

IV.1 Introduction

Dans le chapitre III, nous avons exposé deux différentes approches pour identifier les courants d'une charge non linéaire afin de générer des courants de référence. Ces courants doivent être réinjectés correctement dans le réseau électrique à travers un onduleur et un filtre de sortie. Pour atteindre cet objectif une technique de synchronisation robuste est nécessaire.

Dans ce chapitre nous proposons trois techniques de synchronisation avancée, une technique en boucle ouverte et deux en boucle fermée. Nous appliquons ces techniques à la commande du FAP, et les comparons à l'approche conventionnelle (PLL + LPF).

IV.2 Synchronisation en boucle ouverte (STF)

Le STF est un concept mathématique issu de l'intégration dans un référentiel synchrone défini par [47]

$$\hat{V}_{\alpha\beta}^+(t) = e^{j\omega t} \int e^{j\omega t} V_{\alpha\beta}(t) dt \quad (IV.1)$$

Où $\hat{V}_{\alpha\beta}^+(s)$ et $V_{\alpha\beta}(s)$ sont les signaux instantanés, respectivement avant et après intégration dans le repère synchrone. L'équation précédente peut être exprimée par la fonction de transfert suivante avec la transformation de Laplace :

$$H(s) = \frac{\hat{V}_{\alpha\beta}^+(s)}{V_{\alpha\beta}(s)} = \frac{s + j\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (IV.2)$$

Dans les auteurs [44] [49] [50] [51], introduit une constante k dans la fonction de transfert H (s) pour obtenir STF avec une fréquence de coupure de sorte que la fonction de transfert précédente H (s) devienne

$$H(s) = k \frac{(s+k) + j\omega_c}{(s+k)^2 + \omega_c^2} \quad (IV.3)$$

Le schéma synoptique de la fonction STF accordée à la pulsation ω_c est illustré à la Fig. (IV.1).

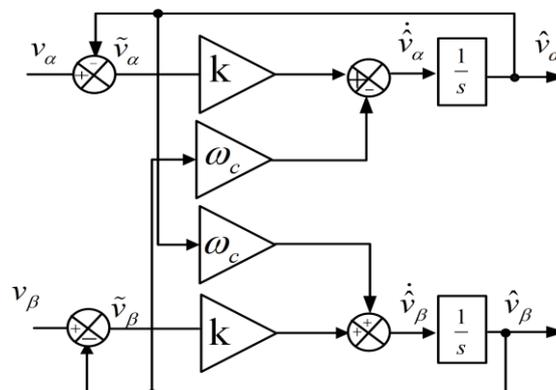


Figure IV.1 Schéma fonctionnel du STF

La Figure (IV.1) montre la réponse en fréquence de (IV.3) pour $\omega_c = 314$ rad / s et trois valeurs de k. La réponse en fréquence est asymétrique autour de zéro et le gain en est un avec un déphasage de zéro au fondamental de la séquence positive, tout en offrant un certain niveau d'atténuation à la même fréquence dans la séquence négative. La réponse dynamique dépend du paramètre k.

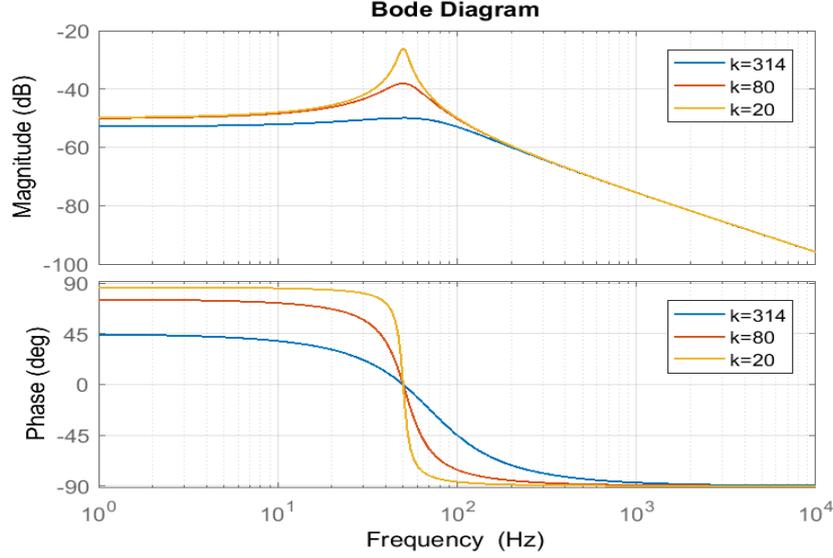


Figure IV.2 Diagramme de Bode du STF

La forme analytique de l'équation (IV.3) est donnée par l'expression suivante :

$$\hat{V}_\alpha = \frac{\sqrt{3}}{2} \sum_{h=-\infty}^{+\infty} \frac{V_h}{1 + \left(\frac{(1-h)\omega}{k}\right)^2} \left(\sin\left(h\omega t + \varphi_h + \tan^{-1}\left(\frac{(1-h)\omega}{k}\right)\right) - e^{-kt} \sin\left(h\omega t + \varphi_h + \tan^{-1}\left(\frac{(1-h)\omega}{k}\right)\right) \right) \hat{V}_\beta \quad (IV.4)$$

$$\hat{V}_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2} \sum_{h=-\infty}^{+\infty} \frac{V_h}{1 + \left(\frac{(1-h)\omega}{k}\right)^2} \left(\cos\left(h\omega t + \varphi_h + \tan^{-1}\left(\frac{(1-h)\omega}{k}\right)\right) - e^{-kt} \cos\left(h\omega t + \varphi_h + \tan^{-1}\left(\frac{(1-h)\omega}{k}\right)\right) \right) \hat{V}_\alpha \quad (IV.5)$$

D'après les équations (IV.4) et (IV.5), la distorsion harmonique totale de la composante fondamentale est la suivante :

$$THD\% = \frac{\sqrt{\left(\sum_{h=2}^n \frac{V_h}{\sqrt{1 + \left(\frac{(1-h)\omega}{k}\right)^2}}\right)^2}}{V_1} \quad (IV.6)$$

Et à partir de (IV.6), il est clair qu'en prenant k petit, l'annulation harmonique devient meilleure, mais selon la partie exponentielle de (IV.4) et (IV.5), le temps transitoire devient trop grand. La

performance STF résulte d'un compromis entre une excellente annulation d'harmoniques et une bonne réponse transitoire. En choisissant k (STF) = 80, le temps transitoire est de 0,02 s et l'équation (IV.4), (IV.5) devient :

$$\hat{V}_\alpha = \frac{\sqrt{3}}{2} (1 - e^{-kt}) \sin(\omega t + \varphi) \quad (IV.7)$$

$$\hat{V}_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2} (1 - e^{-kt}) \cos(\omega t + \varphi) \quad (IV.8)$$

Le Filtre STF souffre de deux inconvénients principaux. Premièrement, le STF ne peut qu'atténuer mais pas éliminer l'effet des composantes de séquence négatives fondamentales des tensions du réseau. Deuxièmement, les perturbations liées à la variation de fréquence d'utilité ne sont pas prises en compte.

IV.3 Synchronisation en boucle fermée (DSOGI-FLL)

Le concept d'intégrateur généralisé (GI) pour les signaux sinusoïdaux a été formellement présenté dans. Cet intégrateur découle du principe selon lequel le produit de la convolution dans le domaine temporel d'une fonction sinusoïdale donne naissance à la fonction originale.

Dans cette synchronisation, les signaux en quadrature (90 décalés) pour V_{ab} sont calculés par deux intégrateurs généralisés de second ordre avec un signal en quadrature (SOGI-QSG) l'une d'elles étant illustrée à la Figure IV.7 [24]

Le schéma fonctionnel du SOGI, qui se comporte comme un intégrateur à gain infini, est représenté en bleu et sa fonction de transfert sont décrite par Eq (IV.9).

$$SOGI(s) = \frac{V'}{K\varepsilon_v} = \frac{\omega s}{S^2 + \omega^2} \quad (IV.9)$$

Tandis que les fonctions de transfert des signaux en quadrature DQ sont décrites par les équations (IV.10) et (IV.11).

$$D(s) = \frac{V'}{V}(s) = \frac{K\omega'S}{S^2 + K\omega'S + \omega^2} \quad (IV.10)$$

$$Q(s) = \frac{qV'}{V}(s) = \frac{K\omega'^2}{S^2 + K\omega'S + \omega^2} \quad (IV.11)$$

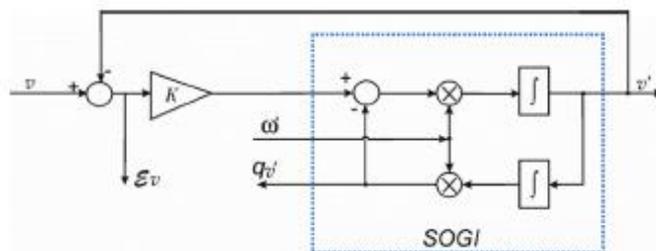


Figure IV.3 Schéma fonctionnel du SOGI-QSG

ω' est la fréquence angulaire centrale du filtre adaptatif, et k est le gain du bloc SOGI. Les fonctions de transfert décrites par les équations (IV.10) et (IV.11) suggèrent respectivement un comportement de filtre passe-bande et passe-bas, et l'équation (IV.12) implique un décalage constant de 90 entre qv' et v qui ne sera pas fonction de la variation de ω et k , donnant également lieu à un système insensible aux variations de fréquence au signal d'entrée lorsque $\omega = \omega'$ (ω étant la fréquence angulaire de v)

Les équations (IV.10) et (IV.11) sont des fonctions de transfert de second ordre, et sa réponse dynamique dépendra de la localisation des pôles dans le plan complexe. De plus, le comportement des filtres passe-bande et passe-bas décrit ci-dessus suggère la capacité de rejet harmonique de ces filtres. Ainsi, un compromis entre la largeur de bande appropriée pour la réjection harmonique et le temps de stabilisation approprié avec le dépassement correspondant pour la réponse dynamique doit être imposé pour le calcul de k pour un signal spécifique.

L'algorithme de synchronisation SOGI-QSG est réglé sur la fréquence angulaire centrale, qui est un signal d'entrée de ce bloc (voir Fig.IV.7) et peut se comporter comme un schéma de filtrage adaptatif si un circuit ou algorithme externe est capable de mesurer ou détecter cette fréquence. La structure de la boucle verrouillée en fréquence (FLL), illustrée à la Fig.IV.8 permet de mesurer la fréquence angulaire du signal d'entrée v (dans ce cas, ω est la fréquence angulaire de sortie ou estimée du signal d'entrée) sans utiliser les fonctions trigonométriques, et facilite son utilisation dans les microcontrôleurs traditionnels. La fréquence angulaire nominale est avancée vers ce bloc afin d'améliorer la réponse dynamique de l'algorithme.

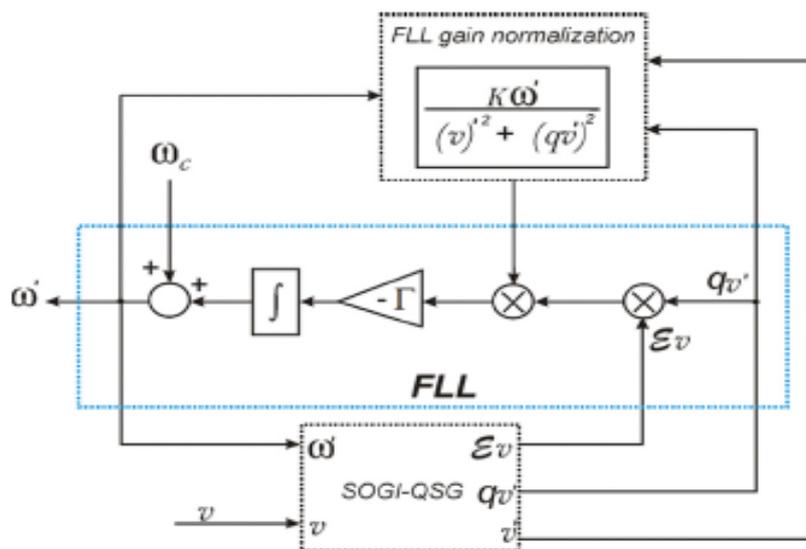


Figure IV.4 Schéma fonctionnel d'une boucle à verrouillage de fréquence (FLL) avec normalisation du gain.

Une normalisation de gain FLL s'exerce de manière à rendre celle-ci indépendante du gain k du bloc SOGI-QSG et de l'amplitude de la tension du réseau électrique. Dans ce cas, l'algorithme FLL peut être approximé par un système de premier ordre avec un intégrateur en régime

permanent et linéarisé autour des variables de sortie nominales du bloc SOGI-QSG. Ainsi, le temps de stabilisation t_s (FLL) peuvent être réglés d'environ 5τ .

Enfin, la mesure ω' implique la rétroaction du signal qv' du bloc SOGI-QSG. Ce signal aura une petite quantité de contamination harmonique due à l'atténuation imposée par la nature du filtre passe-bas de la fonction de transfert $Q(s)$ décrite par l'équation (IV.11).

L'analyse préliminaire peut être étendue aux systèmes triphasés, et la Fig. (IV.9) montre la structure DSOGI-FLL proposée dans.

La transformation de Clarke est appliquée aux tensions triphasées d'entrée afin d'obtenir ses composantes de tension $v_{\alpha\beta}$, et deux blocs SOGIQSG sont utilisés pour obtenir ses signaux en quadrature. Sachant que la composante de séquence positive instantanée (IV.12) d'un vecteur de tension décrit par $v_{\alpha\beta}$ est donnée par

$$V_{\alpha\beta}^+ = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{pmatrix} \quad (IV.12)$$

Où $q = e^{-j\pi/2}$ est un opérateur de déphasage pour obtenir la version en quadrature d'une forme d'onde originale, un calculateur de séquence positive (PSC) doit être conçu et appliqué aux signaux de sortie en quadrature afin de calculer la séquence positive des tensions déséquilibrées triphasées d'entrée. Enfin, l'angle de phase pour la séquence positive des tensions triphasées du réseau électrique peut être calculé comme suit :

$$\theta^+ = \tan^{-1} \left(\frac{V_{\beta}^+}{V_{\alpha}^+} \right) \quad (IV.13)$$

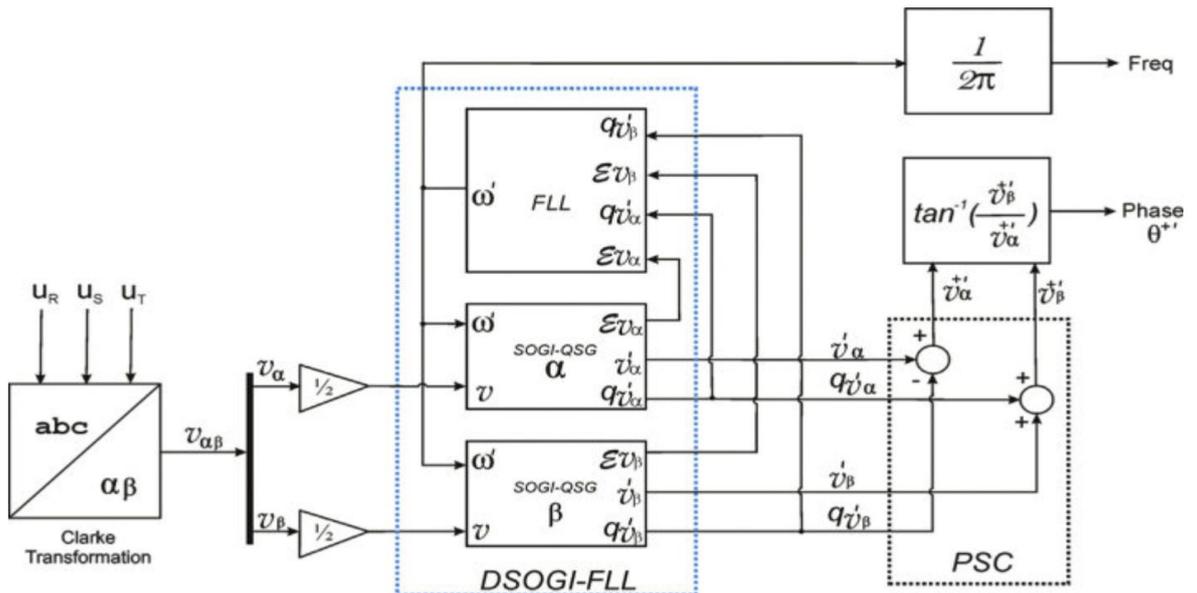


Figure IV.5 Schéma fonctionnel d'un algorithme de synchronisation DSOGI-FLL.

IV.4 Synchronisation avec une PLL Hybride (HPLL)

Presque toutes les PLL avancées peuvent être comprises comme une SRF-PLL classique avec des filtres d'ajouts, qui peuvent être incluses à l'intérieur de la boucle de commande SRF-PLL ou avant son entrée. Inspiré de l'idée de PLL de quasi-type 1 (QT1-PLL). La structure de PLL suggérée est appelée PLL hybride (HPLL), car elle est basée sur une méthode de filtrage hybride synchrone / stationnaire [8].

IV.4.1 QUASI-TYPE-1 PLL

La Fig. (IV.10) Montre le schéma de principe du MAF-PLL standard, qui est le PLL du cadre de référence synchrone conventionnel avec le (Moving average filter) MAF en boucle. Comme indiqué précédemment, le MAF en boucle ralentit la réponse transitoire de la boucle PLL [14].

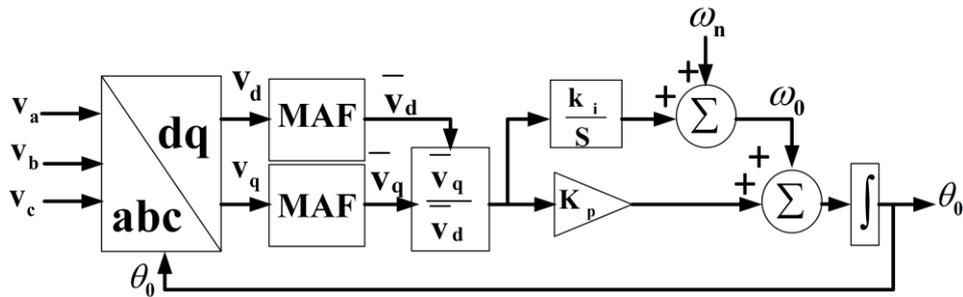


Figure IV.6 Schéma fonctionnel d'une PLL avec MAF.

Pour atténuer ce problème, le contrôleur PI peut être remplacé par un simple gain. La suppression de l'action intégrale du contrôleur PI empêche toutefois la PLL de suivre les écarts de fréquence. Pour résoudre ce problème, le signal de sortie du MAF peut être ajouté à la phase estimée par la PLL, comme indiqué par la Fig (IV.11).

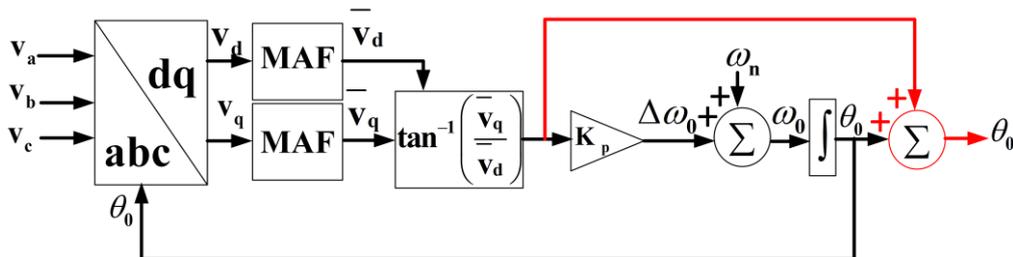


Figure IV.7 Schéma fonctionnel QT.1 PLL

Cet ajout force le MAF à jouer le rôle d'intégrateur et permet donc à la PLL d'obtenir une erreur de phase moyenne nulle en présence des dérives de fréquence. Cette structure PLL s'appelle la QT1-PLL. (MAF) est un filtre à phase linéaire qui peut être décrit dans le domaine de Laplace comme suit :

$$G_{MAF}(s) = \frac{1 - e^{-T_w s}}{T_w s} \tag{IV.14}$$

Où T_w est la longueur de la fenêtre MAF. Le MAF passe le Composant DC et bloque complètement les composants de fréquence de multiples entiers de $1/T_w$ en hertz. C'est la raison pourquoi le MAF est parfois appelé « LPF quasi idéal »

L'inclusion du MAF dans la boucle de régulation SRF-PLL améliore considérablement sa capacité de filtrage, mais ralentit considérablement sa réponse dynamique. La raison en est que le MAF en boucle provoque un retard de phase important dans la boucle de régulation. Ceci est particulièrement vrai lorsque la longueur de la fenêtre de MAF est définie sur $T_w = T$, où T est la période nominale des signaux d'entrée MAF-PLL. Cette sélection de la longueur de la fenêtre du MAF, à savoir $T_w = T$, est recommandée lorsque le motif harmonique du réseau est inconnu et que, par conséquent, toutes les composantes harmoniques et le décalage DC peuvent être présents dans l'entrée PLL. Les autres choix pour la longueur de la fenêtre du MAF sont $T_w = T/2$ et $T_w = T/6$ qui, respectivement, conviennent aux applications où des harmoniques d'ordre impair et des harmoniques non triples sont présentes dans l'entrée PLL.

IV.4.2 Structure hybride

Pour résoudre ce problème, nous utilisons l'opérateur ($\alpha\beta$ -DSC) dans l'entrée PLL [16]. DSC est un filtre à réponse impulsionnelle finie qui peut être défini dans le domaine de Laplace comme

$$\alpha\beta DSC_n(s) = \frac{1 + e^{j\frac{2\pi}{n}} e^{-\frac{T}{n}s}}{2} \tag{IV.15}$$

Où n est le facteur de retard, et il devrait être déterminé en fonction de ces composants qui doivent être supprimés. La figure IV.12 illustre l'incorporation de l'opérateur DSC2 dans la structure QT1-PLL, ce qui donne la structure PLL proposée. Nous appelons cette structure «PLL hybride» (HPLL), car elle utilise une technique de filtrage hybride stationnaire / synchrone

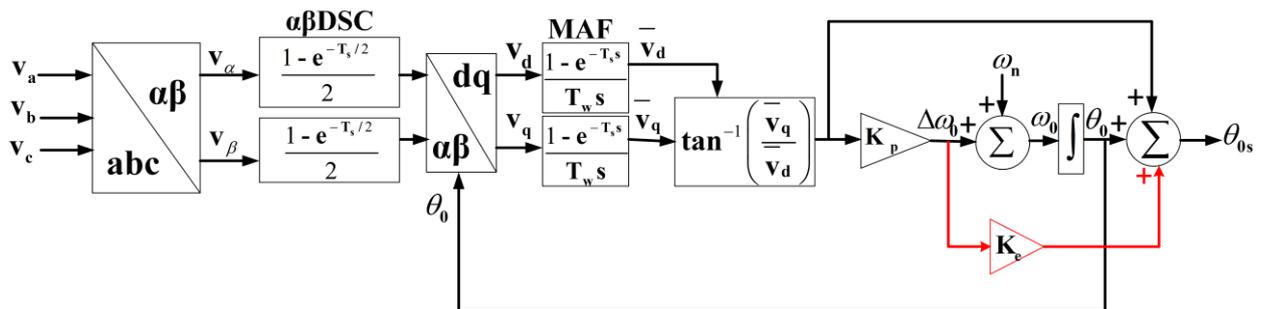


Figure IV.8 Schéma fonctionnel H-PLL

IV.5 Résultat de simulation

IV.5.1. Performance de la méthode des PIRI

a) Cas d'une tension (déséquilibré)

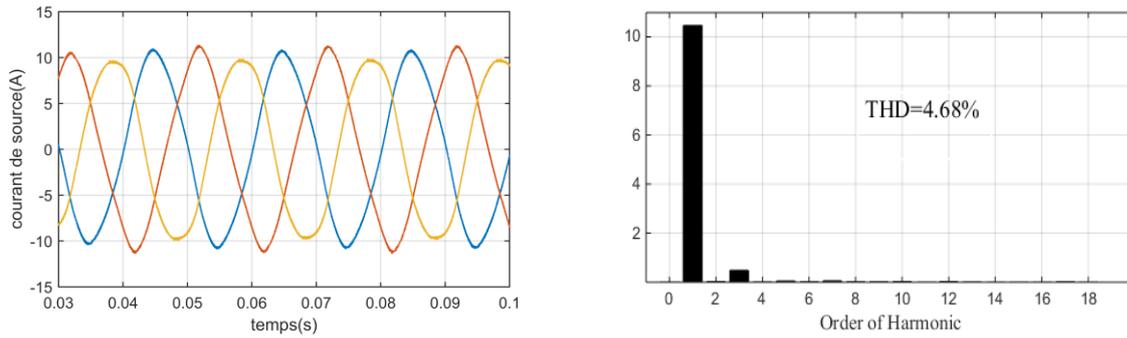


Figure.IV.9 Courant de source et son spectre d'harmonique (phase a) avec STF.

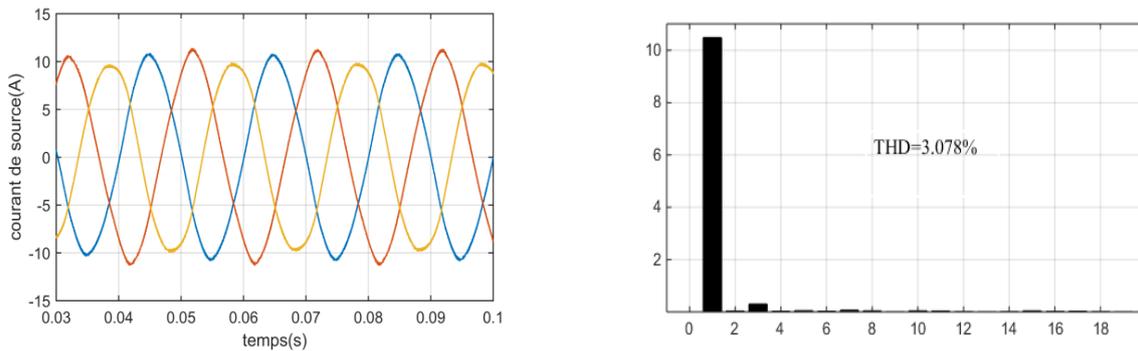


Figure.IV.10 Courant de source et son spectre d'harmonique (phase a) avec DSOGI-FLL

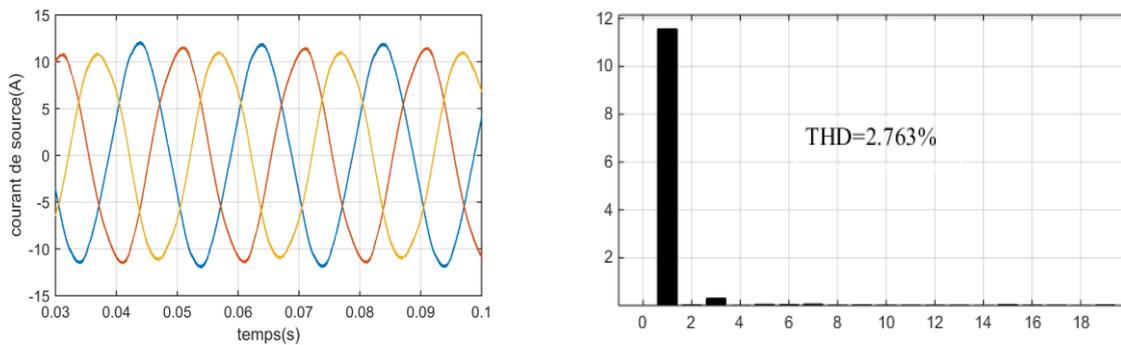


Figure.IV.11 Courant de source et son spectre d'harmonique (phase a) avec PLL hybride.

Les figures IV.9-IV.11 montrent les performances des trois techniques de synchronisation dans des conditions de tension déséquilibrée avec la méthode des PIRI. Il est clair que la technique H-PLL surpasse les autres techniques.

b) Cas d'un décalage en continue des tensions

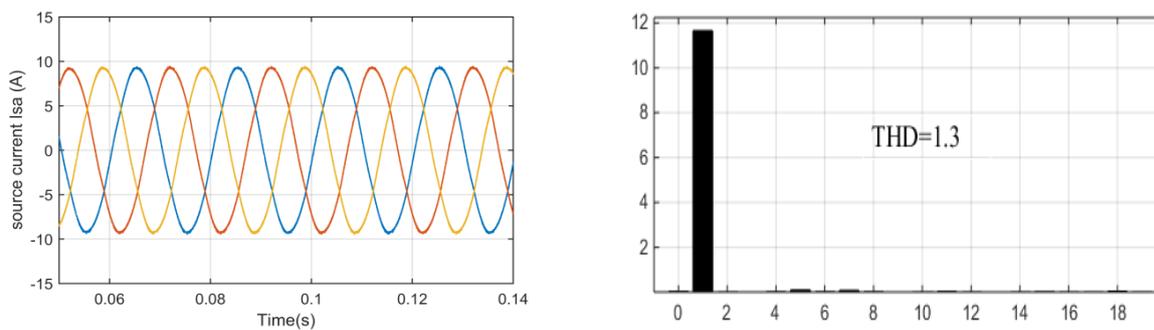


Figure.IV.12 Courant de source et son spectre d'harmonique (phase a) avec PLL hybride.

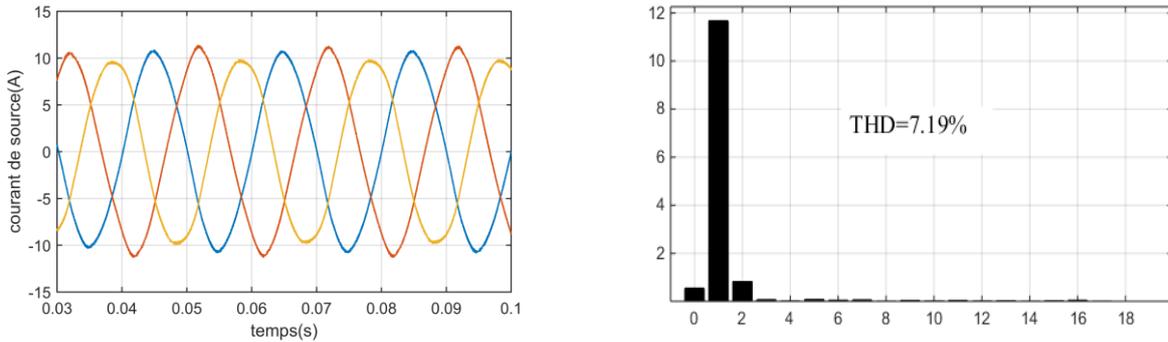


Figure.IV.13 Courant de source et son spectre d’harmonique (phase a) avec DSOGI-FLL.

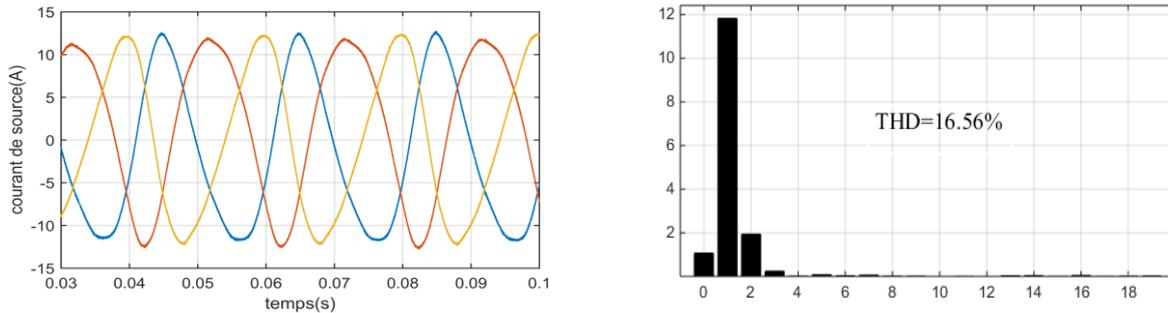


Figure.IV.14 Courant de source et son spectre d’harmonique (phase a) avec STF.

Les figures IV.12-IV.14 montrent les performances des trois techniques de synchronisation dans la condition de décalage en continue des tensions avec la méthode des PIRI. Seul la technique H-PLL a une bonne performance sous ce test

IV.5.2. Performance de la méthode directe :

a) Cas d’une tension (déséquilibré)

Les figures IV.15-IV.17 montrent les performances des trois techniques de synchronisation dans la condition de décalage en continue des tensions avec la méthode directe. Les trois techniques convergent vers des résultats similaires. La technique H-PLL est plus efficace par rapport aux autres techniques.

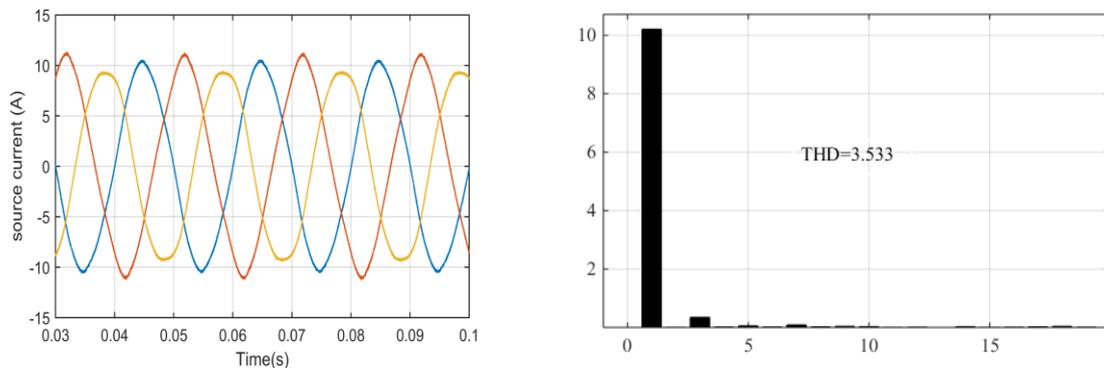


Figure.IV.15 Courant de source et son spectre d’harmonique (phase a) avec DSOGI-FLL

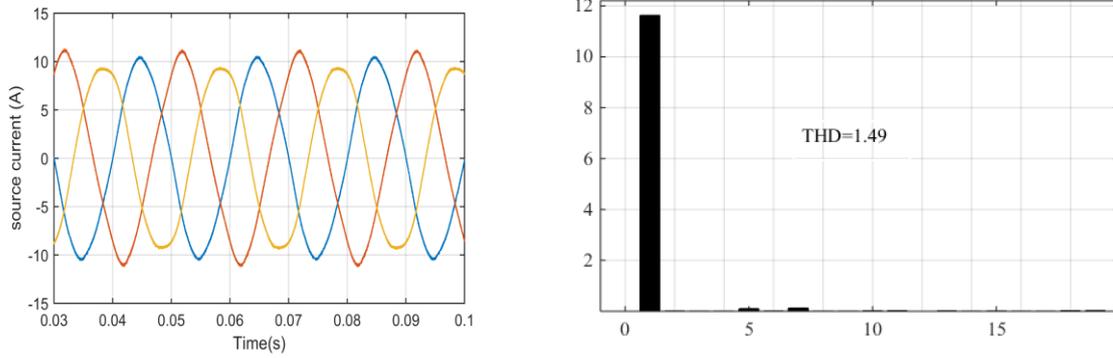


Figure.IV.16 Courant de source et son spectre d'harmonique (phase a) avec H-PLL.

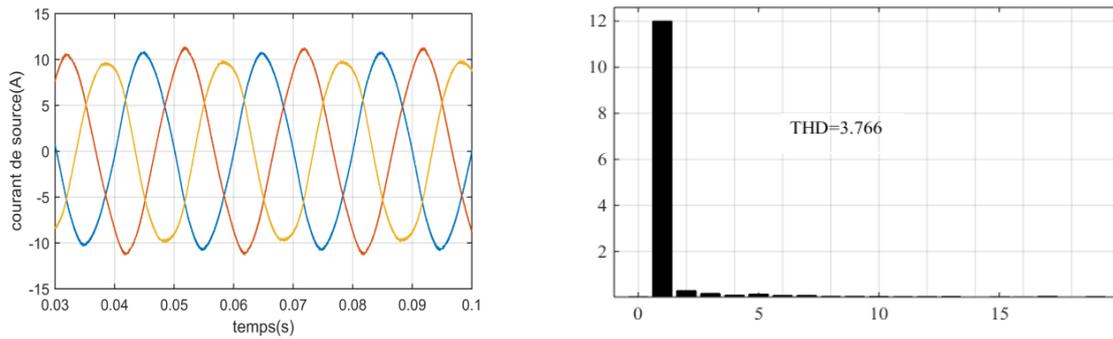


Figure.IV.17 Courant de source et son spectre d'harmonique (phase a) avec STF.

b) Cas d'un décalage en continue des tensions

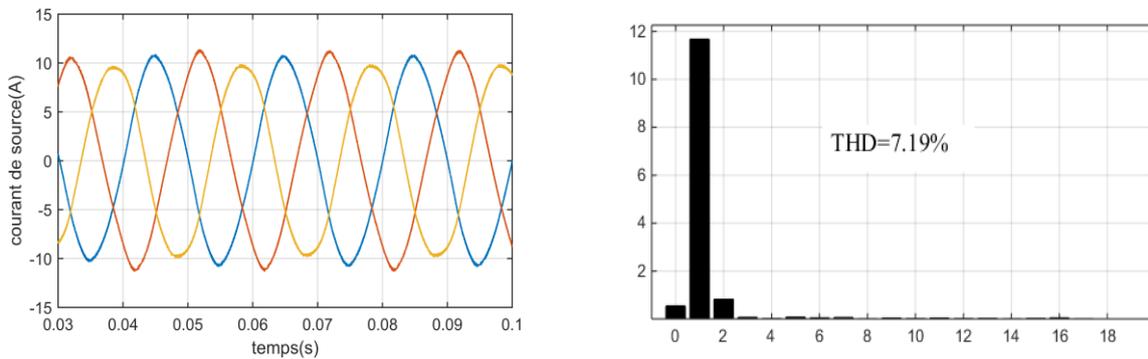


Figure.IV.18 Courant de source et son spectre d'harmonique (phase a) avec DSOGI-FLL

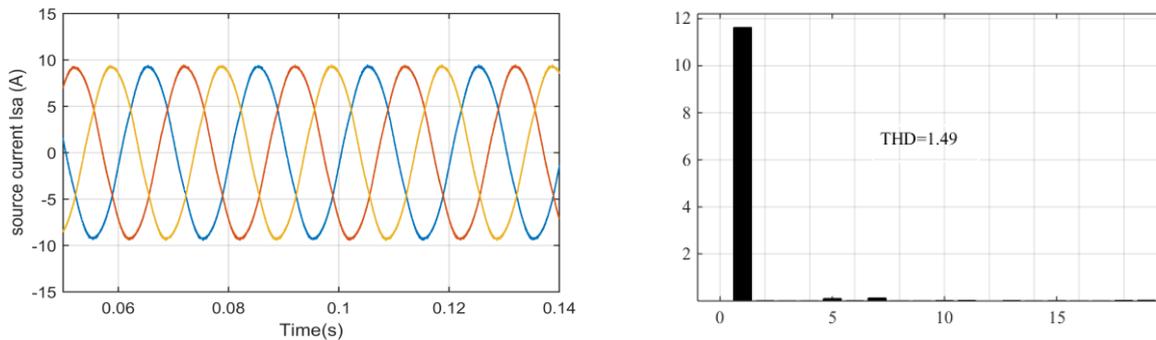


Figure.IV.19 Courant de source et son spectre d'harmonique (phase a) avec H-PLL

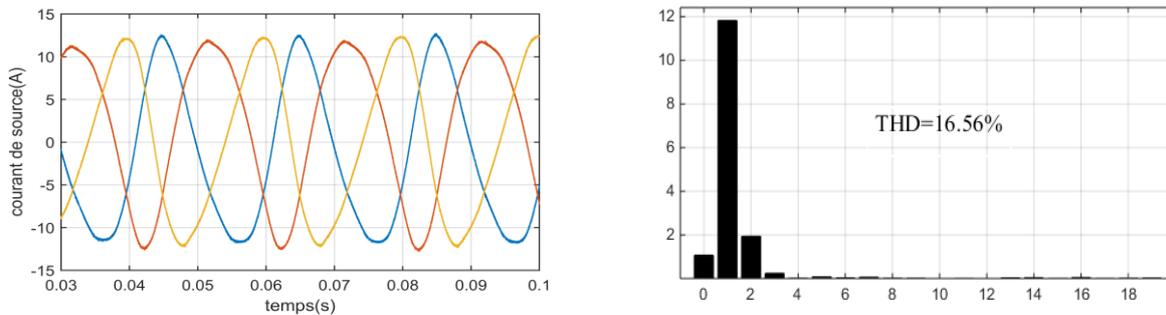


Figure.IV.20 Courant de source et son spectre d'harmonique (phase a) avec STF.

Les figures IV.18-IV.20 montrent les performances des trois techniques de synchronisation dans la condition de décalage en continue des tensions avec la méthode directe. Seul la technique H-PLL a une bonne performance sous ce test

IV.6 Conclusion

L'idée principale de ce chapitre était l'application des techniques de synchronisation afin de remédier aux faiblesses du FAP en présence de PLL et de certains défauts cités au chapitre III. En utilisons une idée originale avec une certaine subtilité nous avons atteint les objectifs escomptés. Après avoir testé la technique de synchronisation bien connue dans la littérature à savoir le filtre STF nous avons appliqués pour la première fois pour le FAP les techniques DSOGI-FLL et H-PLL réservé au pare avant au système de traitement de signal. Les résultats montrent l'efficacité et la supériorité de la technique H-PLL comparant avec STF et DSOGI-FLL dans le cas d'un décalage en continue des tensions. Les trois techniques convergent vers des résultats similaires dans le cas de déséquilibre des tensions.