, la tension à la sortie du transformateur de distribution est légèrement supérieure à la tension nominale afin de compenser la chute de tension en fin de ligne (Figure 1-4). Lorsque plusieurs RED sont raccordées à une ligne du réseau électrique et que leur production surpasse la consommation, un flux d'énergie important dirigé en sens inverse peut causer des surtensions et engendrer d'importantes dégradations du réseau [14].

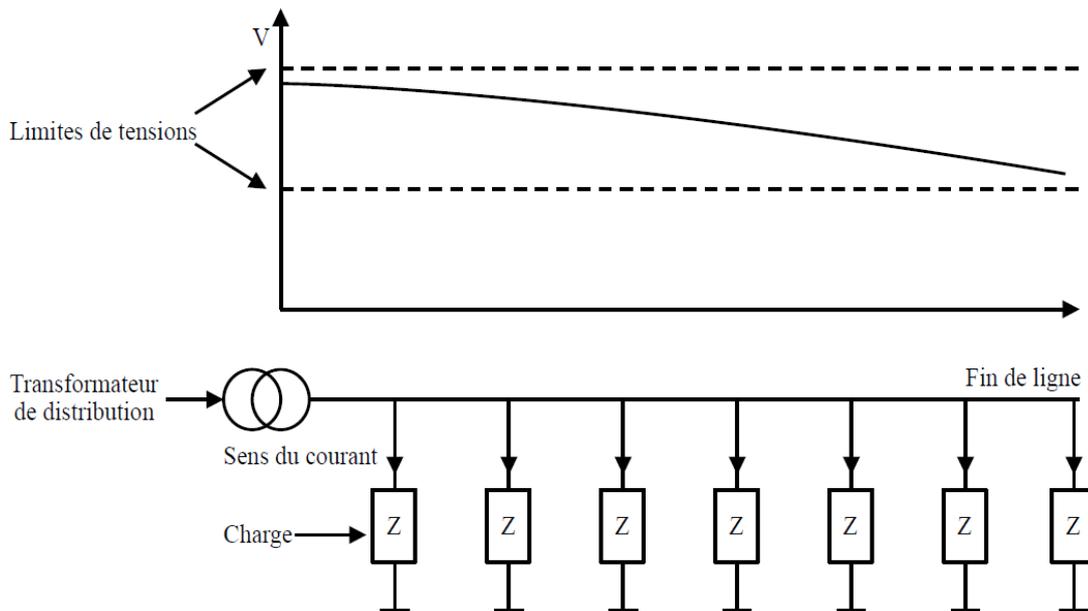


Figure 1-4 : Évolution de la tension de ligne dans le cas d'un flux énergétique unidirectionnel

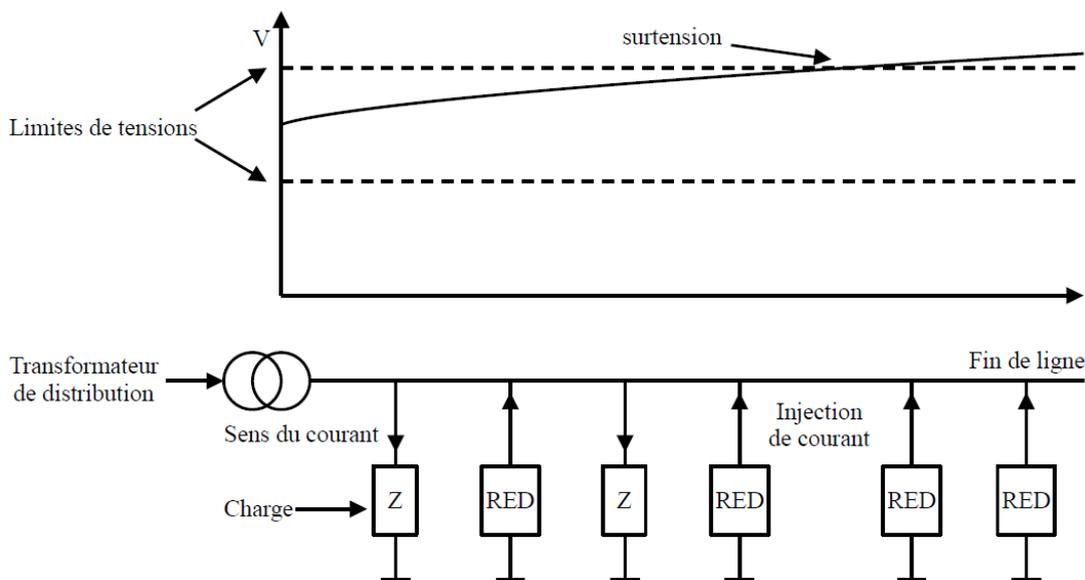


Figure 1-5 : Évolution de la tension de ligne dans le cas d'un flux énergétique bidirectionnel

Ce phénomène représente le principal impact des RED sur le réseau de distribution BT.

Il peut être pris en charge de différentes façons :

- Utilisation d'un système de stockage associé au RED, permettant ainsi de faire coïncider la production d'énergie à la consommation. Cette méthode est pour l'instant interdite dans de nombreux pays par crainte de fraude, due à la différence entre les tarifs d'achat et les tarifs de vente. Cette méthode est envisageable dans le cas d'une forte implantation des énergies renouvelables dans le mix électrique, où les tarifs d'achat et de vente seraient alors identiques quel que soit la source d'énergie [14].
- Limitation du nombre d'utilisateurs ou de la puissance totale injectée en début de ligne.
- Réglage de la tension en début de ligne à un niveau plus faible en prenant en compte la présence d'installations de RED. Cette méthode présente l'inconvénient d'être moins tolérante aux chutes de tension sur tout le long de la ligne [15].
- Utilisation de systèmes de conditionnement de la puissance qui font diminuer la puissance de sortie lorsque la tension au point d'injection devient trop élevée. Par exemple, la diminution de la puissance de sortie d'un générateur photovoltaïque est effectuée en déplaçant le point de fonctionnement vers la tension en circuit ouvert afin de baisser le courant de sortie et de s'éloigner du point de puissance maximale [16].
- Utilisation d'onduleurs permettant d'adapter la puissance réactive au problème de tension. L'efficacité de cette méthode dépend sensiblement du rapport entre la résistance et la réactance de la ligne de distribution électrique. Si la résistance est nettement plus élevée que la réactance, la puissance réactive doit être forte pour maintenir la tension du réseau à une valeur admissible. Le facteur de puissance d'une ligne électrique sera dégradé si toutes les installations de RED dans cette ligne y injectent une forte puissance réactive [17].

### ***1.4.2.2 Harmoniques de courant***

Un harmonique est une composante sinusoïdale d'un signal périodique, dont la fréquence est un multiple de la fréquence fondamentale. Les harmoniques présents dans le réseau électrique sont générés par des dispositifs électroniques non-linéaires et causent des perturbations permanentes sur la forme d'onde du courant ou de la tension du réseau. Les conséquences de ces perturbations se traduisent par des dysfonctionnements des équipements électriques, comme des erreurs de mesure sur les compteurs d'énergie, des disjonctions indésirables, des instabilités pour la détection du passage à zéro etc. On peut ajouter à cela des

problèmes d'échauffement des câbles électriques, d'interférence dans les communications, d'apparitions de tensions et de courants excessifs dus à la résonance série ou parallèle.

Les convertisseurs de puissance utilisés par les RED sont des dispositifs électroniques non-linéaires et sont donc susceptibles d'injecter des harmoniques dans le réseau. D'un autre côté, les interrupteurs statiques qui composent ces convertisseurs sont eux-mêmes sensibles aux harmoniques et pourraient mal fonctionner à cause des distorsions de la tension [18].

Les charges non-linéaires comme les téléviseurs et les ordinateurs, largement plus nombreux, génèrent bien plus d'harmoniques de courant que les RED telles que les systèmes PV. Néanmoins, la génération d'harmoniques par les convertisseurs de puissance doit être prise en compte. En effet, les convertisseurs opérant à puissance réduite ne fournissent pas la même qualité de courant qu'à la puissance nominale. La Figure 1-6 montre la variation du taux de distorsion harmonique (THD) du courant de sortie d'un onduleur PV en fonction de son rapport de puissance [15].

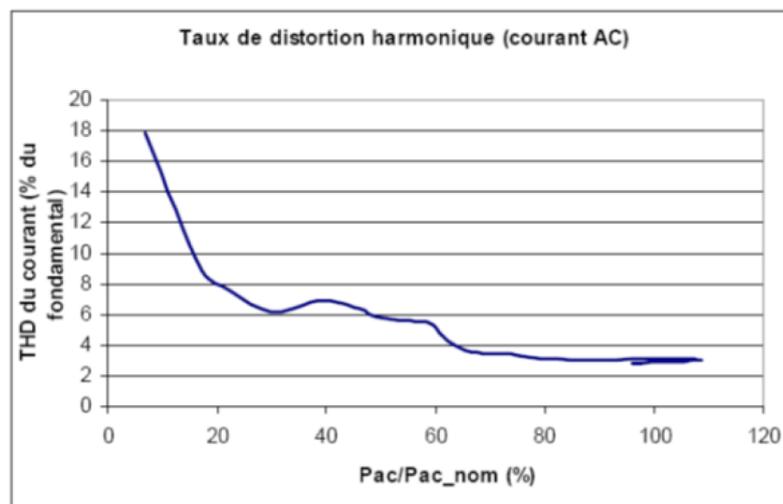


Figure 1-6 : Variation du THD du courant de sortie d'un onduleur PV en fonction de son rapport de puissance

Une étude réalisée sur quatre sites montre qu'une forte densité d'onduleurs connectés au réseau n'apportait pas plus d'harmoniques sur le réseau, sauf dans le cas où les onduleurs avaient un condensateur d'entrée élevé qui, associé à l'impédance de la ligne, entraînait en résonance sur certaines harmoniques. La réduction de la capacité de ces condensateurs a résolu le problème [19].

### 1.4.2.3 Injection de courant continu

L'injection d'un courant continu vers le réseau peut avoir des effets néfastes sur le réseau

électrique, notamment [18] [20] :

- La perturbation des dispositifs de coupure différentiels,
- Le dysfonctionnement des compteurs d'énergie,
- La saturation des transformateurs de distribution,
- Le raccourcissement de la durée de vie des composants du réseau,
- L'augmentation du taux de distorsion harmonique.

Une étude s'est intéressée à l'injection de courant continu d'une douzaine d'onduleurs du marché européen en distinguant les onduleurs sans transformateur, les onduleurs avec transformateur basse fréquence et les onduleurs avec transformateur haute fréquence. Elle montre que tous injectent une composante continue dans le réseau, y compris les onduleurs avec transformateur 50 Hz, même si le niveau d'injection est notablement plus faible [21].

## **1.5. Du micro-réseau au réseau intelligent**

Des avancées telles que l'intégration au réseau de distribution des RED avec des systèmes de stockage d'énergie, l'automatisation de la distribution et la gestion moderne de la demande réorganiseront complètement le style d'exploitation et de gestion des systèmes électriques conventionnels. La complexité de ces réseaux exige l'ajout de dispositifs intelligents, communicant et opérant en temps réel, faisant évoluer ces réseaux vers des réseaux de distribution intelligents.

Les exigences, les mesures opérationnelles, les services ciblés et les capacités d'un tel réseau de distribution intelligent seront complètement différents de ceux d'un réseau conventionnel. Un réseau de distribution intelligent offre une variété de services, d'applications et de fonctions supplémentaires. Cela comprend :

- La protection, le contrôle et la surveillance d'une zone étendue en temps réel,
- L'ilotage et la mise en réseau des micro-réseaux,
- L'intégration et le contrôle des RED,
- L'application de méthodes de mesures avancées,
- La gestion intelligente de la demande.

Tout réseau de distribution intelligent aura deux phases de fonctionnement : un

fonctionnement synchronisé avec le réseau principal en mode connecté au réseau, et un fonctionnement stable et équilibré des micro-réseaux en mode îloté. En mode connecté au réseau, les micro-réseaux doivent surveiller en temps réel les paramètres du réseau et suivre les instructions des centres de contrôle du réseau principal pour un fonctionnement stable et équilibré. La prise de décision est en partie centralisée et en partie distribuée.

En mode îloté, les micro-réseaux doivent surveiller et contrôler en temps réel l'état du réseau conformément aux instructions du centre de contrôle du micro-réseau respectif. La prise de décision est faite de manière locale pour chaque micro-réseau. Pour ces processus de prise de décision, des données distribuées doivent être communiquées en temps réel à partir de divers dispositifs de terrain vers les dispositifs de niveau supérieur appropriés et vers les centres de contrôle. Par conséquent, le fonctionnement synchrone d'un grand nombre de RED exige que le réseau de distribution soit intelligent. Cela est réalisé par l'intégration de divers nœuds de capteurs intégrés et connectés à travers le réseau de distribution. Cela nécessite une capacité de communication bidirectionnelle permettant l'automatisation à différents niveaux de fonctionnement du réseau de distribution intelligent.

Les principaux avantages des *smart-grids* sont :

- Une fiabilité et une résilience accrues,
- Un temps de rétablissement du système réduit lors d'une perturbation,
- Une gestion de l'énergie plus efficace,
- Un accès à plus d'informations,
- Une intégration des énergies renouvelables plus facile,
- Une sécurité et une sûreté renforcées.

### **1.6. Notions de qualité d'énergie :**

La surveillance du réseau consiste à estimer les paramètres caractérisant l'état du réseau au moyen de techniques de synchronisation. Ces paramètres sont principalement l'amplitude, la fréquence et l'angle de phase de la tension du réseau. La connaissance de ces paramètres est primordiale pour deux raisons. Premièrement, pour contrôler la tension, le courant ou la puissance de sortie des convertisseurs formant, alimentant et soutenant le réseau. Deuxièmement, pour détecter la présence ou l'absence du RPD, et de déterminer le mode de fonctionnement des convertisseurs décentralisés (modes îloté ou connecté au réseau). Dans le

cas idéal, la tension du réseau a une forme d'onde parfaitement sinusoïdale, d'amplitude et de fréquence fixes et bien définies. En réalité, cette tension est soumise à diverses perturbations provoquées par des phénomènes altérant la qualité d'énergie.

Le terme « qualité d'énergie » désigne une large variété de phénomènes électromagnétiques qui impactent la tension et le courant du système électrique en un instant et un lieu précis [22]. L'importance de l'étude de ces phénomènes s'est accentuée avec l'intégration toujours croissante d'équipements électroniques qui sont susceptibles, soit d'être la cause de perturbations électromagnétiques, soit d'être sensibles à ces perturbations. La prise en compte de ces phénomènes dans la conception et la comparaison de techniques de synchronisation au réseau est primordiale. Ces phénomènes peuvent être classifiés en plusieurs catégories, décrites dans cette section.

### **1.6.1. Transitoires**

Ce terme désigne des événements indésirables de très courte durée se manifestant sur la tension et/ou le courant du réseau électrique. Selon leur forme d'onde, les transitoires sont classifiés en deux catégories : impulsif ou oscillatoire.

#### ***1.6.1.1 Transitoires impulsifs***

Un transitoire impulsif est un changement brusque de la tension et/ou du courant, sans modifier la fréquence du réseau. Ce changement est de polarité unidirectionnelle, c'est-à-dire soit positif, soit négatif. Il se caractérise par sa valeur maximale, son temps de montée et de descente, ainsi que par sa durée. Dans la plupart des cas, ce phénomène est causé par la foudre [23]. Les phénomènes transitoires impulsifs sont très rapidement atténués par l'impédance des composants du système électrique, et ne sont observables que dans une zone restreinte.

#### ***1.6.1.2 Transitoires oscillatoires***

Contrairement aux transitoires impulsifs, les transitoires oscillatoires comprennent des changements de valeurs à la fois positifs et négatifs. Ces phénomènes se manifestent par un courant ou une tension dont la valeur change rapidement de polarité, de manière décroissante, durant un cycle de fréquence du réseau. Ils se caractérisent par leur amplitude, leur durée et leur contenu spectral. Les transitoires oscillatoires sont causés soit par des appareils d'électroniques de puissances (lors de commutations avec des circuits *snubbers*), soit par une réponse du réseau électrique à un phénomène transitoire impulsif [24].

## **1.6.2. Variations de courte durée de la valeur efficace**

Ces phénomènes se manifestent principalement dans la tension du réseau. Ils sont dus généralement à un défaut dans le réseau, tel qu'un mauvais câblage ou à une mise en marche de charges puissantes qui nécessitent un fort courant de démarrage. Selon l'endroit où a lieu la panne ou les conditions du réseau, ce défaut peut entraîner une montée, une chute ou une absence totale de tension. Dans tous les cas, cette variation est de courte durée.

### ***1.6.2.1 Coupures instantanées, momentanées et temporaire***

On parle de coupure lorsque la tension du réseau décroît en dessous de 10% de la valeur nominale pour une durée ne dépassant pas une minute. Elles sont dues à une panne dans le réseau, une défaillance d'un équipement ou à un dysfonctionnement du système de contrôle. Elles se caractérisent par leur durée, qui dépend des appareils de protection et de l'évènement qui a causé la panne [22].

### ***1.6.2.2 Creux de tension***

Les creux de tension sont des réductions brusques de la tension efficace se situant entre 10% et 90% de la tension nominale et dont la durée est comprise entre 10 millisecondes et 1 minute. Ils sont souvent accompagnés d'un saut de phase (c.-à-d. un changement soudain de l'angle de phase de la tension) [25]. Ils peuvent être causés par une défaillance du réseau mais aussi par le démarrage de moteurs puissants.

### ***1.6.2.3 Hausses de tension***

Les hausses de tension sont moins fréquentes que les creux de tensions. Elles sont définies comme une augmentation de la tension efficace allant au-delà de 110% (typiquement entre 110% et 120%). Un courant de fuite entre une phase et la terre peut causer une hausse de tension sur les autres phases. Les hausses de tension peuvent également apparaître lors d'une déconnexion d'une forte charge, ou lors d'une connexion d'une batterie de condensateurs [22].

## **1.6.3. Variations de longue durée de la valeur efficace**

Ces variations comprennent les déviations de la tension efficace pour une durée supérieure à une minute. Elles ne sont pas forcément le résultat d'une défaillance du système. Les variations de longue durée peuvent être des surtensions, des sous-tensions et des coupures prolongées.

### ***1.6.3.1 Sous-tensions***

Les sous-tensions sont une réduction de la tension efficace allant en dessous de 90% de

la tension nominale et dont la durée est supérieure à 1 minute. Généralement, elles ne sont pas dues à une défaillance du système mais plutôt à une surcharge du réseau, notamment en fin de ligne. La mise en marche de charges puissantes et la déconnexion de batteries de condensateurs sont également des causes de sous-tensions [26].

### ***1.6.3.2 Surtensions***

Les surtensions sont les phénomènes inverses des sous-tensions. C'est une augmentation de la tension efficace dépassant 110% de la tension nominale durant plus d'une minute. Les surtensions peuvent être dues à des connexions de batteries de condensateurs, des déconnexions de charges de forte puissance, ainsi qu'à une défaillance du système de régulation de la tension.

### ***1.6.3.3 Coupures prolongées***

On parle de coupure prolongée lorsque la tension chute en dessous de 10% de la tension nominale durant plus d'une minute. Ce phénomène est le plus souvent permanent et nécessite une intervention manuelle pour rétablir le système [27].

## **1.6.4. Déséquilibre de la tension triphasée**

Dans les systèmes triphasés, une mauvaise répartition des charges sur les trois phases, ou une panne sur l'une des phases provoque un déséquilibre de la tension. On parle de déséquilibre lorsque les trois tensions ne sont pas égales, ou lorsqu'elles ne sont pas déphasées de  $120^\circ$  entre elles. Mathématiquement, le déséquilibre est un pourcentage, défini par le rapport entre les valeurs efficaces de la composante inverse et la composante directe de la tension [22], [28].

## **1.6.5. Distorsions de la forme d'onde**

Idéalement, la forme d'onde de la tension du réseau est celle d'une sinusoïde pure. Une distorsion de la forme d'onde est une déviation permanente de la tension par rapport à cette sinusoïde, et se caractérise principalement par son contenu spectral. On distingue 5 types de distorsions de forme d'onde :

### ***1.6.5.1 Décalage en courant continu***

On parle de décalage en courant continu lorsque la tension ou le courant dans un système AC présente une composante continue. Ce phénomène peut être causé par des perturbations géomagnétiques, par l'effet de redressement simple-alternance, ou par l'injection d'un courant continue venant de générateurs décentralisés.

### **1.6.5.2 Distorsions harmoniques**

Les harmoniques sont générées par des appareils dont les caractéristiques sont non-linéaires, telles que les convertisseurs de puissance. Les distorsions harmoniques, parfois appelées pollutions harmoniques, représente un souci majeur tant pour les utilisateurs que pour le réseau électrique dans son ensemble. Ce problème risque de s'aggraver avec l'intégration croissante des équipements d'électronique de puissance.

Une distorsion harmonique est caractérisée par son contenu spectral, mais également par une grandeur appelée taux de distorsion harmonique (également appelé distorsion harmonique totale ou THD), qui indique l'ampleur de la distorsion. Cette grandeur, qui s'applique généralement à la tension, est une mesure de la proportionnalité entre la composante fondamentale et la somme du reste des composantes harmoniques. Elle s'exprime par la formule suivante [29]

$$THD_{\%} = \frac{\sqrt{\sum_{h=1}^{h_{lim}} U_h^2}}{U_1} 100\% \quad (1.1)$$

$U_1$  est le fondamental de la tension,  $U_h$  est l'harmonique d'ordre  $h$ , et  $h_{lim}$  est la limite supérieure de la somme, typiquement comprise entre 25 et 50. Par exemple, la norme européenne EN 50160 préconise de sommer jusqu'à la 40<sup>e</sup> harmonique.

### **1.6.5.3 Interharmoniques**

Ce sont des composantes du courant ou de la tension dont la fréquence n'est pas un multiple du fondamental. Elles peuvent être constituées d'une fréquence unique ou d'un large spectre. Les sources d'interharmoniques sont les onduleurs à Modulation par Largeur d'Impulsions (MLI) tels que ceux utilisés par les générateurs distribués, les convertisseurs statiques de fréquence, les fours à induction etc.

### **1.6.5.4 Encoches**

Les encoches sont des perturbations de la tension qui sont à la fois périodique et d'un contenu spectral élevé. Elles ont les attributs des phénomènes transitoires et des harmoniques. Elles sont principalement causées par les convertisseurs triphasés qui produisent en sortie un courant continu. Les encoches apparaissent lorsqu'un courant commute d'une phase à une autre. A cet instant, un court-circuit momentané se crée entre les deux phases, causant l'encoche.

#### **1.6.5.5 Bruits**

Les bruits sont des signaux électriques indésirables, de spectre étendu, qui s'ajoutent à la tension ou au courant dans les lignes de phases. Ils peuvent être également présents dans le neutre. D'une manière générale, les bruits englobent toutes les distorsions indésirables ne pouvant être classées ni comme des harmoniques, ni comme des phénomènes transitoires. Les bruits sont occasionnés par les équipements d'électroniques de puissance et sont accentués par une mauvaise mise à la terre des circuits électriques.

#### **1.6.5.6 Fluctuation de la tension**

Ce sont des variations systématiques de l'enveloppe de la tension, qui reste toutefois dans la gamme de 95% à 105% de la tension nominale. Les sources de ces variations sont les charges électriques dont le courant varie continuellement, notamment celles qui ont une composante réactive importante. Les fours à arc sont les principales sources de fluctuations dans les réseaux électriques [27].

#### **1.6.6. Variations de la fréquence d'alimentation**

Les variations de la fréquence du réseau sont les déviations de la fréquence fondamentale du réseau de distribution par rapport à sa valeur nominale (50 Hz ou 60 Hz). La fréquence du réseau est directement liée à la vitesse de rotation des générateurs du système. Cette fréquence dépend à tout instant de l'équilibre entre les charges à alimenter et la capacité de production d'énergie. Les variations de la fréquence apparaissent lorsque la dynamique de cet équilibre varie. L'ampleur et la durée de ces variations dépendent des caractéristiques des charges ainsi que de la réponse des générateurs aux changements de charges. Les changements instantanés et de faible ampleur sont souvent causés par des commutations de charges. Les variations de la fréquence qui dépassent les limites tolérées sont dues à une défaillance du réseau de distribution, à la déconnexion d'une charge élevée, ou au raccordement d'un générateur de forte puissance [22].

### **1.7. Conclusion**

Avec la réduction des coûts de production d'électricité d'origine renouvelable, l'intégration de ressources énergétiques décentralisées au réseau publique de distribution s'avère être une solution économiquement rentable pour satisfaire la demande toujours croissante en énergie électrique, et pour réduire les émissions de gaz à effet de serre. Cependant, une intégration intensive de ressources énergétiques décentralisées a aussi des inconvénients,

tels que les détériorations de la qualité d'énergie du réseau électrique.

Ce problème majeur est accentué par le fait que les générateurs décentralisés doivent estimer les paramètres du réseau électrique afin d'y injecter les puissances active et réactive désirées. Si ces paramètres sont pollués à cause des phénomènes impactant la qualité d'énergie, la puissance injectée par ses ressources peut détériorer à son tour la qualité d'énergie du réseau, entraînant tout le système dans un cercle vicieux.

L'évaluation des paramètres du réseau au moyen de techniques de synchronisation rapides et robustes, ainsi que la production d'une énergie électrique conforme aux normes du réseau, sont d'une importance capitale pour pouvoir intégrer les RED au réseau électrique de manière intensive. Par conséquent, la suite de ce manuscrit est consacrée à l'étude des techniques de synchronisation au réseau ainsi qu'au contrôle des convertisseurs de puissance.

# Chapitre 2

## État de l'art des techniques de synchronisation en boucle fermée

### 2.1. Introduction

Tous les convertisseurs connectés au réseau, qu'ils soient de type formant, alimentant ou soutenant le réseau, doivent connaître les paramètres du réseau tels que l'amplitude, la fréquence et l'angle de phase afin de contrôler leur tension ou leur courant de sortie. Les techniques qui permettent d'estimer ces variables sont appelées techniques de synchronisation car elles permettent de générer des signaux de références en phase avec la tension du réseau. Ces techniques peuvent être classées selon leur architecture, c.-à-d., en boucle ouverte (BO) ou en boucle fermée (BF).

Les techniques de synchronisation en boucle fermée sont largement dominées par les techniques dites de Boucle à Verrouillage de Phase (PLL) et, plus récemment, de Boucle à Verrouillage de fréquence (FLL). On dit que les PLL opèrent dans un repère de référence synchrone (repère  $dq$ ) tandis que les FLL opèrent dans un repère de référence stationnaire (repère  $\alpha\beta$ ). Dans les systèmes triphasés, la technique la plus populaire est la PLL à repère de référence synchrone (SRF-PLL) illustrée par la Figure 2-1.

Ce chapitre présente les différentes techniques de synchronisation en boucle fermée, qui sont à ce jour les plus populaires. Une majorité de ces techniques requiert un générateur de signaux en quadrature (QSG). Pour cela, une description des principaux QSG est détaillée. À la fin de chapitre, une comparaison entre trois techniques connues, selon différents tests, est

effectuée afin de mettre en évidence les avantages et les inconvénients de chaque technique.

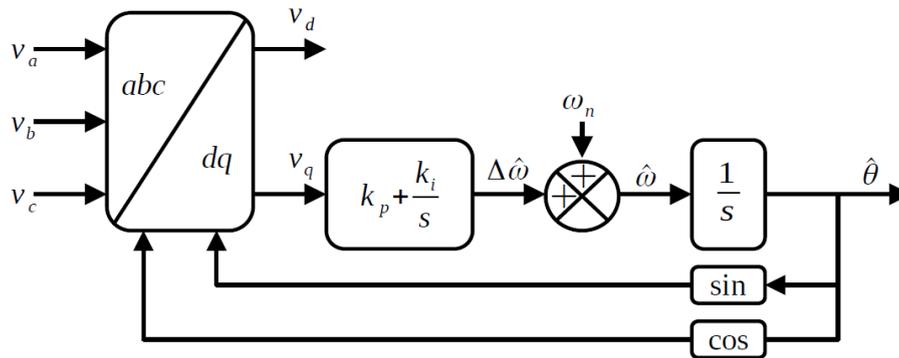


Figure 2-1 : Structure de la SRF-PLL pour les systèmes triphasés

## 2.2. Synchronisation par boucles à verrouillage de phase

### 2.2.1. PLL de base

La PLL de base se compose de trois parties (Figure 2-2) [30], [31] :

- Un détecteur de phase (généralement un simple multiplicateur) qui génère un signal d'erreur proportionnel à la différence entre l'angle de phase réel et l'angle de phase estimé.
- Un filtre de boucle (FB) dont le rôle est d'atténuer toutes les perturbations de la boucle de contrôle. Ce filtre, le plus souvent constitué d'un régulateur proportionnel-intégral (PI), influe grandement sur les caractéristiques dynamiques de la PLL.
- Un oscillateur commandé en tension (OCT) dont le rôle est de générer un signal synchrone au signal d'entrée. Son appellation vient du fait que les premières PLL étaient réalisées à l'aide de composants électroniques analogiques.

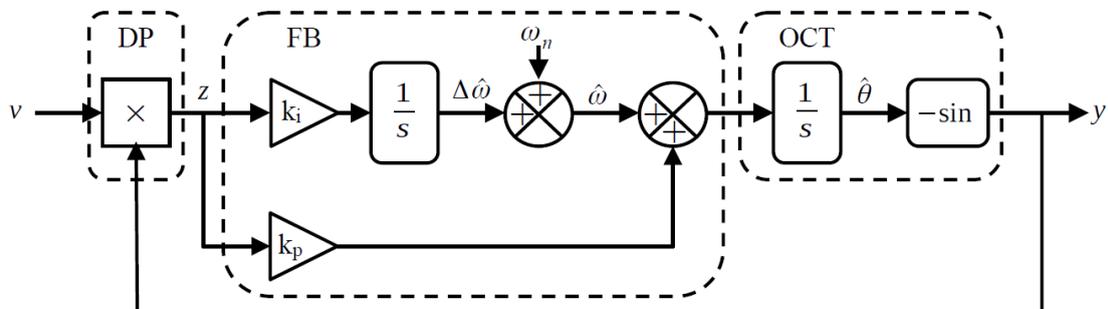


Figure 2-2 : Structure d'une PLL de base.

En assumant que le signal sinusoïdal d'entrée  $v$  est donné par :

$$v(t) = V_m \cos(\omega t + \phi) \quad (2.1)$$

Et que le signal de sortie de l'OCT est exprimé par :

$$y(t) = -\sin(\hat{\theta}) \quad (2.2)$$

Où  $\hat{\theta}$  désigne l'angle de phase estimé. Le signal  $z$  à la sortie du multiplicateur est égal à :

$$z(t) = -V_m \cos(\theta) \sin(\hat{\theta}) = \underbrace{\frac{V_m}{2} \sin(\theta - \hat{\theta})}_{\text{basse fréquence}} - \underbrace{\frac{V_m}{2} \sin(\theta + \hat{\theta})}_{\text{haute fréquence}} \quad (2.3)$$

Ce signal se compose de deux termes : un terme en basse fréquence et un terme en haute fréquence. Le terme en basse fréquence est une mesure de la différence entre les angles de phase du signal d'entrée et du signal de sortie. Pour cela, le multiplicateur de la Figure 2-2 est appelé détecteur de phase (DP) ou détecteur de différence de phase.

Le filtre de boucle permet d'atténuer la composante haute fréquence et d'apporter une estimation de la déviation de la fréquence du signal d'entrée par rapport à la fréquence nominale. Dans la plupart des cas, le filtre de boucle est constitué d'un régulateur PI. La sélection des paramètres de ce régulateur est le résultat d'un compromis entre la dynamique et la robustesse de tout le système. À savoir, plus la PLL poursuit rapidement l'angle de phase du signal d'entrée, moins elle est robuste face aux perturbations.

L'OCT intègre la fréquence angulaire estimée  $\hat{\omega}$  afin d'obtenir l'angle de phase du signal de sortie ( $\hat{\theta}$ ). Si on considère le signal d'entrée comme une fonction cosinus, l'OCT doit utiliser la fonction sinus avec un coefficient unitaire négatif afin d'avoir un signal orthogonal au signal d'entrée (Figure 2-2). Si on considère le signal d'entrée comme une fonction sinus, l'OCT doit utiliser la fonction cosinus. Pour obtenir un signal en phase avec le signal d'entrée, on doit soustraire  $\pi/2$  à  $\hat{\theta}$ .

### Application numérique

Afin d'analyser les performances de la PLL de base, une simulation numérique de la structure de la Figure 2-2 est effectuée. Les paramètres du filtre de boucle sont  $k_p = 400$  et  $k_i = 2e4$ . Le signal d'entrée est soumis à un saut de fréquence de 50 Hz à 60 Hz à l'instant  $t = 0,1$  s. La fréquence estimée ( $\hat{\omega}/2\pi$ ) et l'erreur de phase ( $\theta - \hat{\theta}$ ) sont présentées dans

la Figure 2-3.

On observe une ondulation du double de la fréquence d'entrée tant sur la fréquence estimée que sur l'erreur de phase, ainsi qu'une erreur permanente dans la phase estimée. Cela bien que le signal d'entrée soit purement sinusoïdal, soumis à aucune perturbation ni bruit. On peut conclure que les performances de la PLL de base sont insuffisantes et ne conviennent pas pour l'estimation des paramètres du réseau.

Des techniques de PLL avancées ont été proposées dans la littérature afin de supprimer l'erreur de fréquence double présente dans les paramètres estimés. D'une manière globale, la solution consiste soit à supprimer le terme de fréquence double de l'équation (2.3) du signal  $z$  (à la sortie du multiplicateur) au moyen d'un filtre, soit de changer complètement le détecteur de phase et d'utiliser une technique similaire à la SRF-PLL. Les PLL adoptant la première solution peuvent être classées comme PLL de puissance (pPLL) car le DP se base sur un multiplicateur. Quant aux PLL adoptant la deuxième solution, elles peuvent être classées comme PLL à générateur de signaux en quadrature (QSG-PLL), car le DP repose sur une transformation  $\alpha\beta/dq$  qui, pour les systèmes monophasés, requiert un QSG [32].

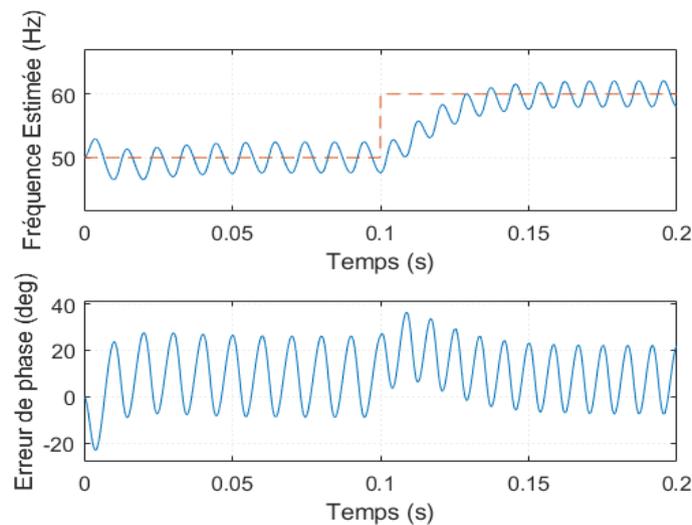


Figure 2-3 : Fréquence estimée et erreur de phase de la PLL de base

### 2.2.2. PLL de puissance

Une des solutions les plus intuitives pour améliorer les performances de la PLL est de filtrer le signal  $z$  à la sortie du multiplicateur afin d'atténuer au maximum sa composante de haute fréquence.

### 2.2.2.1 *pPLL avec filtre passe-bas*

L'utilisation d'un filtre Butterworth de type passe-bas est présenté dans [33]. Cette topologie, appelée LPF-PLL, permet non seulement d'éliminer la composante de haute fréquence du multiplicateur, mais également les perturbations harmoniques du signal d'entrée. Cependant, pour que la LPF-PLL soit suffisamment robuste, le filtre doit avoir une fréquence de coupure très basse et/ou être d'un ordre suffisamment élevé. A titre indicatif, le filtre utilisé dans [33] est de quatrième ordre avec une fréquence de coupure de 10 Hz. L'utilisation d'un filtre aussi sélectif ralentit grandement la dynamique du système.

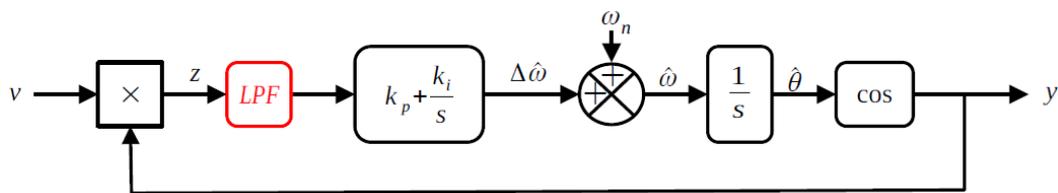


Figure 2-4 : Structure de la LPF-PLL

### 2.2.2.2 *pPLL avec filtre coupe-bande*

Dans [34], le filtre passe-bas est remplacé par un filtre coupe-bande non adaptatif, de fréquence centrale égale au double de la fréquence nominale. Contrairement à la LPF-PLL, cette topologie appelée NF-PLL (NF pour *notch filter*) filtre uniquement la composante haute fréquence du signal  $z$ . La largeur de bande du filtre coupe-bande influe sur la dynamique de la technique. Son choix est un compromis entre la vitesse de la technique et sa tolérance face aux variations de la fréquence du signal d'entrée. Par exemple, plus la bande de réjection est large, plus le système est lent, mais il est également plus tolérant aux variations de fréquence. Du fait que le NF ne filtre pas les harmoniques du signal d'entrée, la NF-PLL est donc moins robuste que la LPF-PLL mais son impact sur la dynamique de la technique est moins important. Il est à noter que plusieurs filtres coupe-bande peuvent être associés en cascade afin d'octroyer une élimination sélective des harmoniques.

### 2.2.2.3 *pPLL avec filtre à moyenne mobile*

L'utilisation d'un filtre de type moyenne mobile (MAF) a été envisagée dans [35], [36]. La fonction de transfert d'un filtre à moyenne mobile dans le domaine de Laplace est exprimée par :

$$G_{MAF}(s) = \frac{1 - e^{-T_w s}}{T_w s} \quad (2.4)$$

Où  $T_w$  est la longueur de la fenêtre. En temps discret,  $T_w = N.T_s$  où  $N$  désigne le nombre d'échantillons dans la fenêtre et  $T_s$  est la période d'échantillonnage. La moyenne mobile d'un signal  $v$  à l'instant  $t = kT_s$  peut être obtenue par la formule suivante :

$$\bar{v}(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} v(k-i) \quad (2.5)$$

Cependant, il est préférable d'utiliser son équation aux différences afin de réduire significativement le nombre de calcul :

$$\bar{v}(k) = \bar{v}(k-1) + \frac{1}{N} (v(k) - v(k-N)) \quad (2.6)$$

La Figure 2-5 montre comment calculer la moyenne mobile d'un signal en temps discret.

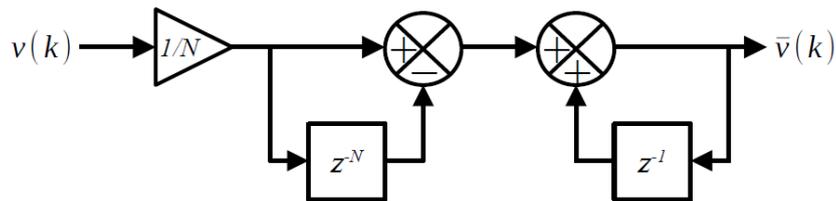


Figure 2-5 : Structure de la moyenne mobile en temps discret

Si la longueur de la fenêtre est égale à une demi-période du signal d'entrée (c.-à-d., si  $T_w=T/2$ ), alors la MAF filtrera la composante de fréquence double ainsi que ses multiples (Figure 2-6). Par rapport aux autres techniques, la MAF-PLL a un comportement dynamique très lent et ne filtre correctement les harmoniques seulement lorsque la fréquence du signal d'entrée est égale à la fréquence nominale. Afin d'améliorer le comportement dynamique de la MAF-PLL, on peut remplacer le régulateur PI du filtre de boucle par un régulateur PID [37]. Pour que le filtre s'adapte aux variations de fréquence, on peut opter soit pour une fréquence d'échantillonnage variable [36], soit pour une longueur de fenêtre variable [38].

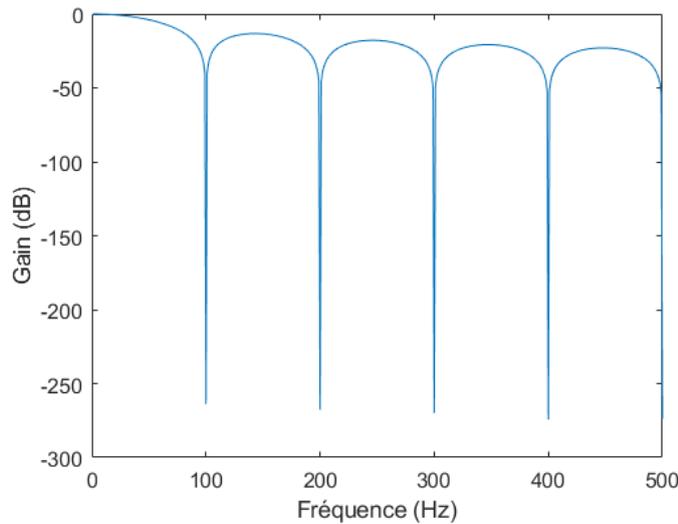


Figure 2-6 : Réponse en fréquence du MAF pour  $T_w = 0.01s$

### 2.2.3. QSG-PLL

Les QSG-PLL sont une autre approche pour résoudre le problème de la présence de l'ondulation de fréquence double dans les paramètres estimés de la PLL de base. Ils utilisent un détecteur de phase différent, basé sur un générateur de signaux en quadrature.

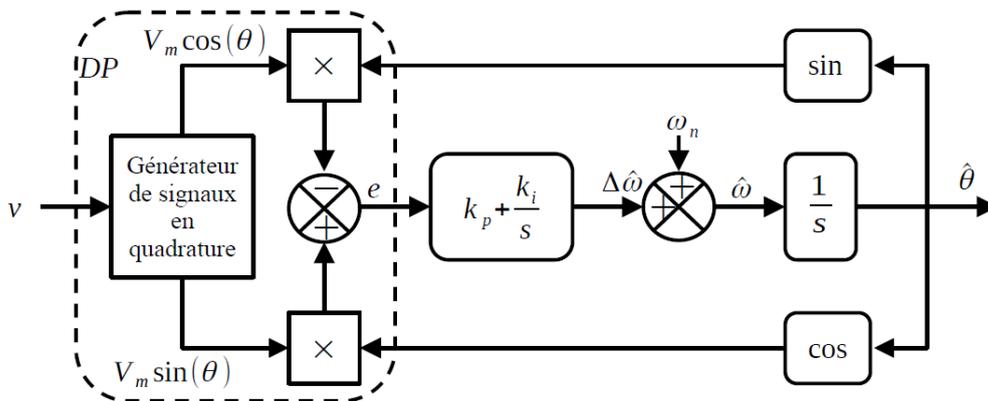


Figure 2-7 : Diagramme d'une PLL avec un DP basé sur un QSG idéal

Le signal d'erreur  $e$  à la sortie du DP (Figure 2-7) est donné par :

$$e = V_m \cos(\theta) \sin(\hat{\theta}) - V_m \sin(\theta) \cos(\hat{\theta}) = V_m \sin(\theta - \hat{\theta}) \quad (2.7)$$

D'après l'équation (2.7), on constate que le détecteur de phase en quadrature ne présente en sortie aucun terme oscillatoire, ce qui rend ce type de PLL bien plus avantageux que la PLL de base. L'expression trigonométrique dans (2.7) est une partie de la transformation de Park.

De ce fait, le schéma de la Figure 2-7 est équivalent à celui de la Figure 2-8, où le bloc de transformation de  $\alpha\beta$  à  $dq$  correspond à la matrice de transformation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \\ -\sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

En considérant le signal d'entrée  $v$  décrite par la formule (2.1), les signaux de sortie du QSG sont exprimés par le vecteur suivant :

$$v_{(\alpha,\beta)} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = V_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Ainsi, en substituant (2.9) dans (2.8), la sortie du DP de la Figure 2-8 est donnée par le vecteur de l'équation suivante :

$$v_{(d,q)} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = V_m \begin{bmatrix} \sin(\theta - \hat{\theta}) \\ -\cos(\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

On remarque que la sortie du détecteur de phase ne contient aucune oscillation si la fréquence estimée par la QSG-PLL est égale à la fréquence du signal d'entrée ( $\hat{\omega} \approx \omega$ ).

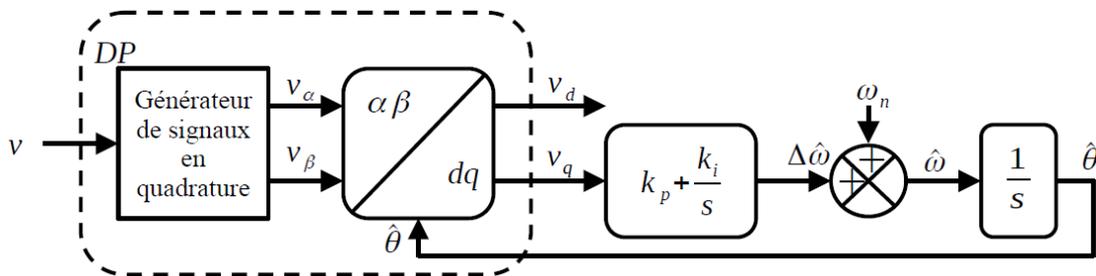


Figure 2-8 : PLL basée sur un QSG et la transformation de Park

L'utilisation d'un QSG permet d'adopter une approche vectorielle pour les systèmes monophasés. Dans la Figure 2-9, les signaux de sortie du QSG de l'équation (2.9) sont représentés dans un repère stationnaire et orthogonal défini par les axes  $\alpha$  et  $\beta$ , donnant ainsi le vecteur d'entrée fictif  $v$ . De la même façon, les signaux de sortie de la transformée de Park sont représentés par la projection du vecteur  $v$  sur le repère orthogonal en rotation défini par les axes  $dq$ . La position angulaire du repère en rotation  $dq$  ( $\hat{\theta}$ ) est donné par la PLL. Lorsque la PLL est bien calibrée par rapport à la fréquence d'entrée ( $\hat{\omega} \approx \omega$ ), le repère  $dq$  a la même vitesse angulaire que le vecteur  $v$ .

Quand la PLL est parfaitement verrouillée, un des axes du repère  $dq$  se superpose au vecteur  $\mathbf{v}$ . Dans la Figure 2-8, le régulateur PI du filtre de boucle va régler la position angulaire du repère  $dq$  de sorte à ce que  $v_q = 0$  en régime permanent. Cela veut dire que le vecteur  $\mathbf{v}$  se superpose à l'axe  $d$  est que  $\hat{\theta} = \theta$ .

### 2.2.4. PLL améliorée

Parmi les PLLs avancées, la PLL améliorée (EPLL pour *Enhanced PLL*) est un cas particulier. Bien que sa structure semble différente aux premiers abords, l'EPLL est équivalent à un QSG-PLL [39]. Elle peut palier le principal inconvénient de la PLL de base, à savoir la présence d'une erreur de fréquence double dans l'estimation des paramètres du signal d'entrée, sans filtre mais en modifiant le signal d'entrée de la PLL [40].

La Figure 2-10 montre la structure de l'EPLL. Elle se compose d'une PLL de base et d'un bloc qui génère une version filtrée du signal d'entrée, tout en estimant son amplitude. Le signal  $z$  est exprimé par :

$$\begin{aligned} z &= e \cos(\hat{\theta}) = (V_m \sin(\theta) - \hat{V}_m \sin(\hat{\theta})) \cos(\hat{\theta}) \\ &= \frac{V_m}{2} \sin(\theta - \hat{\theta}) + \underbrace{\frac{V_m}{2} \sin(\theta + \hat{\theta}) - \frac{V_m}{2} \sin(2\hat{\theta})}_{\text{fréquence double}} \end{aligned} \quad (2.11)$$

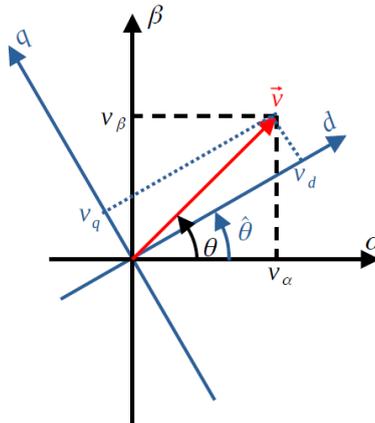


Figure 2-9 : Représentation vectorielles des signaux de sortie du QSG et du DP

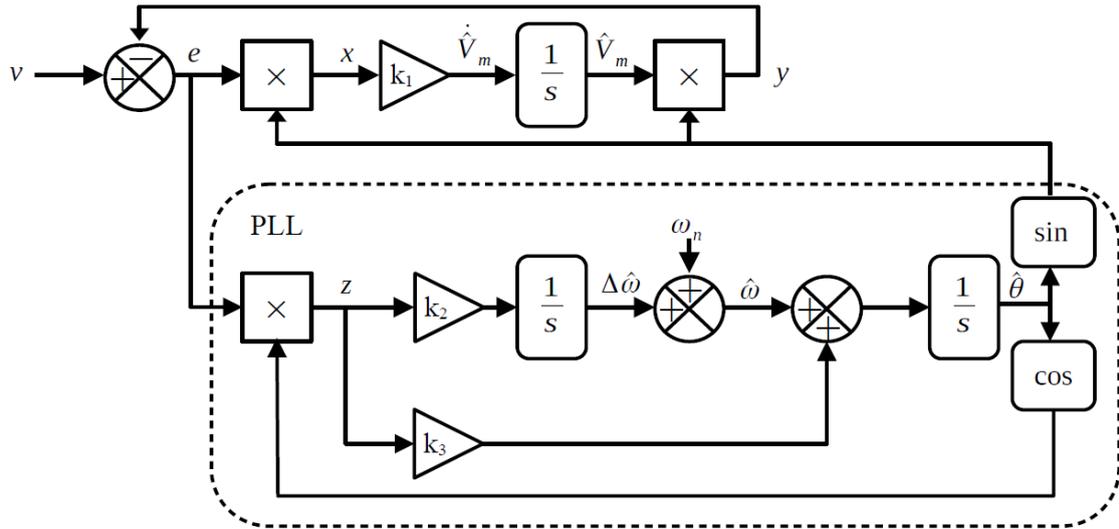


Figure 2-10 : Structure de l'EPLL

Dans l'équation (2.11), on remarque que le terme en fréquence double tend vers zéro lorsque l'amplitude estimée  $\hat{V}_m$  tend vers  $V_m$  et que  $\hat{\theta}$  tend vers  $\theta$ . L'EPLL est donc capable d'éliminer l'erreur de fréquence double observée dans la fréquence et l'angle de phase estimés.

### 2.3. Obtention d'un QSG

Les techniques de synchronisation au réseau de type QSG-PLL reposent sur l'utilisation d'un QSG. Le but du QSG est de fournir en sortie deux signaux en quadrature de phase. Dans les systèmes triphasés, ces deux signaux sont obtenus aisément à l'aide de la transformée de Clarke. Pour les systèmes monophasés par contre, cela est plus difficile car il y a moins d'informations à disposition. De nombreux QSG ont été développés en littérature, ils sont généralement l'élément-clé qui différencie les diverses techniques de synchronisation existantes.

Par convention, si  $\theta$  est l'angle de phase de la tension à l'instant  $t$ , on désigne  $v_\alpha$  et  $v_\beta$  les signaux de sortie du QSG tels que, dans les conditions idéales :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_m \cos(\theta) \\ V_m \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

#### 2.3.1. Transformée de Clarke

La transformée de Clarke permet de représenter un système triphasé  $v_{abc}$  en un système équivalent à deux phases  $v_{\alpha\beta}$  selon la formule suivante :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -0,5 & -0,5 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Les signaux  $v_\alpha$  et  $v_\beta$  sont des signaux sinusoïdaux en quadrature de phase à condition que le système triphasé soit équilibré. La transformée de Clarke est parfois appelée transformée abc/ $\alpha\beta$ . Elle est très souvent utilisée pour l'analyse des systèmes triphasés.

### 2.3.2. QSG à transfert retardé

Pour les systèmes monophasés, une manière assez simple et intuitive de créer un signal orthogonal au signal d'entrée est de stocker dans un buffer FIFO les échantillons du signal d'entrée. La taille du buffer  $N_d$  doit correspondre au nombre d'échantillons sur un quart de période. À titre indicatif, pour une fréquence de réseau  $f$  de 50 Hz et une fréquence d'échantillonnage  $F_s$  égale à  $10^4$  échantillons/s, la taille du buffer doit être de 50 échantillons. En temps discret, à l'instant  $t = nT_s$ , on obtient

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(n) \\ v_\beta(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v(n) \\ v(n - N_d) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

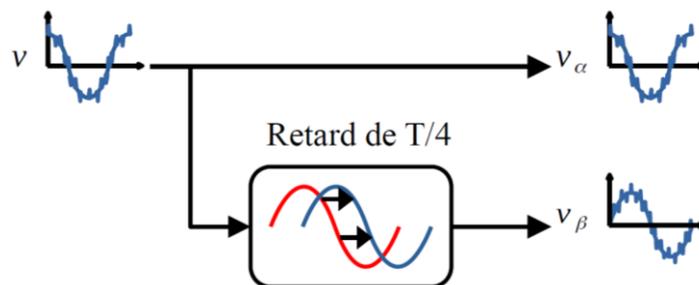


Figure 2-11 : Structure du TD-QSG

Le QSG à transfert retardé (TD-QSG) de base est très facile à implémenter mais possède quelques inconvénients. D'abord, cette technique fournit en sortie des signaux non filtrés. Ensuite, elle ne génère des signaux orthogonaux que si la fréquence du réseau est strictement égale à la fréquence nominale et que le nombre d'échantillons pour un quart de période  $N_d$  soit entier. Malgré cela, le TD-QSG reste une technique assez populaire, car diverses améliorations ont été apportées dans la littérature pour pallier ces problèmes. Par exemple, des filtres numériques peuvent facilement être ajoutés afin de filtrer les signaux de sortie  $v_\alpha$  et  $v_\beta$ . Une topologie en boucle fermée permet d'adapter le retard de transfert à la fréquence du signal d'entrée en calculant l'indice de l'échantillon correspondant à un retard d'un quart de période

(Figure 2-12). Si cet indice  $n$  n'est pas un nombre entier, on procède à une interpolation à l'aide des échantillons dont les indices sont les plus proches.

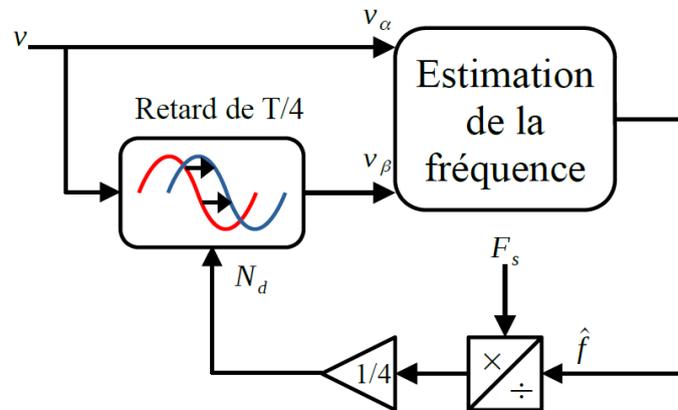


Figure 2-12 : Structure du TD-QSG avec adaptation à la fréquence

### 2.3.3. QSG par dérivation

Une autre méthode relativement simple et intuitive est de dériver numériquement le signal d'entrée. Ainsi, en appliquant la méthode d'Euler au signal d'entrée, le signal en quadrature de phase  $v_\beta$  est obtenue par [41] :

$$v_\beta(n) = \frac{v(n-k) - v(n)}{\omega n T_s} \quad (2.15)$$

Où  $k=1$  pour les opérations conventionnelles de dérivée. La fonction de transfert correspondante est définie dans le domaine de  $Z$  par :

$$H_\beta(z) = \frac{1 - z^{-k}}{\omega T_s} \quad (2.16)$$

Les inconvénients majeurs de cette méthode sont la nécessité de connaître avec précision la fréquence du signal afin d'éviter un déséquilibre entre les deux phases, ainsi que sa grande sensibilité aux harmoniques, notamment ceux d'ordre élevé. Pour remédier à cela, on peut augmenter le nombre  $k$  afin de réduire la sensibilité de la technique aux bruits et aux harmoniques, au détriment de son temps de réponse et de sa précision [42].

Une version améliorée de cette méthode, plus robuste, a été proposée dans la littérature [43]. Elle permet d'obtenir un signal orthogonal plus précis grâce à la formule suivante :

$$v_{\beta}(n) = \frac{-v(n) \cos(k\omega T_s) - v(n-k)}{\sin(k\omega T_s)} \quad (2.17)$$

Comme pour la formule (2.15), plus le paramètre  $k$  est élevé, plus la technique est robuste face aux bruits.

### 2.3.4. QSG par filtre passe-bas de second ordre

Généralement, le déphasage du signal de sortie d'un filtre par rapport au signal d'entrée est considéré comme un inconvénient. La QSG par filtre passe-bas de second ordre (SOLPF) permet d'exploiter cet inconvénient afin de créer un signal orthogonal au signal d'entrée. La fonction de transfert du SOLPF est donnée par :

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.18)$$

Si le filtre a un coefficient d'amortissement  $\zeta = \sqrt{2}$ , et une pulsation propre non amortie  $\omega_n$  égale à la pulsation du signal d'entrée, le filtre produit un signal de sortie d'amplitude  $V_m / \sqrt{2}$  dont le déphasage par rapport au signal d'entrée est égal à  $-\pi/2$ .

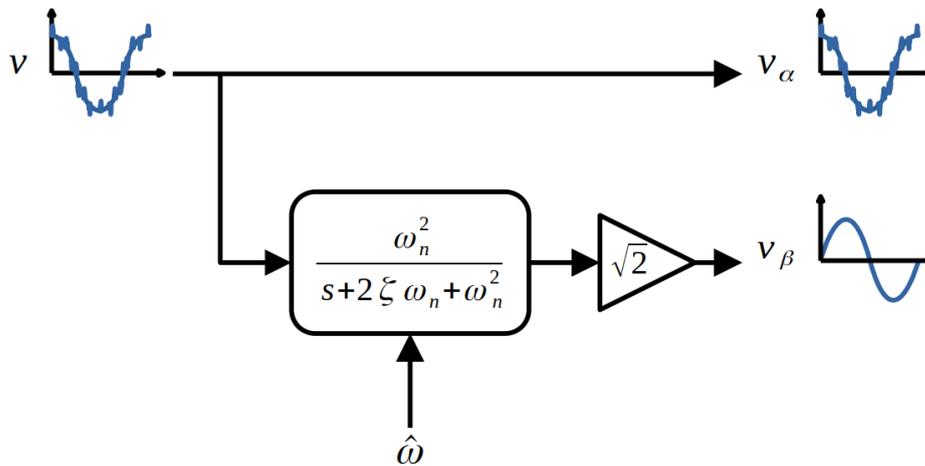


Figure 2-13 : Structure du SOLPF-PLL

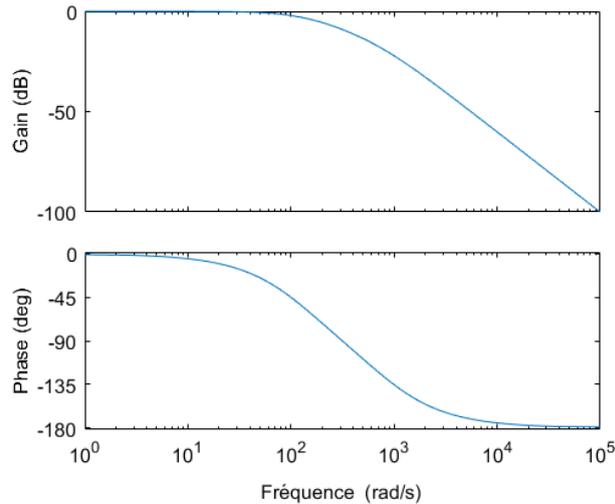


Figure 2-14 : Diagramme de Bode d'un filtre passe-bas de second ordre

Afin d'avoir une parfaite orthogonalité entre les deux signaux lors des variations de fréquence, la pulsation propre du filtre doit continuellement être mis à jour par la fréquence angulaire estimée  $\hat{\omega}$  [44].

### 2.3.5. QSG par filtre passe-tout

Également appelé filtre déphaseur, ce filtre à la particularité de laisser passer toutes les composantes en fréquence sans atténuer leur amplitude, mais avec un certain déphasage.

La fonction de transfert d'un filtre passe-tout (APF) de premier ordre est comme suit :

$$H(s) = \frac{-s + \omega}{s + \omega} \quad (2.19)$$

Le diagramme de Bode de l'APF est illustré par la Figure 2-15. On remarque un déphasage de  $270^\circ$  du signal de sortie à la fréquence nominale. Il est à noter que l'APF ne doit pas nécessairement être de premier ordre mais peut être d'ordre supérieur. Cependant, cela ne semble pas améliorer les performances de la technique de manière significative [32]. La simplicité d'implémentation est le principal avantage de l'APF.

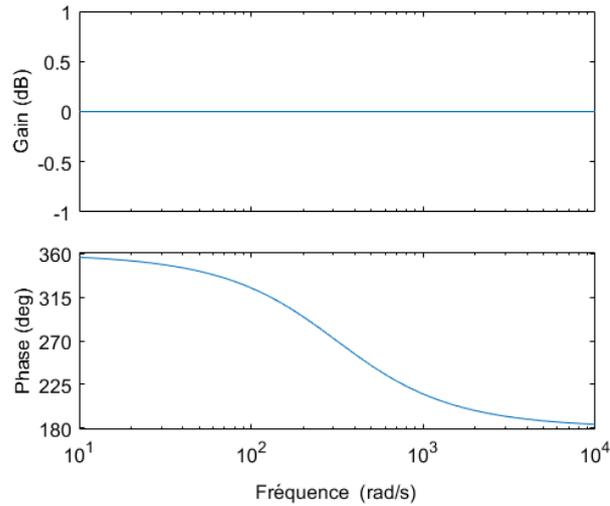


Figure 2-15 : Diagramme de Bode du filtre passe-tout de premier ordre

### 2.3.6. QSG par intégrateur généralisé de second ordre

Le QSG par intégrateur généralisé de second ordre (SOGI-QSG) est une technique très populaire en génie électrique. À la différence des précédentes techniques, le SOGI-QSG fournit en sortie des signaux orthogonaux filtrés. La structure du SOGI-QSG est illustrée par la Figure 2-16. La pulsation estimée peut être obtenue de différentes façons. Les fonctions de transfert reliant  $v_\alpha$  à  $v$ , et  $v_\beta$  à  $v$  sont respectueusement indiquées par les formules suivantes [45] :

$$H_\alpha(s) = \frac{v_\alpha}{v}(s) = \frac{k\hat{\omega}s}{s^2 + k\hat{\omega}s + \hat{\omega}^2} \quad (2.20)$$

$$H_\beta(s) = \frac{v_\beta}{v}(s) = \frac{k\hat{\omega}^2}{s^2 + k\hat{\omega}s + \hat{\omega}^2} \quad (2.21)$$

Où :

- $\hat{\omega}$  représente à la fois la pulsation estimée du signal d'entrée et la pulsation propre du système. Pour que le signal  $v_\alpha$  soit en phase avec le signal d'entrée, doit impérativement être égale à la pulsation du signal d'entrée  $\omega$ .
- $k$  est le gain du système. Il est égal au double du coefficient d'amortissement ( $k=2\zeta$ ).



(Figure 2-18 (b)) [47]. Dans [48], un estimateur de la composante DC est incorporé au SOGI-QSG (Figure 2-18(c)). Ces trois solutions sont utilisées pour retirer la composante continue, respectivement, du signal en quadrature de phase  $v_\beta$ , du signal d'entrée  $v$  ou du signal d'erreur  $e$ . Toutes ces solutions affectent les caractéristiques dynamiques du système global.

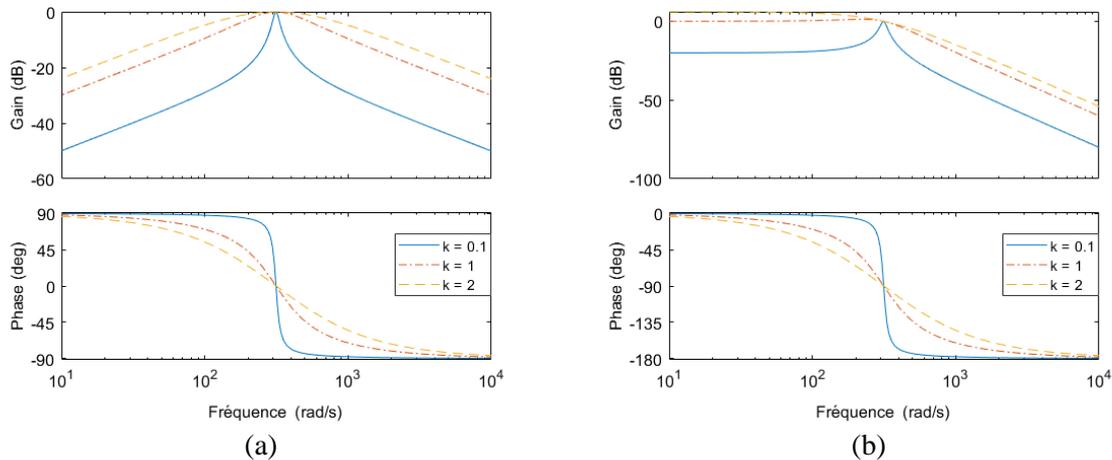


Figure 2-17 : Diagramme de Bode des fonctions de transfert pour différentes valeurs de  $k$   
 (a)  $H_\alpha = v_\alpha/v$  et (b)  $H_\beta = v_\beta/v$

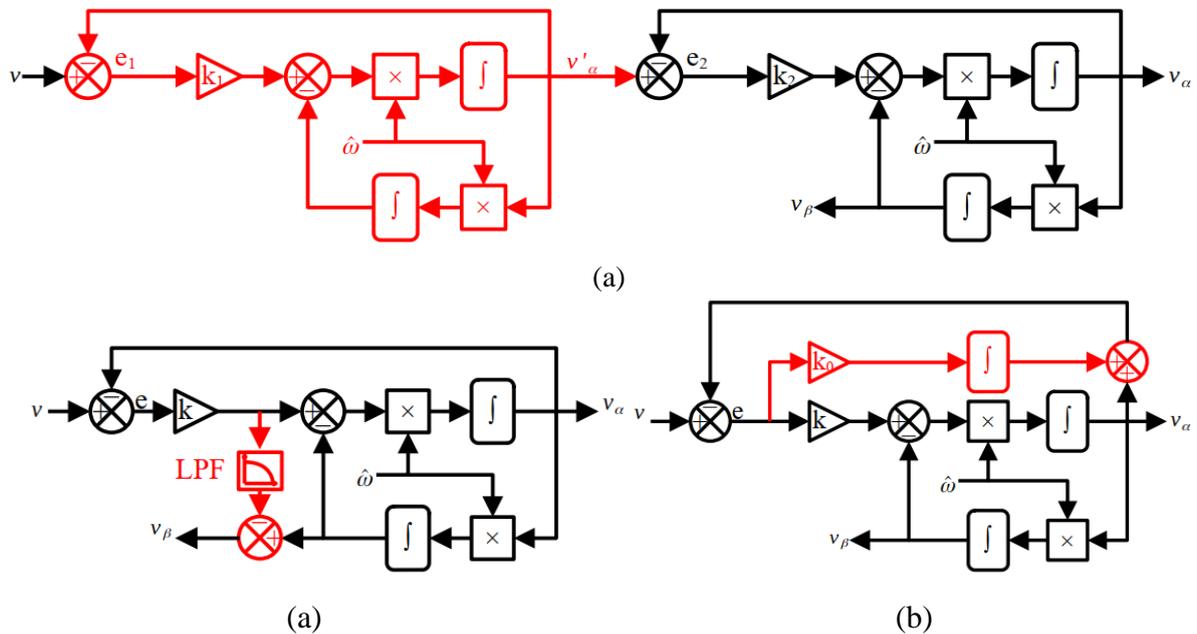


Figure 2-18 : SOGI avec réjection de la composante continue (a) SOGI avec préfiltre, (b) SOGI avec filtre passe-bas et (c) SOGI avec estimateur de composante DC

### 2.3.7. QSG basé sur l'annulation par signal retardé en cascade

L'opérateur d'annulation par signal retardé (DSC) est un filtre à réponse impulsionnelle finie, à élimination sélective d'harmoniques basé sur le transfert retardé. On associe à l'opérateur DSC un facteur de retard  $n$  ( $DSC_n$ ) tel que le retard de transfert de cet opérateur est

égal à  $T/n$ , où  $T$  représente la période de la composante fondamentale du signal d'entrée. Un cas particulier est l'opérateur DSC<sub>4</sub>, car c'est lui qui fournit le signal en quadrature de phase pour les systèmes monophasés.

Généralement, en pratique, un seul opérateur DSC ne suffit pas à éliminer les harmoniques les plus problématiques du réseau. Pour cela, plusieurs filtres DSC, dont chacun élimine une certaine série d'harmoniques, sont associés en cascade. On parle alors de filtre DSC en cascade (CDSC). Dans les systèmes triphasés, les CDSC sont utilisés soit comme préfiltre dans le repère  $\alpha\beta$  (on parle alors de  $\alpha\beta$ CDSC), soit comme filtre de boucle dans le repère  $dq$  ( $dq$ CSDC). Dans les systèmes monophasés par contre, les filtres  $\alpha\beta$ CDSC jouent également le rôle de QSG.

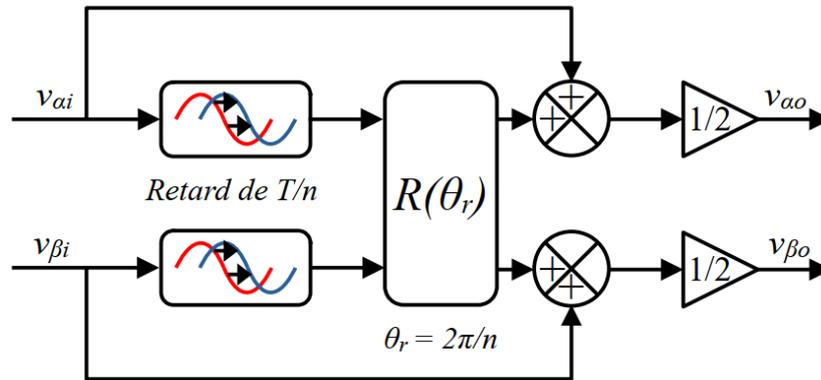


Figure 2-19 : Structure d'un opérateur  $\alpha\beta$ DSC<sub>n</sub>

La Figure 2-19 montre la structure d'un opérateur  $\alpha\beta$ DSC pour un facteur de retard  $n$ .  $R(\theta_r)$  est une matrice de rotation définie par [49] :

$$R(\theta_r) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Où  $\theta_r = 2\pi/n$ . Il est à noter que les éléments de la matrice de rotation  $R(\theta_r)$  sont des constantes.

Le premier opérateur à un facteur de retard égale à 2. Sa matrice de rotation  $R(\pi)$  contient  $-I$  sur sa diagonale et zéro ailleurs. Cela veut dire que le signal d'entrée sur l'axe  $\beta$  n'est pas requis et que l'opérateur fournit zéro en sortie sur cet axe. Le second opérateur à un facteur de retard égale à 4, et les éléments de la diagonale de sa matrice de rotation  $R(\pi/2)$  sont nuls. Ces spécificités doivent être prises en compte afin de faciliter l'implémentation du filtre/QSG.

L'opérateur  $\alpha\beta DSC$  est défini dans le domaine de Laplace par [49] :

$$\alpha\beta DSC_n(s) = \frac{1}{2} \left[ 1 + e^{\frac{j2\pi}{n}} + e^{-\frac{T}{n}s} \right] \quad (2.23)$$

Cela donne la réponse en fréquence donnée par la formule suivante :

$$\alpha\beta DSC_n = \left| \cos\left(\frac{T\omega - 2\pi}{2n}\right) \right| \angle -\left(\frac{T\omega - 2\pi}{2n}\right) \quad (2.24)$$

La Figure 2-20 montre la réponse en fréquence d'un opérateur  $\alpha\beta DSC$  pour différentes valeurs de  $n$ . On remarque qu'aucun opérateur n'atténue la composante fondamentale du signal d'entrée, et que chaque opérateur rejette une séquence spécifique d'harmoniques. Un opérateur seul n'est pas suffisant pour faire face aux perturbations du réseau, notamment les harmoniques impaires d'ordre bas. Il est donc nécessaire de combiner des opérateurs de différents facteurs de retard afin de rejeter la plus importante partie de la composante spectrale du signal d'entrée, tout en préservant le fondamental.

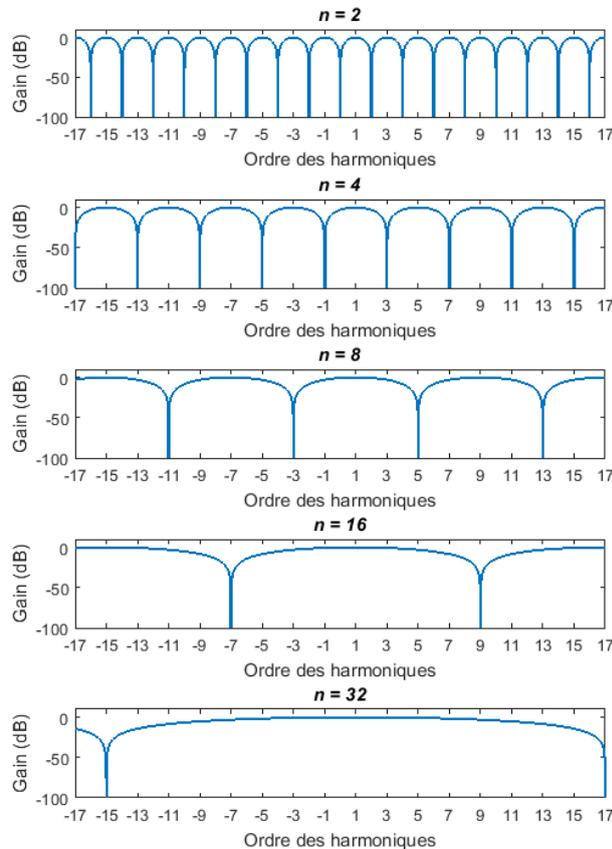


Figure 2-20 : Réponse en fréquence d'un opérateur  $\alpha\beta DSC$  pour différentes valeurs de  $n$

La Figure 2-21 montre le diagramme de Bode d'un CDSC avec des facteurs de retard de 2, 4, 8, 16 et 32 illustré par la Figure 2-22. On remarque que le CDSC n'affecte pas la composante fondamentale du signal, que ce soit en termes de gain ou de phase.

Le CDSC se démarque des autres filtres/QSG par une atténuation des harmoniques remarquables et une réponse dynamique satisfaisante. Les principaux inconvénients du CDSC par rapport au SOGI sont un manque de flexibilité et une complexité accrue. Il est à noter que la méthode telle que présentée dans la Figure 2-22 n'atténue correctement les harmoniques uniquement quand la fréquence du signal d'entrée est égale à sa fréquence nominale. Pour que cette méthode soit adaptative à la fréquence, on doit continuellement mettre à jour la période estimée du signal d'entrée et procéder à une interpolation pour chaque opérateur DSC, ce qui augmente sa complexité.

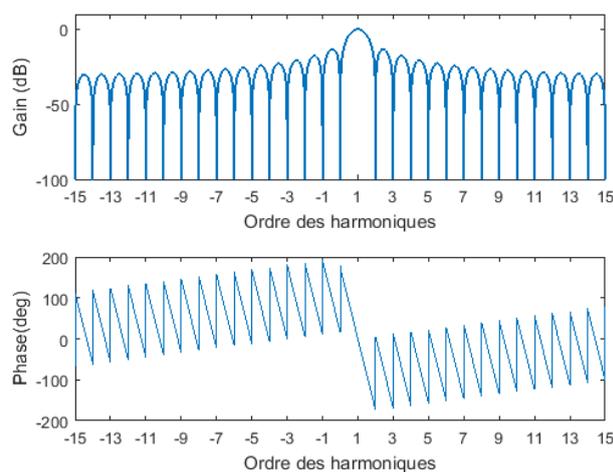


Figure 2-21 : Réponse en fréquence d'un filtre/QSG CDSC

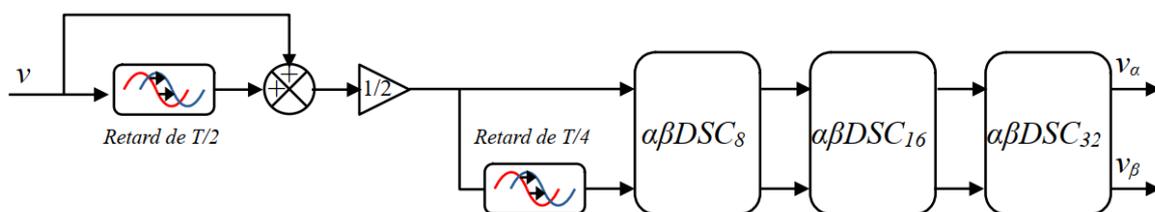


Figure 2-22 : Structure du filtre/QSG CDSC pour les systèmes monophasés

## 2.4. Synchronisation par boucles à verrouillage de fréquence

Les techniques utilisant les boucles à verrouillage de fréquence (FLL) sont plus récentes que celles basées sur la PLL. Elles ont gagné en popularité grâce à leur réponse dynamique rapide et à leur facilité d'implémentation. Cette technique repose dans sa version de base sur un SOGI-QSG adaptatif à la fréquence (Figure 2-16) ou une de ses variantes (Figure 2-18) [50].

L'amplitude et l'angle de phase estimés sont aisément obtenus par :

$$\begin{cases} \hat{V}_m = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \\ \hat{\theta} = \tan^{-1}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) \end{cases} \quad (2.25)$$

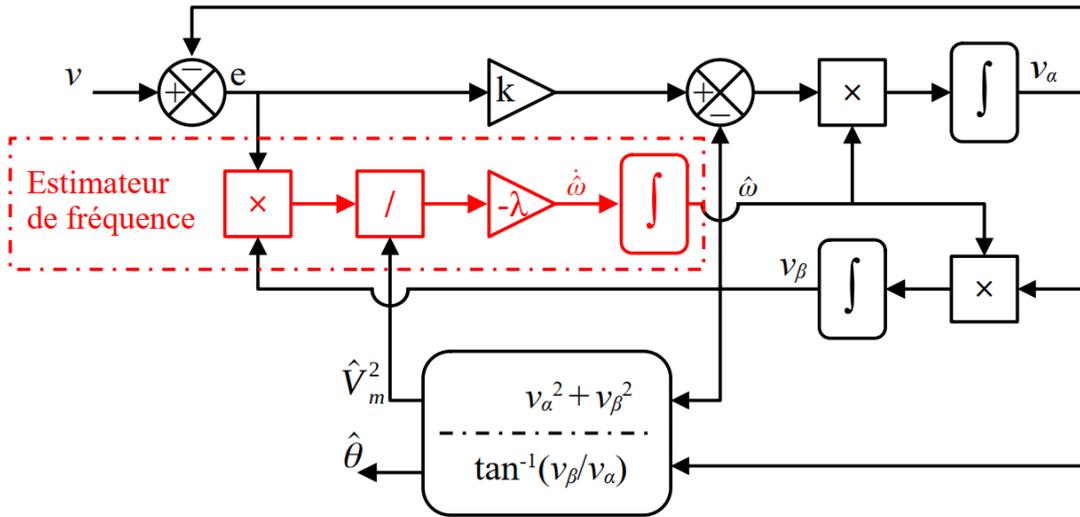


Figure 2-23 : Structure de la SOGI-FLL

La fréquence du signal d'entrée quant à elle, est généralement estimée au moyen de la descente de gradient [51], [52]. En définissant la fonction coût selon l'équation suivante :

$$J = \frac{1}{2} e^2 = \frac{1}{2} (v - v_\alpha)^2 = \frac{1}{2} (V_m \cos(\theta) - V_m \cos(\hat{\theta}))^2 \quad (2.26)$$

On applique la descente de gradient à la fréquence estimée, afin que celle-ci tende vers la fréquence du signal d'entrée. L'équation différentielle qui définit l'estimateur de fréquence est exprimé par :

$$\dot{\hat{\omega}} = -\lambda \frac{\delta J}{\delta \hat{\omega}} = -\lambda \frac{\delta J}{\delta e} \frac{\delta e}{\delta \hat{\theta}} \frac{\delta \hat{\theta}}{\delta \hat{\omega}} = -\lambda e v_\beta t \quad (2.27)$$

$\dot{\hat{\omega}}$  est la dérivée de la fréquence estimée et  $\lambda$  est un paramètre qui détermine la rapidité de la convergence. On remarque dans l'équation (2.27) que l'estimateur de fréquence est en fonction du temps  $t$ , ce qui le rend instable. Afin de pallier ce problème, cette variable peut être tout simplement retirée donnant ainsi la formule suivante [52] :

$$\dot{\hat{\omega}} = -\lambda e v_\beta \quad (2.28)$$

La réponse dynamique de l'estimateur de fréquence est dépendante du carré de l'amplitude du signal d'entrée. Afin de le rendre indépendant, une étape de normalisation est rajoutée à l'estimateur, donnant ainsi la structure illustrée par la Figure 2-23

## 2.5. Étude comparative

L'EPLL, la SOGI-PLL et la SOGI-FLL sont des techniques reconnues pour leurs performances et leur simplicité d'implémentation. Afin de comparer la robustesse et la réponse dynamique de ces trois techniques, une simulation numérique est effectuée selon trois tests différents. Dans le premier test, la tension du réseau subit un saut de fréquence de 50 Hz à 52 Hz. Dans le second test, la tension du réseau est polluée par des harmoniques d'ordres impairs. Dans le troisième test, la tension présente subitement une composante continue égale à 1 % de sa valeur nominale. Les paramètres de l'EPLL, de la SOGI-PLL et de la SOGI-FLL ont été choisis respectivement selon les directives de [31], [53] et [52]. Ils sont répertoriés dans le Tableau 1.

*Tableau 1 : Paramétrage des techniques de synchronisation*

Technique	Paramètre	Valeur
EPLL	$k_1$	444
	$k_2$	50000
	$k_3$	444
SOGI-PLL	$k$	2,1
	$k_p$	137,5
	$k_i$	7878
SOGI-FLL	$k$	1,414
	$\lambda$	49348

Les résultats de la simulation sont illustrés par les Figures Figure 2-24, Figure 2-25 et Figure 2-26. On peut en déduire les conclusions suivantes :

- La SOGI-PLL est la technique la plus robuste face aux perturbations harmoniques, en particulier pour ce qui concerne l'estimation de l'angle de phase. Elle est aussi la technique la plus lente.
- L'EPLL montre un comportement dynamique similaire à la SOGI-FLL, mais avec

des performances légèrement inférieures.

- Les trois techniques ne tolèrent pas la présence d'une composante continue dans le signal d'entrée. Pour pallier ce problème, on peut avoir recours à une des solutions décrites en section 2.3.6

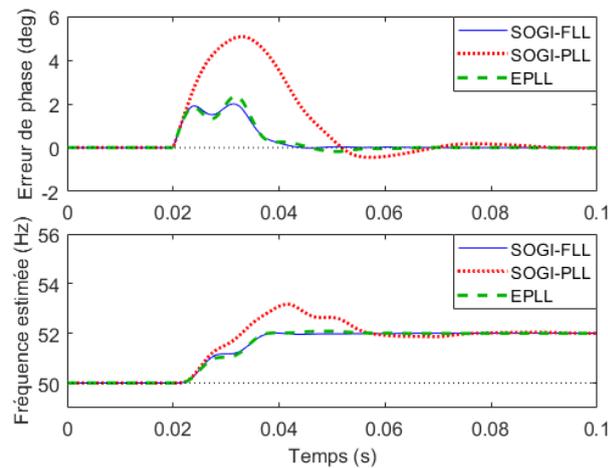


Figure 2-24 : Résultats de simulation pour un saut de fréquence (+2 Hz)

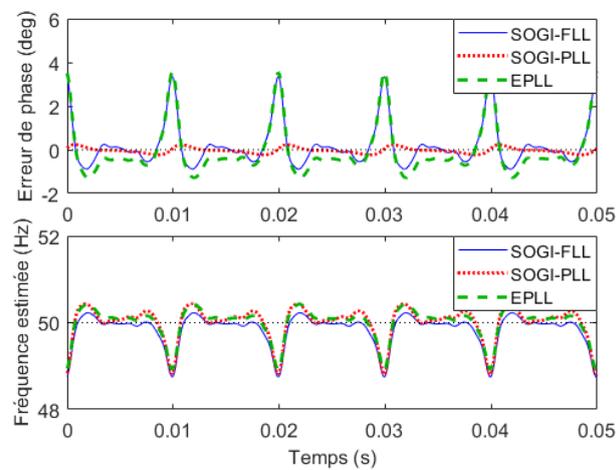


Figure 2-25 : Résultats de simulation pour un signal pollué (THD = 11%)

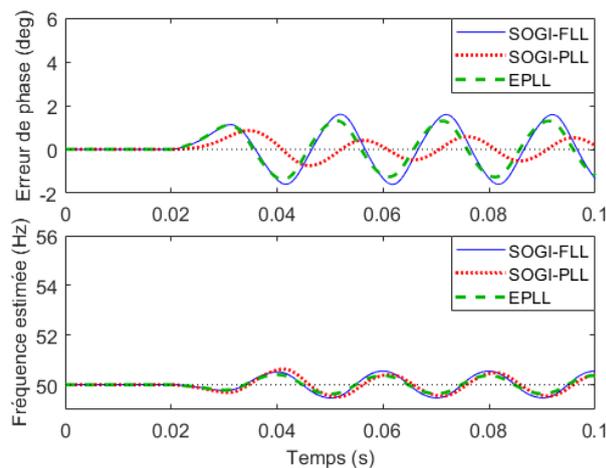


Figure 2-26 : Résultats de simulation pour l'ajout d'une composante continue (+0.01p.u.)

## 2.6. Conclusion

Les techniques de synchronisation permettent d'estimer les paramètres du réseau tels que l'amplitude, la fréquence et l'angle de phase de la tension. Pour diverses raisons, la tension du réseau peut être sujette à des perturbations telles que des sauts de fréquence ou des distorsions dues aux harmoniques. Estimer les paramètres du réseau dans ces conditions n'est pas une tâche aisée.

Le développement de techniques de synchronisation à la fois rapide et robuste a suscité beaucoup d'intérêts ces dernières années. Les techniques basées sur la boucle à verrouillage de phase et la boucle à verrouillage de fréquence font partie des catégories les plus populaires. Pour les systèmes monophasés, une grande partie de ces techniques requiert l'utilisation d'un générateur de signaux en quadrature de phase. Parmi tous ces générateurs, le SOGI-QSG se démarque par sa simplicité d'implémentation, sa flexibilité et capacité à fournir des signaux de sortie filtrés.

Dans ce chapitre, une étude comparative sur trois des techniques de synchronisation les plus populaires a été effectuée. Elle montre que la SOGI-PLL est la technique la plus robuste pour estimer l'angle de phase du réseau, mais elle est aussi la plus lente. L'EPLL montre un comportement similaire à celui de la SOGI-FLL, mais avec des performances légèrement inférieures. On peut en déduire que la SOGI-FLL est recommandée pour sa réponse dynamique rapide, à condition que la tension du réseau ne soit pas soumise à de trop fortes perturbations harmoniques. La SOGI-PLL est quant à elle, adaptée aux réseaux faibles et sujets à de nombreuses perturbations.

# Chapitre 3

## Aperçu des techniques de synchronisation en boucle ouverte

### 3.1. Introduction

Les techniques de synchronisation en boucle ouverte ont été les premières à apparaître dans la littérature, notamment avec la technique basée sur le détecteur de passage à zéro (DPZ). Malheureusement, avec les faibles performances que présentaient les DPZ pour les réseaux faibles avec d'importants problèmes de qualité d'énergie, ces techniques ont été de plus en plus délaissées au profit de celles en boucle fermée. Cependant, ces récentes années, de nouvelles techniques de synchronisation en boucle ouverte ont vu le jour, dont les performances viennent concurrencer celles en boucle fermée.

### 3.2. Synchronisation par détecteur de passage à zéro

Une méthode simple pour estimer la fréquence et l'angle de phase du réseau est de détecter les instants où la valeur instantanée de la tension passe par zéro, puis d'évaluer la durée entre deux instants afin d'en déterminer la fréquence. L'angle de phase est obtenu en intégrant la fréquence par rapport au temps. Concrètement, le DPZ peut se faire à l'aide d'un circuit électronique, tel qu'un redresseur mono-alternance accompagné d'un comparateur de tension, qui envoie un signal carré de rapport cyclique égal à 50% vers un microcontrôleur. Les fronts montants et descendants de ce signal génèrent des interruptions du microcontrôleur, qui permettent de mesurer la demi-période du signal et ainsi de calculer sa fréquence [54]. Le DPZ peut également être obtenu de manière numérique, en observant le changement de signe des

échantillons du signal d'entrée [55].

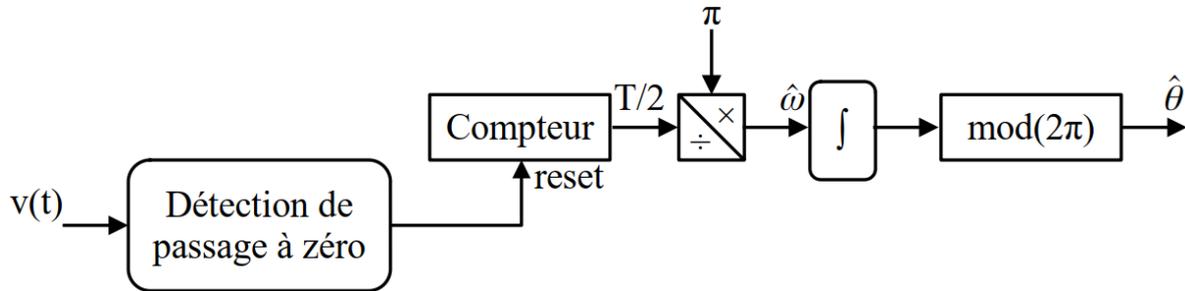


Figure 3-1 : Estimation de la fréquence et de l'angle de phase par DPZ

Cette méthode présente plusieurs inconvénients. D'abord, la surveillance de l'angle de phase ne peut se faire qu'aux passages à zéro, c'est-à-dire à chaque demi-période du réseau, rendant la vitesse de la réponse dynamique limitée. Ensuite, lorsque le DPZ est obtenue de manière numérique, cette méthode requiert une fréquence d'échantillonnage élevée afin de minimiser l'erreur d'estimation de la fréquence, puisque le passage à zéro peut avoir lieu entre deux échantillons. Mais le plus gros inconvénient est que cette technique n'est pas robuste face aux phénomènes de qualité d'énergie. Par exemple, de multiples passages à zéro peuvent être détectés lorsque le signal d'entrée est pollué par des harmoniques ou par des encoches, donnant des résultats erronés. Cette méthode nécessite donc l'utilisation d'un filtre afin d'extraire le fondamental de la tension du réseau. Le problème est que plus un filtre est sélectif, c'est-à-dire qu'il est capable de rejeter les perturbations du signal d'entrée, plus il affecte les performances dynamiques de la technique.

### 3.3. Techniques modernes de synchronisation en boucle ouverte

Avec l'intégration continuellement croissante de convertisseurs de puissance dans le réseau électrique, des règles de conduites de plus en plus exigeantes ont été imposées aux systèmes de générations décentralisées. Bien que populaires et performantes, les techniques en BF telles que la PLL et la FLL ont un comportement dynamique qui est limité par leur conditions de stabilité. Au contraire, les techniques en BO sont inconditionnellement stables. Pour cela, de nouvelles techniques de synchronisation en BO ont été développées, dont les performances viennent concurrencer celles en boucle fermée.

#### 3.3.1. Estimation de l'amplitude et de l'angle de phase

La plupart des techniques en BO moderne repose sur l'utilisation d'un filtre et d'un générateur de signaux en quadrature (QSG). Le filtre sert à extraire la composante fondamentale

du signal d'entrée tandis que le QSG fournit en sortie deux signaux : un signal en phase avec le signal d'entrée et un signal, de même amplitude, en quadrature de phase. Ces deux signaux sont représentés dans le repère  $\alpha\beta$ . Ainsi, pour un signal d'entrée

$$v(t) = V_m \cos(\theta) \quad (3.1)$$

on a :

$$\begin{cases} v_\alpha(t) = V_m \cos(\theta) \\ v_\beta(t) = V_m \sin(\theta) \end{cases} \quad (3.2)$$

À l'aide de ces deux signaux, l'amplitude  $V_m$  et l'angle de phase  $\theta$  peuvent être aisément obtenus par :

$$V_m = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad (3.3)$$

$$\theta(t) = \tan^{-1} \left( \frac{v_\beta(t)}{v_\alpha(t)} \right) \quad (3.4)$$

On remarque que l'amplitude et l'angle de phase sont obtenus de la même manière que pour la FLL. Cependant, en BO le filtre et le QSG ne sont pas adaptatif à la fréquence. Cela cause un déphasage entre le signal d'entrée du filtre et le signal de sortie lorsque la fréquence du signal d'entrée dévie de sa valeur nominale. Pour remédier à ce problème, il faut calculer ce déphasage à l'aide de la fréquence estimée puis de le soustraire à l'angle de phase estimée.

### 3.3.2. Estimation de la fréquence

Si la plupart des techniques de synchronisation en BO utilise les équations (3.3) et (3.4) afin d'estimer l'amplitude et l'angle de phase du signal d'entrée, il existe en revanche de nombreuses méthodes pour en estimer la fréquence.

#### 3.3.2.1 Méthode standard

La méthode la plus intuitive pour l'estimation de la fréquence du réseau est de dériver l'angle de phase  $\theta$  décrit par l'équation (3.4) [38].

$$\hat{\omega} = \frac{d\hat{\theta}}{dt} = \frac{\hat{v}_\beta(t)\hat{v}_\alpha(t) - \hat{v}_\alpha(t)\hat{v}_\beta(t)}{\hat{v}_\alpha^2(t) + \hat{v}_\beta^2(t)} \quad (3.5)$$

En temps discret, cela donne l'équation aux différences suivantes :

$$\hat{\omega}_{std} = \frac{1}{T_s} \left( \frac{\hat{v}_\alpha(n-1)\hat{v}_\beta(n) - \hat{v}_\beta(n-1)\hat{v}_\alpha(n)}{\hat{v}_\alpha^2(n) + \hat{v}_\beta^2(n)} \right) \quad (3.6)$$

Où  $T_s$  est la période d'échantillonnage. Cette méthode présente une erreur permanente qui augmente lorsque la fréquence d'échantillonnage baisse [56]. Afin de corriger cette erreur, une version améliorée, introduisant la fonction sinus inverse, a été développée [57].

$$\hat{\omega}_{std} = \frac{1}{T_s} \sin^{-1} \left( \frac{\hat{v}_\alpha(n-1)\hat{v}_\beta(n) - \hat{v}_\beta(n-1)\hat{v}_\alpha(n)}{\hat{v}_\alpha^2(n) + \hat{v}_\beta^2(n)} \right) \quad (3.7)$$

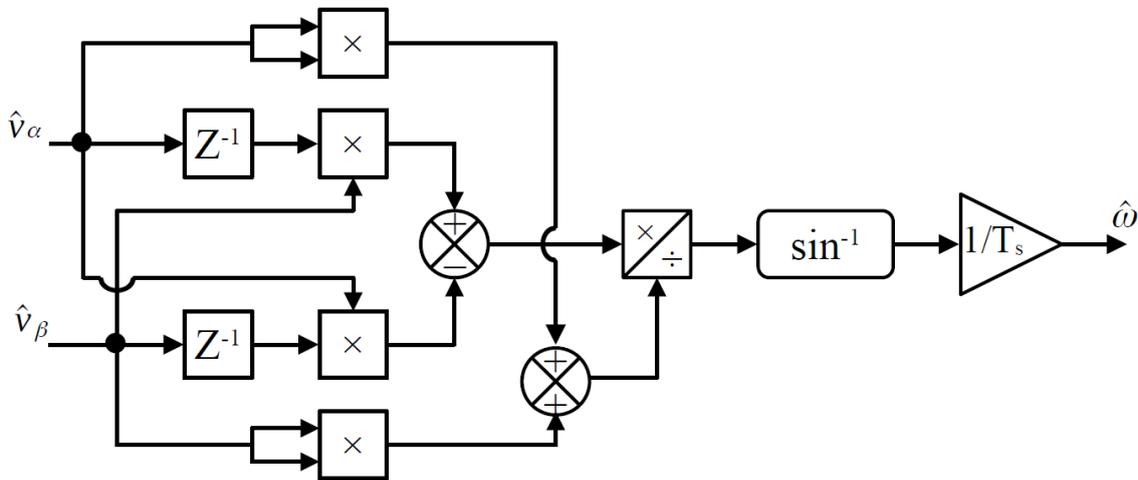


Figure 3-2 : Méthode standard améliorée (ESTD)

### 3.3.2.2 Méthodes des échantillons consécutifs

Parfois appelées méthodes des échantillons équidistants, ces méthodes requièrent 2, 3 ou 4 échantillons du signal d'entrée pour estimer la fréquence et sont notés respectivement 2CS, 3CS et 4CS (CS pour *consecutive samples*).

La méthode 2CS nécessite un QSG pour estimer la fréquence par la formule suivante :

$$\hat{\omega}_{2cs} = \frac{1}{T_s} \cos^{-1} \left( \frac{\hat{v}_\alpha(n)\hat{v}_\alpha(n-1) + \hat{v}_\beta(n)\hat{v}_\beta(n-1)}{\hat{v}_\alpha^2(n) + \hat{v}_\beta^2(n)} \right) \quad (3.8)$$

L'inconvénient de recourir à un QSG est que la fréquence estimée présente une erreur lorsque  $v_\alpha$  et  $v_\beta$  ne sont pas parfaitement orthogonaux, par exemple lors d'un déséquilibre du système triphasé, ou lorsqu'on utilise un QSG sensible aux variations de fréquence.

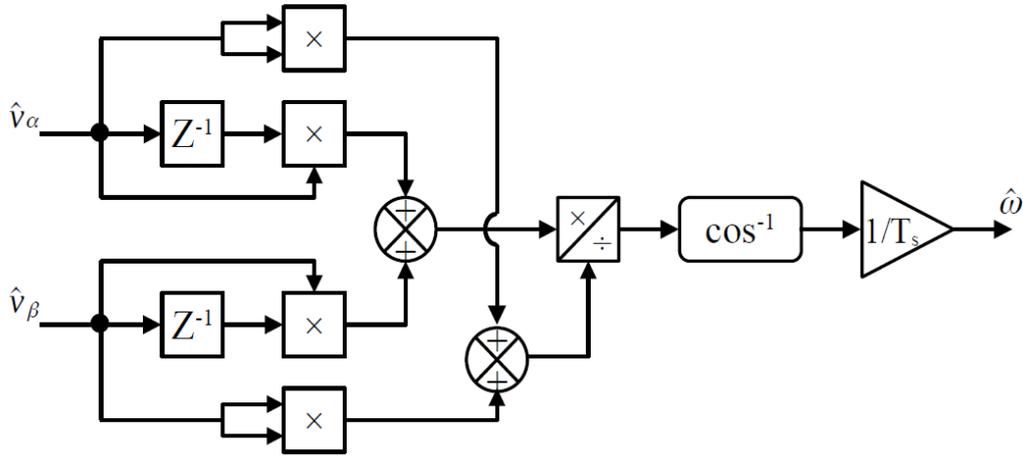


Figure 3-3 : Méthode à 2 échantillons consécutifs (2CS)

La version standard des méthodes 3CS [58] et 4CS [59], quant à eux, ne nécessite pas de QSG. La fréquence est respectivement obtenue par les relations suivantes :

$$\hat{\omega}_{3CS} = \frac{1}{T_s} \cos^{-1} \left( \frac{v(n) + v(n-2)}{2v(n-1)} \right) \quad (3.9)$$

$$\hat{\omega}_{4CS} = \frac{1}{T_s} \cos^{-1} \left( \frac{(v(n) - v(n-1)) + (v(n-2) - v(n-3))}{2(v(n-1) - v(n-2))} \right) \quad (3.10)$$

Les méthodes 3CS et 4CS ont un inconvénient majeur : elles sont mal conditionnées lorsque le dénominateur est égal ou très proche de zéro. Pour éviter cela, il est préférable de se baser sur deux signaux de phases différentes tels que ceux obtenus par un QSG. Cela conduit aux méthodes 3CS améliorée (*Enhanced 3CS* ou E3CS) et 4CS améliorée (E4CS), décrites par les équations suivantes :

$$\hat{\omega}_{E3CS} = \frac{1}{T_s} \cos^{-1} \left( \frac{\hat{v}_\alpha(n-1)[\hat{v}_\alpha(n) + \hat{v}_\alpha(n-2)] + \hat{v}_\beta(n-1)[\hat{v}_\beta(n) + \hat{v}_\beta(n-2)]}{2(\hat{v}_\alpha^2(n-1) + \hat{v}_\beta^2(n-1))} \right) \quad (3.11)$$

$$\hat{\omega}_{E4CS} = \frac{1}{T_s} \cos^{-1} \left( \frac{(M_{1\alpha} + M_{1\beta}) - (M_{2\alpha} + M_{2\beta})}{2(M_{2\alpha} + M_{2\beta})} \right) \quad (3.12)$$

Avec :

$$\begin{cases} M_{1x} = v_x(n)v_x(n-1) - v_x(n-1)v_x(n-3) \\ M_{2x} = v_x^2(n-1) - v_x(n-1)v_x(n-2) \end{cases} \quad (3.13)$$

Où  $x$  désigne  $\alpha$  ou  $\beta$ .

La méthode 4CS et sa version améliorée sont les seules méthodes à être insensible à la présence d'une composante continue dans le signal d'entrée.

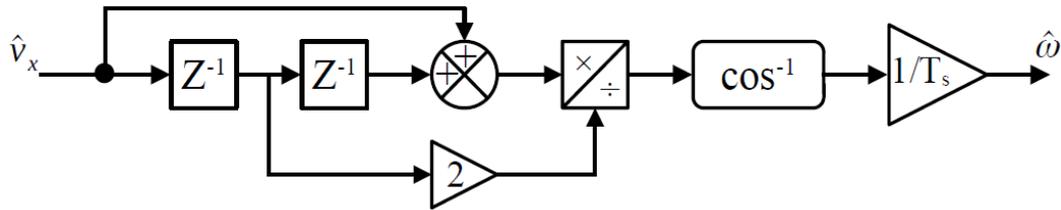


Figure 3-4 : Méthode à 3 échantillons consécutifs (3CS)

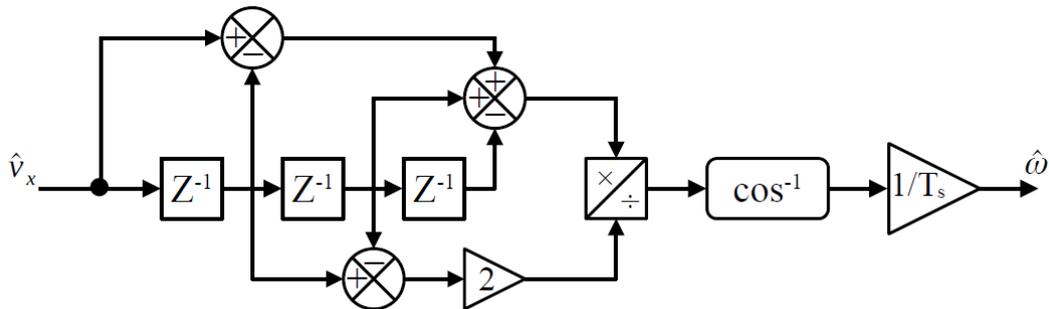


Figure 3-5 : Méthode à 4 échantillons consécutifs (4CS)

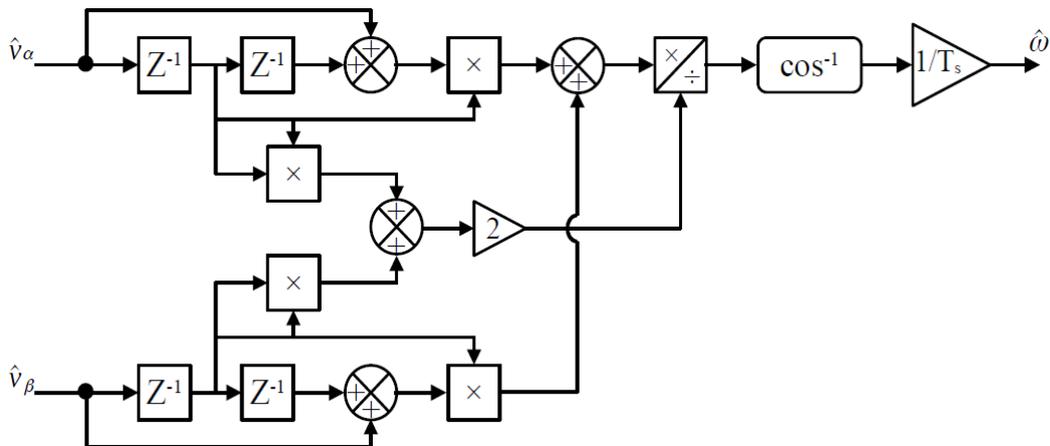


Figure 3-6 : Méthode à 3 échantillons consécutifs améliorée (E3CS)

### 3.3.2.3 Opérateur d'énergie de Teager (TEO)

Le TEO fut décrit pour la première fois dans [60]. Il permet d'obtenir en temps réel la valeur de l'amplitude et de la fréquence d'un signal sinusoïdal à l'aide de trois échantillons et ce, sans recourir à un QSG et sans causer de mauvais conditionnement.

L'opérateur d'énergie  $\Psi$  appliqué à un signal quelconque  $x(t)$  est donné par l'expression suivante [61] :

$$\psi[x(t)] = \dot{x}(t) - x(t)\ddot{x}(t) \quad (3.14)$$

Appliqué au signal  $v(t)$  décrit par l'équation (3.1), cela donne :

$$\psi[v(t)] = V_m^2 \omega^2 \quad (3.15)$$

De plus, si on applique l'équation (3.14) à la dérivée de  $v(t)$ , on obtient

$$\psi[\dot{v}(t)] = V_m^2 \omega^4 \quad (3.16)$$

En combinant (3.15) avec (3.16), on obtient l'amplitude  $V_m$  et la fréquence  $\omega$  par les formules suivantes :

$$\begin{cases} V_m = \frac{\psi[v(t)]}{\sqrt{\psi[\dot{v}(t)]}} \\ \omega = \sqrt{\frac{\psi[\dot{v}(t)]}{\psi[v(t)]}} \end{cases} \quad (3.17)$$

En temps discret, l'équation (3.14) devient :

$$\psi[x(n)] = \frac{(x^2(n) - x(n+1)x(n-1))}{T_s^2} \quad (3.18)$$

L'amplitude et la fréquence estimées s'obtiennent alors par les relations suivantes :

$$\begin{cases} \hat{V}_m = \frac{2\psi[v(n)]}{\sqrt{\psi[v(n+1) - v(n-1)]}} \\ \hat{\omega} = \sqrt{\frac{\psi[v(n+1) - v(n-1)]}{4\psi[v(n)]}} \end{cases} \quad (3.19)$$

L'inconvénient majeur du TEO est sa grande sensibilité aux bruits. En effet, l'utilisation de la dérivée amplifie les bruits du signal d'entrée et corrompt grandement l'estimation de la fréquence. Pour cela, certains travaux associent cette méthode avec un filtre hautement sélectif, tel que le filtre basé sur la Transformée de Fourier Discrète Récursive (RDFT) et la RDFT inverse (IRDFT) [62] - [65]. En pratique l'utilisation d'un filtre RDFT-IRDFT n'est pas une tâche facile à cause des erreurs d'arrondi ainsi que des problèmes d'instabilité, en particulier pour sa version adaptative à la fréquence [32], [66]-[68].

### 3.3.2.4 Ajustement de la résistance d'une méthode face aux bruits

Il est à noter que la durée entre deux échantillons n'est pas forcément égale à une période d'échantillonnage mais peut en être un multiple afin d'avoir une meilleure immunité face aux

bruits. A titre indicatif, en posant  $N$  comme la distance entre deux échantillons (de sorte à avoir une durée entre deux échantillons consécutifs égale à  $NT_s$ ), l'équation (3.9) peut se généraliser à la formule suivante :

$$\hat{\omega}_{3CS} = \frac{1}{NT_s} \cos^{-1} \left( \frac{v(n) + v(n-2N)}{2v(n-N)} \right) \quad (3.20)$$

L'augmentation de  $N$  apporte à la méthode une meilleure résistance aux bruits, au détriment de sa réponse dynamique. Le choix de  $N$  résulte donc d'un compromis entre la vitesse et la robustesse de la méthode utilisée.

### 3.4. Comparaison des différentes méthodes d'estimation de la fréquence

Les méthodes moderne d'estimation de la fréquence mentionnées plus haut peuvent être séparées en deux groupes : celles qui ne nécessitent pas de QSG (3CS, 4CS et TEO) et celles qui en nécessitent (ESTD, 2CS, E3CS et E4CS). Afin de comparer les performances de ces méthodes, une série de trois tests est appliquée en simulation sur chaque groupe. Pour les trois tests, la tension du réseau est représentée par un signal sinusoïdal unitaire auquel un saut de fréquence de 50 Hz à 52 Hz intervient à 0.3 s. Pour le premier test, le signal d'entrée ne subit aucune distorsion. Pour le deuxième test le signal d'entrée est pollué par un très léger bruit de mesure, de sorte à atteindre un rapport signal sur bruit égale à 57 dB. Pour le troisième test, on ajoute au signal d'entrée une harmonique de troisième ordre et d'amplitude égale à 0,5 % de la valeur nominale. La fréquence d'échantillonnage  $F_s$  est égale à 10 kHz. Le QSG utilisé se base sur la méthode du transfert retardé (TD-QSG), non-adaptatif à la fréquence, afin de n'apporter aucun filtrage. Les tests sont effectués pour une distance entre les échantillons successifs  $N$  égale à 10 puis à 30.

La Figure 3-7 montre les résultats de simulation pour les méthodes 3CS, 4CS et TEO pour le test 1. On observe que la TEO se démarque des autres méthodes par l'absence de pics dus au mauvais conditionnement.

La Figure 3-8 montre les résultats de simulation pour les méthodes ESTD, 2CS, E3CS et E4CS pour le test 1. On remarque que les méthodes ESTD et 2CS présentent une erreur ondulatoire après le saut de fréquence. Cela est dû à la non-orthogonalité entre  $v_\alpha$  et  $v_\beta$  car le TD-QSG utilisé n'est pas adaptatif à la fréquence. Les résultats de la E3CS et la E4CS en régime

permanent sont quasi-identiques, mais la E4CS présente des perturbations plus importantes en régime transitoire. Ces deux méthodes sont insensibles à la non-orthogonalité entre  $v_\alpha$  et  $v_\beta$ .

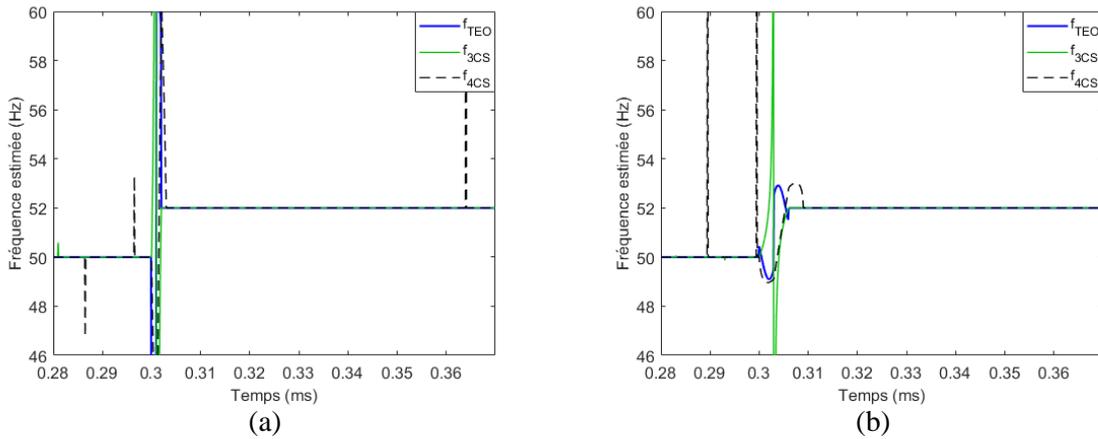


Figure 3-7 : Fréquence estimée par les méthodes sans QSG pour le test 1.  
(a)  $N = 10$ . (b)  $N=30$

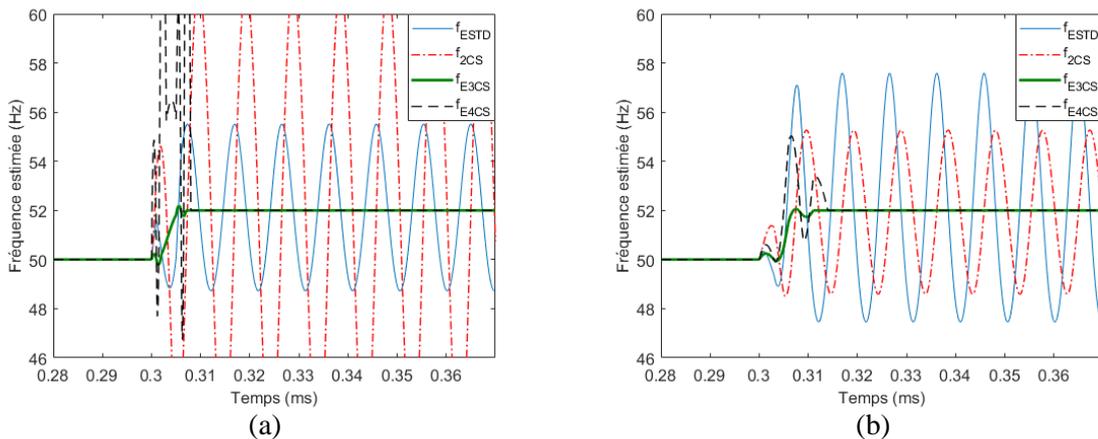


Figure 3-8 : Fréquence estimée par les méthodes avec QSG pour le test 1.  
(a)  $N = 10$ . (b)  $N=30$

Les résultats du test 2 montrent que l'augmentation de la distance entre les échantillons accroît fortement la robustesse des techniques d'estimation de la fréquence face aux bruits. Pour les techniques qui ne nécessitent pas de QSG, la TEO est largement moins robuste que les autres techniques (Figure 3-9). Pour celles qui nécessitent un QSG, les résultats montrent que la E4CS est la plus sensible aux perturbations du signal d'entrée, et que la E3CS est la plus robuste (Figure 3-10).

Les résultats du test 3 (Figures Figure 3-11Figure 3-12) montrent que la TEO exige que le signal d'entrée soit fortement filtré pour réduire convenablement les distorsions de la fréquence estimée. Parmi toutes ces techniques, l'E3CS est la plus robuste face aux

harmoniques d'ordres bas.

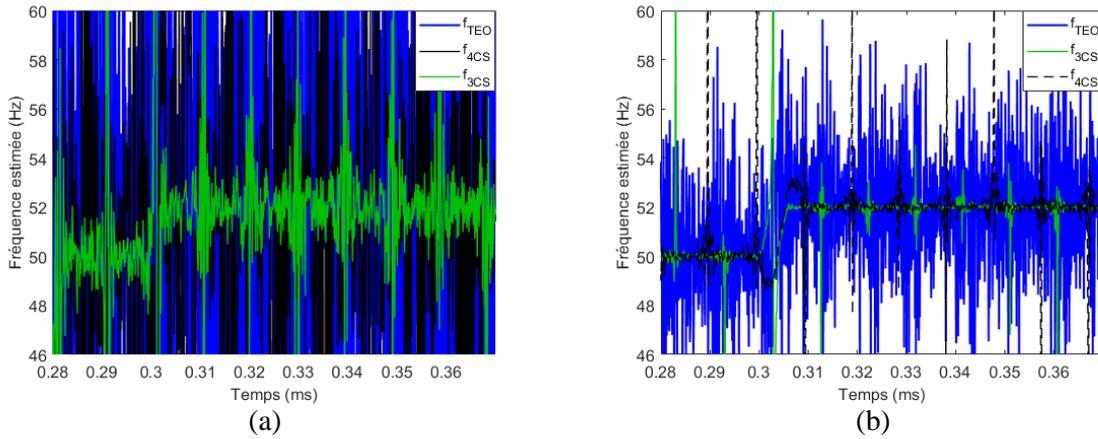


Figure 3-9 : Fréquence estimée par les méthodes sans QSG pour le test 2.  
(a)  $N = 10$ . (b)  $N=30$

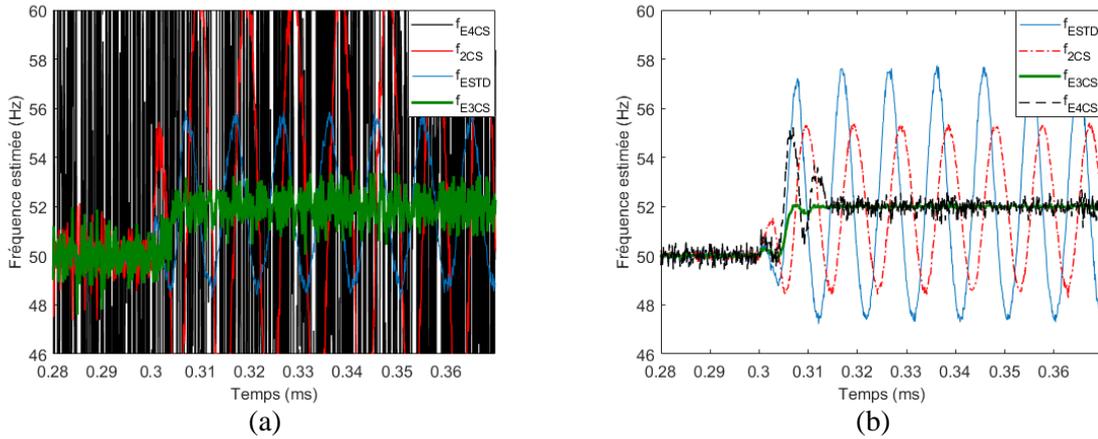


Figure 3-10 : Fréquence estimée par les méthodes avec QSG pour le test 2.  
(a)  $N = 10$ . (b)  $N=30$

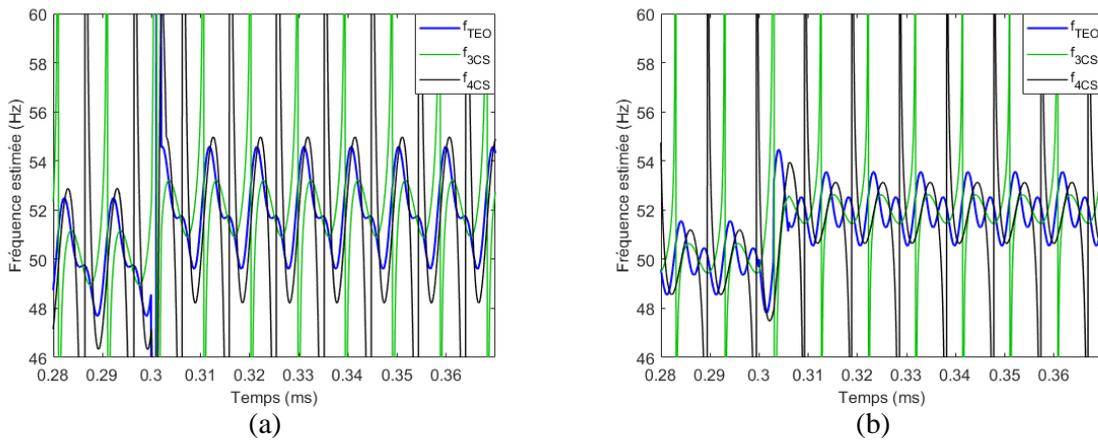


Figure 3-11 : Fréquence estimée par les méthodes sans QSG pour le test 3.  
(a)  $N = 10$ . (b)  $N=30$

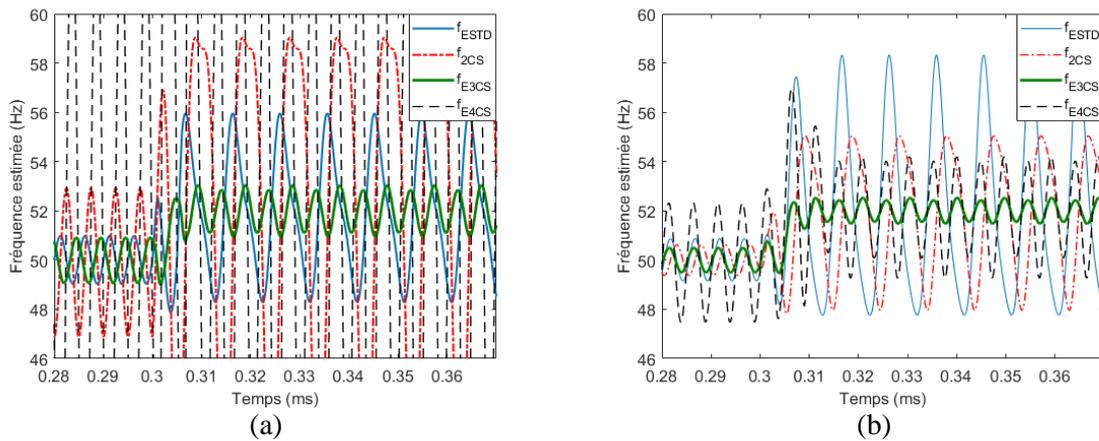


Figure 3-12 : Fréquence estimée par les méthodes avec QSG pour le test 3.  
(a)  $N = 10$ . (b)  $N=30$

Les Tableaux Tableau 2 et Tableau 3 résument les caractéristiques des techniques testées. On peut en déduire que, grâce à sa bonne robustesse, la méthode E3CS est la plus intéressante.

Tableau 2 : Comparaison des techniques d'estimation de fréquence sans QSG

Technique	Problème de mauvais conditionnement	Robustesse aux bruits	Robustesse aux harmoniques bas
TEO	Non	Très faible	Moyenne
3CS	Oui	Bonne	Bonne
4CS	Oui	Moyenne	Moyenne

Tableau 3 : Comparaison des techniques d'estimation de fréquence avec QSG

Technique	Sensibilité au déséquilibre du QSG	Robustesse aux bruits	Robustesse aux harmoniques bas
ESTD	Oui	Moyenne	Bonne
2CS	Oui	Moyenne	Moyenne
E3CS	Non	Bonne	Bonne
E4CS	Non	Moyenne	Faible

### **3.5. Conclusion**

Les techniques de synchronisation en boucle ouverte permettent de s'affranchir des conditions de stabilité auxquelles sont sujettes les techniques en boucle fermée. Dans les systèmes monophasés, les techniques en BO, à l'exception de la TEO, requièrent un QSG pour estimer l'amplitude de la tension du réseau ainsi que sa phase. Pour l'estimation de la fréquence en revanche, cela n'est pas toujours le cas.

Les techniques de synchronisation en BO diffèrent entre elles principalement par leur filtre, leur QSG et leur estimateur de fréquence. Dans ce chapitre, une étude comparative a été effectuée pour les principaux estimateurs de fréquence dans la littérature. Les résultats montrent que la méthode E3CS offre clairement les meilleures performances. Cependant, les techniques en boucle ouverte souffrent malgré tout d'un manque de robustesse par rapport à celles en boucle fermée. C'est pour cela qu'elles restent pour le moment moins intéressantes pour des applications dans des conditions réelles.

## Chapitre 4

# Développement d'une nouvelle technique d'estimation de phase

### 4.1. Introduction

Dans les systèmes monophasés, la PLL et la FLL font partie des techniques de synchronisation les plus populaires [52]. Dans les chapitres précédents, nous avons vu que le choix d'une technique de synchronisation résulte d'un compromis entre les performances dynamiques, la robustesse et la complexité d'implémentation. Pour une réponse dynamique rapide, la SOGI-FLL est recommandée, à condition que la tension du réseau ne soit pas soumise à de trop fortes perturbations harmoniques. D'un autre côté, la SOGI-PLL est mieux adaptée aux conditions contraignantes mais n'est pas aussi rapide.

Ce chapitre présente une approche originale, basé sur la formule de l'abscisse du centroïde, pour estimer l'angle de phase de la tension du réseau dans un système monophasé. Cette approche est capable d'estimer la phase d'un signal purement sinusoïdal sans avoir recours à une estimation de l'amplitude, un générateur de signaux en quadrature ou un repère de référence synchrone. Cette approche peut être combiné à un filtre passe-bande classique afin d'obtenir une meilleure immunité contre les bruits de mesures, les distorsions harmoniques et la présence d'une composante continue. Avec un ajustement des paramètres et une sélection de filtres adéquate, cette technique atteint des performances élevées en termes de réjection d'harmoniques, tout en présentant des réponses transitoires rapides.

Ce chapitre montre en détails les fondements mathématiques de l'approche proposée. Il

donne ensuite une suggestion d'application de cette approche dans les systèmes monophasés, notamment lorsque le réseau peut être affecté par des déviations de la fréquence, des perturbations harmoniques ou une composante continue. Enfin ce chapitre présente une comparaison entre la méthode proposée et la SOGI-PLL avec filtre passe-bas (SOGI-PLL-WLPF) ainsi que la SOGI-FLL avec capacité de réjection de la composante DC (SOGI-FLL-WDCRC). Des résultats expérimentaux sont présentés pour démontrer la faisabilité et l'efficacité de cette méthode.

## 4.2. Approche proposée

L'approche proposée de l'estimation de la phase se base principalement sur le calcul de l'abscisse du centroïde d'une portion de sinusoïde. Dans cette section, une relation explicite entre l'angle de phase et l'abscisse du centroïde est démontrée. Alors, en se basant sur un calcul numérique du centroïde, la phase peut être estimée en utilisant la relation démontrée.

### 4.2.1. Formule du centroïde pour une trame de sinusoïde de courte durée

L'abscisse du centroïde d'une région délimitée par les équations  $y = 0$  et  $y = f(x)$  dans l'intervalle  $[a, b]$  est donnée par :

$$\bar{x} = \frac{\int_a^b xf(x)dx}{\int_a^b f(x)dx} \quad (4.1)$$

En considérant une trame de durée  $T_w$  pour un signal sinusoïdal illustré par la Figure 4-1 et exprimé par l'équation suivante :

$$v(t) = V_m \cos(\omega t + \phi) \quad (4.2)$$

Où l'amplitude  $V_m$ , la fréquence angulaire  $\omega$ , la phase initiale  $\phi$  sont supposées constantes dans l'intervalle  $[t-T_w, t]$ . L'application de la formule de l'abscisse du centroïde (4.1) au signal sinusoïdal donne :

$$\bar{x}(t) = \frac{\int_{t-T_w}^t \tau V_m \cos(\omega \tau + \phi) d\tau}{\int_{t-T_w}^t V_m \cos(\omega \tau + \phi) d\tau} \quad (4.3)$$

En procédant à un changement de variable  $x = \tau - (t - T_w)$ , l'équation (4.3) peut être reformulée comme suit :

$$\bar{x}(t) = \frac{\int_0^{T_w} x V_m \cos(\omega x + \theta_0(t)) dx}{\int_0^{T_w} V_m \cos(\omega x + \theta_0(t)) dx} + (t - T_w) \quad (4.4)$$

Où :

$\bar{x}(t)$  est l'abscisse du centroïde, et  $\theta_0(t) = \omega(t - T_w) + \varphi$  représente l'angle de phase de la sinusoïde pour  $x=0$ .

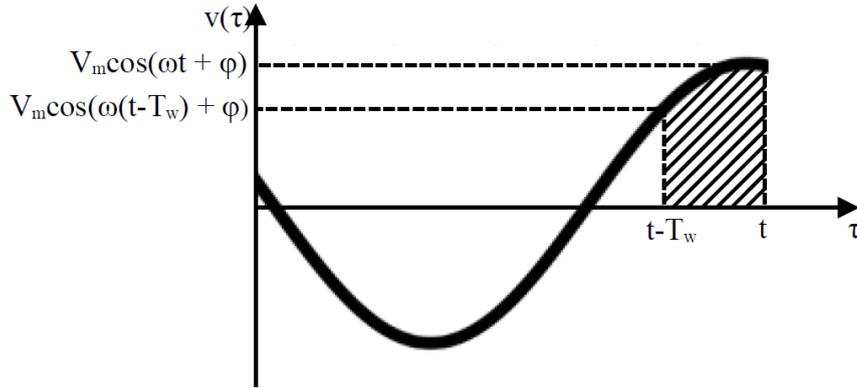


Figure 4-1 : Représentation d'une portion de sinusoïde sur l'axe  $\tau$

On définit le centroïde relatif de la portion de signal défini dans l'intervalle de temps  $[t - T_w, t]$  comme suit :

$$\bar{x}_r(t) = \bar{x}(t) - (t - T_w) = \frac{\int_0^{T_w} x \cos(\omega x + \theta_0(t)) dx}{\int_0^{T_w} \cos(\omega x + \theta_0(t)) dx} \quad (4.5)$$

Il est à noter que  $\bar{x}_r(t)$  est indépendant de  $V_m$ . En intégrant par partie le numérateur de (4.5) on obtient :

$$\bar{x}_r(t) = \frac{T_w \sin(\omega T_w + \theta_0(t)) + \frac{1}{\omega} (\cos(\omega T_w + \theta_0(t)) - \cos(\theta_0(t)))}{\sin(\omega T_w + \theta_0(t)) - \sin(\theta_0(t))} \quad (4.6)$$

Pour un développement approfondi, on définit respectivement les expressions  $A(t)$  et  $B(t)$  comme suit :

$$A(t) = \frac{T_w \sin(\omega T_w + \theta_0(t))}{\sin(\omega T_w + \theta_0(t)) - \sin(\theta_0(t))} = \frac{T_w}{2} \left( 1 + \frac{\sin(\omega T_w + \theta_0(t)) + \sin(\theta_0(t))}{\sin(\omega T_w + \theta_0(t)) - \sin(\theta_0(t))} \right) \quad (4.7)$$

$$B(t) = \frac{1}{\omega} \frac{\cos(\omega T_w + \theta_0(t)) - \cos(\theta_0(t))}{\sin(\omega T_w + \theta_0(t)) - \sin(\theta_0(t))} \quad (4.8)$$

En utilisant les identités trigonométriques,  $A(t)$  et  $B(t)$  peuvent être exprimées de la manière suivante :

$$\begin{aligned} A(t) &= \frac{T_w}{2} \left( 1 + \frac{\sin\left(\frac{\omega T_w}{2} + \theta_0(t)\right) \cos\left(\frac{\omega T_w}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega T_w}{2}\right) \cos\left(\frac{\omega T_w}{2} + \theta_0(t)\right)} \right) \\ &= \frac{T_w}{2} \left( 1 + \frac{\tan\left(\frac{\omega T_w}{2} + \theta_0(t)\right)}{\tan\left(\frac{\omega T_w}{2}\right)} \right) \end{aligned} \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned} B(t) &= \frac{1}{\omega} \left( \frac{-\sin\left(\frac{\omega T_w}{2} + \theta_0(t)\right) \sin\left(\frac{\omega T_w}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega T_w}{2}\right) \cos\left(\frac{\omega T_w}{2} + \theta_0(t)\right)} \right) \\ &= -\frac{1}{\omega} \tan\left(\frac{\omega T_w}{2} + \theta_0(t)\right) \end{aligned} \quad (4.10)$$

Ensuite, en appliquant (4.9) et (4.10) à (4.6),  $\bar{x}_r(t)$  peut être exprimée par :

$$\bar{x}_r(t) = \frac{T_w}{2} + \left( \frac{T_w}{2 \tan\left(\frac{\omega T_w}{2}\right)} - \frac{1}{\omega} \right) \tan\left(\frac{\omega T_w}{2} + \theta_0(t)\right) \quad (4.11)$$

### 4.2.2. Estimation de l'angle de phase

On dénote  $\theta_m(t)$  comme étant l'angle de phase au milieu de la trame (c.-à-d. lorsque  $x = T_w/2$ ). En supposant que  $\bar{x}_r(t)$  et  $\omega$  soient connus,  $\theta_m(t)$  peut être calculé en utilisant la formule réciproque de (4.11) :

$$\begin{aligned}\theta_m(t) &= \frac{\omega T_w}{2} + \theta_0(t) \\ &= \tan^{-1} \left( \left( \bar{x}_r(t) - \frac{T_w}{2} \right) / \left( \frac{T_w}{2 \tan\left(\frac{\omega T_w}{2}\right)} - \frac{1}{\omega} \right) \right)\end{aligned}\quad (4.12)$$

L'angle de phase de la sinusoïde  $\theta(t) = \omega t + \varphi$  est alors obtenu par :

$$\theta(t) = \theta_m(t) + \frac{\omega T_w}{2} \quad (4.13)$$

Il est à noter que, d'après (4.12) et (4.13), ni  $\theta_0(t)$ , ni  $\varphi$  ne sont requis pour évaluer  $\theta(t)$ .

La méthode proposée pour l'estimation de la phase consiste en deux étapes : d'abord, l'abscisse du centroïde de la trame du signal sinusoïdal est calculée numériquement, à partir d'un nombre fixe d'échantillons. Ensuite, l'angle de phase est obtenu en utilisant les équations (4.12) et (4.13).

### 4.3. Implémentation numérique

Soient  $F_s$  et  $T_s$  la fréquence et la période d'échantillonnage. Afin de calculer numériquement l'abscisse du centroïde, le signal sinusoïdal est échantillonné puis stocké dans un vecteur  $V_s$  composé de  $N$  éléments. À l'instant  $t = pT_s$ ,  $V_s$  est composé des échantillons  $[v(p-n), v(p-n-1), \dots, v(p)]$  avec  $n = N-1$ . Ces échantillons sont utilisés pour calculer les intégrales de l'équation (4.5).

Soient  $R(t)$  et  $S(t)$ , le numérateur et le dénominateur de l'équation (4.5) :

$$R(t) = \int_0^{T_w} x V_m \cos(\omega x + \theta_0(t)) dx \quad (4.14)$$

$$S(t) = \int_0^{T_w} V_m \cos(\omega x + \theta_0(t)) dx \quad (4.15)$$

$R(t)$  et  $S(t)$  peuvent être approximés par différentes méthodes numériques. Cependant, par soucis de concision, seules la méthode des trapèzes et la méthode composite de Simpson seront traitées dans ce travail.

#### 4.3.1. Méthode des trapèzes

En utilisant la méthode des trapèzes, l'intégrale d'une fonction  $f$  est approximée comme

suit :

$$\begin{aligned} \int_a^b f(x)dx &\approx \sum_{k=1}^n \frac{f(x_{k-1}) + f(x_k)}{2} \Delta x \\ &\approx \frac{\Delta x}{2} (f(x_0) + 2f(x_1) + 2f(x_2) + \dots + 2f(x_{n-1}) + f(x_n)) \end{aligned} \quad (4.16)$$

En régime établi (c.-à-d. lorsque  $t > T_w$ ) les expressions (4.14) et (4.15) sont approximées par :

$$R(t) \approx R_{trap}(p) = \frac{T_s}{2} (0T_s v(p-n) + 2T_s v(p-n-1) + \dots + 2(n-1)T_s v(p-1) + nT_s v(p)) \quad (4.17)$$

$$S(t) \approx S_{trap}(p) = \frac{T_s}{2} (v(p-n) + 2v(p-n-1) + \dots + 2v(p-1) + v(p)) \quad (4.18)$$

### 4.3.2. Méthode composite de Simpson

La méthode composite de Simpson est une méthode plus élaborée qui approxime une fonction échantillonnée par son interpolation quadratique. Cette méthode ne peut être appliquée que si le nombre d'échantillons est impair. Par cette méthode, l'intégrale d'une fonction  $f$  est approximée par :

$$\int_a^b f(x)dx \approx \frac{\Delta x}{3} \left( f(x_0) + 2 \sum_{k=1}^{n/2-1} f(x_{2k}) + 4 \sum_{k=1}^{n/2} f(x_{2k-1}) + f(x_n) \right) \quad (4.19)$$

En régime établi,  $R(t)$  et  $S(t)$  sont approximés par :

$$\begin{aligned} R(t) \approx R_{simp}(p) &= \frac{T_s}{3} \left( 0T_s v(p-n) + 2 \sum_{k=1}^{n/2-1} 2kT_s v(p-n+2k) \right. \\ &\quad \left. + 4 \sum_{k=1}^{n/2} (2k-1)T_s v(p-n+(2k-1)) + nT_s v(p) \right) \\ &= \frac{T_s}{3} (2R_1(p) + 4R_2(p) + nT_s v(p)) \end{aligned} \quad (4.20)$$

$$\begin{aligned} S(t) \approx S_{simp}(p) &= \frac{T_s}{3} \left( v(p-n) + 2 \sum_{k=1}^{n/2-1} v(p-n+2k) + 4 \sum_{k=1}^{n/2} v(p-n+(2k-1)) + v(p) \right) \\ &= \frac{T_s}{3} (v(p-n) + 2S_1(p) + 4S_2(p) + v(p)) \end{aligned} \quad (4.21)$$

### 4.3.3. Comparaison entre la méthode des trapèzes et la méthode de Simpson

Une simulation numérique est effectuée dans le but de comparer la précision de ces deux méthodes. Un signal sinusoïdal  $v(t) = V_m \cos(\omega t + \varphi)$  avec  $V_m = 1$  p.u.,  $\omega = 2\pi 50$  rad/s et  $\varphi = 0$  rad, est généré. La longueur choisie pour la trame est  $N = 21$  échantillons. D'abord, l'abscisse du centroïde est calculée par la méthode des trapèzes ou par la méthode composite de Simpson. Ensuite, l'angle de phase est estimé en utilisant les équations (4.12) et (4.13) puis comparé à l'angle de phase réel.

La Figure 4-2 montre l'erreur d'estimation de la phase pour les deux méthodes. On peut voir que la méthode des trapèzes estime la phase avec une erreur ondulatoire de  $0,28^\circ$  crête à crête, tandis que l'erreur d'estimation de la phase par la méthode composite de Simpson est de  $0,00037^\circ$  crête à crête, ce qui est largement inférieur. Pour cette raison, et en dépit d'une complexité légèrement supérieure à la méthode des trapèzes, la méthode composite de Simpson est plus adéquate pour l'estimation de l'angle de phase.

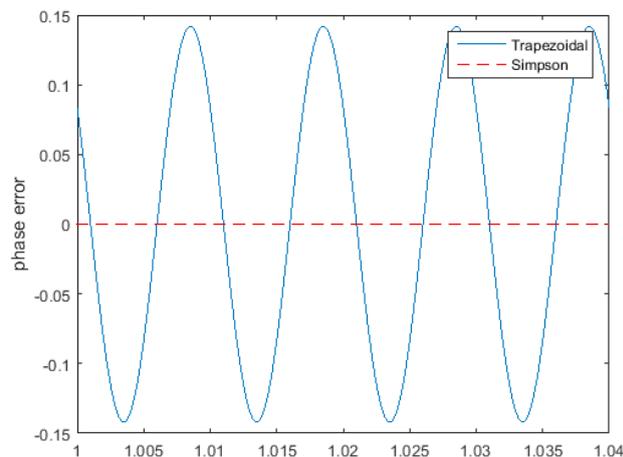


Figure 4-2 : Erreur de phase en utilisant la méthode des trapèzes et la méthode composite de Simpson.

### 4.3.4. Réduction de la charge de calcul

Le calcul des équations (4.20) et (4.21) requiert un nombre d'additions et de multiplications proportionnel au nombre d'échantillons stockés en mémoire. Pour un nombre élevé d'échantillons, l'utilisation des équations (4.20) et (4.21) apparaît comme une méthode peu efficace pour approximer  $R(t)$  et  $S(t)$ . Un meilleur moyen serait d'utiliser des équations aux différences afin de découpler l'approximation des intégrales de la longueur de trame. Par exemple,  $R_1(p)$  défini dans (4.20) peut être exprimé par :

$$\begin{aligned}
 R_1(p) &= \sum_{k=1}^{n/2-1} 2kT_s v(p-n+2k) \\
 &= \sum_{k=1}^{n/2} (2k-1)T_s v(p-n+2k-2) - \sum_{k=1}^{n/2} T_s v(p-n+2k-2) \\
 &= R_2(p-1) - T_s S_2(p-1)
 \end{aligned}
 \tag{4.22}$$

En appliquant des manipulations mathématiques similaires,  $R_2(p)$ ,  $S_1(p)$  et  $S_2(p)$  peuvent être calculés par les équations suivantes :

$$R_2(p) = R_1(p-1) - T_s S_1(p-1) + (n-1)T_s v(p-1) \tag{4.23}$$

$$S_1(p) = S_2(p-1) - v(p-n) \tag{4.24}$$

$$S_2(p) = S_1(p-1) + v(p-1) \tag{4.25}$$

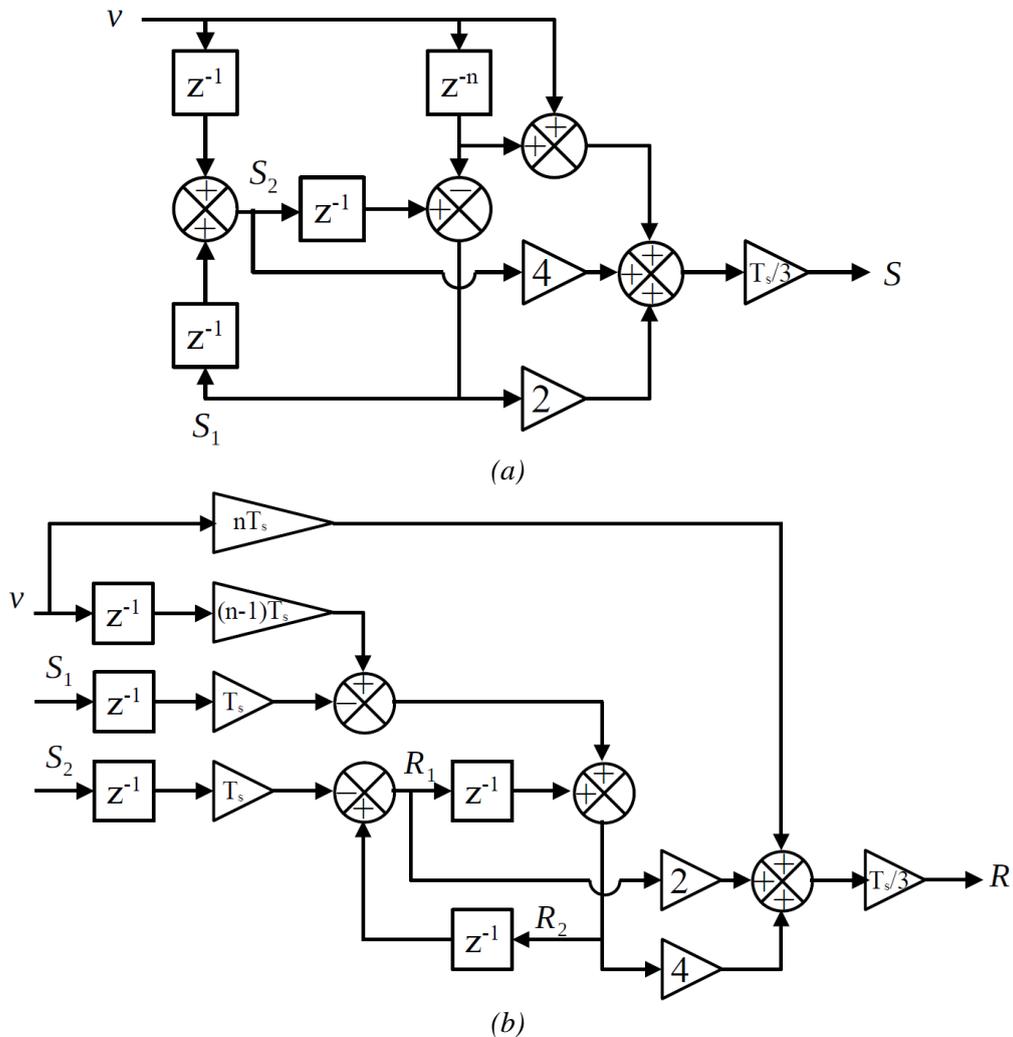


Figure 4-3 : Calcul efficient de (a)  $R(t)$  et (b)  $S(t)$  par la méthode composite de Simpson

## 4.4. Application à un système monophasé

L'approche proposée dans la section précédente n'est efficace que si le signal d'entrée est purement sinusoïdal, avec une fréquence fixe et bien définie. Malheureusement, dans les systèmes monophasés, et en particulier dans les micro-réseaux avec une forte pénétration de RED, cela n'est pas toujours le cas [69]. La tension du réseau électrique peut être affectée par des variations de fréquence, des distorsions harmoniques ainsi que par la présence d'une composante DC. De plus, le signal de la tension mesurée peut être sujet à des bruits de mesure et également à une composante continue. Cette section montre quelques ajouts, apportés à l'estimateur de phase proposé, qui fournissent une capacité d'adaptation à la fréquence, une réjection des harmoniques et une immunité face à la composante DC.

### 4.4.1. Estimation de la fréquence

Telle que mentionnée dans les équations (4.12) et (4.13), la fréquence du signal d'entrée doit être connue afin de déterminer son angle de phase. La Figure 4-4 montre une topologie en boucle ouverte de l'approche proposée. La fréquence angulaire  $\omega$  dans les équations (4.12) et (4.13) est fixée à  $2\pi 50$  rad/s. L'estimation de la fréquence est obtenue en dérivant numériquement  $\hat{\theta}_m(t)$ . L'étape d'adaptation sert à obtenir un angle compris entre 0 et  $2\pi$ , car la fonction arc tangente fournit un angle compris seulement entre  $-\pi/2$  et  $\pi/2$ . La Figure 4-5 montre l'erreur de phase et la fréquence estimée, en réponse à un saut de fréquence de 50 Hz à 52 Hz. On remarque que l'erreur de phase et la fréquence estimée présentent une ondulation dont la fréquence est le double de la fréquence du réseau. Pour la fréquence estimée, cette ondulation est centrée sur la nouvelle fréquence du réseau.

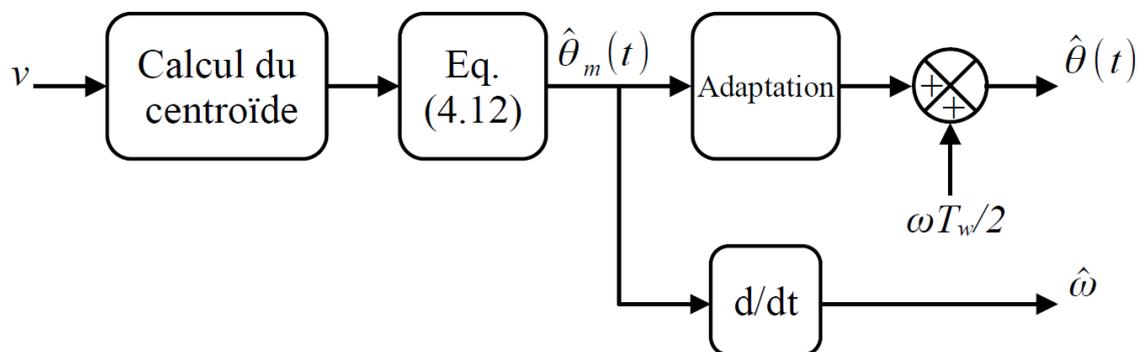


Figure 4-4 : Approche proposée en boucle ouverte pour l'estimation de la phase et de la fréquence.

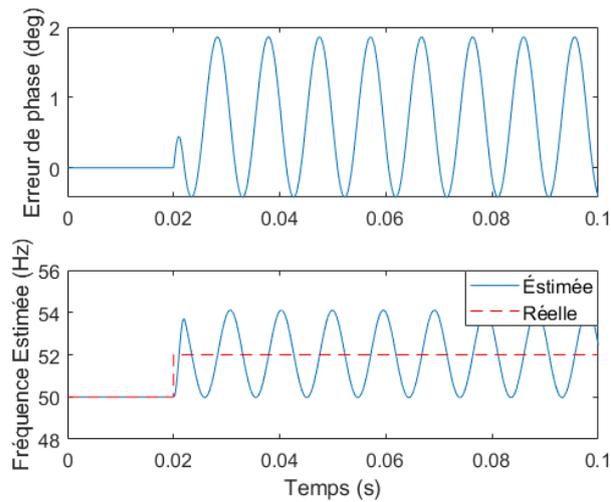


Figure 4-5 : Erreur de phase et fréquence estimée de l'approche proposée en boucle ouverte, en réponse à un saut de fréquence de 2 Hz.

Dans le but de rendre l'estimation de la phase adaptative à la fréquence, la fréquence estimée  $\hat{\omega}$  est filtrée puis introduite en contre-réaction dans l'équation (4.12). Le filtrage de la fréquence est effectué par un filtre passe-bas de premier ordre pour des raisons de stabilité, ainsi que par un filtre passe-bande réglé au double de la fréquence du réseau afin de supprimer l'ondulation de la fréquence estimée. La Figure 4-6 illustre le schéma synoptique de l'estimation de phase en boucle fermée.

Par soucis de commodité, la technique proposée en BF et adaptative à la fréquence, sera par la suite appelée formule réciproque du centroïde (RCF).

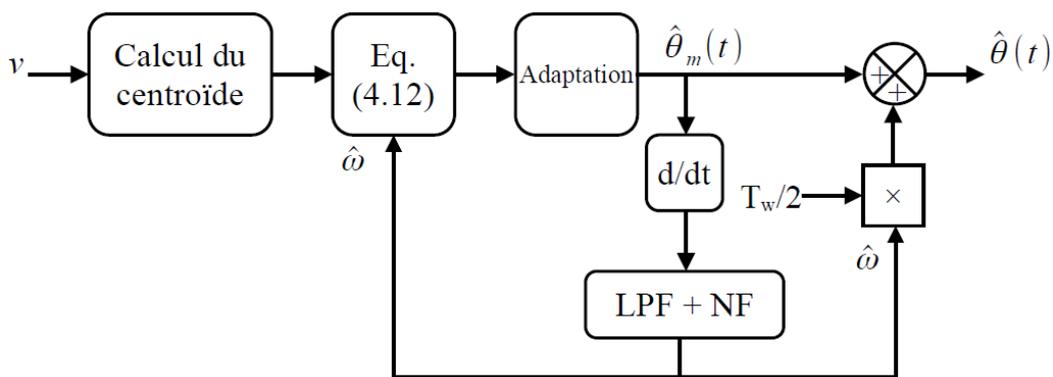


Figure 4-6 : Approche proposée en BF pour l'estimation de la phase

#### 4.4.2. Effet de la longueur de trame sur les performances d'estimation

Afin de montrer les effets de la longueur de trame sur l'approche proposée, en termes de rapidité et de robustesse, une simulation de l'approche en BO de la Figure 4-4 4.4, pour différentes valeurs de  $N$ , est effectuée. Le signal d'entrée a un rapport signal/bruit égal à 57 dB. De plus, un saut de phase de  $1^\circ$  se produit à  $t = 20$  ms. Comme on peut le voir sur la Figure 4-7, le fait d'augmenter la longueur de trame rend l'estimation de l'angle de phase plus robuste aux bruits, mais ralentit la réponse dynamique. En outre, d'après l'équation (4.13), plus une trame est longue, plus elle est sensible aux erreurs d'estimation de la fréquence.

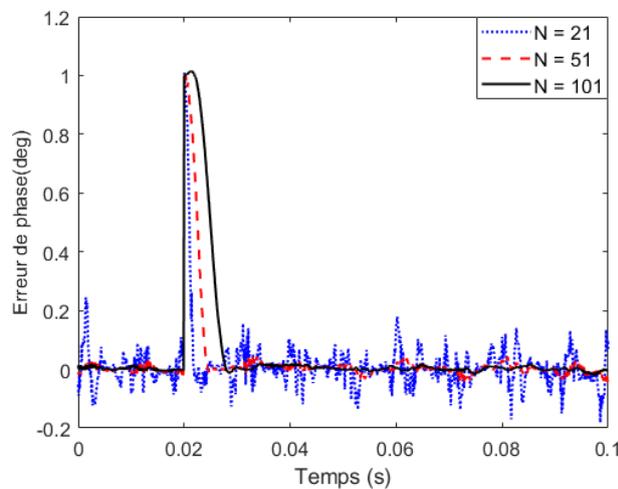


Figure 4-7 : Erreur de phase en réponse à un saut de phase d'un signal de tension bruité pour différentes valeurs de  $N$

Une attention particulière doit être apportée à l'expression  $\tan(\omega T_w / 2)$  dans l'équation (4.12). Lorsque cette expression se rapproche de zéro, le dénominateur de (4.12) se rapproche de son maximum, ce qui rend cette équation insuffisamment sensible à la valeur de  $\bar{x}_r(t)$ . Dans ce cas, l'estimation de l'angle de phase ne peut se faire de manière performante. D'un autre côté, lorsque  $\tan(\omega T_w / 2)$  se rapproche de l'infini, le dénominateur de (4.12) est minimisé, ce qui fait que l'estimation de l'angle de phase peut se faire avec une précision optimale.

À titre indicatif, pour une fréquence de réseau de 50 Hz et une fréquence d'échantillonnage de 10 kHz, les durées de trames de  $200 T_s$  (20 ms) et ses multiples sont à éviter. Par contre, une durée de trame de  $100 T_s$  (10 ms) apporte les meilleures performances en termes de précision et d'immunité face aux bruits. Dans le but d'obtenir une réponse dynamique plus rapide, il est recommandé de choisir une durée de trame comprise entre  $20 T_s$  et  $100 T_s$ .

### 4.4.3. Protection contre les harmoniques et la composante DC

Afin d'assurer une réjection de la composante DC et un filtrage des harmoniques, l'algorithme d'estimation de la phase par RCF est associé à un filtre passe-bande (BPF) de second ordre et de fréquence fixe, présenté en Figure 4-8. Ce BPF à la structure d'un SOGI-QSG de fréquence fixe, dont seule la sortie  $v_\alpha$  est utilisée. Le BPF à fréquence fixe a été choisi plutôt que sa version adaptative parce que celle-ci n'a aucune boucle interdépendante, apportant ainsi une meilleure stabilité et un paramétrage plus simple. Cependant, ce filtre crée un déphasage entre le signal d'entrée et le signal de sortie lorsque la fréquence dévie de sa valeur nominale. Cette topologie, désignée par la suite par BPF-RCF, doit calculer ce déphasage selon l'équation (4.26) et le prendre en compte dans l'estimation de la phase (Figure 4-9) [70].

$$\delta = \frac{\hat{\omega} - \omega_n}{k \hat{\omega} \omega_n} \quad (4.26)$$

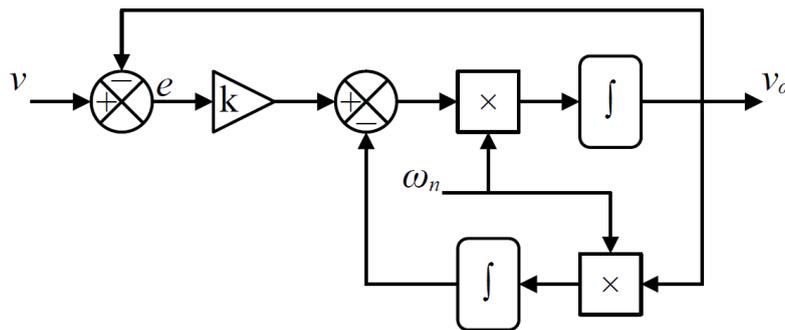


Figure 4-8 : Structure du filtre passe-bande de second ordre

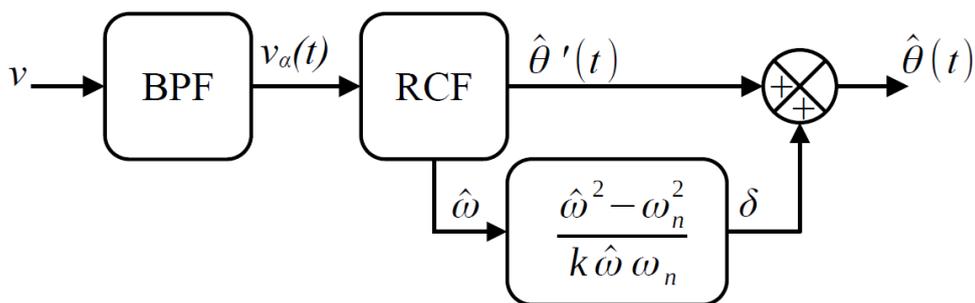


Figure 4-9 : Application de la RCF proposée pour l'estimation de la phase avec réjection des harmoniques et de la composante continue

## 4.5. Résultats expérimentaux

La BPF-RCF illustrée par la Figure 4-9 est comparée à deux techniques de synchronisation bien connues, à savoir, la technique SOGI-PLL avec filtre passe-bas (SOGI-PLL-WLPPF) illustrée par la Figure 4-10 [47], et la technique SOGI-FLL avec aptitude de

réjection de la composante DC (SOGI-FLL-WDCRC) illustrée par la Figure 4-11 [48], [52].

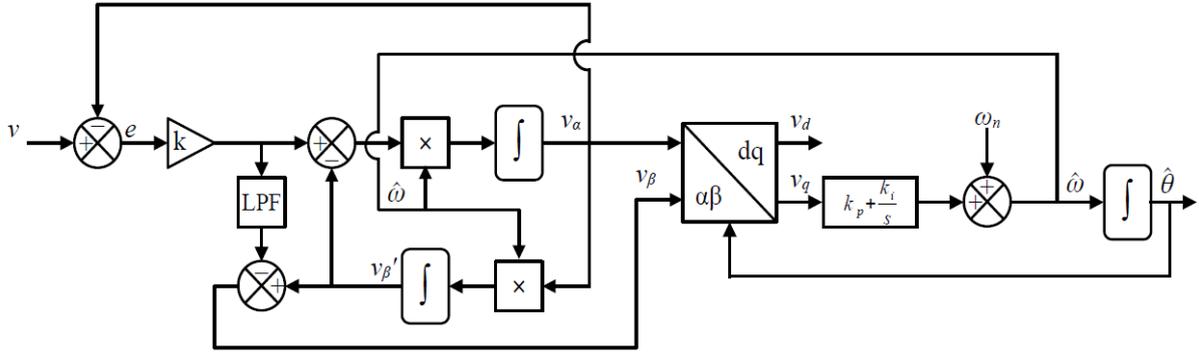


Figure 4-10 : Structure de la SOGI-PLL-WLPF

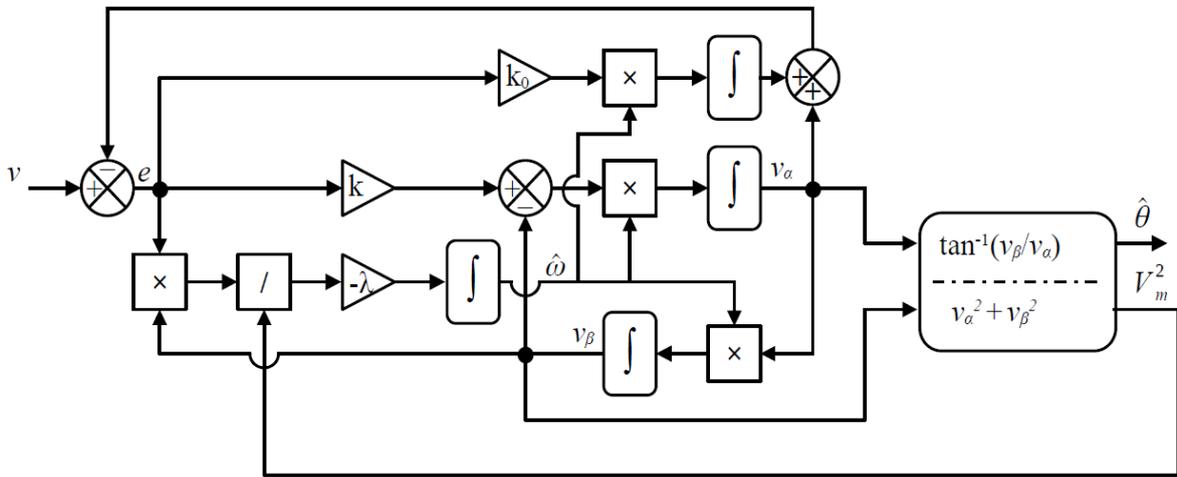


Figure 4-11 : Structure de la SOGI-FLL-WDCRC

La comparaison est effectuée selon divers tests, décrits comme suit :

- Test A : la tension du réseau est polluée par des harmoniques d'ordres bas et impairs. L'amplitude pour chaque harmonique, en pourcentage du fondamental, est :  $V_3 = 5\%$ ,  $V_5 = 6\%$ ,  $V_7 = 5\%$ ,  $V_9 = 1,5\%$ ,  $V_{11} = 3,5\%$ ,  $V_{13} = 3\%$ ,  $V_{15} = 0,5\%$  et  $V_{17} = 2\%$ . Ce sont les valeurs maximales tolérées par la norme EN-50160. Le signal d'entrée a un taux de distorsion harmonique de 10.59%.
- Test B : la fréquence de la tension du réseau saute de 50 Hz à 52 Hz.
- Test C : une chute de tension de 0,2 p.u. se produit simultanément avec un saut de phase de  $20^\circ$ .
- Test D : une composante DC de 0,1 p.u. est ajoutée au signal de la tension du réseau.

Le banc d'essai est constitué d'une plateforme dSPACE 1104 et d'un oscilloscope SCOPIX III. Les tests expérimentaux sont implémentés sur la plateforme dSPACE. Par souci de flexibilité dans la réalisation des tests, notamment pour obtenir les signaux d'erreur de phase, le signal d'entrée AC représentant la tension du réseau est généré par la plateforme dSPACE [49], [71], [72]. Les trois techniques de synchronisation opèrent simultanément ; leurs résultats sont affichés sur l'oscilloscope. Les tests sont effectués à une fréquence d'échantillonnage de 10 kHz. La discrétisation des structures du SOGI et du BPF est accomplie selon la méthode d'Adams-Bashforth pour des raisons de précision et de commodité [45], [52].

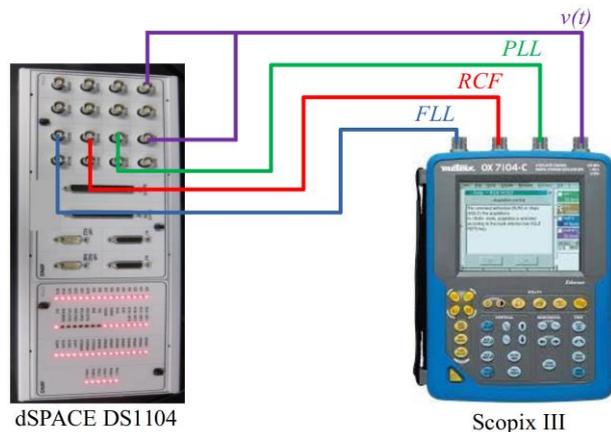


Figure 4-12 : Banc de test expérimental

Afin de comparer ces trois techniques équitablement, les paramètres du BPF-RCF tels que le gain, la longueur de trame ainsi que les filtres sont choisis de manière à ce qu'ils apportent les meilleures performances, parmi les trois techniques, en terme de réjection des harmoniques. Cela veut dire que, pour le test A, l'erreur de la phase estimée doit être inférieure ou égale aux autres techniques. En plus, le THD du signal de référence normalisé (c.-à-d.  $\cos(\hat{\theta}(t))$ ) doit être également inférieur ou égale aux autres techniques.

La technique SOGI-FLL-WDCRC est paramétrée selon les lignes directrices fournies par [52] et [48]. Ces paramètres sont :  $k = \sqrt{2}$ ,  $k_0 = 0,221$  et  $\lambda = 49348$ .

La technique SOGI-PLL-WLPF est paramétrée selon les lignes directrices fournies par [53]. Ces paramètres sont :  $k = 2,1$ ,  $k_i = 7878$  et  $k_p = 137,5$ . Le filtre passe-bas est un filtre Butterworth de premier ordre, avec une fréquence de coupure de 10 Hz pour des réponses dynamiques rapides et une réjection des harmoniques accrues [47], [73].

Les paramètres de la BPF-RCF sont :  $k = \sqrt{2}$  et  $N = 101$ . La fréquence estimée est filtrée

par un filtre passe-bas de premier ordre de type Butterworth, avec une fréquence de coupure de 50 Hz, ainsi que par deux filtres coupe-bande en cascade, paramétrés respectivement à 100 Hz et 200 Hz.

Les résultats expérimentaux pour le test A sont illustrés dans la Figure 4-13. On peut observer que l'erreur crête-à-crête de la phase estimée des techniques BPF-RCF et SOGI-PLL-WLPF sont approximativement équivalents. La Figure 4-14 montre l'analyse spectrale du signal d'entrée ainsi que les signaux de références normalisés (c.-à-d.  $\cos(\hat{\theta}(t))$ ) obtenus par les trois techniques, pour le test A. On peut voir que les signaux de référence fournis par les techniques BPF-RCF et SOGI-PLL-WLPF ont le THD le plus bas (1%). Des résultats plus précis peuvent être obtenus par simulation : ils montrent que la technique proposée BPF-RCF donne un THD inférieur (0.29%) au SOGI-PLL-WLPF (0.46%) et au SOGI-FLL-WDCRC (2.3%). La fréquence estimée du BPF-RCF est bien moins polluée par les harmoniques que les autres techniques.

Les résultats pour le test B sont présentés dans la Figure 4-15. La réponse transitoire de la phase estimée par BPF-RCF est légèrement plus rapide et plus stable que celle des autres techniques. En revanche, elle montre un dépassement plus important que pour la SOGI-FLL-WRCDC.

Les résultats expérimentaux pour les tests C et D sont montrés respectivement dans la Figure 4-16 et la Figure 4-17. On peut voir que la technique proposée BPF-RCF présente des réponses dynamiques nettement plus rapide que les autres méthodes.

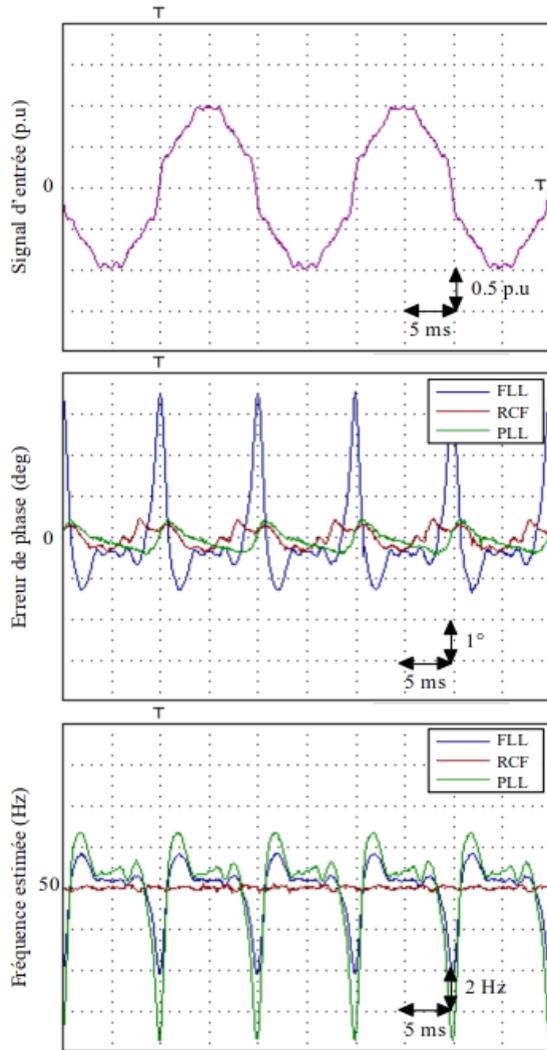


Figure 4-13 : Résultats du test A (Pollution harmonique)

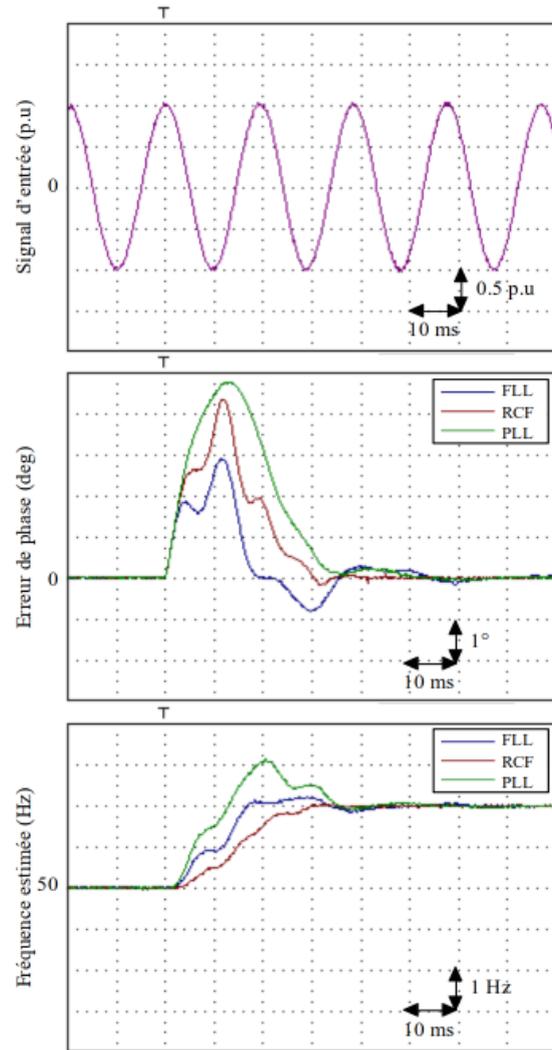


Figure 4-15 : Résultats du test B (saut de fréquence)

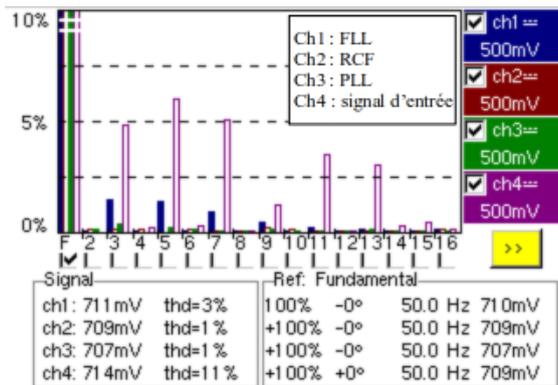


Figure 4-14 : Analyse spectrale du signal d'entrée et des signaux de références

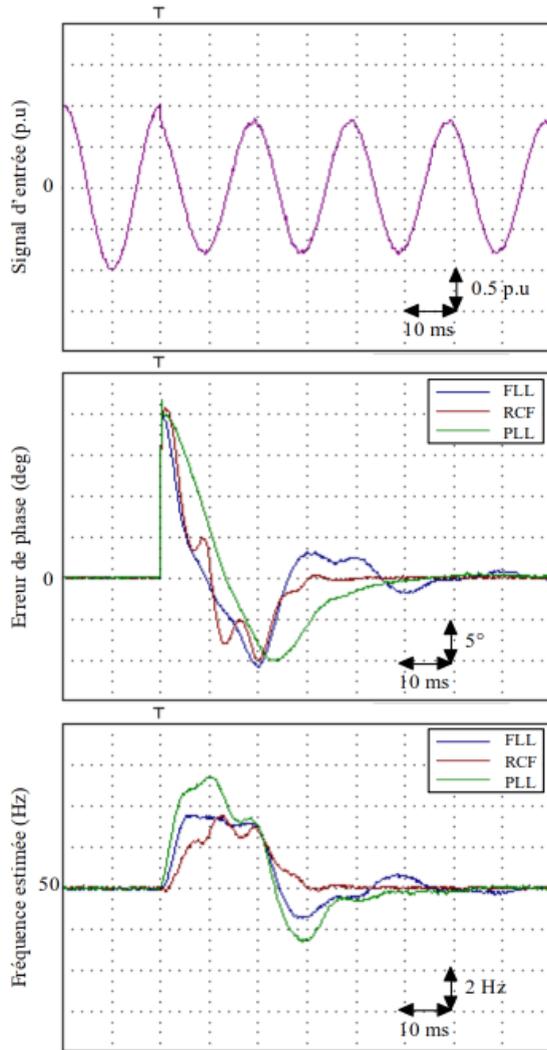


Figure 4-16 : Résultats du test C  
(Saut de phase et creux de tension)

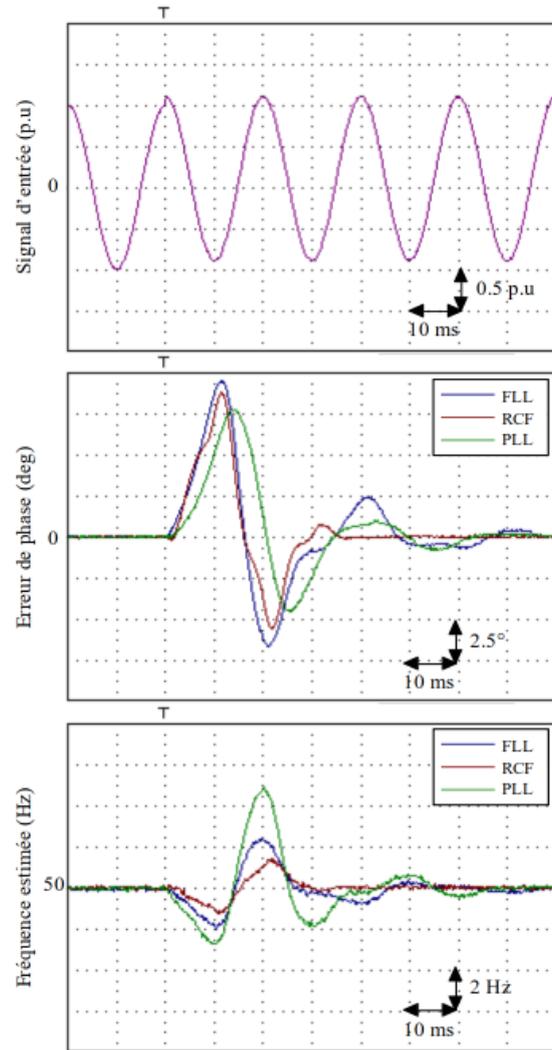


Figure 4-17 : Résultats du test D  
(Ajout d'une composante continue)

## 4.6. Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle approche d'estimation de l'angle de phase de la tension du réseau a été présentée. Cette approche consiste d'abord à calculer numériquement l'abscisse du centroïde d'une trame de la tension du réseau, puis d'estimer sa phase en utilisant la formule réciproque du centroïde. La particularité de cette approche est qu'elle ne nécessite ni générateur de signaux orthogonaux, ni repère de référence synchrone, ni estimation de l'amplitude du signal d'entrée.

L'utilisation de la formule de Simpson composite pour calculer numériquement l'abscisse du centroïde apporte une bonne précision et est suffisamment simple à mettre en œuvre. Une méthode reposant sur l'application d'équations aux différences est proposée dans le but de réduire la charge de calcul du centroïde.

Pour des applications au réseau monophasé, l'estimation de la phase par RCF peut être combiné à un préfiltre passe-bande afin d'apporter une immunité à la présence d'une composante continue ainsi qu'une atténuation des harmoniques. Les comparaisons expérimentales entre la BPF-RCF, la SOGI-PLL-WLPF et la SOGI-FLL-WDCRC montrent que la BPF-RCF possède les avantages des deux autres techniques, au prix d'une consommation de mémoire accrue et d'une complexité modérément plus élevée. Cette technique permet d'opérer en conditions défavorables aussi bien que la SOGI-PLL-WLPF, avec une rapidité des réponses transitoires égale voire supérieure à la SOGI-FLL-WDCRC.

# Chapitre 5

## Contrôle des convertisseurs connectés au réseau

### 5.1. Introduction

Avec le développement rapide des composants à semi-conducteurs, l'électronique de puissance occupe une place de plus en plus importante dans les réseaux électriques modernes. De nos jours, il est possible de produire de l'énergie électrique à proximité des charges de manière économique et efficace. Les systèmes photovoltaïques monophasés installés sur la toiture des maisons sont un bon exemple d'intégration des RED dans le réseau. Ces ressources de génération décentralisées reposent essentiellement sur des convertisseurs de puissance afin d'adapter l'énergie produite aux exigences du réseau. Ces convertisseurs délivrent non seulement de la puissance active, mais peuvent dans certains cas apporter de la puissance réactive pour soutenir le réseau.

Les ressources à énergies renouvelables, dans leur majorité, sont associées à des convertisseurs alimentant le réseau opérant en mode contrôle de courant. Les normes pour la connexion de ses systèmes au réseau restreignent leur capacité de tolérance aux phénomènes de qualité d'énergie. Pour cela, les techniques de synchronisation ainsi que le contrôle du courant jouent un rôle majeur dans l'intégration des RED au réseau.

### 5.2. Présentation d'un convertisseur connecté au réseau

La Figure 5-1 montre un convertisseur de puissance connecté au réseau, commandé de façon à réguler le courant injecté. On y distingue les éléments suivants :

- Le bus DC caractérisé par sa tension  $V_{dc}$ ,
- Le condensateur d'entrée  $C$  servant à stabiliser la tension du bus DC,
- L'onduleur à source de tension (VSI),
- Le filtre de sortie représenté par son impédance  $Z_f$  servant à atténuer les harmoniques de courant dues aux commutations,
- L'impédance du réseau  $Z_g$ ,
- La tension du réseau  $v$ , mesurée au point de couplage commun (PCC) pour estimer le courant de référence,
- Le courant de sortie de l'onduleur  $i$ , mesuré et contrôlé.
- Le contrôleur de courant,
- Le modulateur par largeur d'impulsion (MLI) qui génère les signaux de commande du VSI.

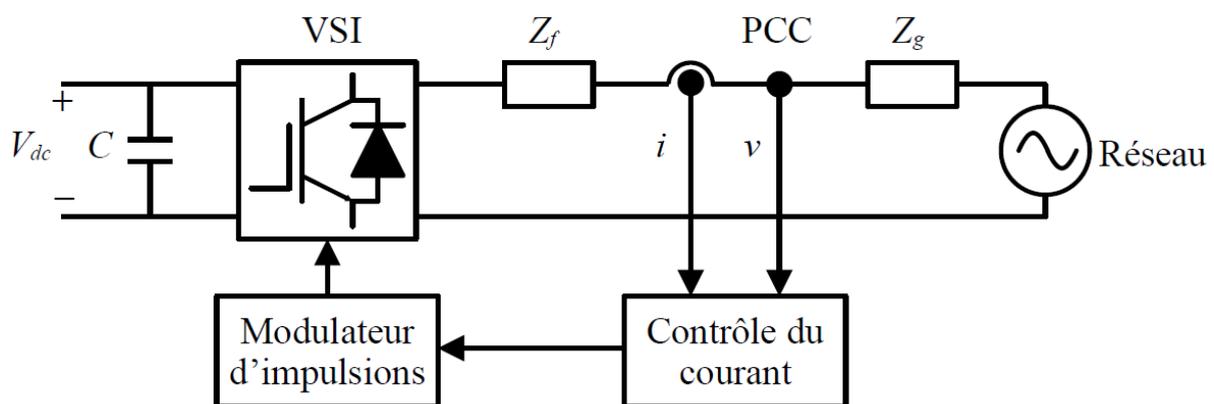


Figure 5-1 : Contrôle de courant d'un onduleur connecté au réseau

### 5.2.1. Filtre de sortie

Un VSI fournit en sortie une tension sous formes d'impulsions, qui ne peut être appliquée directement au réseau. Pour cela, on place à la sortie du VSI un filtre qui permet de réduire les harmoniques de courant dues aux commutations des semi-conducteurs. Le filtre le plus simple se compose seulement d'une bobine d'inductance. Cependant, l'utilisation d'une bobine seule requiert une valeur d'inductance relativement élevée, ce qui rend la bobine assez encombrante, que ce soit pour les installations de quelques kilowatts à plusieurs centaines de kilowatts. L'alternative la plus employée dans la littérature est le filtre LCL (Figure 5-1) qui apporte un

filtrage de type passe-bas avec une atténuation de 60 dB par décade. Cette solution permet d'atteindre des performances optimales avec des composants de dimensions réduites [74].

### 5.2.2. Boucle de contrôle

La boucle de contrôle sert à faire fonctionner le convertisseur à un facteur de puissance (FP) désiré. Dans le cas d'un convertisseur alimentant le réseau, le facteur de puissance doit être le plus proche possible de l'unité ( $FP = 1$ ) pour deux raisons : premièrement, pour répondre aux normes du réseau, et deuxièmement, pour vendre le maximum d'énergie produite. En effet, seule l'énergie active est vendue, une production d'énergie réactive représente donc un manque à gagner pour le producteur-consommateur.

Considérons le schéma électrique de la Figure 5-2 qui est une représentation simplifiée d'un onduleur connecté au réseau, où  $v_{inv}$  représente le fondamental de la tension de sortie de l'onduleur :

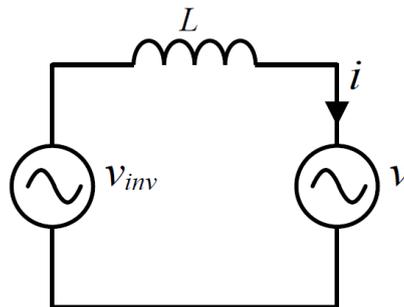


Figure 5-2 : Schéma simplifié d'un onduleur connecté au réseau

En supposant que les pertes soient négligeables, on déduit de la Figure 5-2 les équations suivantes :

$$v_{inv} = v + v_L \quad (5.1)$$

$$v_{inv} = v + jL\omega i \quad (5.2)$$

L'expression du courant est alors :

$$i = \frac{v_{inv} - v}{jL\omega} \quad (5.3)$$

On peut déduire de l'équation (5.3) que l'amplitude du courant peut être contrôlée par l'amplitude de la tension, qui elle-même dépend sensiblement de la tension du bus DC et de la commande du VSI. De ce fait, le contrôle de la tension du bus DC doit se faire de pair avec le

contrôle du courant.

En considérant la tension du réseau comme origine des phases, le diagramme vectoriel de ces équations pour un cas quelconque ( $FP \neq 1$ ) est le suivant :

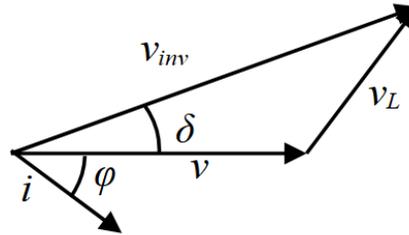


Figure 5-3 : Diagramme vectoriel des tensions et du courant lorsque  $FP \neq 1$

Étant donné que la tension aux bornes de l'inductance  $v_L$  est en avance de  $\pi/2$  par rapport au courant qui la traverse, le déphasage  $\varphi$  sera nul si  $v_L$  est en avance de  $\pi/2$  par rapport à  $v$ .

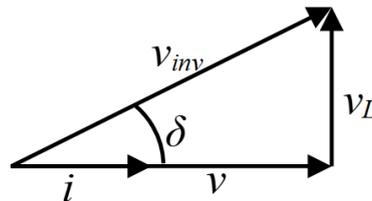


Figure 5-4 : Diagramme vectoriel des tensions et du courant lorsque  $FP = 1$

Les Figures Figure 5-3 et Figure 5-4 montrent que le facteur de puissance peut être ajusté en adaptant l'amplitude et l'angle de phase de la tension de sortie du convertisseur.

La Figure 5-5 montre le schéma bloc d'une boucle de contrôle du courant dans le domaine de Laplace, pour un convertisseur connecté au réseau dans le but d'étudier l'erreur en régime permanent résultant de ce contrôle. On distingue dans cette figure plusieurs paramètres tels que [44] :

- $v(s)$ , la tension du réseau, qui est représentée comme une perturbation du système,
- $\varepsilon_i(s)$  est l'erreur de courant, c.-à-d., la différence entre le courant mesuré du réseau et le courant de référence,
- $v_{inv}(s)$  est la tension de sortie du convertisseur,
- $i(s)$  est le courant mesuré du réseau,
- $i^*(s)$  est le courant de référence,

- $H_C(s)$  est la fonction de transfert du contrôleur de courant,
- $H_P(s)$  est la fonction de transfert du système constitué du filtre de sortie du convertisseur et de l'impédance du réseau.

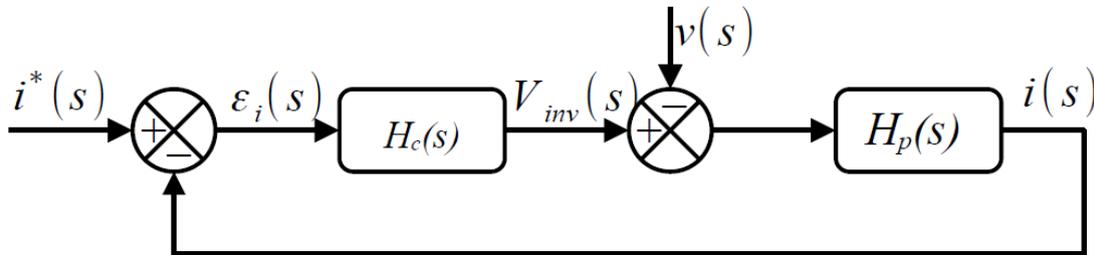


Figure 5-5 : Boucle de contrôle du courant

### 5.2.3. Obtention du courant de référence

La détermination du courant de référence se fait à l'aide de la puissance de référence à la sortie du convertisseur qui, dans le cas idéal, est égale à la puissance d'entrée. Cette puissance est donc obtenue en multipliant le courant par la tension du bus DC. Ces valeurs sont données par l'algorithme de contrôle du bus DC, dont le rôle est de maintenir fixe la tension à l'entrée du convertisseur [75].

En considérant le convertisseur comme étant idéal (c.-à-d. sans perte), la puissance de sortie de référence est égale à la puissance d'entrée et est exprimée par :

$$P^* = \frac{V_m I_m^*}{2} \quad (5.4)$$

Où  $P^*$  est la puissance de sortie de référence,  $V_m$  est l'amplitude de la tension du réseau,  $I_m^*$  est l'amplitude du courant de référence. Si l'angle de phase  $\theta$  et l'amplitude de la tension  $V_m$  sont connus, le courant de référence est obtenu par :

$$i^* = \left( \frac{2P^*}{V_m} \right) \cos(\theta) \quad (5.5)$$

Une autre méthode permet de déterminer le courant de référence sans avoir recours à  $\theta$  mais en utilisant directement la tension du réseau. Ainsi, le courant de référence est obtenu par :

$$i^* = \frac{2P^* v}{V_m^2} \quad (5.6)$$

Cette méthode est plus simple mais elle est aussi plus sensible à la pollution harmonique de la tension.

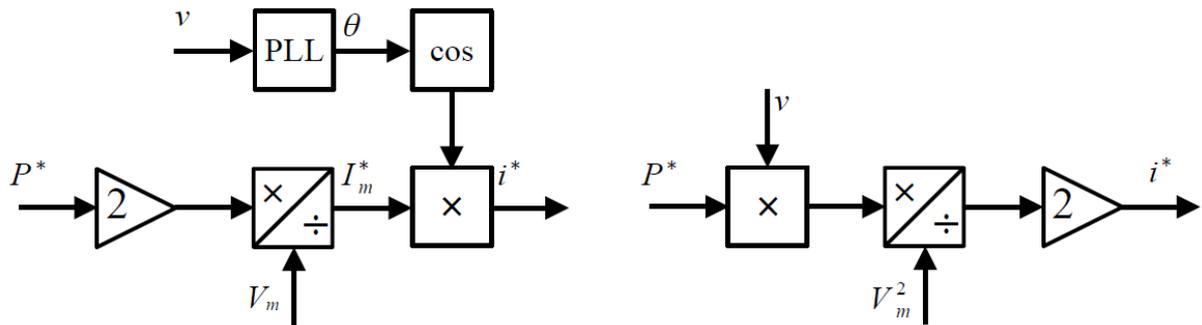


Figure 5-6 : Détermination du courant de référence avec (a) et sans (b) utilisation de l'angle de phase du réseau

### 5.3. Les contrôleurs linéaires

Selon ses caractéristiques, un contrôleur peut être linéaire ou non-linéaire. Un contrôleur linéaire a une structure linéaire et est conçu selon un modèle linéaire du système à contrôler. Les contrôleurs linéaires les plus utilisés sont à base de régulateur Proportionnel-Intégral (PI), et Proportionnel-Résonant (PR).

#### 5.3.1. Régulateur Proportionnel-Intégral

Le régulateur PI est très populaire dans le domaine de la régulation automatique. Sa structure est simple et facile à implémenter. Il est capable de suivre une référence continue sans erreur en régime permanent. Cependant, il est incapable de suivre sans erreur une référence de type alternatif. Pour cela, ce régulateur nécessite d'être employé dans un repère de référence synchrone ( $dq$ ) afin de contrôler le courant en régime AC. Sa fonction de transfert dans le domaine de Laplace est :

$$G_{pi}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (5.7)$$

Où  $k_p$  et  $k_i$  sont respectivement les gains proportionnel et intégral.

La Figure 5-7 montre la structure générale du contrôle de courant à base d'un régulateur PI. Traditionnellement, l'angle de phase de la tension  $\theta$  au PCC est estimé par une PLL mais d'autres méthodes peuvent être employées. Cet angle est utilisé pour passer du repère stationnaire ( $\alpha\beta$ ) au repère synchrone ( $dq$ ) dans le but d'extraire les composantes directes et en quadrature de la tension ( $v_d$  et  $v_q$ ) et du courant ( $i_d$  et  $i_q$ ). Le régulateur PI fournit les tensions de

référence sur le repère  $dq$ . Ces valeurs donnent la tension de référence pour la commande du convertisseur au moyen d'une transformation  $dq/\alpha\beta$ , qui sera convertie en impulsions par MLI.

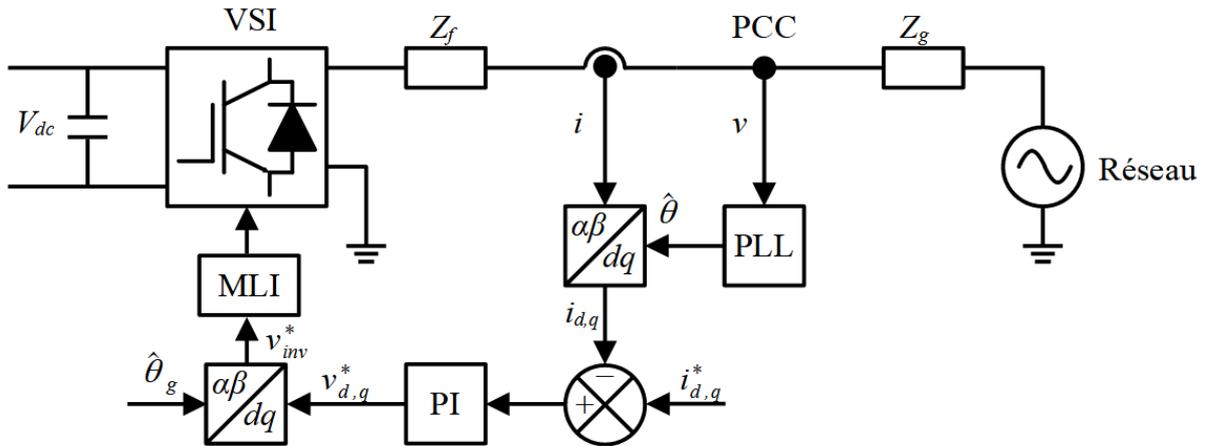


Figure 5-7 : Contrôle du courant par un régulateur PI

### 5.3.2. Régulateur Proportionnel Résonant

Le régulateur PR est obtenu en remplaçant la partie « intégrale » du régulateur PI par un intégrateur généralisé. Cet intégrateur a la propriété d'intégrer l'amplitude d'un signal sinusoïdal dont la fréquence est égale à sa fréquence de résonance. Ainsi l'erreur en régime permanent est éliminée, ce qui permet au régulateur de suivre une référence sinusoïdale sans erreur dans un repère de référence stationnaire ( $\alpha\beta$ ). La fonction de transfert d'un régulateur PR est donnée par la formule suivante :

$$G_{pr}(s) = k_p + \frac{k_r s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (5.8)$$

Où  $k_r$  est le gain résonnant,  $\omega_0$  est la fréquence résonnante, typiquement égale à  $2\pi 50$  rad/s pour les systèmes monophasés.

Le schéma bloc du régulateur PR et sa réponse en fréquence pour  $k_p = 1$ ,  $k_r = 20$  et  $\omega_0 = 2\pi 50$  sont illustrés dans la Figure 5-8. On observe que le régulateur atteint un gain infini à la fréquence de résonance, mais quasi-nulle en dehors de cette fréquence. On en déduit que ce régulateur n'est pas sensible à la présence d'harmoniques dans le signal d'entrée.

Afin d'éviter certains problèmes de stabilité, une autre version du régulateur PR impliquant un intégrateur généralisé non-idéal est obtenu par la fonction de transfert suivante :

$$G_{pr}(s) = k_p + \frac{2k_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (5.9)$$

Où  $\omega_c$  est la largeur de la bande résonante.

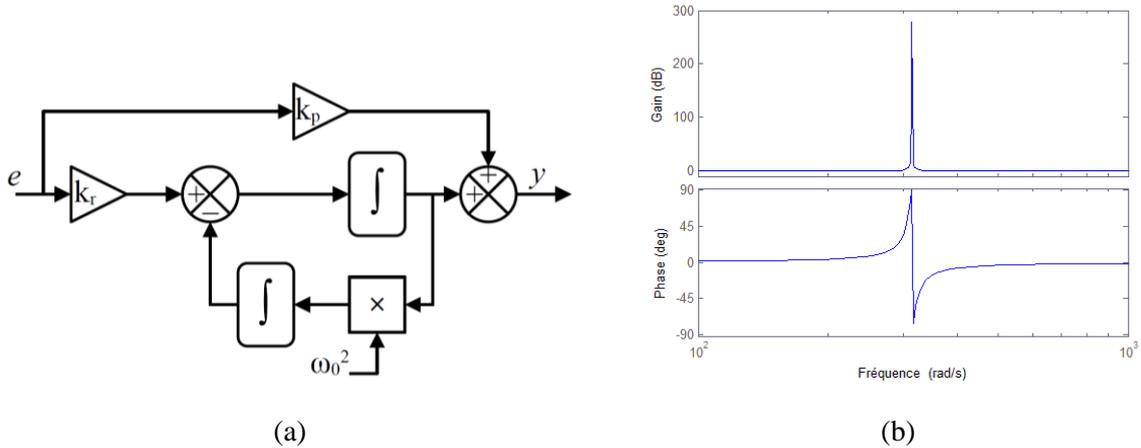


Figure 5-8 : Schéma bloc (a) et réponse en fréquence (b) du régulateur PR

La Figure 5-9 montre le schéma bloc et la réponse en fréquence du régulateur PR non-idéal pour  $\omega_c = 10$  rad/s. Bien que le gain à la fréquence de résonance ne soit pas infini, il est suffisamment élevé pour éliminer une erreur modérée en régime permanent. De plus, la largeur de bande de ce régulateur ( $\omega_c$ ) peut être ajusté afin de le rendre moins sensible aux légères déviations de la fréquence du réseau [76].

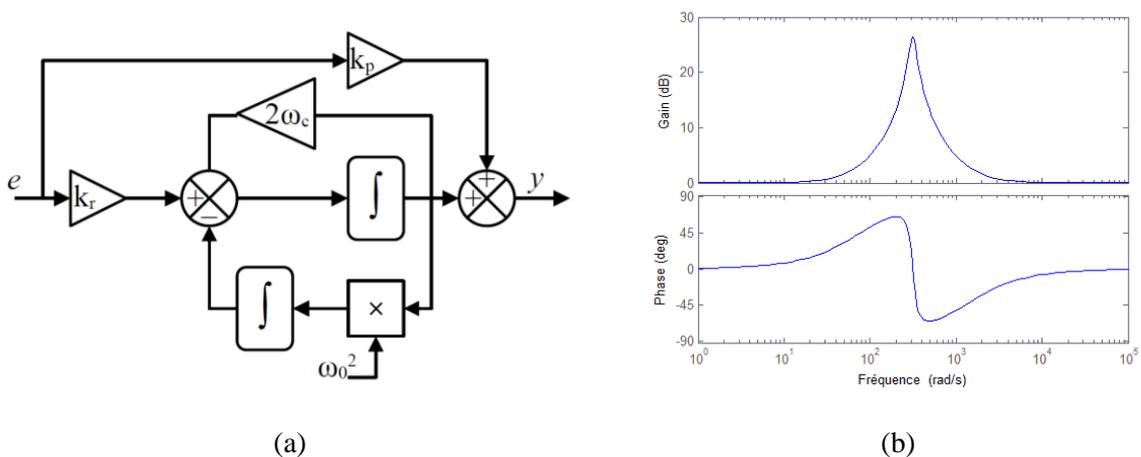


Figure 5-9 : Schéma bloc (a) et réponse en fréquence (b) du régulateur PR non-idéal

Le régulateur PR peut être employé pour le contrôle du courant comme illustré dans la Figure 5-10. Du fait que le régulateur PR est capable de réguler un signal sinusoïdal, il peut

opérer dans un repère stationnaire. La transformée de Park n'est donc pas requise, ce qui simplifie grandement son implémentation. L'angle de phase de la tension au PCC n'est donc pas nécessaire, mais la PLL est sollicitée pour estimer la fréquence du réseau et permettre au régulateur PR de s'adapter aux variations de fréquence.

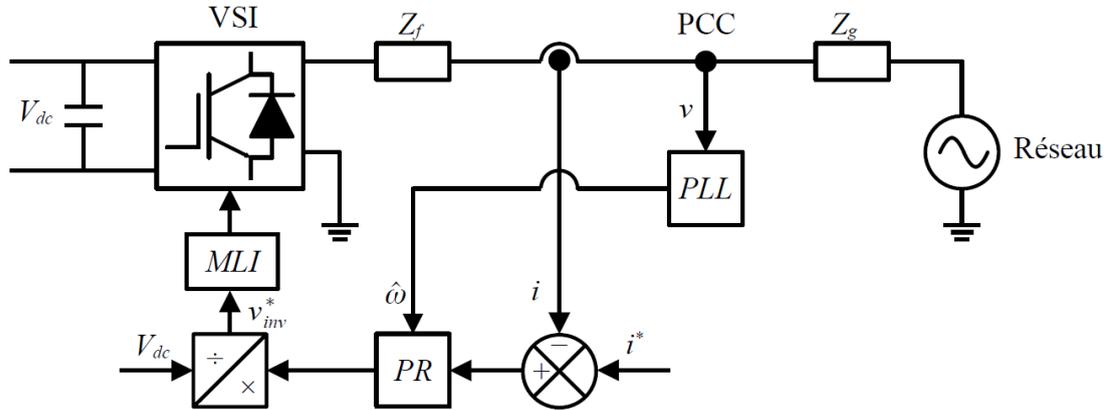


Figure 5-10 : Contrôle du courant par un régulateur PR

## 5.4. Les contrôleurs non-linéaires

Les convertisseurs de puissances se composent d'éléments fonctionnant en commutation et sont par nature non-linéaires. En ajoutant à cela un environnement opérationnel contraignant avec des perturbations de la tension du réseau, on pourrait penser qu'un contrôleur non-linéaire serait plus apte à gérer les différentes situations pouvant se manifester dans le réseau. Dans ce contexte, plusieurs méthodes avancées de contrôle non-linéaire du courant ont été développées ces dernières années. Un aperçu des contrôles par hystérésis et par mode glissant est présenté dans cette section.

### 5.4.1. Contrôle par hystérésis

Le contrôle du courant par hystérésis est une méthode simple à implémenter et ne requiert aucune connaissance des impédances en aval du convertisseur. La régulation consiste à mesurer l'erreur entre le courant de sortie du convertisseur et le courant de référence. Une commutation à lieu si la valeur absolue de l'erreur mesurée dépasse un seuil  $h$  appelé bande d'hystérésis.

Cette méthode de contrôle possède quelques inconvénients. D'abord elle nécessite une fréquence d'échantillonnage nettement plus élevée que les méthodes habituelles. Ensuite la fréquence de commutation n'est pas fixe mais varie selon la valeur de la charge, ce qui entraîne une perte importante par commutation et un risque accru de problèmes de résonance. Cela

limite cette méthode à des applications pour de faibles niveaux de puissance [77], [78].

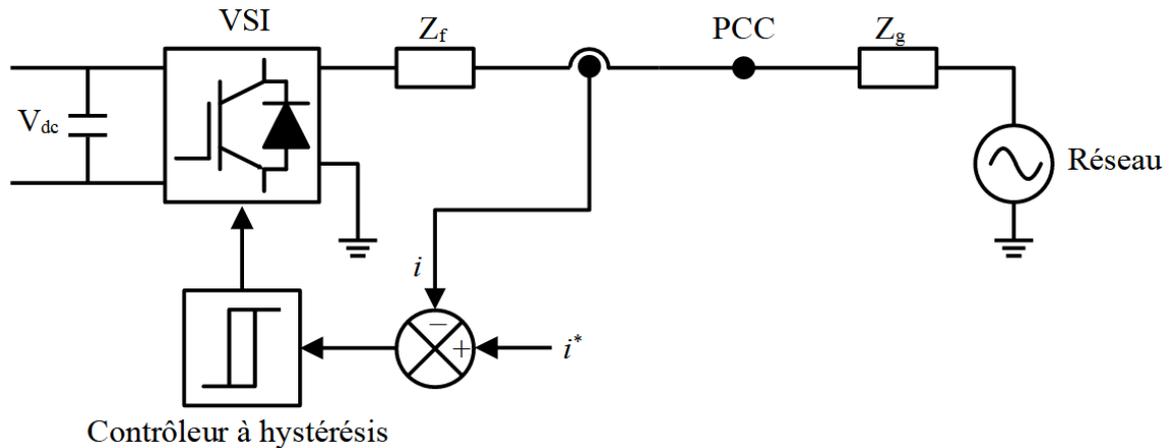


Figure 5-11 : Contrôle du courant par contrôleur à hystérésis

### 5.4.2. Contrôle par mode glissant

Le contrôle par mode glissant est connu pour ses caractéristiques avantageuses telles que sa réponse dynamique rapide, sa robustesse face aux variations des paramètres du système, et sa simplicité d'implémentation [79]. Il a été largement employé dans le domaine de l'électronique de puissance [80].

L'idée principale de la stratégie de contrôle en mode glissant est de concevoir une surface glissante dans l'espace d'état et une loi d'approche en fonction des caractéristiques dynamiques souhaitées du système, de sorte à forcer les variables d'état du système à prendre une trajectoire allant vers la surface glissante [81].

Après un certain temps, les variables du système se déplacent sur la surface glissante, en direction d'un point d'équilibre. Elles ne sont alors plus affectées par les perturbations externes, ce qui confère à cette méthode une bonne robustesse. Cependant, la commande en mode glissant peut engendrer des problèmes de broutage en raison de l'introduction de la fonction de commutation dans la commande discontinue, ce qui affecte la précision de la commande du système.

## 5.5. Compensation des harmoniques

Le filtre de sortie du convertisseur n'est pas le seul élément permettant de réduire les harmoniques du courant de sortie. Le régulateur de courant peut également participer à l'atténuation sélectives des harmoniques d'ordre bas ( $3^e$ ,  $5^e$ ,  $7^e$  etc.) causées par la distorsion de

la tension du réseau, à l'aide de compensateurs d'harmoniques.

Les premiers compensateurs d'harmoniques se basaient sur de multiples repères de référence synchrones, dont chacun tournait à une fréquence égale à la fréquence de l'harmonique qui lui est dédiée. Plus récemment, l'utilisation en parallèle de compensateurs d'harmonique à base d'intégrateurs généralisés, chacun ayant une fréquence de résonance égale à la fréquence de l'harmonique à compenser, permet également d'éliminer sélectivement les harmoniques de courant d'ordre bas. A titre indicatif, la fonction de transfert d'un compensateur d'harmoniques d'ordre 3, 5 et 7 est exprimée par :

$$G_{HC}(s) = \sum_{k=3,5,7} \frac{k_r^h s}{s^2 + (h\omega)^2} \quad (5.10)$$

Où  $h$  est l'ordre de l'harmonique à compenser et est le gain résonant de l'harmonique d'ordre  $h$ . Cette méthode est particulièrement adaptée au contrôle du courant par régulateur PR (Figure 5-12) car elle n'affecte pas ou peu la dynamique de ce régulateur [76].

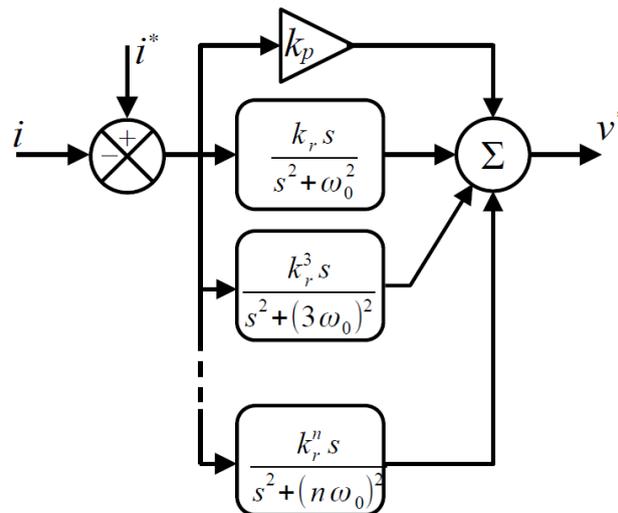


Figure 5-12 : Schéma bloc d'un régulateur PR avec compensateurs d'harmonique

La possibilité d'ajouter d'autres régulateurs résonnants, en parallèle avec le régulateur PR, afin de réduire les harmoniques du courant est un avantage significatif de ce contrôleur par rapport à celui basé sur le régulateur PI. Grâce à ses performances et sa simplicité d'implémentation, le contrôleur PR est très populaire dans le domaine de l'intégration au réseau.

## 5.6. Étude de l'application de la technique RCF dans le contrôle du courant

L'intégration de la technique d'estimation de l'angle de phase par RCF peut se faire en remplaçant la PLL utilisée dans le contrôle du courant. La Figure 5-13 montre par exemple l'intégration de la technique RCF pour le cas d'un contrôle de courant par régulateur PR, mais cela peut s'appliquer à un régulateur PI ou toute autre technique nécessitant l'estimation de l'angle de phase et/ou de la fréquence du réseau.

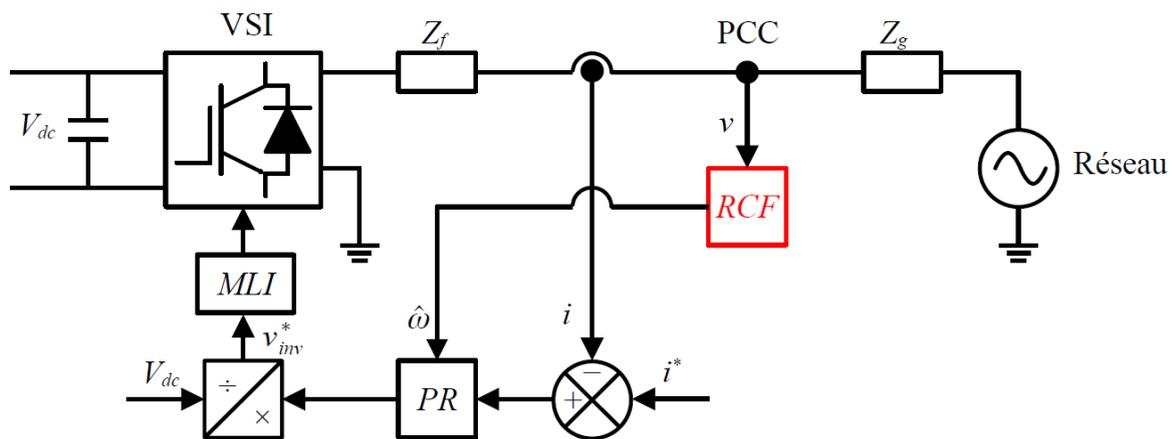


Figure 5-13 : Contrôle du courant par PR avec RCF

### 5.6.1. Simulation numérique

Afin d'observer les éventuels bénéfices que peut apporter la technique RCF dans la qualité du courant injecté, une simulation d'un VSI connecté au réseau a été effectuée. La simulation du même système, mais employant une PLL au lieu de la RCF, est effectuée à titre comparatif. Les deux méthodes d'estimation du courant de référence illustrées par la Figure 5-6 seront également testées.

#### 5.6.1.1 Présentation du système

Le système simulé est une RED connectée au réseau, dont la source d'énergie est représentée par un générateur DC de puissance égale à 5 kW. Un VSI transforme la puissance DC en une puissance AC et l'injecte dans le réseau à travers un filtre LCL. Le réseau présente une tension efficace de 230 V. Cette tension est polluée par des harmoniques d'ordre bas, dont les valeurs en pourcentage du fondamental sont :  $V_3 = 5\%$ ,  $V_5 = 6\%$ ,  $V_7 = 5\%$ ,  $V_9 = 1.5\%$ ,  $V_{11} = 3.5\%$ ,  $V_{13} = 3\%$ ,  $V_{15} = 0.5\%$ ,  $V_{17} = 2\%$ . Les paramètres du système sont résumés dans le Tableau 4.

Le contrôle du courant est assuré par un régulateur PR avec une compensation des harmoniques d'ordres 3, 5 et 7. Afin de rendre ce régulateur adaptatif à la fréquence, la fréquence angulaire du réseau est estimée par SOGI-PLL-WLPF (Figure 4-10) et par BPF-RCF (Figure 4-9). Par soucis de clarté, ces deux techniques sont respectivement désignées comme PLL et RCF au cours de ce chapitre. Les paramètres de la PLL et de la RCF sont les mêmes que ceux décrits en Section 4.5.

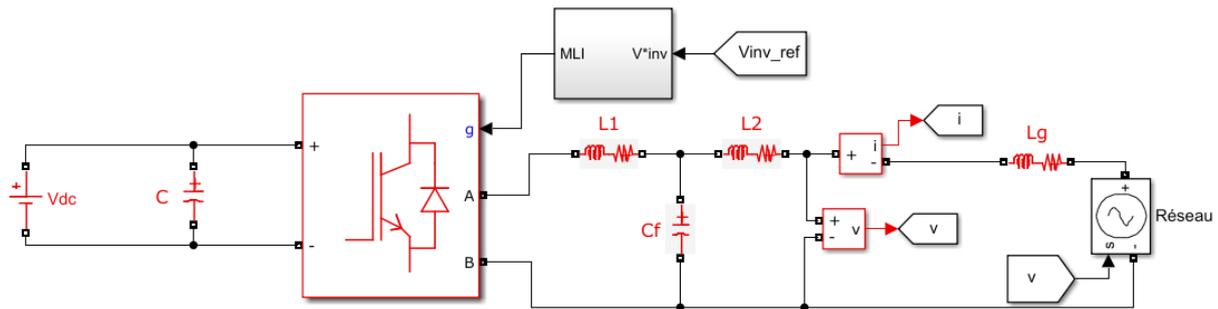


Figure 5-14 : Aperçu du système simulé

Tableau 4 : Paramètres électriques du système simulé

Paramètre	Valeur
Tension du réseau (rms), $v$	230 V
Tension du bus DC, $V_{dc}$	360 V
Puissance de la source DC, $P_{dc}$	5 kW
Capacité du condensateur d'entrée, $C$	2,2 mF
Inductance et résistance des bobines du filtre, $L_1$ et $L_2$	3,6 mH, 0,02 $\Omega$
Capacité du condensateur du filtre, $C_f$	2,35 $\mu$ F
Inductance et résistance de l'impédance du réseau	0,5 mH, 0,2 $\Omega$

Les paramètres du contrôleur de courant et des compensateurs d'harmoniques sont décrits dans le Tableau 5.

Le courant de référence est obtenu par les méthodes illustrées par la Figure 5-6. On désignera par *méthode 1* la méthode qui utilise l'angle de phase  $\theta$  et par *méthode 2* celle qui ne l'utilise pas. La tension du bus DC est fixe et n'est pas régulée dans cette étude.

L'amplitude et le fondamental de la tension du réseau sont obtenus implicitement dans la PLL, respectivement par les valeurs de  $v_d$  et  $v_\alpha$  (Figure 4-10). Par contre, la technique RCF n'estime pas implicitement l'amplitude de la tension. De plus, le filtre passe-bande utilisé pour

extraire le fondamental de la tension est à fréquence fixe. En conséquence, la tension filtrée présente un déphasage par rapport à la tension du réseau lorsque la fréquence de celle-ci dévie de la fréquence nominale (50 Hz). Pour remédier à ce problème, un filtre/QSG de type SOGI est ajouté en parallèle à la technique RCF, comme présenté dans la Figure 5-15.

Tableau 5 : Paramètres du contrôleur de courant

Paramètre	Valeur
$k_p$	20
$k_r$	600
$k_r^3$	600
$k_r^5$	600
$k_r^7$	600

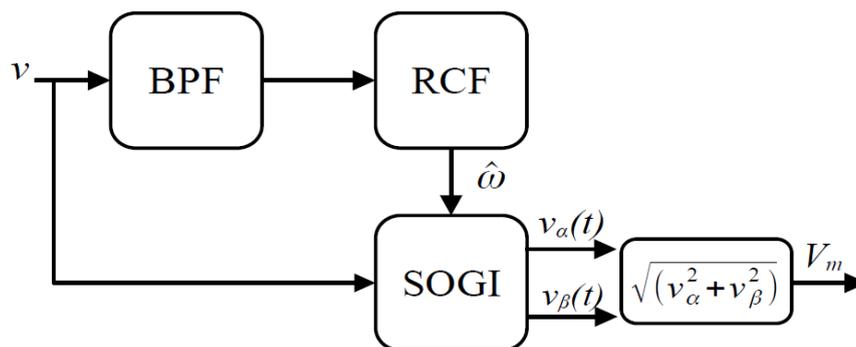


Figure 5-15 : Ajout du SOGI-QSG pour l'extraction du fondamental et l'estimation de l'amplitude de la tension

### 5.6.2. Résultats et discussions

La Figure 5-16 montre l'estimation de la fréquence par RCF et par PLL. On peut noter, pour les deux techniques, que le courant injecté n'impacte pas significativement cette estimation (voir la Figure 4-13). La Figure 5-17 quant à elle, montre le courant de sortie du convertisseur obtenu en utilisant la PLL et la RCF en régime permanent. Dans les deux cas, le courant obtenu est en phase avec la tension du réseau.

Les harmoniques de courant obtenus en utilisant la méthode 1 sont illustrées par la Figure 5-18. On peut constater que les compensateurs d'harmoniques ont sensiblement réduit les harmoniques de courant d'ordre bas (3<sup>e</sup>, 5<sup>e</sup> et 7<sup>e</sup>). On observe que l'estimation de la fréquence par RCF permet d'améliorer légèrement les performances de ces compensateurs, mais ne

semble apporter aucun avantage pour les harmoniques non compensées d'ordres plus élevés. Le THD du courant de sortie du convertisseur est de 3,4 % pour la PLL contre 3,3 % pour la RCF.

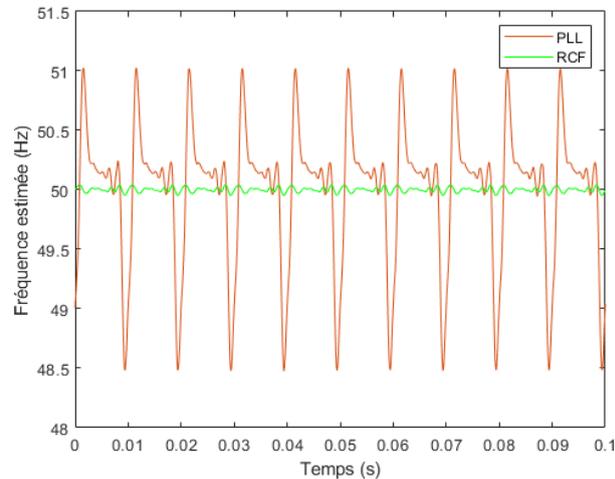


Figure 5-16 : Fréquence estimée pour le contrôle du courant

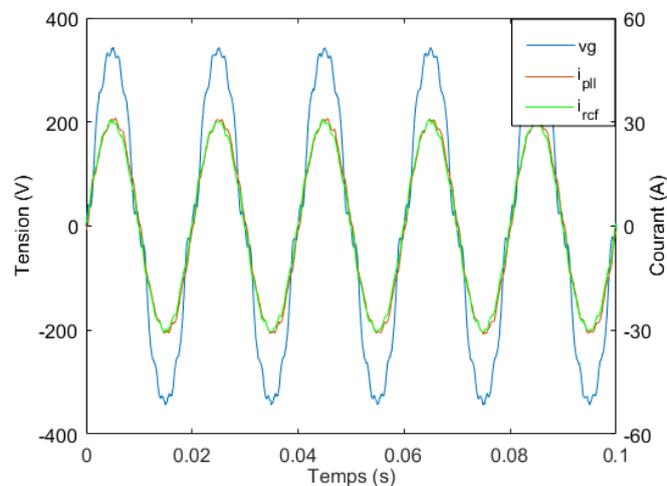


Figure 5-17 : Tension du réseau et courants injectés en présence d'harmoniques

La Figure 5-19 montre l'erreur de poursuite du courant  $\varepsilon_i$  c.-à-d., la différence entre le courant de sortie du convertisseur et le courant de référence. On remarque que l'erreur obtenue par PLL présente un caractère ondulatoire plus important que celui obtenu par RCF. La moyenne quadratique de l'erreur par PLL est également plus élevée : elle est de  $12e-4$  p.u. en utilisant la PLL tandis qu'elle est de  $5e-4$  p.u. en utilisant la RCF.

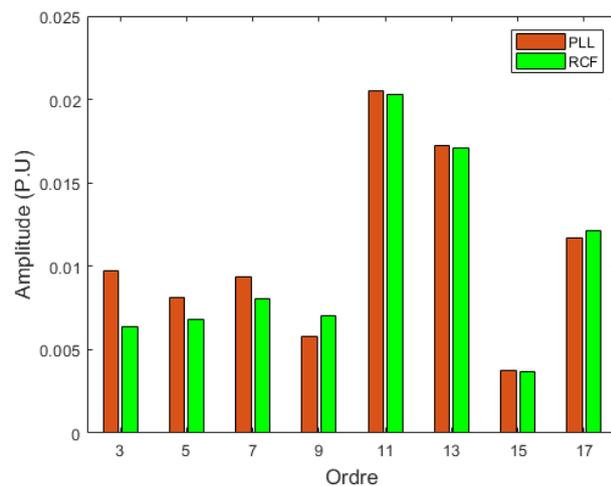


Figure 5-18 : Harmoniques de courant avec la méthode 1

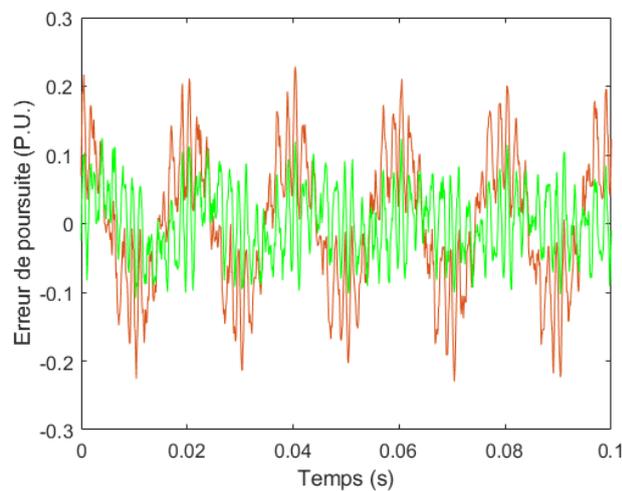


Figure 5-19 : Erreur de poursuite du courant de référence avec la méthode 1

Les harmoniques de courant obtenues en utilisant la méthode 2 sont illustrées par la Figure 5-20. En comparaison avec la Figure 5-18, on note que cette méthode d'estimation du courant de référence est bien plus sensible aux perturbations harmoniques que la première. On note également que la différence de performance entre la PLL et la RCF est plus élevée. Le THD du courant de sortie du convertisseur est de 4,4 % pour la PLL contre 3,6 % pour la RCF.

La Figure 5-21 montre l'erreur de poursuite du courant avec la méthode 2. Dans les deux cas le comportement de l'erreur est semblable à celui de la méthode 1, de même que sa moyenne quadratique : elle est de  $12 \times 10^{-4}$  p.u. en utilisant la PLL,  $6 \times 10^{-4}$  p.u. en utilisant la RCF.

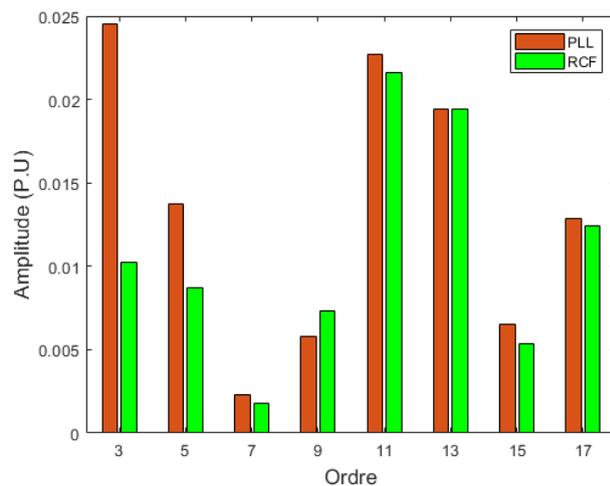


Figure 5-20 : Harmoniques de courant avec la méthode 2

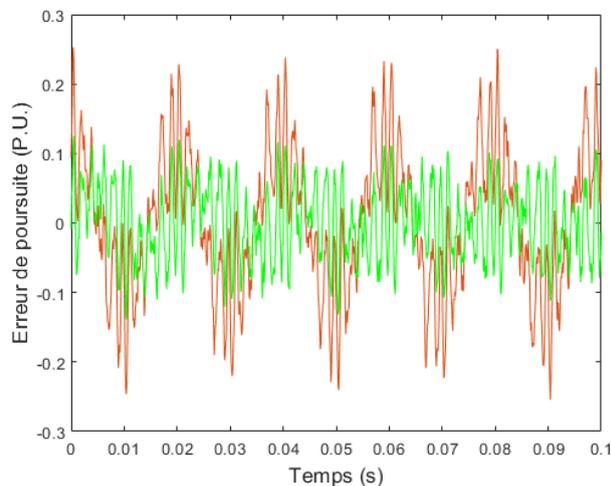


Figure 5-21 : Erreur de poursuite du courant de référence avec la méthode 2

## 5.7. Conclusion

Dans ce chapitre, une étude des convertisseurs alimentant le réseau a été présentée. L'importance du contrôle du courant injecté dans le réseau, ainsi que la structure d'une boucle de contrôle ont été détaillés. Parmi les techniques de contrôle du courant évoquées, le contrôle par régulateur Proportionnel Résonant se démarque par sa simplicité d'implémentation, sa charge de calcul peu contraignante, ses performances dynamiques ainsi que sa capacité à compenser sélectivement les harmoniques de courant.

Une simulation d'un onduleur alimentant un réseau pollué par des harmoniques de tension, à partir d'une source DC a été faite. Le contrôle du courant par régulateur PR avec compensation des harmoniques a été implémenté. Une comparaison des performances du système selon deux méthodes d'estimation du courant de référence, et selon deux techniques

de synchronisation a été conduite.

Les résultats de simulation ont montré que l'estimation du courant de référence utilisant l'angle de phase du réseau améliorerait significativement la qualité du courant injecté, par rapport à la méthode utilisant la tension du réseau. La technique de synchronisation par RCF, bien qu'elle apporte une fréquence estimée nettement plus précise que par la PLL, n'apporte qu'une amélioration légère à modérée des performances des compensateurs d'harmoniques.

# Conclusion Générale

L'introduction de ressources énergétiques décentralisées permet de résoudre les principaux problèmes des réseaux électriques conventionnels, à savoir, les coûts de transport et de distribution élevés, l'électrification des zones rurales et isolées difficile, le manque de fiabilité du réseau et la pollution de l'environnement.

Cependant, une intégration intensive de ressources décentralisées a aussi des inconvénients. Si le réseau est perturbé par des phénomènes impactant sa qualité d'énergie, ces ressources seront susceptibles d'injecter du courant non-conforme aux normes en vigueur. De plus, l'injection d'un tel courant pourrait accentuer la dégradation de la qualité d'énergie du réseau, entraînant tout le système électrique dans un cercle vicieux.

Pour éviter cela, les convertisseurs de puissance des ressources énergétiques décentralisées doivent surveiller les paramètres du réseau à l'aide d'une technique de synchronisation à la fois rapide et robuste. De plus, ils doivent être capables de contrôler leur courant de sortie, de sorte à ce qu'il reste toujours conforme aux normes en vigueur.

Cette thèse est consacrée à l'étude des techniques de synchronisation au réseau ainsi qu'au contrôle des convertisseurs de puissance. Une description des principales techniques de synchronisation présentes dans la littérature a été détaillée. Plusieurs comparaisons entre différentes techniques ont été faites. Elles montrent que la SOGI-PLL est une technique à la fois simple et robuste, mais plus lente que l'EPLL et la SOGI-FLL qui sont plus sensibles aux perturbations. Parmi les techniques de synchronisation en boucle ouverte, il s'est avéré que la méthode E3CS était recommandée pour l'estimation de la fréquence du réseau.

Une nouvelle approche d'estimation de l'angle de phase de la tension du réseau a été proposée. Cette approche consiste d'abord à calculer numériquement l'abscisse du centroïde d'une trame de la tension du réseau, puis d'estimer sa phase en utilisant la formule réciproque du centroïde. Une méthode d'approximation des intégrales reposant sur l'application d'équations aux différences a été élaborée dans le but de réduire la charge de calcul du centroïde. Pour des applications au réseau monophasé, l'estimation de la phase par RCF peut être combiné à un préfiltre passe-bande afin d'apporter une immunité à la présence d'une composante continue ainsi qu'une atténuation des harmoniques.

Les comparaisons expérimentales entre la BPF-RCF, la SOGI-PLL-WLPF et la SOGI-FLL-WDCRC montrent que la BPF-RCF possède les avantages des deux autres techniques, au prix d'une consommation de mémoire accrue et d'une complexité modérément

plus élevée. Cette technique permet d'opérer en conditions défavorables aussi bien que la SOGI-PLL-WLPF, avec une rapidité des réponses transitoires égale voire supérieure à la SOGI-FLL-WDCRC.

Enfin une étude des convertisseurs alimentant le réseau a été présentée. L'importance du contrôle du courant injecté dans le réseau, ainsi que la structure d'une boucle de contrôle ont été expliquées. Parmi les techniques de contrôle du courant évoquées, le contrôle par régulateur Proportionnel Résonant se démarque par sa simplicité d'implémentation, sa charge de calcul peu contraignante, ses performances dynamiques ainsi que sa capacité à compenser sélectivement les harmoniques de courant.

Une simulation d'un onduleur alimentant un réseau pollué par des harmoniques de tension, à partir d'une source DC a été faite. Une comparaison des performances du système selon deux méthodes d'estimation du courant de référence, et selon deux techniques de synchronisation a été conduite. Les résultats ont montré que l'estimation du courant utilisant l'angle de phase du réseau améliorerait significativement la qualité du courant injecté, par rapport à la méthode utilisant la tension du réseau. La technique de synchronisation par RCF contribue une l'amélioration de la qualité du courant injecté.

Pour des travaux futurs, nous suggérons une étude dynamique de l'estimation de phase par RCF, l'application de la RCF selon différentes topologies et différents QSG, et l'étude de l'association de la RCF en boucle ouverte avec un estimateur de fréquence indépendant.

# Références

- [1] EL-HAWARY, Mohamed E. *Introduction to Electrical Power System*. Wiley-IEEE Press, 2008, ISBN 978-0470-40863-6.
- [2] PANSINI, Anthony J. *Guide to Electrical Power Distribution Systems*. The Fermont Press, Inc, 2005. ISBN 0-88173-505-1
- [3] PURET, Christian. Les réseaux de distribution publique MT dans le monde. *Cahier Technique Merlin Gerin*. 1991, vol. 8, no. 155, pp 1-28. Disponible sur : <http://posteselectriques.o.p.f.unblog.fr/files/2014/10/reseaux-electriques-dans-le-monde.pdf>
- [4] CHABAUD, Aurélie. *Micro-réseau intelligent pour la gestion des ressources énergétiques*. Thèse de doctorat : Énergie et Environnement. Université de Perpignan Via Domitia, 2014, 163 p.
- [5] BEVRANI, Hassan, WATANABE Masayuki, MITANI, Yasunori, *Power System Monitoring and Control*. Wiley, 2014. doi : 10.1002/9781118852422.
- [6] MARTIN, Jeremi. *Distributed vs. centralized electricity generation: are we witnessing a change of paradigm?* [en ligne]. HEC, Paris, 2009, 40 p. Disponible sur [https://www.vernimmen.net/ftp/An\\_introduction\\_to\\_distributed\\_generation.pdf](https://www.vernimmen.net/ftp/An_introduction_to_distributed_generation.pdf)
- [7] KOTTAYIL, Sasi K. *Smart microgrids*, CRC Press. New York : Routledge, 2018. ISBN 9780429325274
- [8] ALBDAWAWI, Rashid S.M. *Supervisory Control and Power Management of an AC Microgrid*. Thèse de doctorat : Énergies Renouvelables. University of Exeter, 2017.
- [9] FUSHENG, Li, RUIHENG, Li et FENGQUAN, Zhou. *Microgrid Technology and Engineering Application*. Elsevier, 2016. doi : 10.1016/C2013-0-18521-2.
- [10] KAUR Amendeep et al, A review on microgrid central controller. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. vol. 55, pp. 338–345, Mar. 2016, doi : 10.1016/j.rser.2015.10.141.

- [11] DRAGICEVIC, Tomislav et al, Control of Power Converters in ac and dc Microgrids. *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*, Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2019, pp. 1–23. doi : 10.1002/047134608X.W8389.
- [12] ROCABERT, Joan et al. Control of Power Converters in AC Microgrids. *IEEE Transaction on Power Electronics.*, 2012, vol. 27, no. 11, pp. 4734–4749. doi : 10.1109/TPEL.2012.2199334.
- [13] ANSARI, Shamsheer et al. A Comprehensive Review on Power Converters Control and Control Strategies of AC/DC Microgrid. *IEEE Access*, 2021, vol. 9, pp. 17998–18015. doi : 10.1109/ACCESS.2020.3020035.
- [14] RIFFONNEAU, Y. et al, “Problématique du stockage associé aux systèmes photovoltaïques connectés au réseau,” *Revue des Énergies Renouvelables*, 2008, vol. 11, no. 3, pp. 407–422. doi : 10.54966/JREEN.V11I3.92.
- [15] “Raccordement des installations photovoltaïques au réseau public de distribution électrique à basse tension,” *Esprit*, 2010.
- [16] UEDA, Y. Detailed Performance Analyses Results of Grid-Connected Clustered PV Systems in Japan—First 200 Systems Results of Demonstrative Research on Clustered PV Systems. *Proc. 20th Eur. Photovolt. Sol. Energy Conf. Proc.*, 2005, pp. 2466–2469.
- [17] COBBEN, Sief. State-of-the-art on Dispersed PV Power Generation. 2022.
- [18] VERHOEVEN, B. “Utility aspects of grid-connected photovoltaic power systems,” *Int. Energy Agency-Implementing Agreem. Photovolt. Power Syst.*, no. Tech. Rep. IEA PVPS T5-0, 1998, p. 168.
- [19] COBBEN, Sief. Impact of photovoltaic generation on power quality in urban area with high PV population. 2022.
- [20] DC injection into low voltage AC networks, *DTI Commissioned Report*, University of Strathclyde, 2005.
- [21] SALAS, Vincente et al, “DC current injection into the network from PV grid inverters,” *Conf. Rec. 2006 IEEE 4th World Conf. Photovolt. Energy Conversion, WCPEC-4*, 2006, vol. 2, pp. 2371–2374. doi : 10.1109/WCPEC.2006.279668.

- [22] IEEE Std. *IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality*. 2019. [en ligne]. doi: 10.1109/IEEESTD.2019.8796486
- [23] BEDOUI, Samir. *Contribution à l'étude de la coordination des isolements des postes de transformation haute tension basé sur l'emploi de parafoudres ZnO*. Thèse de doctorat : Réseaux Électriques. Université Ferhat Abbas - Setif 1, 2018.
- [24] FREIJEDO, Francisco D. *Contributions to Grid-Synchronization Techniques for Power Electronic Converters*. Thèse de doctorat : Génie Électrique. Vigo University, 2009.
- [25] GOSWAMI, Arup K. et al, An analytical approach for stochastic assessment of voltage sags in distribution systems. *IEEE Reg. 10 Annu. Int. Conf. Proceedings/TENCON*, 2008. doi : 10.1109/TENCON.2008.4766390.
- [26] BENYSEK, Grzegorz. *Improvement in the Quality of Delivery of Electrical Energy using Power Electronics Systems*. Springer-Verlag London, 2007. ISBN 978-1-84628-648-3
- [27] SIVARAMAN, P. and C. SHARMEELA, C. Power quality and its characteristics in *Power Quality in Modern Power Systems*, Elsevier, 2021, pp. 1–60. doi : 10.1016/B978-0-12-823346-7.00001-3.
- [28] FERRACCI, P. La qualité de l'énergie électrique. *Cah. Tech. Schneider Electr.*, p. 32, 2001.
- [29] BAGGINI, Angelo. *Handbook on Power Quality*. Wiley, 2008. ISBN 978-0-470-06561-7.
- [30] BEST, Roland E. *Phase-Locked Loops: Design, Simulation, and Applications*. McGraw-Hill Education, 2007. ISBN 9780071493758.
- [31] KARIMI-GHARTEMANI, Masoud *Enhanced Phase-Locked Loop Structures for Power and Energy Applications*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc, 2014. ISBN 9781118795026.
- [32] GOLESTAN, Saeed *et al*. Single-Phase PLLs: A Review of Recent Advances. *IEEE Trans. Power Electron.*, 2017, vol. 32, no. 12, pp. 9013–9030. doi : 10.1109/TPEL.2017.2653861.

- [33] SANTOS FILHO, Rubens M. et al. Comparison of Three Single-Phase PLL Algorithms for UPS Applications. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2008, vol. 55, no. 8, pp. 2923–2932. doi : 10.1109/TIE.2008.924205.
- [34] FREIJEDO, Francisco D. et al. Robust phase locked loops optimized for DSP implementation in power quality applications. *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, 2008, pp. 3052–3057. doi : 10.1109/IECON.2008.4758447.
- [35] JANIK, Dusan et al, Optimalization of SOGI PLL for single-phase converter control systems: Second order generalized integrator (SOGI). *Int. Conf. Appl. Electron.* 2013, no. 4, pp. 11–14.
- [36] CARUGATI, Ignacio et al. Frequency Adaptive PLL for Polluted Single-Phase Grids. *IEEE Trans. Power Electron.* 2012, vol. 27, no. 5, pp. 2396–2404. doi : 10.1109/TPEL.2011.2172000.
- [37] GOLESTAN, Saeed et al. Moving average filter based phase-locked loops: Performance analysis and design guidelines. *IEEE Trans. Power Electron.* 2014, vol. 29, no. 6, pp. 2750–2763. doi : 10.1109/TPEL.2013.2273461.
- [38] FREIJEDO, Francisco D. et al. A Generic Open-Loop Algorithm for Three-Phase Grid Voltage/Current Synchronization With Particular Reference to Phase, Frequency, and Amplitude Estimation. *IEEE Trans. POWER Electron.*, 2009, vol. 24, no. 1, doi : 10.1109/TPEL.2008.2005580.
- [39] KARIMI-GHARTEMANI, Masoud A Unifying Approach to Single-Phase Synchronous Reference Frame PLLs. *IEEE Trans. Power Electron.*, 2013 vol. 28, no. 10, pp. 4550–4556. doi : 10.1109/TPEL.2012.2235185.
- [40] KARIMI-GHARTEMANI, Masoud et al. A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments. *IEEE Trans. Power Syst.* 2004 vol. 19, no. 3, pp. 1263–1270. doi : 10.1109/TPWRS.2004.831280.
- [41] LUO An et al. An improved reactive current detection and power control method for single-phase photovoltaic grid-connected dg system. *IEEE Trans. Energy Convers.* 2013, vol. 28, no. 4, pp. 823–831. doi : 10.1109/TEC.2013.2277658.
- [42] GAUTAM, Samir et al. A Comprehensive Study of Orthogonal Signal Generation

- Schemes for Single Phase Systems. *1st International Conference on Power Electronics and Energy (ICPEE)*. 2021, pp. 1–8. doi : 10.1109/ICPEE50452.2021.9358671.
- [43] XIONG, Liansong et al. A fast orthogonal signal-generation algorithm characterized by noise immunity and high accuracy for single-phase grid. *IEEE Trans. Power Electron.*, 2016, vol. 31, no. 3, pp. 1847–1851. doi : 10.1109/TPEL.2015.2478155.
- [44] CIOBOTARU, Mihai. *Reliable Grid Condition Detection and Control of Single-Phase Distributed Power Generation Systems*. Thèse de doctorat :Génie Électrique. Aalborg Universitet, 2009. 263 p.
- [45] CIOBOTARU, Mihai et al. A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator. *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.* 2006, doi : 10.1109/PESC.2006.1711988.
- [46] MATAS, José et al. An Adaptive Prefiltering Method to Improve the Speed/Accuracy Tradeoff of Voltage Sequence Detection Methods Under Adverse Grid Conditions. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2014 vol. 61, no. 5, pp. 2139–2151. doi : 10.1109/TIE.2013.2274414.
- [47] CIOBOTARU, Mihai et al. Offset rejection for PLL based synchronization in grid-connected converters. *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. – APEC*. 2008, no. 1, pp. 1611–1617. doi : 10.1109/APEC.2008.4522940.
- [48] KARIMI-GHARTEMANI, Masoud et al. Addressing DC component in PLL and notch filter algorithms. *IEEE Trans. Power Electron.* 2012, vol. 27, no. 1, pp. 78–86. doi : 10.1109/TPEL.2011.2158238.
- [49] GOLESTAN, Saeed et al. Advanced Single-Phase DSC-Based PLLs. *IEEE Trans. Power Electron.*, 2019, vol. 34, no. 4, pp. 3226–3238. doi : 10.1109/TPEL.2018.2856931.
- [50] MATAS, José et al. A Family of Gradient Descent Grid Frequency Estimators for the SOGI Filter. *IEEE Trans. Power Electron.* 2018, vol. 33, no. 7, pp. 5796–5810. doi : 10.1109/TPEL.2017.2748920.
- [51] RODRIGUEZ, Pedro et al. Advanced Grid Synchronization System for Power

- Converters under Unbalanced and Distorted Operating Conditions,” in *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, 2006, pp. 5173–5178. doi : 10.1109/IECON.2006.347807.
- [52] GOLESTAN, Saeed et al. Single-Phase Frequency-Locked Loops : A Comprehensive Review. *IEEE Trans. Power Electron.*, 2019, vol. 34, no. 12, pp. 11791–11812. doi : 10.1109/TPEL.2019.2910247.
- [53] GOLESTAN, Saeed et al. Dynamics assessment of advanced single-phase PLL structures. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2013, vol. 60, no. 6, pp. 2167–2177. doi : 10.1109/TIE.2012.2193863.
- [54] RAHMANI, Hachemi. *Utilisation du dsPIC dans la mesure de paramètres électriques*. Mémoire de Magistère : Énergies Renouvelables. École Nationale Polytechnique d’Alger, 2011.
- [55] MUR, Francisco et al. Phase synchronization and measurement digital systems of AC mains for power converters. *Int. Power Electron. Congr. - CIEP*, 1998, pp. 188–194. doi : 10.1109/ciep.1998.750682.
- [56] GOLESTAN, Saeed et al. A True Open-Loop Synchronization Technique. *IEEE Trans. Ind. Informatics.* 2016, vol. 12, no. 3, pp. 1093–1103. doi : 10.1109/TII.2016.2550017.
- [57] GOLESTAN, Saeed et al. Open-Loop Synchronization Systems for Grid-Tied Power Converters: Literature Overview, Design Considerations, Advantages, and Disadvantages. *IEEE Ind. Electron. Mag.*, 2021. doi : 10.1109/MIE.2021.3126255.
- [58] LOPEZ, Antonio et al. Power system frequency measurement under nonstationary situations. *IEEE Trans. Power Deliv.*, 2008, vol. 23, no. 2, pp. 562–567. doi : 10.1109/TPWRD.2007.916018.
- [59] VIZIREANU, Dragos N. A simple and precise real-time four point single sinusoid signals instantaneous frequency estimation method for portable DSP based instrumentation. *Measurement.* 2011, vol. 44, no. 2, pp. 500–502. doi : 10.1016/J.MEASUREMENT.2010.11.001.
- [60] KAISER, James F. On a simple algorithm to calculate the ‘energy’ of a signal.

- ICASSP, IEEE Int. Conf. Acoust. Speech Signal Process. - Proc.* 1990, vol. 1, no. 10, pp. 381–384. doi : 10.1109/icassp.1990.115702.
- [61] KAISER, David A. KAISER, James F. Estimation of power systems amplitudes, frequencies, and phase characteristics using Energy Operators. *2012 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2012*, 2012, pp. 930–937. doi : 10.1109/ECCE.2012.6342719.
- [62] NWOBU, Chigozie et al. Grid Voltage Synchronization for Unbalanced Voltages Using the Energy Operator. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, 2017 vol. 5, no. 3, pp. 1415–1424. doi : 10.1109/JESTPE.2017.2704022.
- [63] REZA, Shamim et al. A Recursive DFT Based Technique for Accurate Estimation of Grid Voltage Frequency. *IECON 2013 - 39th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, 2013, pp. 6420–6425. doi : 10.1109/IECON.2013.6700193.
- [64] REZA, Shamim et al. Single-Phase Grid Voltage Frequency Estimation Using Teager Energy Operator-Based Technique,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.* 2015, vol. 3, no. 4, pp. 1218–1227. doi : 10.1109/JESTPE.2015.2405094.
- [65] SAHOO, Animesh et al. Phase-Locked Loop Independent Second-Order Generalized Integrator for Single-Phase Grid Synchronization. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 2021, vol. 70. doi : 10.1109/TIM.2021.3104406.
- [66] GAWHADE, Pragya et al. Recent advances in synchronization techniques for grid-tied PV system: A review. *Energy Reports*, 2021, vol. 7, pp. 6581–6599. doi : 10.1016/j.egy.2021.09.006.
- [67] DARWISH, Hatem A. FIKRI, Magdy. Practical considerations for recursive DFT implementation in numerical relays. *Proc. IEEE Power Eng. Soc. Transm. Distrib. Conf.*, 2006, vol. 22, no. 1, pp. 880–887. doi : 10.1109/TDC.2006.1668614.
- [68] NEVES, Francisco A. S. et al. A space-vector discrete fourier transform for unbalanced and distorted three-phase signals. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2010, vol. 57, no. 8, pp. 2858–2867. doi : 10.1109/TIE.2009.2036646.
- [69] VINAYAGAM, Arangarajan et al. Harmonics assessment and mitigation in a photovoltaic integrated network. *Sustain. Energy, Grids Networks.* 2019, vol. 20, p.

100264. doi : 10.1016/J.SEGAN.2019.100264.

- [70] XIAO, Furong et al. A Frequency-Fixed SOGI-Based PLL for Single-Phase Grid-Connected Converters. *IEEE Trans. Power Electron.*, 2017, vol. 32, no. 3, pp. 1713–1719. doi : 10.1109/TPEL.2016.2606623.
- [71] KARIMI-GHARTEMANI, Masoud et al. Problems of Startup and Phase Jumps in PLL Systems. *IEEE Trans. Power Electron.* 2012, vol. 27, no. 4, pp. 1830–1838. doi : 10.1109/TPEL.2011.2169089.
- [72] AHMED, Hafiz et al. Frequency Adaptive Parameter Estimation of Unbalanced and Distorted Power Grid. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 8512–8519. doi : 10.1109/ACCESS.2020.2964058.
- [73] KHERBACHI, Abdelhamid et al. Enhanced structure of second-order generalized integrator frequency-locked loop suitable for DC-offset rejection in single-phase systems. *Electr. Power Syst. Res.* 2019, vol. 170, pp. 348–357. doi : 10.1016/j.epsr.2019.01.029.
- [74] M. LISERRE, Marco et al. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 2005, vol. 41, no. 5, pp. 1281–1291. doi : 10.1109/TIA.2005.853373.
- [75] BLAABJERG, Frede. *Renewable Energy Devices and Systems with Simulations in MATLAB® and ANSYS®*. Boca Raton : Taylor & Francis. CRC Press, 2017. doi : 10.1201/9781315367392.
- [76] R. TEODORESCU, Remus, LISERRE, Marco et RODRIGUEZ, Pedro. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Wiley, 2011. doi : 10.1002/9780470667057.
- [77] TRINTIS, Ionut. *Grid Converters for Stationary Battery Energy Storage Systems*. Thèse de doctorat : Génie Électrique. Aalborg Universitet, 2011.
- [78] BEDE, Lorand. *Advanced and robust control of grid connected converters*. Thèse de Doctorat : Génie Électrique. Aalborg Universitet, 2016.
- [79] KOMURCUGIL, Hasan. “Sliding Mode Control for Single-Phase Grid Connected LCL-Filtered VSI with Double-Band Hysteresis Scheme,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*

2016, vol. 63, no. 2, pp. 864–873. doi : 10.1109/TIE.2015.2477486.

- [80] GHOLAMI-KHESHT, Hosein, DAVARI, Pooya et BLAABJERG, Frede. Sliding mode controllers in power electronic systems. BLAABJERG, Frede. *Control of Power Electronic Converters and Systems*, Elsevier, 2021, pp. 77–99. doi : 10.1016/B978-0-12-819432-4.00005-6.
- [81] WU, Chao et BLAABJERG, Frede. Advanced control of power electronic systems— an overview of methods. BLAABJERG, Frede. *Control of Power Electronic Converters and Systems*. Elsevier, 2021, pp. 1–33. doi : 10.1016/B978-0-12-819432-4.00020-2.