

UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET

FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUEES
DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme de MASTER

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Electrotechnique/Automatique/Electronique

Spécialité : Réseaux Electrique

THÈME

**Optimisation des Systèmes de Conversion
d'Énergie avec Convertisseurs Multiniveaux AC-
DC et Contrôle par MPC**

Préparé par : HANNOU Heithem
DAHMANI Anes

Devant le Jury :

Nom et prénoms	Grade	Qualité
NEGADI Karim	Pr	Président
ARRARIA Rabah	MCB	Examineur
BELFEDHAL Seifeddine	MCB	Examineur
CHEDJARA Zakaria	MA	Encadrant
		CO-Encadreur
		Invité

REMERCIEMENTS :

Nous remercions avons tout Dieu, le plus puissant, pour nous avoir donnée le courage, la patience, la volonté et la force nécessaire, pour affronter toutes les difficultés et les obstacles qui sont hissés au travers de notre chemin, tout au long de ce travail

A notre connaissance et nos remerciements vont ensuite aux personnes ci-après :

-Nous aimerions adresser nos plus fervent remerciements à nos parent, car nul autre qui eux se sont plus sacrifiés pour notre bien et l'accomplissement de nos projet. Ils ont fait de nous ce que nous somme aujourd'hui.

- Notre promoteur Mr CHEDJARA Zakaria pour nous avoir proposé ce sujet, leurs précieux conseils tout le long de notre travail, leur aide et leur confiance.

-Messieurs les membres du jury pour leur patience et compréhension.

-Tout le personnel (enseignant et étudiant) du département de génie électrique pour m'avoir insufflé les connaissances à ce jour acquises.

Introduction Générale :.....	1
------------------------------	---

CHAPITRE I : Les Systèmes Bidirectionnels de Charge et Décharge dans l'Évolution des Véhicules Électriques

I.1. Introduction :.....	3
I.2. Technologies des Véhicules Électriques :.....	4
I.2.1. Besoin en Énergie et Performance en Puissance :	4
I.2.2. Technologies des véhicules :	5
I.3. Électronique de puissance pour les stations:.....	9
I.3.1. Solutions d'électronique de puissance:.....	10
I.4. Résumé des exigences techniques:	14
I.5. Conclusion:	15

CHAPITRE II : Modélisation et simulation du système avec les techniques classiques

II.1. Introduction :	16
II.2. Présentation du système de charge bidirectionnel:.....	16
II.3. Modélisation du système de charge bidirectionnel:	17
II.3.1. Modélisation du convertisseur AC-DC:	17
II.3.2. Modélisation du filtre LCL :.....	18
II.3.3. Modélisation du bus DC :.....	20
II.3.4. Modélisation du convertisseur DC/DC buck-boost:.....	21
II.3.5. Modélisation de la batterie:	21
II.4. Boucle de régulation en courant:	23
II.5. Gestion du mode G2V / V2G:	24
II.6. Résultat de simulation:	25
II.6.1 Simulation en mode G2V dans un cas idéal:.....	25
II.6.2. cas de déséquilibre et harmoniques dans le mode G2V:	27
II.6.3. Cas de décalage en continue dans le mode G2V :.....	28
II.6.4. Simulation avec perturbations combinées en mode V2G:.....	30
II.7 Conclusion :	32

CHAPITRE III : Synchronisation des systèmes bidirectionnelle

III.1. Introduction :	33
III.2. Techniques de synchronisation classiques:	33

III.2.1. Boucle à verrouillage de phase :	34
III.2.2. Boucle à verrouillage de fréquence :	35
III.3. Modélisation LTP du ROGI-FLL modifié (m-ROGI-FLL):	36
III.4. Techniques de synchronisation avancées :	41
III.4.1. Utilisation des opérateurs $\alpha\beta$ DSC comme filtre en boucle ROGI-FLL:	44
III.4.2. Utilisation d'un CBF comme filtre d'entrée ROGI-FLL:	44
III.5 Équivalence entre PLL et FLL :	45
III.6 PLLs Basés sur le Filtre de Kalman Linéaire en État Stationnaire (SSLKF):	46
III.7 Résultat de simulation:	46
III.7.1. Variation de fréquence cas harmonique:	48
III.7.2. Variation de fréquence cas harmonique et dc offset:	50
III.7.3. Variation de fréquence cas déséquilibre des tensions:	51
III.8 Conclusion :	52

CHAPITRE IV : Modélisation et Commande MPC d'un Convertisseur NPC Trois Niveaux

IV.1. Introduction :	53
IV.2. Stratégie MPC appliquée aux chargeurs bidirectionnels de véhicules électriques:	53
IV.3. Conception de Références Dynamiques:	55
IV.4. Modélisation du convertisseur NPC à trois niveaux:	61
IV.5 Résultats de simulation :	65
IV.6 Conclusion :	67
Conclusion générale :	68

Introduction Générale :

La lutte contre le changement climatique impose une transformation profonde du secteur des transports, principal émetteur de gaz à effet de serre au niveau mondial. L'électrification des véhicules, promue notamment par des politiques ambitieuses telles que l'interdiction prévue par l'Union européenne de la vente de véhicules thermiques à l'horizon 2035, s'affirme comme une réponse incontournable à cette problématique. Toutefois, cette transition énergétique ne se limite pas à l'adoption massive des véhicules électriques (VE) ; elle repose également sur le développement d'une infrastructure de recharge intelligente, capable de répondre aux défis économiques, techniques et électriques que soulève l'intégration à grande échelle de ces véhicules.

Dans ce contexte, les systèmes de charge bidirectionnelle, tels que le Vehicle-to-Grid (V2G), Vehicle-to-Home (V2H) ou plus généralement Vehicle-to-Everything (V2X), offrent une nouvelle vision du rôle des VE, non plus simples consommateurs, mais acteurs dynamiques du réseau électrique. En permettant à la fois la recharge (G2V) et l'injection d'énergie vers le réseau ou des installations locales (V2G), ces systèmes favorisent la flexibilité énergétique, la stabilité du réseau, et l'optimisation de la consommation renouvelable.

La mise en œuvre de tels systèmes impose cependant une compréhension fine de leur fonctionnement dynamique. La modélisation et la simulation deviennent ainsi des outils incontournables pour concevoir des architectures fiables, dimensionner correctement les composants (convertisseurs AC/DC, DC/DC, filtres, batteries, etc.) et valider les stratégies de commande. À travers des approches rigoureuses, mêlant équations différentielles, transformations de Park ($dq0$), linéarisation ou encore simulation numérique sous MATLAB/Simulink, les comportements complexes peuvent être anticipés dans divers scénarios d'exploitation.

Un des éléments essentiels à cette dynamique est la synchronisation avec le réseau, assurée par les Phase-Locked Loops (PLL), qui garantissent la cohérence des échanges énergétiques entre le véhicule et le réseau. Une synchronisation efficace conditionne non seulement la qualité de l'énergie injectée, mais aussi la stabilité globale du système, en particulier lors des transitions entre les modes G2V et V2G.

Enfin, pour optimiser ces échanges, les méthodes de commande avancées, comme la commande prédictive par modèle à ensemble fini (FCS-MPC), apparaissent comme des solutions performantes. En intégrant une référence dynamique adaptée aux variations du réseau et de la charge, ces stratégies permettent un contrôle simultané de plusieurs grandeurs (tension DC, courants de charge/décharge, puissance active/réactive), tout en améliorant la qualité du courant et la stabilité du système.

Ainsi, l'intégration efficace des VE dans les réseaux électriques intelligents repose sur une synergie entre architecture matérielle, modélisation rigoureuse, synchronisation précise et commande optimisée. C'est à cette convergence que s'intéresse le présent travail.

Chapitre I

Les Systèmes Bidirectionnels de Charge et
Décharge dans l'Évolution des Véhicules
Électriques

I.1 Introduction

Le secteur des transports, principal contributeur des émissions de gaz à effet de serre au niveau mondial, représente un défi majeur dans la lutte contre le changement climatique. Alors que l'Union européenne s'engage à interdire la vente de véhicules émettant du CO₂ d'ici 2035, l'adoption des véhicules électriques (VE) apparaît comme une solution clé pour réduire les émissions du secteur. Toutefois, cette transition fait face à des obstacles économiques, pratiques et électriques, notamment en ce qui concerne le coût des véhicules, l'infrastructure de recharge insuffisante et les impacts sur le réseau électrique. Dans ce contexte, les systèmes bidirectionnels de charge et décharge, tels que le V2G (Vehicle-to-Grid), V2H (Vehicle-to-Home) et V2X (Vehicle-to-Everything), offrent une réponse innovante en permettant aux véhicules de non seulement se recharger, mais aussi de restituer de l'énergie au réseau ou à des installations domestiques. Ce chapitre explore ces systèmes, en détaillant leurs principes techniques, leurs avantages dans la gestion de l'énergie et leur rôle dans l'optimisation du réseau électrique, tout en mettant en lumière les défis et les avancées nécessaires pour rendre ces technologies plus efficaces et accessibles.

I.2 Technologies des Véhicules Électriques Légers et des Infrastructures de Recharge : Défis et Innovations

Cette section se concentre sur deux éléments essentiels liés aux véhicules électriques et à leur infrastructure de recharge. Tout d'abord, une analyse mécanique basée sur le cycle de conduite WLTP permettra d'évaluer les besoins spécifiques en couple, puissance et énergie pour un véhicule électrique. Cette analyse inclura également une comparaison des différentes technologies de véhicules disponibles, telles que les véhicules à moteur à combustion interne, les véhicules hybrides et les véhicules électriques, en mettant en lumière leurs caractéristiques et performances respectives. Ensuite, nous explorerons les avancées technologiques récentes concernant les stations de recharge des véhicules électriques, en étudiant à la fois leur conception et leur mode de fonctionnement[1-22].

I.2.1 Besoin en Énergie et Performance en Puissance

Avant de définir les technologies de véhicules disponibles sur le marché, il est essentiel de comprendre comment les constructeurs automobiles évaluent les besoins en puissance des véhicules pour garantir un dimensionnement adapté aux exigences quotidiennes des consommateurs. Cette évaluation repose sur des procédures d'essai normalisées, comme la procédure WLTP (Worldwide Harmonized Light Vehicles Test Procedure), qui mesure la consommation de carburant, l'autonomie électrique, et les émissions de CO₂ et de polluants. Le

WLTP est désormais la norme obligatoire pour les véhicules en Europe depuis 2017, remplaçant le NEDC. Il est également utilisé en Chine et au Japon. Le WLTP est divisé en trois catégories de cycles de conduite, représentant différentes conditions réelles de conduite (urbaines, périurbaines, autoroutes). Ces cycles sont utilisés pour classer les véhicules en fonction de leur rapport puissance/poids, déterminant ainsi le cycle d'essai adapté. Les véhicules sont répartis en trois classes :

- **Classe 1** : Véhicules à faible puissance (rapport puissance/poids ≤ 22 W/kg).
- **Classe 2** : Véhicules à puissance modérée ($22 < \text{rapport puissance/poids} \leq 34$ W/kg).
- **Classe 3** : Véhicules puissants (rapport puissance/poids > 34 W/kg), incluant la plupart des véhicules modernes à haute performance.

I.2.2 Technologies des véhicules

En fonction des besoins en puissance et en énergie identifiés, les véhicules peuvent être classés selon plusieurs critères technologiques. On distingue principalement les véhicules à moteur unique, comprenant :

- Les véhicules à moteur à combustion interne (ICE), traditionnellement alimentés par de l'essence ou du diesel.
- Les véhicules électriques à batterie (BEV), qui fonctionnent uniquement à l'électricité, offrant ainsi une alternative aux moteurs à combustion interne.

De plus, les véhicules peuvent être classés en fonction de leurs dispositifs de stockage d'énergie :

- Les véhicules à moteur à combustion interne utilisent un réservoir d'essence.
- Les BEV s'appuient sur des batteries, pouvant être complétées par des supercondensateurs pour améliorer la performance énergétique.
- Les véhicules à pile à combustible (FCEV) génèrent de l'électricité à partir de l'hydrogène, avec un réservoir d'hydrogène associé à une batterie.
- Les véhicules hybrides combinent un moteur à combustion interne et un moteur électrique, alliant les technologies des deux systèmes.

Cette classification, illustrée dans la Figure 1.1, offre un aperçu détaillé des différentes technologies de véhicules électriques et de leur mode de fonctionnement. Le Tableau 1.1 présente une analyse comparative des avantages et inconvénients de chaque type de véhicule, en

The flowchart classifies Electric Vehicles (EV) into two main categories: Hybrid vehicles (HEV) and Full electric vehicles. Hybrid vehicles (HEV) are further divided into Plug-in hybrid electric vehicles (PHEV), Full hybrid vehicles, and Micro hybrid (Stop/Start hybrid) / Mild hybrid. Full electric vehicles are divided into Fuel cell electric vehicle (FCEV) and Battery electric vehicle (BEV). The flowchart also indicates the type of hybridization used in each category: Energy sources hybridization (indicated by 'x' marks) and Motor hybridization (indicated by dashed lines).

```

graph TD
    EV[Electric vehicles] --> HEV[Hybrid vehicles HEV]
    EV --> FEV[Full electric vehicles]
    HEV -.-> PHEV[Plug-in hybrid electric vehicles PHEV]
    HEV --> FHV[Full hybrid vehicles]
    HEV -.-> MHEV[Micro hybrid Stop/Start hybrid / Mild hybrid]
    FEV --> FCEV[Fuel cell electric vehicle FCEV]
    FEV --> BEV[Battery electric vehicle BEV]
    FHV -.-> SHV[Series hybrid vehicles]
    FHV --> PHV[Parallel hybrid vehicle]
    FHV -.-> PSHV[Parallel-series hybrid vehicle]
    
```

Legend:

- x x x x x x x Energy sources hybridization
- - - - - Motor hybridization

I.2.2.1 Véhicules à moteur à combustion interne

Pour les véhicules de classe 3, la consommation énergétique est estimée à environ 250 Wh/km, ce qui nécessite 25 kWh pour parcourir 100 km. Avec un rendement thermique de 30%, l'énergie thermique nécessaire pour cette distance est d'environ 83,33 kWh. En prenant en compte la densité énergétique du diesel (9,7 kWh/L), un véhicule de classe 3 consommerait environ 8,59 litres de carburant pour 100 km, générant ainsi environ 22,3 kg de gaz à effet de serre (223 g/km). Si le réservoir a une capacité de 70 litres, l'autonomie du véhicule serait d'environ 814 km. Pour cela, le moteur doit fournir une puissance de 85 kW.

Cependant, un inconvénient majeur du MCI est sa faible capacité de couple à faible vitesse et sa plage de couple étroite, ce qui limite les performances à bas régime. Pour surmonter cette limitation, des systèmes de transmission sophistiqués, tels que les transmissions manuelles et automatiques avec embrayage, sont souvent utilisés.

I.2.2.2 Véhicules hybrides et hybrides rechargeables

La Un véhicule électrique hybride (HEV) combine un moteur à combustion interne (MCI) et un moteur électrique, chacun alimenté par un système de stockage d'énergie distinct. Le MCI fonctionne comme une source d'énergie principale, tandis que le moteur électrique, alimenté par une batterie, intervient principalement lors des phases d'accélération. Cette configuration permet au MCI de fonctionner à un rendement optimal, tout en réduisant les émissions et la consommation de carburant. Les HEV se déclinent en plusieurs types, tels que les micro-hybrides, les hybrides légers, les hybrides complets et les hybrides rechargeables, chacun ayant un degré d'hybridation et des caractéristiques spécifiques [13].

Il existe trois principales configurations pour les véhicules hybrides électriques : série, parallèle et parallèle-série. Dans la **configuration série**, le moteur à combustion interne génère une puissance moyenne, tandis que les pics de puissance sont gérés par le système de stockage d'énergie. Le MCI n'est pas directement connecté aux roues, ce qui permet de maintenir son rendement optimal et de réduire la consommation de carburant. L'autonomie en mode électrique pur est d'environ 60 à 70 km, et la batterie se recharge soit via le réseau, soit pendant la conduite (notamment grâce à la récupération d'énergie au freinage) [15-20].

Dans la **configuration parallèle**, le moteur à combustion interne entraîne directement les roues, comme dans un véhicule traditionnel, et est couplé à un moteur électrique qui fournit une assistance supplémentaire lorsque nécessaire. Selon la conception, le couplage peut être soit un accouplement d'addition de couple, soit un mécanisme d'addition de vitesse. Enfin, la **configuration parallèle-série** combine les avantages des deux précédentes, avec deux moteurs électriques et un engrenage planétaire permettant un couplage mécanique avec le moteur à combustion interne.

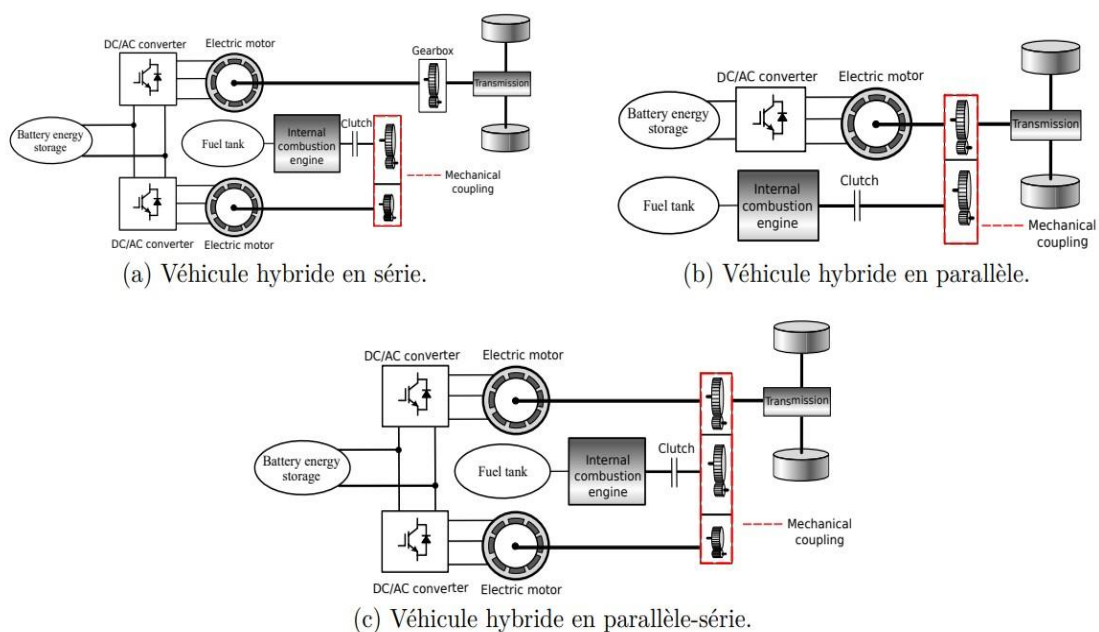


Fig I.2 : Classification des véhicules hybrides complets.

I.2.2.3 Véhicules électriques à batterie

Dans les véhicules entièrement électriques (VEB), le système de stockage d'énergie, généralement constitué de batteries (BESS), est essentiel pour fournir l'énergie nécessaire à la propulsion. L'autonomie d'un VEB dépend de la capacité de la batterie et des habitudes de conduite. Actuellement, les batteries fonctionnent généralement sous une tension de 360 à 400 V, avec des recherches en cours pour augmenter cette tension à 800 V afin d'améliorer les performances. Par exemple, pour atteindre l'autonomie d'un véhicule à combustion interne, une énergie de 145 kWh est nécessaire, mais avec la limitation de décharge des batteries, une capacité de 160 kWh est requise. La densité d'énergie des batteries varie, avec des valeurs allant de 75 Wh/kg pour les batteries LTO à 250 Wh/kg pour les NMC. En prenant une densité moyenne de 150 Wh/kg, la masse totale nécessaire pour la batterie serait d'environ 1100 kg, ce qui engendre des défis liés au coût, au poids et au temps de recharge [29].

Les VEB utilisent différents types de moteurs électriques, tels que les moteurs synchrones à aimants permanents, les moteurs à induction, et les moteurs à réluctance synchrones à aimants permanents internes (IPMSynRM). Leur système de conversion de puissance typique comprend des convertisseurs DC/DC et DC/AC, permettant de transférer l'énergie de la batterie au moteur. Les VEB fonctionnent principalement en deux modes : le mode batterie, où l'énergie stockée est convertie et utilisée pour la propulsion, et le mode de freinage régénératif, où l'énergie cinétique du véhicule est convertie en électricité et stockée dans la batterie. En mode batterie, un VEB consomme environ 15 kWh pour parcourir 100 km, tandis qu'en mode de freinage régénératif, une efficacité de transmission de 90% nécessite environ 16,7 kWh pour 100 km.

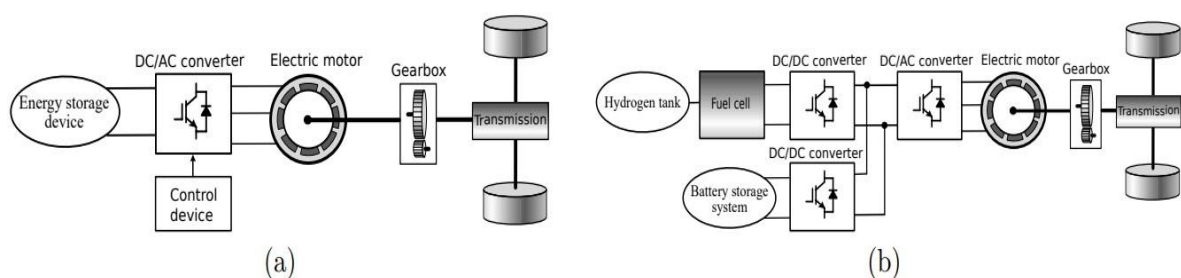


Fig I.3 : Véhicules électriques à moteur. (a) Véhicules électriques à batterie. (b) Véhicules électriques à pile à combustible

Les batteries utilisées dans les VEB doivent être capables de fournir la puissance nécessaire tout en respectant les limites thermiques. Cela nécessite une étude thermique pour déterminer le dimensionnement approprié des batteries, ou pour limiter la puissance nécessaire afin de préserver les performances. Une solution alternative pourrait être l'utilisation combinée de

batteries et de supercondensateurs, les batteries assurant l'autonomie et les supercondensateurs gérant les pics de demande en puissance.

I.2.2.3 Véhicules électriques à pile à combustible

Les véhicules électriques à pile à combustible (FCEV) utilisent une pile à combustible pour générer de l'électricité à partir de l'hydrogène comprimé, stocké à haute pression (350 à 700 bars), en combinaison avec une petite batterie ou un supercondensateur pour alimenter le moteur électrique. Ces véhicules sont considérés comme des véhicules à zéro émission, émettant uniquement de l'eau et de la chaleur lors de leur fonctionnement. Actuellement, les piles à combustible fonctionnent généralement à basse température (80 °C), bien que des recherches sur des piles à haute température (160 °C) soient en cours.

Il existe différents types de piles à combustible, telles que les piles à membrane électrolytique polymère et les piles à méthanol direct, parmi d'autres. Les FCEV peuvent fonctionner en plusieurs modes : carburant (pile à combustible seule), batterie (batterie seule), combiné (pile à combustible et batterie), partagé (pile à combustible propulse le véhicule tout en rechargeant la batterie) et régénératif (récupération d'énergie cinétique lors du freinage pour recharger la batterie).

Les principaux avantages des FCEV incluent une autonomie plus longue et des temps de ravitaillement rapides, surtout si l'hydrogène est produit de manière durable. Cependant, leur efficacité énergétique, d'environ 38%, reste inférieure à celle des véhicules entièrement électriques, qui peuvent atteindre 80 à 95%. De plus, la production d'hydrogène nécessite souvent des processus énergivores, reposant sur des combustibles fossiles ou de l'électricité d'origine nucléaire, et le déploiement à grande échelle des FCEV impliquerait des coûts élevés pour l'infrastructure de distribution d'hydrogène [29].

I.3 Électronique de puissance pour les stations de recharge des véhicules électriques

La recharge des véhicules électriques repose sur des stations adaptées aux configurations monophasées ou triphasées, capables de fournir un flux de puissance unidirectionnel ou bidirectionnel. Pour optimiser l'efficacité et la praticité, ces stations peuvent intégrer des dispositifs de traction, qui augmentent la densité de puissance, réduisent le poids, maximisent l'utilisation de l'espace à bord et améliorent l'efficacité générale du système de recharge. Cette approche flexible permet de répondre aux divers besoins des utilisateurs de véhicules électriques tout en facilitant leur intégration dans l'infrastructure énergétique existante[1-22].

I.3.1 Solutions d'électronique de puissance

Afin de répondre à la demande croissante en stations de recharge pour véhicules électriques, diverses solutions en électronique de puissance ont été conçues et mises en œuvre. Développées par les fabricants automobiles et les fournisseurs d'énergie, ces solutions sont cruciales pour garantir une recharge efficace et fiable des véhicules électriques. Les différentes options disponibles et leurs caractéristiques seront présentées de manière concise dans les sections suivantes. Pour une analyse plus détaillée des configurations spécifiques en électronique de puissance, nous recommandons de consulter l'article de référence.

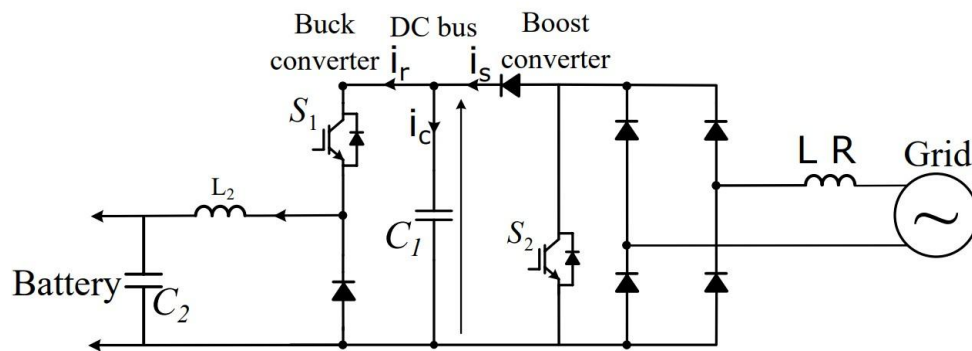


Fig I.4 : Chargeur de batterie unidirectionnel pour les véhicules électriques.

les chargeurs unidirectionnels, illustrés dans la Figure 1.8, sont composés d'un pont redresseur à diodes (DBR), d'un étage de filtrage et d'un convertisseur DC/DC. Ces chargeurs peuvent fonctionner en mode monophasé ou triphasé, ce dernier permettant d'augmenter la capacité de charge. Un transformateur d'isolation haute fréquence est inclus pour garantir une isolation sécurisée pendant la recharge. Bien que cette configuration ne permette pas de restituer l'énergie de la batterie vers le réseau électrique, elle assure des fonctions auxiliaires comme la régulation de la tension et la gestion de la puissance réactive du réseau, sans décharger la batterie du véhicule. Les chargeurs unidirectionnels représentent une solution simple, fiable et économique pour gérer les parcs de véhicules électriques. Cependant, avec l'augmentation des véhicules électriques dans le secteur des transports, leur rôle dans la régulation du réseau, notamment pour la fréquence et la tension, devient essentiel. Cette fonction ne peut pas être remplie par les chargeurs unidirectionnels, ce qui rend nécessaire le développement de chargeurs bidirectionnels, permettant aux véhicules de servir de dispositifs de stockage d'énergie pour le réseau.

- Chargeur de batterie bidirectionnel

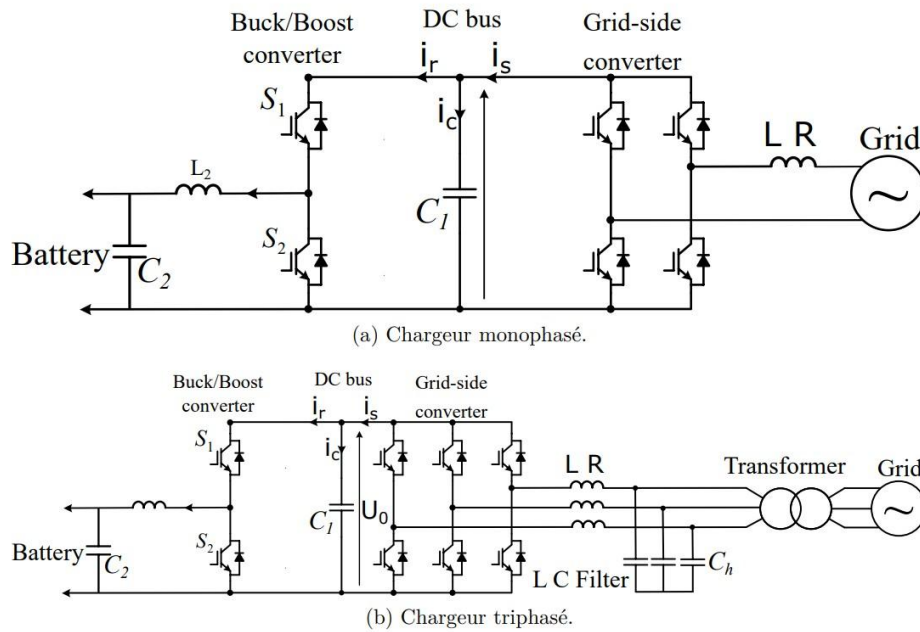


Fig I.5 : Chargeur de batterie bidirectionnel pour les véhicules électriques.

Les chargeurs bidirectionnels pour véhicules électriques comprennent deux étapes essentielles : d'abord un redresseur actif (AFE), monophasé ou triphasé, suivi d'un convertisseur CC/CC bidirectionnel, comme illustré à la Figure 1.5. L'AFE assure la conversion CA/CC en régulant la tension du bus continu et en contrôlant les courants d'entrée pour qu'ils soient quasi sinusoïdaux, tout en maintenant un facteur de puissance proche de l'unité ou en injectant de la puissance réactive si nécessaire. Le convertisseur CC/CC, qui peut être isolé ou non isolé, gère quant à lui le courant de charge ou de décharge de la batterie. Cette architecture permet un transfert d'énergie dans les deux sens entre le véhicule et le réseau, offrant ainsi la possibilité de soulager le réseau en cas de surcharge et de jouer un rôle de stockage d'énergie décentralisé. La charge bidirectionnelle offre des avantages significatifs par rapport à la charge unidirectionnelle, notamment une amélioration économique pouvant atteindre 25 %, notamment grâce au concept de Vehicle-to-Grid (V2G). En plus de permettre un échange d'énergie entre le véhicule et le réseau, elle permet aux batteries des véhicules électriques de participer aux services auxiliaires du réseau. Ces services incluent le soutien à la régulation de la fréquence et de la tension, ainsi que la gestion des congestions. En agissant comme une source d'énergie distribuée, ce système peut injecter ou absorber de la puissance active pour stabiliser la fréquence, et fournir ou consommer de la puissance réactive pour réguler la tension du réseau.

- **Chargeur de véhicules électriques intégré à bord**

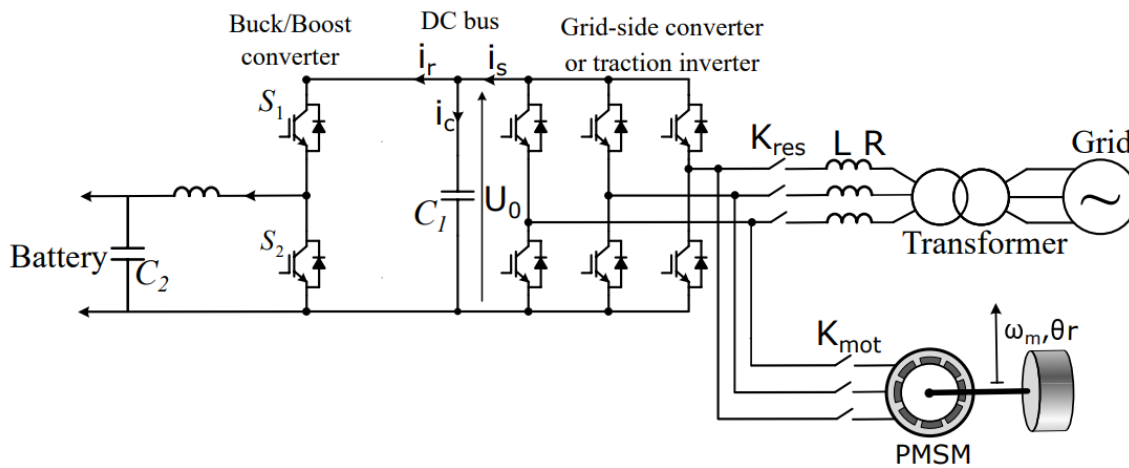


Fig I.6 : Chargeur de batterie bidirectionnel pour les véhicules électriques utilisant l'onduleur de traction.

La recharge en courant alternatif (CA) des véhicules électriques repose souvent sur un convertisseur CA/CC embarqué. Une approche innovante consiste à utiliser le moteur électrique du véhicule et son convertisseur d'entraînement, normalement dédié à la traction, comme chargeur de batterie. Cette solution permet de réutiliser les composants de la chaîne de traction avec peu de modifications, évitant ainsi l'ajout d'un convertisseur CA/CC spécifique. Étant donné que ce convertisseur est conçu pour des puissances élevées (souvent supérieures à 100 kW), cette méthode permet également d'assurer une recharge rapide et efficace.

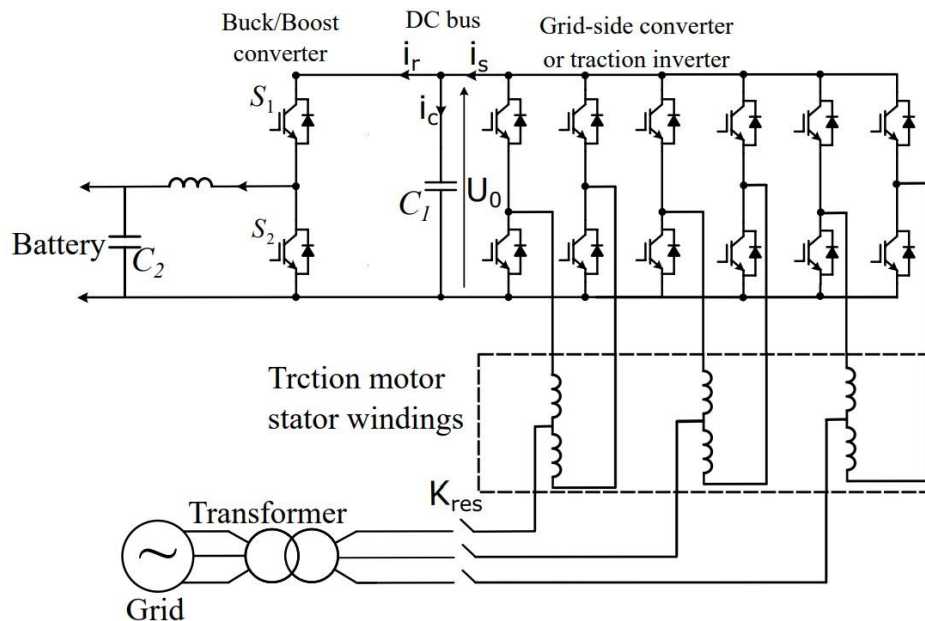


Fig I.7 : Chargeur de batterie bidirectionnel pour les véhicules électriques utilisant l'onduleur de traction et les enroulements du moteur.

L'utilisation du moteur et de son convertisseur d'entraînement comme chargeur embarqué permet d'atteindre des puissances de charge élevées (supérieures à 22 kW). Cependant, cela pose un défi de commande, car le système doit assurer à la fois la propulsion en mouvement et la

recharge à l'arrêt. Ce type de chargeur embarqué, bidirectionnel, exploite un seul onduleur/redresseur pour toutes les fonctions du véhicule : traction, freinage et recharge, ce qui réduit le nombre de composants électroniques de puissance, tout en diminuant les coûts, la taille et le poids du système.

Dans cette architecture, illustrée par les Figures 1.6 et 1.7, le convertisseur de traction est réutilisé pour la recharge, et les enroulements du moteur sont reconfigurés de manière à annuler le couple pendant la charge. Ceux-ci agissent alors comme des inductances filtrantes, permettant une injection de courants sinusoïdaux dans le réseau avec un faible taux de distorsion harmonique (THD). Un exemple concret de cette approche est le véhicule électrique Renault ZOE, qui offre une recharge AC embarquée rapide jusqu'à 43 kW grâce à une boîte de jonction qui adapte le fonctionnement du moteur et de son électronique de puissance.

Le principal enjeu de cette solution réside dans la maîtrise du couple moteur généré par les courants de recharge. Des stratégies spécifiques, dépendant du type de moteur utilisé, sont nécessaires pour résoudre cette problématique.

Pour les moteurs à courant alternatif à rotor bobiné, la désactivation de l'excitation supprime le champ magnétique du rotor, ce qui permet de maintenir un couple nul durant la recharge. Toutefois, un couple réactif résiduel peut provoquer de légères vibrations ou une rotation non désirée. Quant aux moteurs synchrones à aimants permanents, ils ne génèrent pas de couple de démarrage, ce qui permet de connecter les enroulements statoriques au réseau sans entraîner le rotor, bien que des vibrations puissent encore apparaître.

Malgré leurs avantages, les chargeurs embarqués présentent plusieurs limitations. Ils exigent souvent une conception spécifique des machines électriques, ce qui augmente les coûts. L'accès au point neutre des enroulements du moteur est souvent complexe, compliquant le contrôle du couple. De plus, l'utilisation de contacteurs mécaniques pour la gestion de la recharge peut nuire à la fiabilité du système sur le long terme, en raison de l'usure et des besoins d'entretien de ces composants.

- **Chargeur de batterie bidirectionnel utilisant des convertisseurs multiniveaux modulaires**

Les chargeurs embarqués pour véhicules électriques adoptent de plus en plus les convertisseurs multiniveaux modulaires (MMC), qui surpassent les convertisseurs classiques à deux niveaux ou à point neutre pincé. Le MMC, en tant que convertisseur de tension avancé, offre une puissance de sortie de haute qualité, une forte modularité, une grande évolutivité, une meilleure tolérance aux défauts, ainsi qu'une réduction des contraintes en tension et courant sur les interrupteurs de puissance.

L'intégration récente de semi-conducteurs à large bande interdite, comme le SiC (carbure de silicium) et le GaN (nitrure de gallium), renforce encore les performances des MMC. Ces technologies permettent de fonctionner à haute tension et haute puissance, tout en diminuant les pertes, améliorant l'efficacité, la fiabilité, et réduisant la taille des composants ainsi que les besoins en refroidissement.

Parmi les architectures adaptées, la topologie en pont en H multiniveaux en cascade se distingue pour la recharge des batteries. Dans cette configuration, les cellules MMC assurent à la fois la traction et la recharge embarquée. En mode traction, l'énergie est transférée des batteries au moteur via les onduleurs en cascade, qui jouent également le rôle de redresseurs en mode charge. Bien que les enroulements du moteur puissent servir d'inductances, l'ajout de petites inductances externes est souvent privilégié pour un meilleur contrôle.

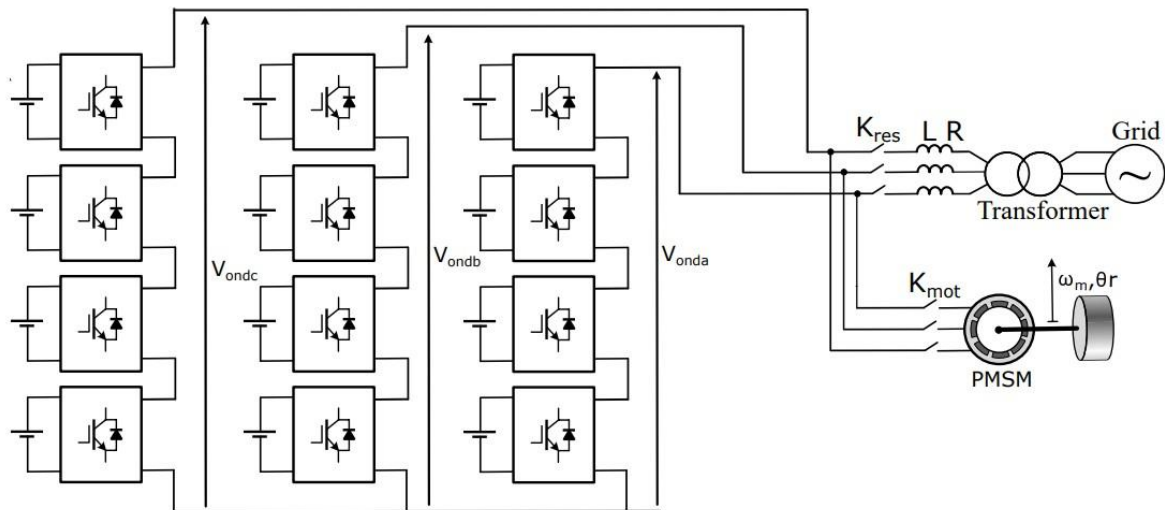


Fig I.8 : Chargeur de batterie bidirectionnel utilisant des convertisseurs modulaires multiniveaux.

I.4 Résumé des exigences techniques

Les méthodes de recharge des véhicules électriques diffèrent selon plusieurs critères tels que l'efficacité, la durabilité, les performances et le coût. De nombreuses structures en électronique de puissance ont été étudiées dans le domaine académique et mises en œuvre dans l'industrie. Avec les avancées continues dans la technologie des véhicules électriques et la diversification des besoins en puissance de charge, de nouveaux types de chargeurs AC apparaissent. Ces derniers tirent parti de l'onduleur de traction et des enroulements du moteur pour offrir une puissance de charge élevée, tout en conservant une architecture compacte et économique. En parallèle, la recharge inductive s'impose comme une technologie prometteuse, notamment pour les installations de recharge domestique. Le tableau 1.4 présente un récapitulatif des caractéristiques associées à différentes topologies d'électronique de puissance.

I.5 Conclusion

Ce chapitre a mis en lumière le rôle central que peuvent jouer les véhicules électriques dans la transition énergétique, en particulier à travers les systèmes de charge bidirectionnelle. En exploitant les capacités des VE non seulement pour la mobilité mais aussi comme éléments actifs du réseau, les technologies V2G, V2H et V2X permettent d'améliorer la stabilité du système électrique, d'optimiser l'intégration des énergies renouvelables et de maximiser les bénéfices économiques pour les utilisateurs.

L'analyse des différentes architectures de charge, notamment celles intégrant des convertisseurs multiniveaux, a montré que des solutions techniques innovantes existent pour concilier performance, compacité et efficacité. L'utilisation du moteur et de son convertisseur pour la recharge embarquée illustre l'évolution vers des systèmes plus intégrés et intelligents.

Toutefois, cette évolution s'accompagne de défis importants en termes de conception, de contrôle, de fiabilité et de normalisation. Il est donc essentiel de poursuivre les recherches et le développement technologique tout en adaptant les cadres réglementaires et les infrastructures pour soutenir une adoption massive de ces systèmes.

Ainsi, les systèmes de charge bidirectionnelle ne représentent pas seulement une avancée technologique, mais aussi une opportunité stratégique pour construire un réseau électrique plus flexible, plus résilient et plus durable.

Chapitre II

Modélisation et simulation du système avec
les techniques classiques

II.1 Introduction

La modélisation et la simulation constituent des étapes fondamentales dans la conception, l'analyse et l'optimisation des systèmes de conversion d'énergie, notamment dans le cadre des chargeurs bidirectionnels pour véhicules électriques intégrés aux réseaux intelligents (V2G/G2V). Avant toute implémentation réelle, la compréhension du comportement dynamique du système est indispensable pour anticiper les performances, évaluer la stabilité, et valider les stratégies de commande. Ce chapitre s'intéresse à l'application des techniques classiques de modélisation, telles que les équations différentielles, les transformations de Park ($dq0$), ainsi que les méthodes de linéarisation et d'analyse fréquentielle, pour représenter avec précision les différents blocs fonctionnels du système : convertisseurs AC/DC et DC/DC, filtre LCL, bus DC et batterie. La simulation numérique, quant à elle, permet de reproduire virtuellement le fonctionnement du système sous différentes conditions de charge, de réseau et d'environnement. À l'aide d'outils comme MATLAB/Simulink, les modèles développés sont testés pour valider les performances des algorithmes de contrôle classiques (PID, cascade, PLL, etc.), en particulier dans les phases critiques de transition entre les modes G2V et V2G. Ce chapitre présente donc une approche rigoureuse et progressive de la modélisation et de la simulation, en mettant l'accent sur leur rôle essentiel dans le développement de solutions robustes, sûres et conformes aux exigences normatives.

II.2 Présentation du système de charge bidirectionnel

Les chargeurs de batteries bidirectionnels ont évolué dans leur conception structurelle et leur topologie afin d'améliorer leur efficacité et leurs fonctionnalités. Globalement, ces chargeurs se divisent en deux catégories : isolés et non isolés, et ils jouent un rôle essentiel dans les systèmes modernes de véhicules électriques (VE). Les chargeurs bidirectionnels isolés utilisent des transformateurs haute fréquence pour assurer une isolation galvanique, indispensable à la sécurité et à la protection contre les défauts de masse. Toutefois, cette isolation entraîne une augmentation du poids et du coût. En revanche, les chargeurs non isolés, qui ne possèdent pas d'isolation galvanique, sont appréciés pour leur coût réduit et leur compacité, ce qui les rend

particulièrement avantageux pour les véhicules électriques légers (LEV), où l'espace et le poids sont des facteurs critiques. Le système de charge bidirectionnel non isolé, illustré à la Figure 1, convertit le courant alternatif (AC) du réseau en courant continu (DC) pour la charge de la batterie, et inversement, au moyen d'un convertisseur AC-DC[1-22].

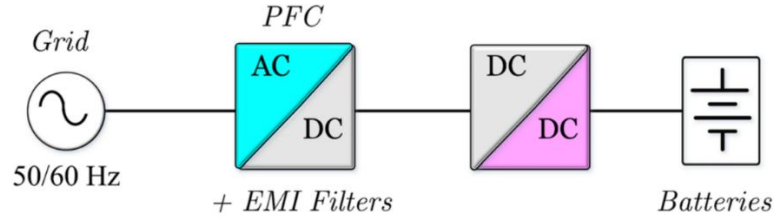


Fig. II.1 : Système de charge bidirectionnel.

Un filtre LCL, placé entre le convertisseur AC-DC et le réseau, permet de réduire les harmoniques haute fréquence, mais nécessite une conception soignée afin d'éviter les phénomènes de résonance. Un convertisseur DC-DC de type buck-boost régule la tension, ce qui permet d'assurer des opérations de charge et de décharge polyvalentes. Les performances de la batterie, gérées par un système de gestion de batterie (BMS) efficace, sont essentielles pour garantir l'efficacité du système ainsi que la longévité de la batterie.

II.3 Modélisation du système de charge bidirectionnel

II.3.1 Modélisation du convertisseur AC-DC

Développer un modèle mathématique du convertisseur AC/DC triphasé permettant de contrôler indépendamment les composantes active et réactive du courant injecté ou absorbé, via une commande dans le repère dq0.

$$\begin{aligned}
 V_a &= Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + V_{ca} \\
 V_b &= Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + V_{cb} \\
 V_c &= Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + V_{cc}
 \end{aligned} \tag{II.1}$$

Pour simplifier la commande vectorielle, on applique une transformation de Park synchronisée à la tension réseau (via une PLL). La figure 2 présente la méthode de contrôle dq0 découplé, essentielle pour garantir un échange d'énergie stable et efficace avec le réseau.

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (\text{II.2})$$

Les équations dynamiques dans le repère dq deviennent :

$$V_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + V_{cd} \quad (\text{II.3})$$

$$V_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} - \omega Li_d + V_{cq} \quad (\text{II.4})$$

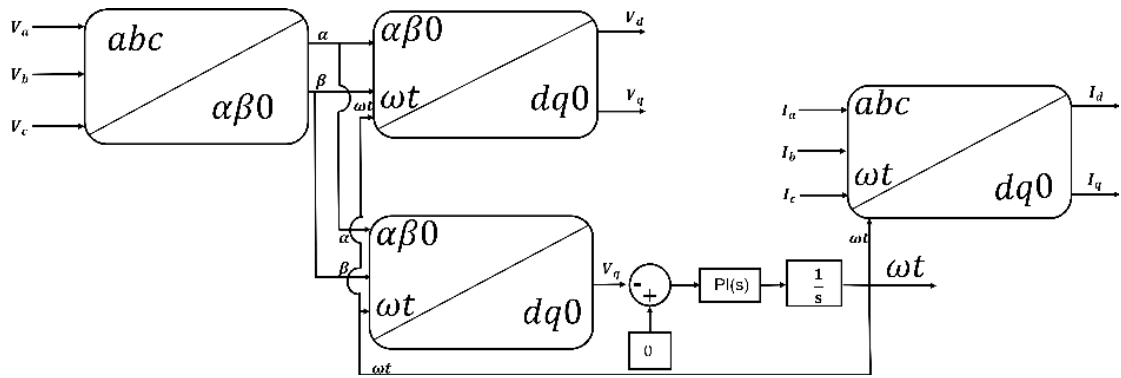


Fig. II.2 : modèle du convertisseur et implémentation du PLL .

II.3.2 Modélisation du filtre LCL

Le filtre LCL est utilisé pour atténuer efficacement les harmoniques de courant générés par le convertisseur AC/DC, en particulier dans les applications raccordées au réseau. Il offre de meilleures performances qu'un simple filtre L, mais nécessite une modélisation et un contrôle plus complexes en raison des phénomènes de résonance.

- Inductance côté convertisseur
- Capacité de filtrage
- Inductance côté réseau

$$V_{inv} = L_1 \frac{di_1}{dt} + V_c \quad (\text{II.6})$$

$$i_1 - i_2 = C_f \frac{dv_c}{dt} \quad (\text{II.7})$$

$$V_2 = L_2 \frac{di_2}{dt} + Ri_2 + V_{grid} \quad (\text{II.8})$$

Où :

- V_{inv} Est la tension de sortie du convertisseur,
- V_c La tension aux bornes de
- i_1 Le courant injecté par le convertisseur,
- i_2 Le courant injecté au réseau.

En passant au domaine de Laplace, on peut obtenir la fonction de transfert entre $V_{inv}(s)$ et $i_2(s)$. Cette fonction présente une résonance caractéristique autour d'une fréquence donnée, ce qui peut engendrer des instabilités

Fonction de transfert typique :

$$G(S) = \frac{KS^2}{S^3 + a_2S^2 + a_1S + a_0} \quad (\text{II.9})$$

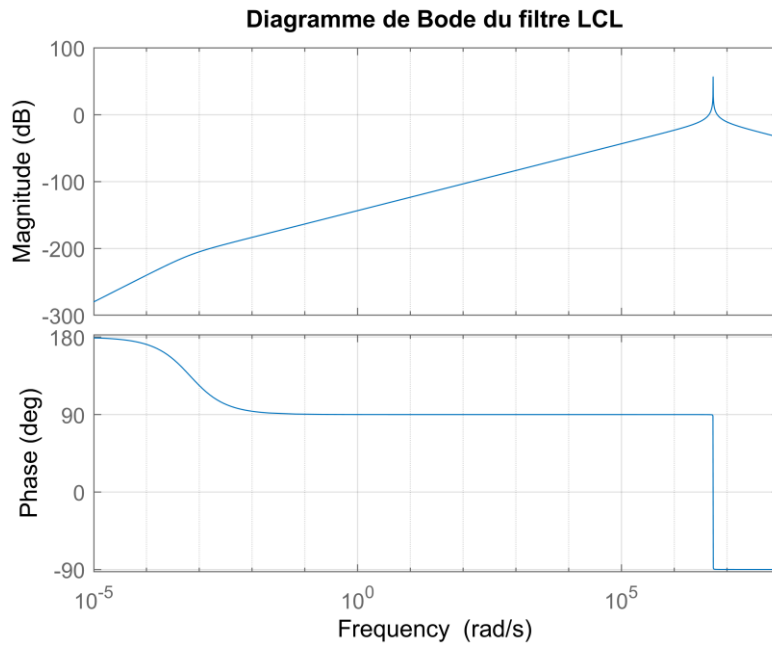


Fig. II.3 : Diagramme de bode du filtre LCL

Le diagramme de Bode obtenu pour le filtre LCL modélisé met en évidence un comportement typique en trois zones : à basse fréquence (autour de 50 Hz), le gain est faible, permettant le passage de la composante fondamentale du courant ; autour de la fréquence de résonance (environ 2,3 kHz pour les paramètres choisis), un pic de résonance apparaît, résultant de l'interaction entre les inductances L_1 , L_2 et la capacité C_f ; ce pic est atténué grâce à la résistance

d'amortissement R_d limitant ainsi les risques d'oscillations ou d'instabilité. Enfin, à haute fréquence, le gain chute fortement (environ -60 dB/décade), traduisant une excellente capacité d'atténuation des harmoniques de commutation générés par le convertisseur. La phase diminue progressivement et présente une variation rapide autour de la résonance, confirmant le caractère dynamique du filtre. Ce comportement fréquentiel valide l'efficacité du filtre LCL dans le lissage du courant injecté au réseau tout en soulignant la nécessité d'un amortissement pour garantir la stabilité du système.

II.3.3 Modélisation du bus DC

Le bus DC est modélisé de manière simplifiée par une capacité C_d représentant le stockage d'énergie entre les deux étages de conversion AC/DC et DC/DC. Son rôle principal est de stabiliser la tension continue en amortissant les variations rapides de puissance. La dynamique du bus est régie par l'équation différentielle

$$i_{in} - i_{out} = C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (\text{II.10})$$

Où i_{in} est le courant issu du convertisseur AC/DC et i_{out} celui consommé par la charge ou le convertisseur DC/DC. Lors des transitoires rapides (chutes de charge, changements brusques de consigne), la tension V_{dc} peut subir des ondulations significatives, dépendantes de la valeur de C_{dc} et de la stratégie de commande. Un bon dimensionnement de la capacité ainsi qu'une régulation efficace sont donc essentiels pour limiter ces fluctuations et garantir une alimentation stable des sous-systèmes aval.

L'ondulation ΔV_{dc} dépend de :

- La taille de C_{dc} ,
- La fréquence de commutation,
- La régulation de la puissance active.

$$C_{dc} \geq \frac{I_{dc}}{8f_{sw}\Delta V_{dc}} \quad (\text{II.11})$$

- I_{dc} est le courant moyen du bus DC,
- f_{sw} est la fréquence de découpage.

II.3.4 Modélisation du convertisseur DC/DC buck-boost

Le convertisseur DC/DC buck-boost bidirectionnel est un élément clé dans les systèmes de charge/décharge de batteries. Il permet de gérer efficacement l'énergie entre une source continue (comme une batterie) et un bus DC, en assurant aussi bien l'élévation que la diminution de tension, dans les deux sens de transfert d'énergie.

- **Mode Buck (abaisseur de tension)**

Lorsque l'énergie est transférée de la source (batterie) vers la charge/bus DC :

- Tension d'entrée : V_{in} (batterie)
- Tension de sortie : $V_{out} < V_{in}$
- Équations dynamiques (mode continu) :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} d \quad (\text{II.12})$$

$$\frac{dV_{out}}{dt} = \frac{i_L - \frac{V_{out}}{R_{load}}}{C} \quad (\text{II.13})$$

- **Mode Boost (élevateur de tension)**

Lorsque l'énergie est transférée de la charge/bus DC vers la batterie (recharge) :

- Tension d'entrée : V_{in} (bus DC)
- Tension de sortie : $V_{out} > V_{in}$
- Équations dynamiques :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in}}{L} d \quad (\text{II.14})$$

$$\frac{dV_{out}}{dt} = \frac{i_L (1 - d) - \frac{V_{out}}{R_{load}}}{C} \quad (\text{II.15})$$

D représente le rapport cyclique (duty cycle), L l'inductance, C la capacité de sortie, et R_{load} la charge équivalente.

- **Commutation et fonctionnement bidirectionnel**

Le fonctionnement bidirectionnel est assuré par la structure symétrique du convertisseur avec deux interrupteurs actifs :

- **Décharge (batterie vers bus DC) :** Le convertisseur fonctionne en buck ; l'interrupteur côté batterie est activé.
- **Charge (bus DC vers batterie) :** Le convertisseur fonctionne en boost ; l'interrupteur côté bus DC est activé.

II.3.5 Modélisation de la batterie

Pour représenter fidèlement le comportement dynamique de la batterie dans un système de gestion d'énergie, un modèle électrique équivalent est utilisé, couplé avec une estimation de l'état de charge (SOC).

- **Modèle électrique équivalent**

Deux modèles classiques sont utilisés selon le niveau de précision souhaité :

Modèle de Thévenin (1 RC)

$$V_{bat} = E - R_{int}I - V_{RC} \quad (II.16)$$

- E : tension à circuit ouvert (Open Circuit Voltage, OCV)
- R_{int} : résistance interne
- V_{RC} : tension sur le réseau RC (comportement transitoire)

- **Évolution de VRC :**

$$\frac{dV_{RC}}{dt} = \frac{R_C I - V_{RC}}{C} \quad (II.17)$$

Modèle R_{int} (simplifié)

Plus simple, mais moins précis pour modéliser la dynamique :

$$V_{bat} = E - R_{int}I \quad (II.18)$$

- **Intégration du State-of-Charge (SOC)**

Le SOC représente le pourcentage d'énergie restante dans la batterie :

$$SOC(t) = SOC0 - \frac{1}{Q_{nom}} \int_0^t I_{bat}(t) dt \quad (II.19)$$

- SOC0 : état initial
- Q_{nom} : capacité nominale de la batterie (Ah)
- I_{bat} : courant de charge (>0) ou de décharge (<0)

Une bonne estimation du SOC est essentielle pour :

- Éviter la surcharge ou la décharge profonde
- Optimiser les cycles de vie de la batterie
- Piloter intelligemment le système bidirectionnel

II.4. Boucle de régulation en courant

Cette méthode utilise une approche de commande en cascade, dans laquelle la boucle de tension externe régule la tension du bus DC, tandis que la boucle de courant interne contrôle le courant actif côté AC. La tension et le courant issus du réseau sont mesurés à l'aide de capteurs, puis subissent des transformations telles que abc vers $\alpha\beta 0$, abc vers dq0, ou $\alpha\beta 0$ vers dq0, selon les besoins du contrôle. La boucle à verrouillage de phase (PLL) est utilisée pour déterminer l'angle synchrone ωt , assurant une synchronisation précise avec le réseau. Dans les systèmes de charge bidirectionnelle, le sens du flux de puissance provoque des variations de la tension du bus DC, nécessitant des ajustements du courant. La boucle externe sur l'axe q est responsable de la régulation de l'amplitude de la tension AC en gérant le courant réactif via la boucle interne sur l'axe q.

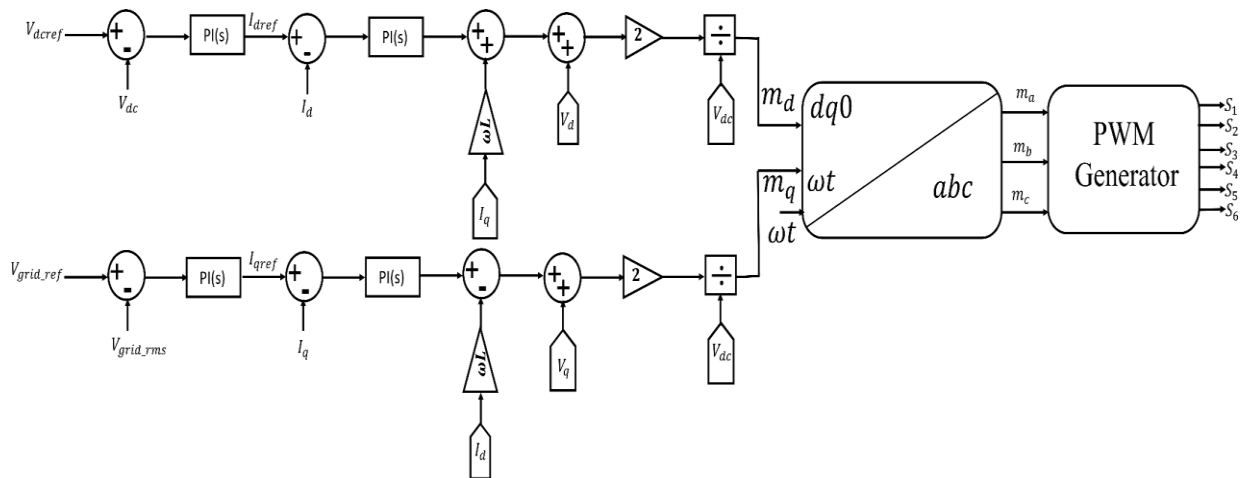


Fig. II.2 : Mécanismes de régulation et de contrôle de la tension V_{DC}

II.5. Gestion du mode G2V / V2G

La gestion du transfert d'énergie entre le réseau électrique et le véhicule électrique (VE) repose sur un système de commande bidirectionnel capable de stabiliser le lien DC tout en assurant un fonctionnement souple en modes G2V (Grid-to-Vehicle) et V2G (Vehicle-to-Grid). Ce système repose notamment sur une régulation avancée intégrant un terme de découplage ωL ainsi qu'un signal anticipé de la tension d'entrée (feedforward), ce qui permet d'améliorer considérablement la stabilité et les performances transitoires, en particulier lors des variations rapides de charge ou de consigne réseau.

Le cœur du dispositif est un convertisseur buck-boost bidirectionnel, dont le rôle est d'adapter la tension du bus DC à celle de la batterie, selon le sens de transfert d'énergie. En mode G2V, le convertisseur fonctionne en mode buck, abaissant la tension du bus DC pour charger la batterie. Inversement, en mode V2G, il fonctionne en mode boost, élevant la tension de la batterie pour injecter de l'énergie vers le bus DC, puis vers le réseau.

Le processus de charge/décharge suit deux modes classiques de gestion de batterie : Courant Constant (CC) et Tension Constante (CV). Le mode CC est généralement utilisé lorsque le State-of-Charge (SOC) est bas, et la batterie accepte un courant de charge élevé jusqu'à ce que sa tension atteigne un seuil critique. Ensuite, le système bascule en mode CV, maintenant la tension constante pendant que le courant diminue progressivement, jusqu'à ce que le SOC atteigne sa valeur maximale (généralement 100 %). La séparation entre les deux modes intervient souvent autour de 80 % de SOC, valeur à laquelle la tension en circuit ouvert sert de référence de commutation.

En mode G2V, le courant de charge est dirigé vers la batterie et prend donc une valeur négative. Le convertisseur buck est alors activé, abaissant la tension du bus DC pour obtenir une tension de charge conforme à la batterie. Le rapport cyclique D du convertisseur buck détermine la tension aux bornes de la batterie V_{bat} , selon l'équation suivante :

$$V_{bat} = V_{dc} D \quad (II.20)$$

- V_{bat} est la tension appliquée à la batterie,
- V_{dc} est la tension du bus DC,

Cette relation garantit que la tension de la batterie reste toujours inférieure à celle du bus DC en mode buck. Comme illustré à la Figure X, le fonctionnement du convertisseur implique que l'interrupteur supérieur S_{buck} soit activé périodiquement, tandis que le courant circule dans la diode antiparallèle de l'interrupteur inférieur lors de la phase OFF.

En mode V2G, l'énergie est transférée de la batterie vers le réseau via le convertisseur fonctionnant en mode boost. Le courant de la batterie est alors positif, et la tension du bus DC est

maintenue au-dessus de la tension de la batterie pour permettre l'élévation de tension. Le rapport cyclique du convertisseur boost est ajusté de manière à fournir la puissance désirée au réseau, tout en assurant une synchronisation précise grâce à une boucle PLL (Phase-Locked Loop).

La transition entre les modes G2V et V2G est déterminée par :

- Les valeurs de SOC (par exemple, V2G autorisé uniquement si $SOC > 60\%$),
- Les consignes réseau (comme une demande de puissance active ou réactive),
- Les conditions de stabilité du système DC.

Dans ce cas, la tension de la batterie étant inférieure à celle du bus DC, le convertisseur élève la tension à l'aide d'un rapport cyclique inverse. La relation entre la tension de sortie V_{dc} , la tension batterie V_{bat} , et le rapport cyclique D (commande de l'interrupteur inférieur Sboost) s'exprime par l'équation suivante :

$$V_{dc} = \frac{V_{bat}}{1-D} \quad (II.21)$$

Cette équation est caractéristique du mode boost, où l'élévation de tension est obtenue par le stockage temporaire d'énergie dans l'inductance pendant la conduction de Sboost, puis par la restitution vers le bus DC lors de l'ouverture de l'interrupteur.

II.6. Résultats de simulations

Cette section présente les résultats détaillés des simulations réalisées pour évaluer les performances du système de charge bidirectionnelle dans différents scénarios, en mettant particulièrement l'accent sur le comportement du système en mode G2V (Grid-to-Vehicle) et en mode V2G (Vehicle-to-Grid). Ces simulations permettent d'analyser la robustesse de la commande, la qualité de synchronisation, ainsi que la conformité aux critères de qualité d'énergie dans divers contextes réseau.

II .6.1 Simulation en mode G2V dans un cas idéal

Cette sous-section présente les résultats de simulation du système de charge bidirectionnelle en mode G2V dans un environnement réseau parfaitement équilibré et exempt de perturbations harmoniques. Ce scénario de référence constitue un cas idéal permettant d'établir une base de comparaison pour l'analyse des performances du système dans des conditions nominales. Durant cette simulation, les tensions des trois phases sont équilibrées, de fréquence et d'amplitude constantes (1 pu), et aucune composante harmonique n'est injectée. Ce contexte permet d'évaluer le comportement intrinsèque du système de commande, du convertisseur AC-DC ainsi que de la boucle de synchronisation en l'absence de toute perturbation externe.

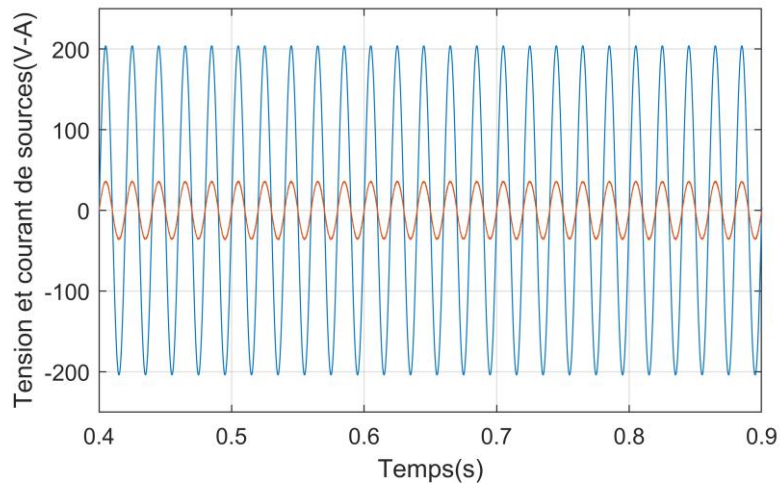


Fig. II.3 : Tension et courant de source phase A dans le mode G2V

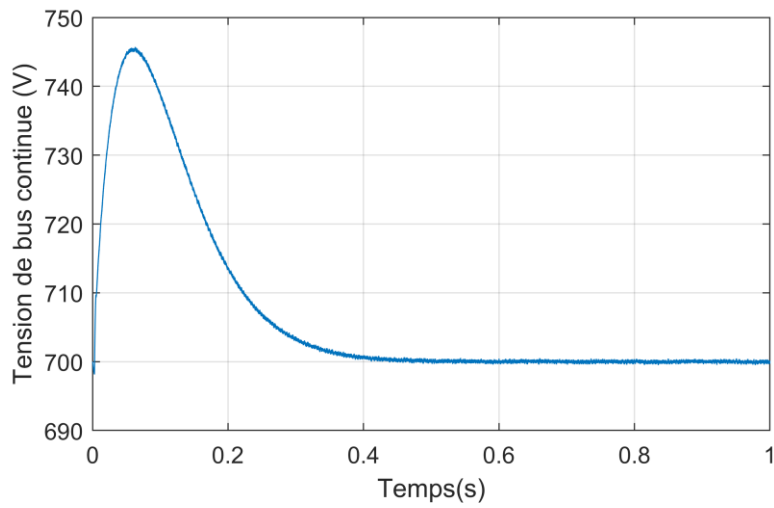


Fig. II.4 : Tension du bus continue dans le mode G2V : cas idéals

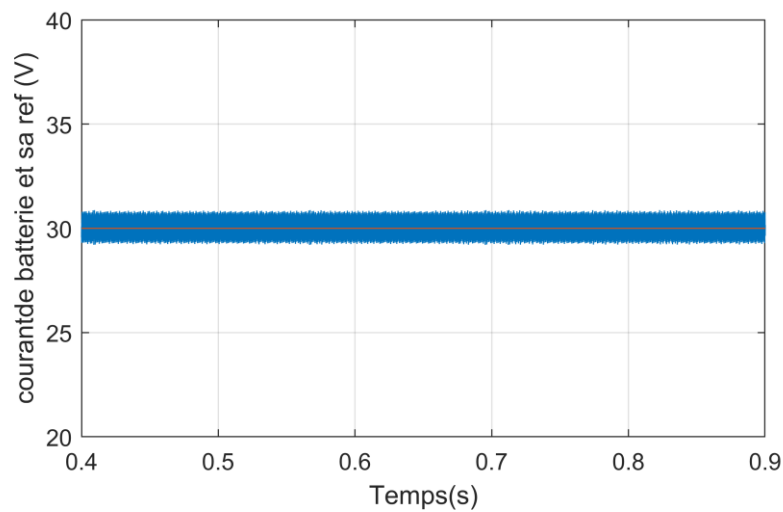


Fig. II.5 : Courant de batterie dans le mode G2V

L'analyse de ce cas met en évidence les performances optimales du système en termes de qualité de courant injecté ou absorbé, de précision de suivi de la référence de puissance, et de stabilité dynamique de la synchronisation réseau. Elle constitue également un point de comparaison essentiel pour quantifier l'impact des déséquilibres et des harmoniques dans les scénarios perturbés présentés dans les sous-sections suivantes.

II.6.2 cas de déséquilibre et harmoniques dans le mode G2V

Dans cette sous-section, nous présentons les résultats de simulation du système de charge bidirectionnelle opérant en mode G2V (Grid-to-Vehicle) dans un environnement réseau perturbé. L'objectif est d'évaluer les performances dynamiques du système, notamment du mécanisme de synchronisation, face à des conditions non idéales du réseau, incluant un déséquilibre de tension ainsi que l'injection d'harmoniques spécifiques.

Le scénario de simulation est défini sur un intervalle de temps $t \in [0, 0.8]$, subdivisé en trois phases. Une tension nominale équilibrée est maintenue entre 0 s et 0.5 s avec une amplitude unitaire, suivie d'une diminution à 0.8 pu à $t = 0.5$ s, puis d'un retour à la pleine amplitude à $t = 0.8$ s. Ce profil permet d'analyser le comportement du système face à une fluctuation temporaire d'amplitude.

Parallèlement, deux paquets harmoniques sont injectés dans la tension réseau : une composante de 7e harmonique avec une amplitude de 0.2 pu, une phase initiale de -25° , et une apparition entre 0.5 s et 0.8 s ; ainsi qu'une 5e harmonique de 0.15 pu, avec une phase de 35° et un décalage temporel de 2 s. L'introduction de ces harmoniques vise à reproduire un contexte réaliste de pollution harmonique pouvant dégrader la qualité de l'alimentation électrique.

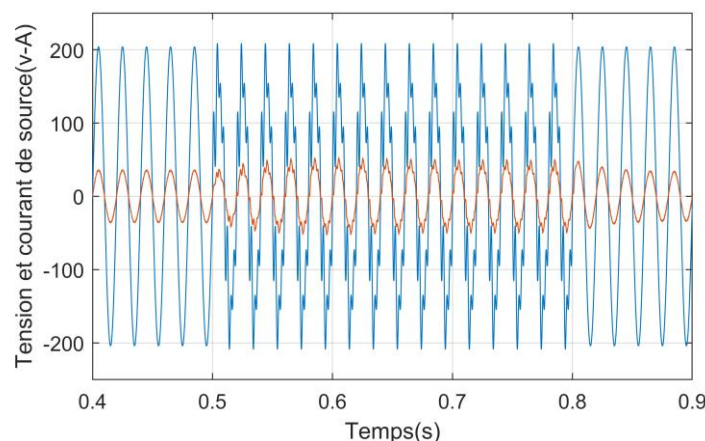


Fig. II.6 : Tension et courant de source phase A dans le mode G2V

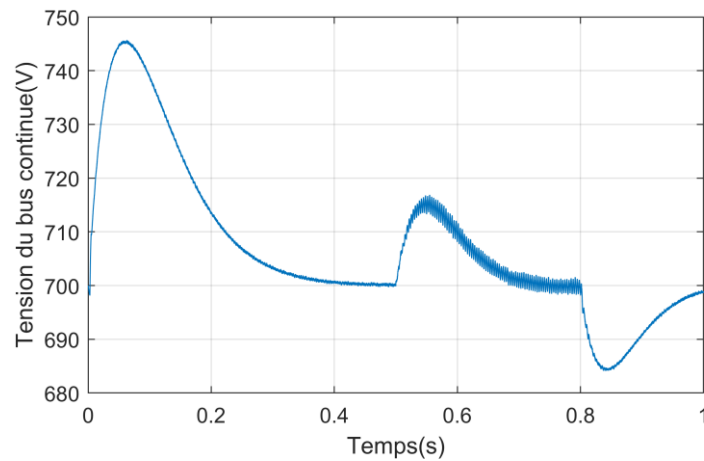


Fig. II.7 : Tension du bus continue sous un déséquilibre et harmoniques dans le mode G2V

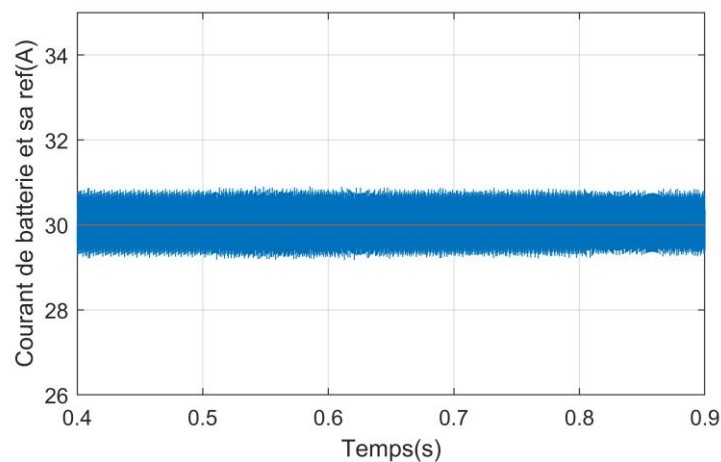


Fig. II.8 : Courant de batterie dans le mode G2V

II.6.3 cas de décalage en continue dans le mode G2V

Dans ce cas, un décalage en courant continu est superposé à la tension du réseau. Ce type de perturbation, bien que moins fréquent, peut affecter les performances des PLLs et des systèmes de filtrage. L'analyse permet de déterminer la sensibilité du système à ce phénomène et de valider la robustesse de la structure de commande et de synchronisation adoptée.

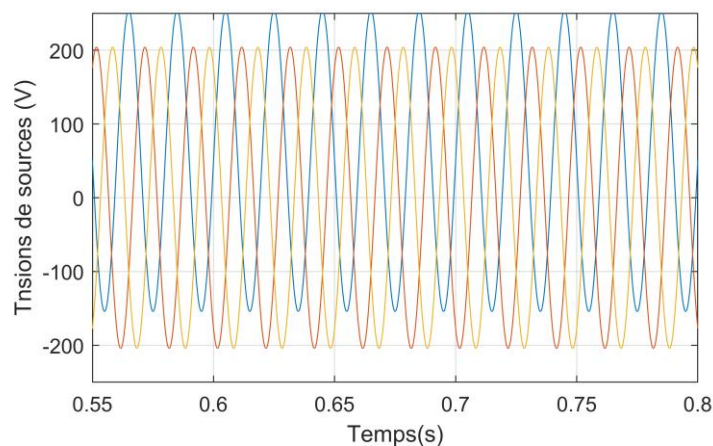


Fig. II.9 : Tensions de sources dans le mode G2V avec décalage en continue

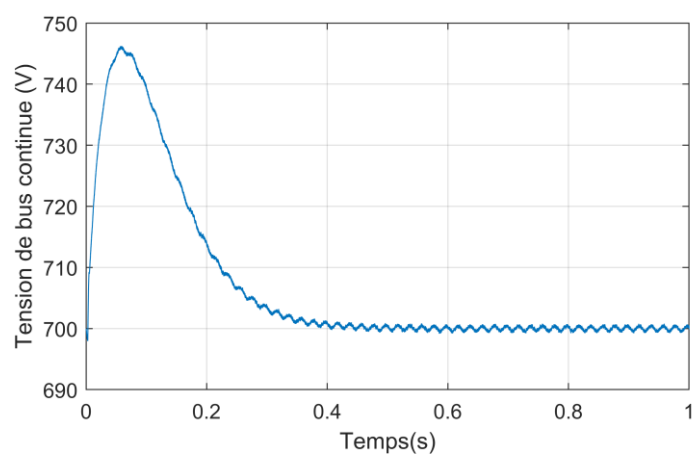


Fig. II.10 : Tensions de bus continue dans le mode G2V avec décalage en continue

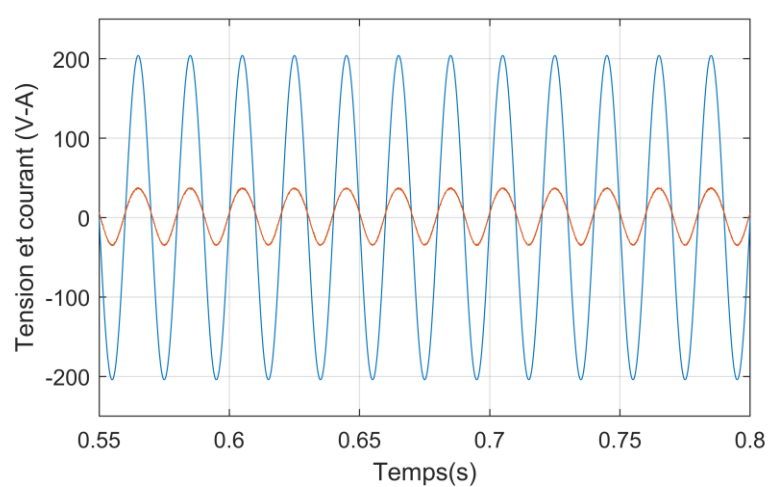


Fig. II.11 : Tension et courant phase A dans le mode G2V avec décalage en continue

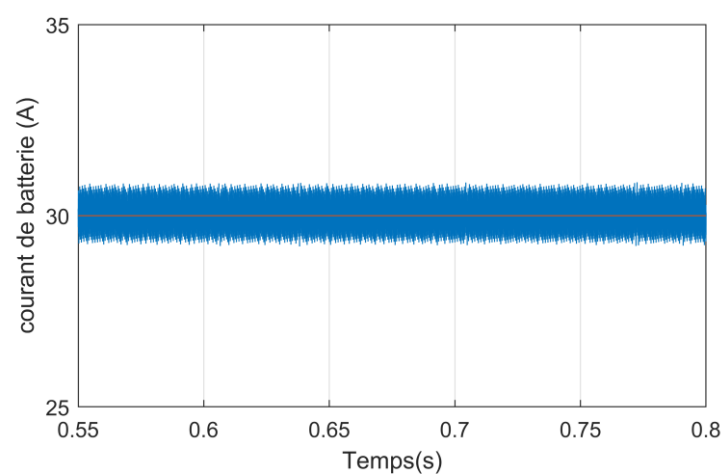


Fig. II.12 : Courant de batterie dans le mode G2V avec décalage en continue

II.6.4 Simulation avec perturbations combinées en mode V2G

Enfin, une simulation en mode V2G est effectuée sous un scénario cumulatif comprenant les trois perturbations précédentes : déséquilibre, harmoniques, et offset continu. Ce cas extrême permet de valider la résilience globale du système en injection d'énergie vers le réseau, un aspect critique pour les applications dans les réseaux intelligents où les conditions peuvent varier fortement. Afin de disposer d'une base de comparaison pertinente, la simulation débute par un cas idéal, où le réseau est parfaitement équilibré et exempt de perturbations, avant l'introduction progressive des perturbations combinées.

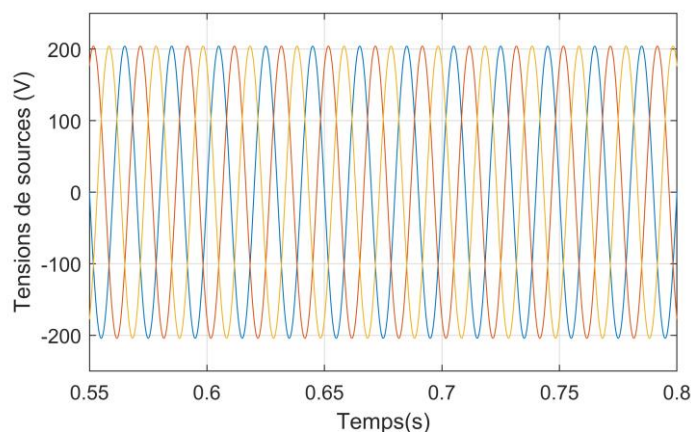


Fig. II.13 : Tensions de sources dans le mode V2G : cas idéal

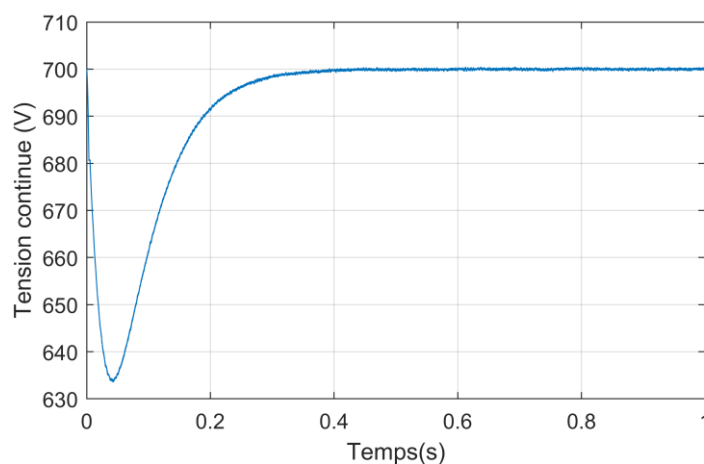


Fig. II.14 : Tension du bus continue dans le mode V2G : cas idéal

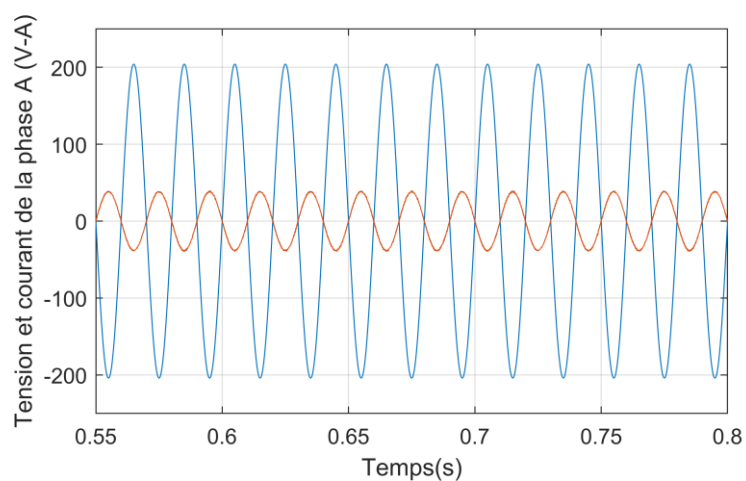


Fig. II.15 : Tension et courant dans le mode V2G : cas idéal

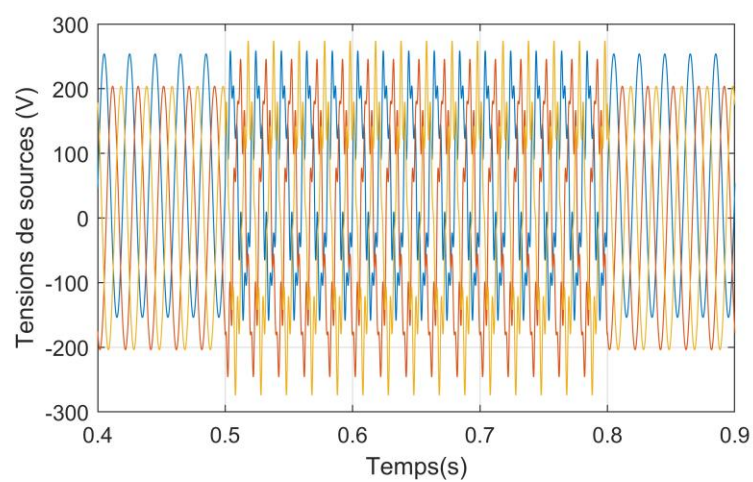


Fig. II.15 : Tensions de sources avec perturbations combinées dans le mode V2G

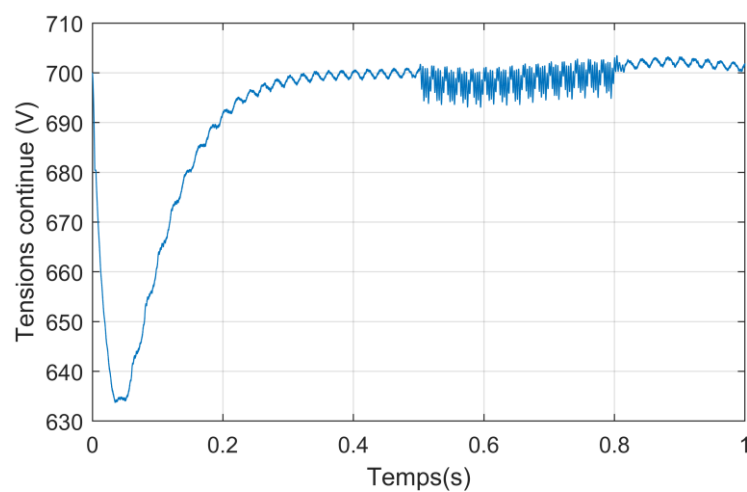


Fig. II.16 : Tension de bus continue avec perturbations combinées dans le mode V2G

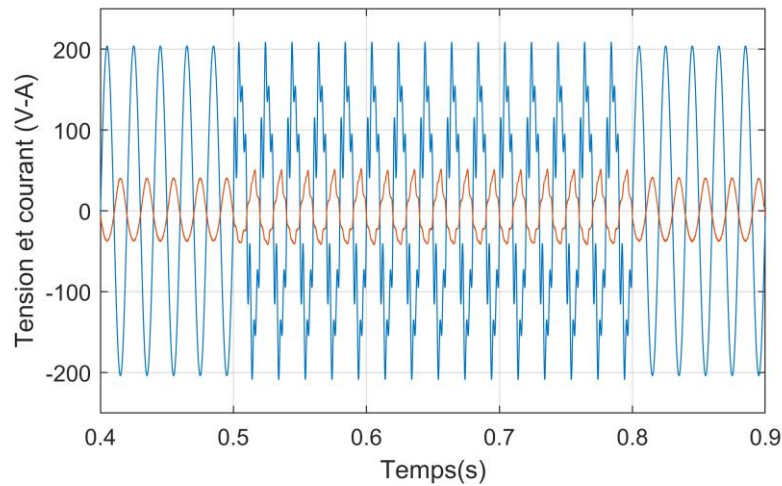


Fig. II.17 : Tension de bus continue avec perturbations combinées dans le mode V2G

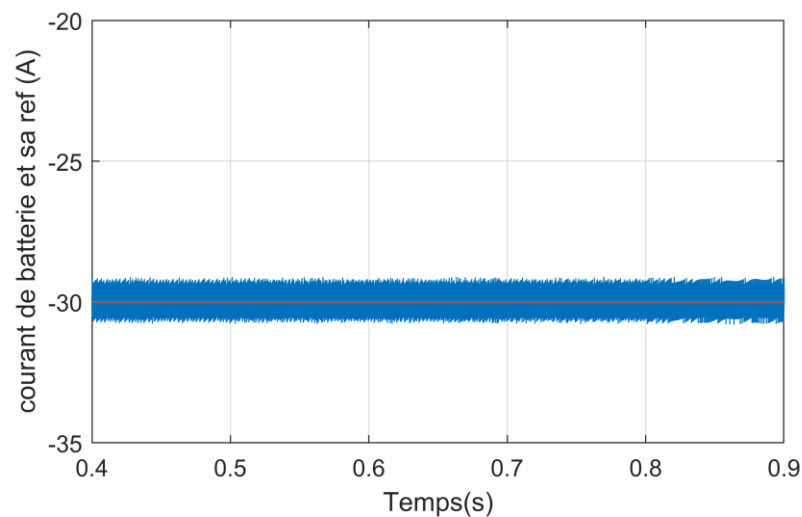


Fig. II.18 : Courant de batterie avec perturbations combinées dans le mode V2G

II.7. CONCLUSION

La modélisation et la simulation constituent des piliers essentiels dans le développement de systèmes de conversion d'énergie avancés, tels que les chargeurs bidirectionnels pour véhicules électriques. En combinant des techniques de modélisation rigoureuses avec des outils de simulation puissants comme MATLAB/Simulink, il est possible d'analyser en profondeur le comportement dynamique du système, de valider les stratégies de commande, et de garantir une transition fluide entre les modes G2V et V2G. Cette approche méthodique permet non seulement de réduire les risques liés à l'implémentation réelle, mais aussi d'assurer la conformité aux normes en vigueur et d'optimiser les performances globales du système dans des conditions variées. Le chapitre suivant approfondira la modélisation détaillée de chaque composant du système, en posant les bases pour l'implémentation et la validation des algorithmes de contrôle avancés.

Chapitre III

Synchronisation des systèmes bidirectionnelle

III.1 Introduction

La transition énergétique actuelle, caractérisée par une électrification massive du secteur des transports, place les véhicules électriques (VE) au cœur des stratégies de gestion intelligente de l'énergie. Ces véhicules ne se limitent plus à consommer de l'électricité ; ils deviennent des acteurs dynamiques des réseaux électriques via les modes bidirectionnels G2V (Grid-to-Vehicle) et V2G (Vehicle-to-Grid).

Dans ce contexte, la stabilité, la sécurité et l'efficacité des échanges énergétiques reposent sur une synchronisation rigoureuse avec le réseau électrique. Cette synchronisation est assurée par des techniques de suivi de phase, communément appelées Phase-Locked Loop (PLL), qui permettent de déterminer avec précision les paramètres fondamentaux du réseau, tels que la fréquence et la phase de la tension.

Le présent chapitre explore les techniques de synchronisation les plus pertinentes pour les systèmes de charge bidirectionnelle, en analysant leur architecture, leurs performances et leur robustesse dans des environnements réels. Il met en évidence le rôle stratégique de la PLL dans la qualité du transfert d'énergie, en particulier lors de la transition entre les modes G2V et V2G.

III.2 Techniques de synchronisation classiques

Les techniques de synchronisation en boucle fermée (CLS) reposent sur l'utilisation de signaux de rétroaction pour ajuster la synchronisation. Les principales catégories de CLS sont la boucle à verrouillage de phase (PLL) et la boucle à verrouillage de fréquence (FLL). La FLL verrouille la fréquence dans le référentiel stationnaire, tandis que la PLL ajuste directement l'angle de phase. Bien qu'elles remplissent des fonctions similaires, leur différence réside essentiellement dans le référentiel de mise en œuvre [23-34].

III.2.1 PLL

Par définition, une boucle à verrouillage de phase (PLL) est un système de commande à rétroaction non linéaire, généralement mis en œuvre dans le référentiel synchrone, dont le rôle est d'aligner son signal de sortie sur la composante fondamentale de la tension réseau, utilisée comme signal d'entrée. Dans ce travail, l'étude se limite aux applications dans le domaine de l'énergie et de la conversion de puissance, bien que les PLL soient également employées dans divers domaines, notamment la détection de défauts, l'analyse harmonique, ou encore l'évaluation de la qualité de l'énergie. Quelle que soit l'application ciblée, une architecture typique de PLL comprend trois blocs fondamentaux [23-25] :

- Un détecteur de phase (PD), chargé de générer un signal d'erreur reflétant le décalage de phase
- Un filtre de boucle (LF), aussi appelé régulateur de boucle, qui agit pour minimiser l'erreur de phase
- Un oscillateur contrôlé en tension (VCO), qui délivre un vecteur unitaire synchronisé en sortie [9].

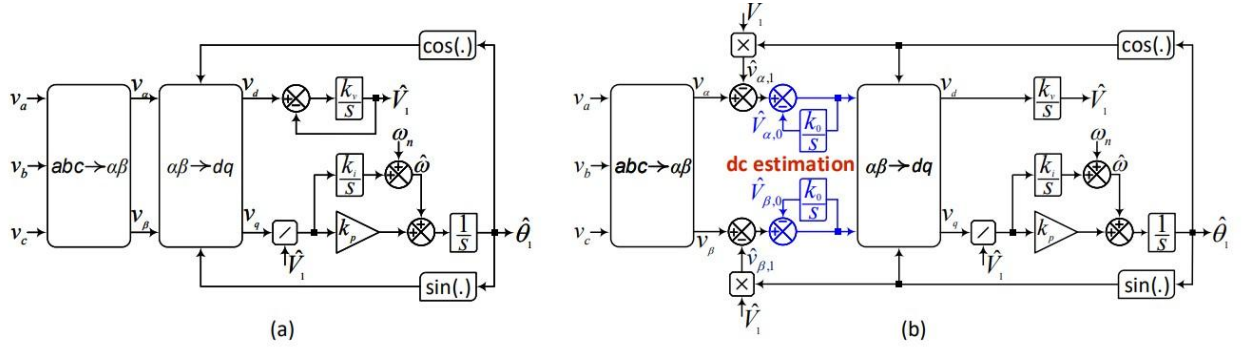


Fig. III.1 : (a) SRF-PLL conventionnelle. (b) SRF-PLL modifiée (m-SRF-PLL)

III.2.2 FLL

La mise en œuvre des FLL triphasés s'appuie sur l'intégrateur généralisé d'ordre réduit (ROGI), défini dans le domaine de Laplace comme indiqué dans [26-31], où la fréquence centrale du ROGI est notée. La figure III.2. Présente l'architecture fonctionnelle d'un FLL triphasé classique, couramment désigné sous le nom de ROGI-FLL.

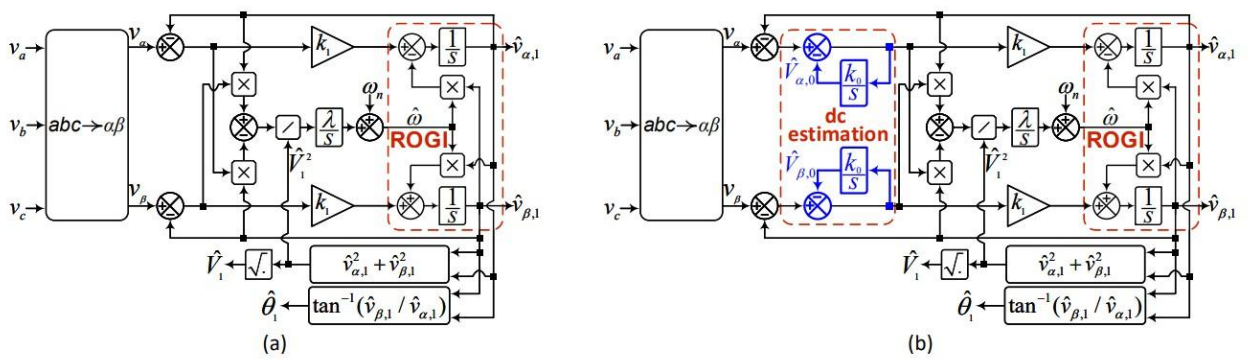


Fig. III.2 : (a) ROGI-FLL conventionnelle. (b) ROGI-FLL modifiée (m-ROGI-FLL)

ROGI-FLL fonctionne en intégrant un intégrateur généralisé d'ordre réduit (ROGI) dans une structure à rétroaction unitaire, ce qui aboutit à la réalisation d'un filtre passe-bande complexe (CBF) centré sur la fréquence fondamentale du réseau. Par conséquent, les signaux de sortie $\hat{V}_\alpha$; $\hat{V}_\beta$ correspondent aux estimations de la composante à séquence positive et fréquence

fondamentale (FFPS) de la tension réseau. La fréquence de résonance du ROGI, qui définit la fréquence centrale du CBF.

III.3 Modélisation LTP du ROGI-FLL modifié (m-ROGI-FLL)

Pour établir le modèle LTP de la m-ROGI-FLL, on suppose que la tension réseau triphasée en entrée contient uniquement la composante fondamentale positive (FFPS) ainsi qu'une composante continue, comme exprimé dans les équations (III.1.2.3). Dans ces expressions V_1 et θ_1 , représentent respectivement l'amplitude et l'angle de phase de la composante FFPS, tandis que V_{a0} , V_{b0} and V_{c0} désignent les composantes continues respectives des trois phases.

$$V_a(t) = V_1 \cos(\theta_1) + V_{a0} \quad (III.1)$$

$$V_b(t) = V_1 \cos\left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{b0} \quad (III.2)$$

$$V_c(t) = V_1 \cos\left(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) + V_{c0} \quad (III.3)$$

En appliquant la transformation $\alpha\beta$ donne :

$$V_\alpha(t) = V_1 \cos(\theta_1) + V_{\alpha0} \quad (III.4)$$

$$V_\beta(t) = V_1 \sin(\theta_1) + V_{\beta0} \quad (III.5)$$

Avec :

$$V_{\alpha0} = \frac{2}{3}(V_{a0} - 0.5V_{b0} - 0.5V_{c0}) ; V_{\beta0} = \frac{\sqrt{3}}{3}(V_{b0} - V_{c0})$$

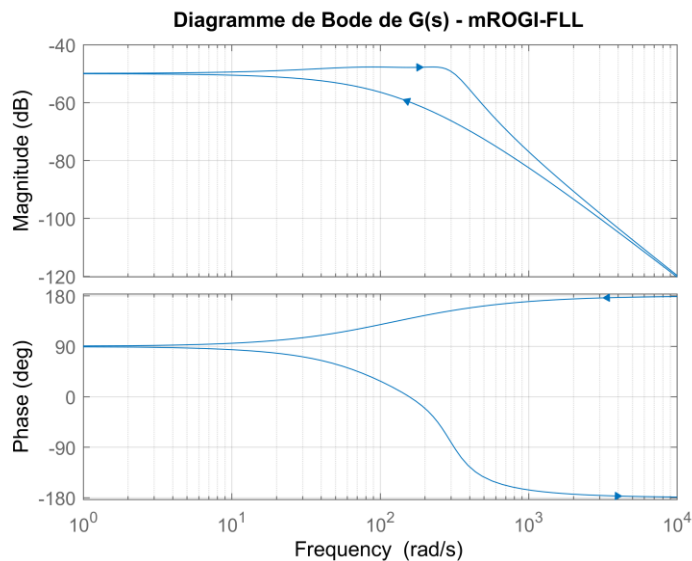


Fig. III.3 : diagramme de bode (m-ROGI-FLL)

Si l'on suppose que $\hat{\omega}$ est une constante, la fonction de transfert entre les signaux d'entrée V_α et V_β et les signaux de sortie $\hat{V}_\alpha$ et $\hat{V}_\beta$ de la figure 3(b) peut être obtenue comme suit :

$$G(s) = \frac{\hat{V}_\alpha(s) + j\hat{V}_\beta(s)}{V_\alpha(s) + V_\beta(s)} = \frac{K_1 S}{S^2 + (K_0 + K_1 - j\hat{\omega})S - jK_0\hat{\omega}} \quad (\text{III.6})$$

Les courbes en pointillés de la Fig. 5 représentent la réponse en fréquence de la version découplée du m-ROGI-FLL. Contrairement à la version classique, cette structure améliore significativement l'atténuation des composantes non désirées, notamment les composantes en courant continu (DC) et les harmoniques basses fréquences. Le filtre présente une bande passante plus étroite centrée autour de la fréquence fondamentale $=2\pi \cdot 50$ rad/s, ce qui permet d'extraire de manière plus sélective la composante de séquence positive fondamentale (FFPS). Ainsi, les signaux de sortie obtenus avec cette structure correspondent à une estimation encore plus précise des composantes FFPS des signaux d'entrée, même en présence de perturbations telles que les composantes continues, les déséquilibres ou les harmoniques. Cette amélioration renforce la robustesse du système de synchronisation pour les applications exigeantes connectées au réseau électrique.

Par conséquent, en considérant, les signaux de sortie $\hat{V}_\alpha$ et $\hat{V}_\beta$ peuvent être exprimés comme

$$\hat{V}_\alpha(t) = \hat{V}_1 \cos(\hat{\theta}_1) \quad (\text{III.7})$$

$$\hat{V}_\beta(t) = \hat{V}_1 \sin(\hat{\theta}_1) \quad (\text{III.8})$$

Où $\hat{V}_1$ et $\hat{\theta}_1$ sont respectivement des estimations de V_1 et θ_1 . En suivant une procédure similaire, on peut montrer que les signaux de sortie $\hat{V}_{\alpha 0}$ et $\hat{V}_{\beta 0}$ de la figure 3(b) sont des estimations de la composante continue des signaux d'entrée V_α et V_β .

Le m-ROGI-FLL est considéré comme opérant dans un état quasi-verrouillé, ce qui signifie que les variables estimées sont proches de leurs valeurs réelles :

$$\hat{V}_{\alpha 0} \approx V_{\alpha 0} ; \hat{V}_{\beta 0} \approx V_{\beta 0} ; \hat{V}_1 \approx V_1 ; \hat{\theta}_1 \approx \theta_1 ; \hat{\omega} \approx \omega$$

Chacune de ces grandeurs est décomposée en une valeur nominale (notée avec l'indice n) et une petite perturbation (notée Δ).

$$\hat{V}_{\alpha 0} = V_{n0} + \Delta \hat{V}_{\alpha 0} ; V_{\alpha 0} = V_{n0} + \Delta V_{\alpha 0} ; \hat{V}_1 = V_{n0} + \Delta \hat{V}_1 ; V_1 = V_{n1} + \Delta V_1 ; \hat{\omega} = \omega + \Delta \hat{\omega}$$

$$\hat{V}_{\beta 0} = V_{n0} + \Delta \hat{V}_{\beta 0} ; V_{\beta 0} = V_{n0} + \Delta V_{\beta 0} ; \hat{\theta}_1 = \theta_{n1} + \Delta \hat{\theta}_1 ; \theta_1 = \theta_{n1} + \Delta \theta_1 ; \omega = \omega_n + \Delta \omega$$

Tout au long de ce chapitre $V_{n1} = 1$ pu ; $\omega_n = 2\pi 50$ rad/s ; $\theta_{n1} = \omega_n t$

• **Régulation des équations différentielles non linéaires :**

D'après la Fig. 3(b), les composantes continues estimées ainsi que la fréquence angulaire, l'angle de phase et l'amplitude estimés de la composante FFPS peuvent être exprimés comme suit.

$$\hat{V}_{\alpha 0} = K_0 \int (V_{\alpha} - \hat{V}_{\alpha 1} - \hat{V}_{\alpha 0}) dt \quad (\text{III.9a})$$

$$\hat{V}_{\beta 0} = K_0 \int (V_{\beta} - \hat{V}_{\beta 1} - \hat{V}_{\beta 0}) dt \quad (\text{III.9b})$$

$$\hat{\omega}_n = \omega_n + \lambda \int \frac{(V_{\beta} - \hat{V}_{\beta 0}) \hat{V}_{\alpha 1} - (V_{\alpha} - \hat{V}_{\alpha 0}) \hat{V}_{\beta 1}}{\hat{V}_1^2} \quad (\text{III.9c})$$

$$\hat{\theta}_1 = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{V}_{\beta 1}}{\hat{V}_{\alpha 1}} \right) \quad (\text{III.9d})$$

$$\hat{V}_1 = \sqrt{(V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2)} \quad (\text{III.9e})$$

La dérivée temporelle de (9) est :

$$\frac{d\hat{V}_{\alpha 0}}{dt} = K_0 (V_{\alpha} - \hat{V}_{\alpha 1} - \hat{V}_{\alpha 0}) \quad (\text{III.10a})$$

$$\frac{d\hat{V}_{\beta 0}}{dt} = K_0 (V_{\beta} - \hat{V}_{\beta 1} - \hat{V}_{\beta 0}) \quad (\text{III.10b})$$

$$\frac{d\hat{\omega}_n}{dt} = \lambda \int \frac{(V_{\beta} - \hat{V}_{\beta 0}) \hat{V}_{\alpha 1} - (V_{\alpha} - \hat{V}_{\alpha 0}) \hat{V}_{\beta 1}}{\hat{V}_1^2} \quad (\text{III.10c})$$

$$\frac{d\hat{\theta}_1}{dt} = \frac{\frac{d\hat{V}_{\beta 1}}{dt} \hat{V}_{\alpha 1} - \frac{d\hat{V}_{\alpha 1}}{dt} \hat{V}_{\beta 1}}{\hat{V}_1^2} \quad (\text{III.10e})$$

$$\frac{d\hat{V}_1}{dt} = \frac{\frac{d\hat{V}_{\alpha 1}}{dt} \hat{V}_{\alpha 1} + \frac{d\hat{V}_{\beta 1}}{dt} \hat{V}_{\beta 1}}{\hat{V}_1} \quad (\text{III.10f})$$

$$\frac{d\hat{V}_{\alpha 1}}{dt} = -\hat{\omega} \hat{V}_{\beta 1} + K_1 (V_{\alpha} - \hat{V}_{\alpha 1} - \hat{V}_{\alpha 0}) \quad (\text{III.11a})$$

$$\frac{d\hat{V}_{\beta 1}}{dt} = \hat{\omega} \hat{V}_{\alpha 1} + K_1 (V_{\beta} - \hat{V}_{\beta 1} - \hat{V}_{\beta 0}) \quad (\text{III.11b})$$

La substitution de (11) dans (10d) et (10e) donne :

$$\frac{d\hat{\theta}_1}{dt} = \frac{\hat{\omega}(V_{\alpha 1}^2 + V_{\beta 1}^2) + K_1(V_{\beta} - \hat{V}_{\beta 0})\hat{V}_{\alpha 1} - (V_{\alpha} - \hat{V}_{\alpha 0})\hat{V}_{\beta 1}}{\hat{V}_1^2} \quad (\text{III.12a})$$

$$\frac{d\hat{V}_1}{dt} = K_1 \frac{\hat{V}_{\alpha 1}(V_{\alpha} - \hat{V}_{\alpha 1} - \hat{V}_{\alpha 0}) + \hat{V}_{\beta 1}(V_{\beta} - \hat{V}_{\beta 1} - \hat{V}_{\beta 0})}{\hat{V}_1} \quad (\text{III.12b})$$

Les équations (9a) à (9c) et (11) constituent un ensemble d'équations différentielles non linéaires décrivant la dynamique régissant le m-ROGIFLL.

- **Linéarisation** : En remplaçant (2) et (4) par (7a) -(7c) et (9), on obtient

$$\frac{d\hat{V}_{\alpha 0}}{dt} = K_0(V_1 \cos(\theta_1) + V_{\alpha 0} - \hat{V}_1 \cos(\hat{\theta}_1) - \hat{V}_{\alpha 0}) \quad (\text{III.13a})$$

$$\frac{d\hat{V}_{\beta 0}}{dt} = K_0(V_1 \sin(\theta_1) + V_{\beta 0} - \hat{V}_1 \sin(\hat{\theta}_1) - \hat{V}_{\beta 0}) \quad (\text{III.13b})$$

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \frac{\lambda}{\hat{V}_1} (V_1 \sin(\theta_1 - \hat{\theta}_1) + (V_{\beta 0} - \hat{V}_{\beta 0}) \cos(\hat{\theta}_1) - (V_{\alpha} - \hat{V}_{\alpha 0}) \sin(\hat{\theta}_1)) \quad (\text{III.13c})$$

$$\frac{d\hat{\theta}}{dt} = \hat{\omega} + \frac{K_1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{III.13d})$$

$$\frac{d\hat{V}_1}{dt} = K_1 (V_1 \cos(\theta_1 - \hat{\theta}_1) - \hat{V}_1 + (V_{\alpha 0} - \hat{V}_{\alpha 0}) \cos(\hat{\theta}_1) + (V_{\beta 0} - \hat{V}_{\beta 0}) \sin(\hat{\theta}_1)) \quad (\text{III.13e})$$

En considérant les définitions (5) et en utilisant des identités trigonométriques, (10) peut être approximé par (11) à la page suivante, qui est un ensemble d'équations différentielles LTP. En utilisant (11), le modèle linéaire du m-ROGI-FLL, qui est un modèle LTP, peut être obtenu, comme illustré à la figure 6.

- **Analyse de stabilité**

Le modèle linéaire obtenu pour le m-ROGI-FLL, comme mentionné précédemment, présente une nature à temps périodique (LTP). Cela signifie qu'il existe des couplages dynamiques entre différentes composantes fréquentielles, rendant ainsi le concept classique de fonction de transfert difficile à appliquer. Pour prendre en compte ces couplages, il est nécessaire d'adopter la méthode HTF (Harmonic Transfer Function) pour l'analyse de stabilité [27] – [29].

D'un point de vue mathématique, la HTF correspond à une reformulation d'un système LTP en un système linéaire invariant dans le temps (LTI) de dimension infinie. Cette approche permet ainsi d'appliquer la théorie du contrôle multivariable des systèmes LTI en boucle fermée pour l'analyse du système.

Ce qui suit présente la fonction de transfert harmonique en boucle ouverte du m-ROGI-FLL.

Considérant le fait que :

$$TL(\cos(\omega t)E(t)) = \frac{1}{2}E(s + j\omega_n) + \frac{1}{2}E(s - j\omega_n) \quad (\text{III.14a})$$

$$TL(\sin(\omega t)E(t)) = \frac{j}{2}E(s + j\omega_n) - \frac{j}{2}E(s - j\omega_n) \quad (\text{III.14b})$$

Où TL désigne la transformée de Laplace et $E(s) = TL[E(t)]$, les signaux de sortie $\Delta V_{\alpha 0}$, $\Delta V_{\beta 0}$,

$\Delta \hat{\theta}$ et $\Delta \hat{V}_1$ dans la Fig. 6 peuvent être exprimés dans le domaine de Laplace comme (12).

$$H(S) = \frac{s + \lambda}{s^2} ; \quad G(s) = \frac{1}{s} ; \quad S_m = S + jm\omega_n ; \quad K_0 = rK_1 \text{ et en remplaçant } s \text{ par } s_m \text{ dans}$$

(12), il peut être réécrit comme (13). Sous forme matricielle, (13) correspond

$$\frac{d\Delta \hat{V}_{\alpha 0}}{dt} \approx K_0 \left((\Delta V_1 - \Delta \hat{V}_1) \cos(\theta_{n1}) - V_{n1} (\Delta \theta_1 - \Delta \hat{\theta}_1) \sin(\theta_{n1}) + \Delta V_0 - \Delta \hat{V}_0 \right) \quad (\text{III.15a})$$

$$\frac{d\Delta \hat{V}_{\beta 0}}{dt} \approx K_0 \left((\Delta V_1 - \Delta \hat{V}_1) \sin(\theta_{n1}) - V_{n1} (\Delta \theta_1 - \Delta \hat{\theta}_1) \cos(\theta_{n1}) + \Delta V_{\beta 0} - \Delta \hat{V}_{\beta 0} \right) \quad (\text{III.15b})$$

$$\frac{d\Delta \hat{\omega}}{dt} \approx \frac{\lambda}{V_{n1}} \left(V_{n1} (\Delta \theta_1 - \Delta \hat{\theta}_1) + (\Delta V_{\beta 0} - \Delta \hat{V}_{\beta 0}) \cos(\theta_n) - (\Delta V_{\alpha 0} - \Delta \hat{V}_{\alpha 0}) \sin(\theta_n) \right) \quad (\text{III.15c})$$

$$\frac{d\Delta \hat{\theta}_1}{dt} = \Delta \hat{\omega} + \frac{K_1}{\lambda} \frac{d\Delta \hat{\omega}}{dt} \quad (\text{III.15d})$$

$$\frac{d\Delta \hat{V}_1}{dt} \approx \left((\Delta V_1 - \Delta \hat{V}_1) + (\Delta V_0 - \Delta \hat{V}_0) \cos(\theta_{n1}) + (\Delta V_{\beta 0} - \Delta \hat{V}_{\beta 0}) \sin(\theta_{n1}) \right) \quad (\text{III.15e})$$

La Fig. 5 montre la représentation du schéma fonctionnel de (14). Remarquez que l'équation (14) possède une dimension infinie. Par conséquent, une version tronquée doit être considérée pour l'analyse. La stabilité du m-ROGI-FLL peut être analysée en utilisant le critère de stabilité généralisé de Nyquist pour les systèmes LTP (à paramètres variant périodiquement) [27]. Selon ce critère, le système de commande en rétroaction LTP représenté dans la Fig. 7(a) est stable si le point $-1/k_1$ est entouré N_p fois dans le sens anti horaire par les lignes de $G_{HT}(s)$ pour s appartenant au contour montré dans la Fig. 7(b), où N_p est le nombre de pôles à boucle ouverte de $G_{HT}(s)$ situés dans le demi-plan droit.

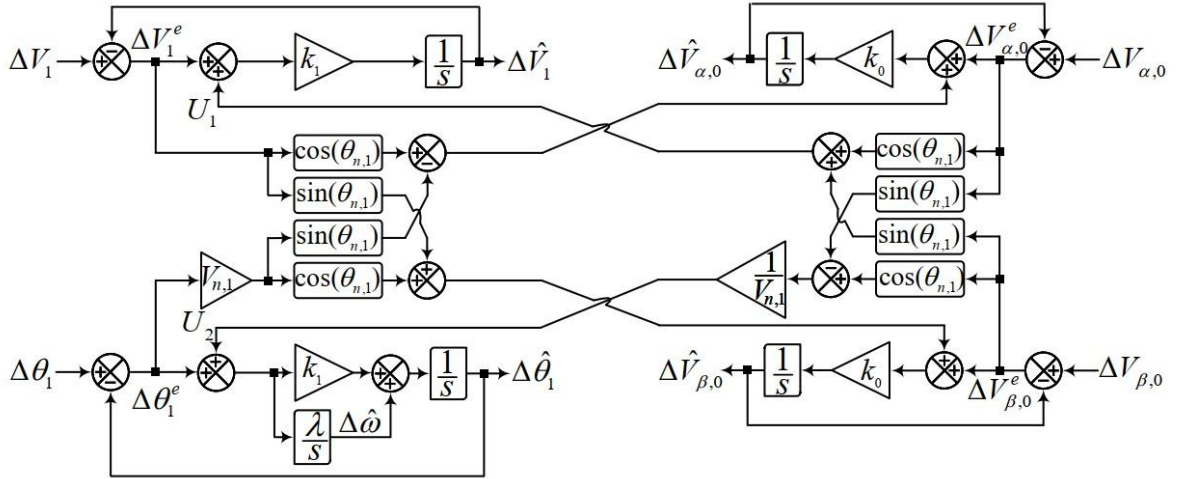


Fig. III.4: LTP model of the m-ROGI-FLL

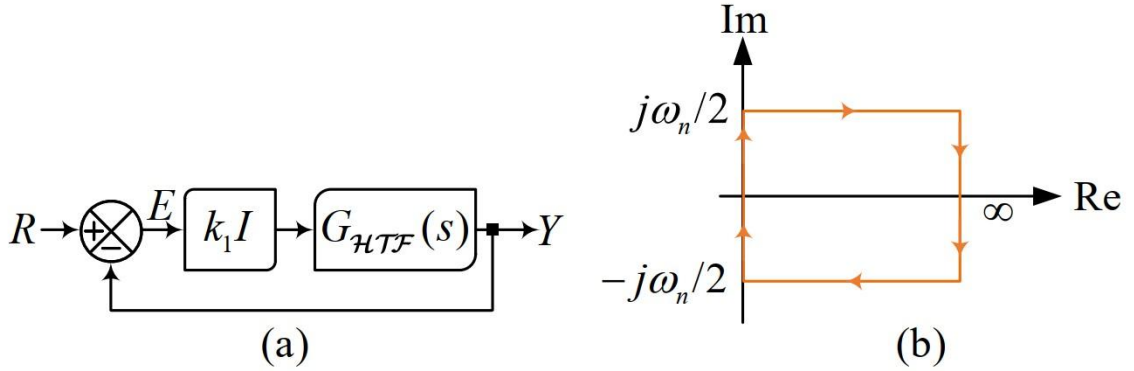


Fig. III.5: (a) Système de contrôle par rétroaction LTP décrit par le HTF en boucle ouverte dans (14). (b) Nyquist LTP.

III.4. Techniques de synchronisation avancées

Le concept de filtre en boucle interne (in-loop filter) pour le développement de FLL triphasés avancés est introduit pour la première fois. Quelques exemples de conception sont présentés, et la procédure de modélisation des FLL triphasés en présence d'un filtre en boucle est détaillée. Enfin, il est démontré que les FLL et les PLL constituent des systèmes équivalents, exprimés dans des repères de référence différents.

L'équation (III.16) décrit la fonction de transfert reliant la composante fondamentale extraite par le ROGI-FLL à ses signaux d'entrée dans la notation vectorielle spatiale

$$G(s) = \frac{k}{s - j\hat{\omega}_g + k} \quad (\text{III.16})$$

Comme indiqué, cette fonction de transfert correspond à un filtre passe-bande complexe (CBF) du premier ordre. La capacité du ROGI-FLL à rejeter les perturbations peut être améliorée en

choisissant une bande passante étroite pour ce filtre. Cependant, cela se ferait au détriment d'un comportement dynamique plus lent. Afin d'améliorer les performances de filtrage du ROGI-FLL, le concept de filtre en boucle (in-loop filter) est proposé ici. La représentation en blocs de ce concept est illustrée à la Fig. III.6. Comme montré, le filtre en boucle agit sur les signaux d'erreur et a pour rôle d'atténuer ou de rejeter les composantes perturbatrices. Par conséquent, ce filtre doit avoir un comportement passe-bande (de préférence avec des coefficients complexes), avec une fréquence centrale égale à la fréquence fondamentale.

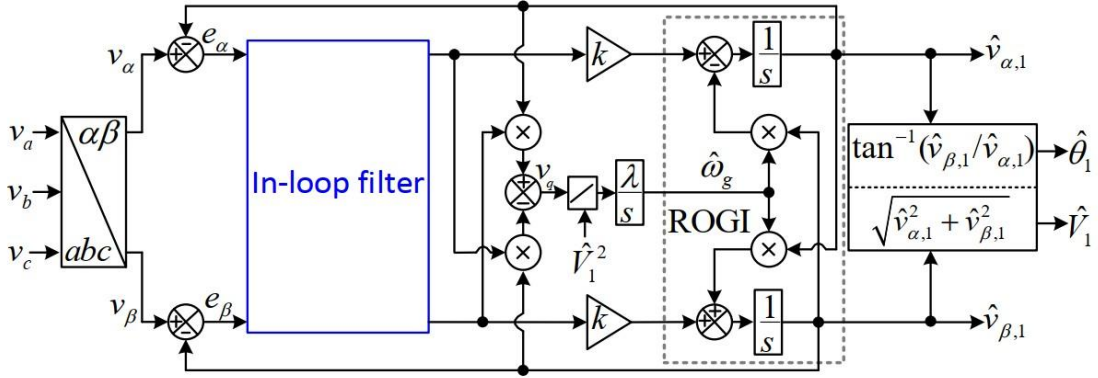
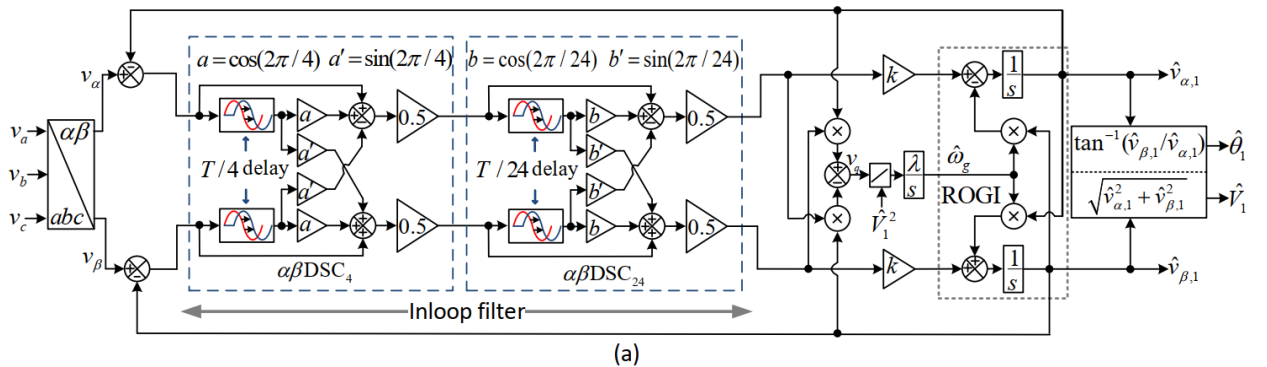


Fig. III.6: ROGI-FLL with an in-loop filter

III.4.1 Utilisation des opérateurs $\alpha\beta$ DSC comme filtre en boucle ROGI-FLL

L'utilisation des opérateurs $\alpha\beta$ DSC comme filtre en boucle (inloop filter) du ROGI-FLL est présentée. Un cas typique est considéré, dans lequel la tension du réseau est déséquilibrée et contient des harmoniques impairs non-triplets. Pour ce cas, deux opérateurs $\alpha\beta$ DSC avec des facteurs de retard de 4 et 24 s'avèrent suffisants. La Fig. III.7(a) illustre l'application de ces opérateurs en tant que filtre en boucle du ROGI-FLL. Cette structure est brièvement désignée sous le nom de DSC-FLL. Le modèle en petite variation (small-signal model) de cette FLL est présenté à la Fig. III.7(b). L'obtention de ce modèle implique la dérivation d'équations différentielles linéaires permettant de décrire la dynamique du DSC-FLL dans l'estimation de la phase, de la fréquence et de l'amplitude.



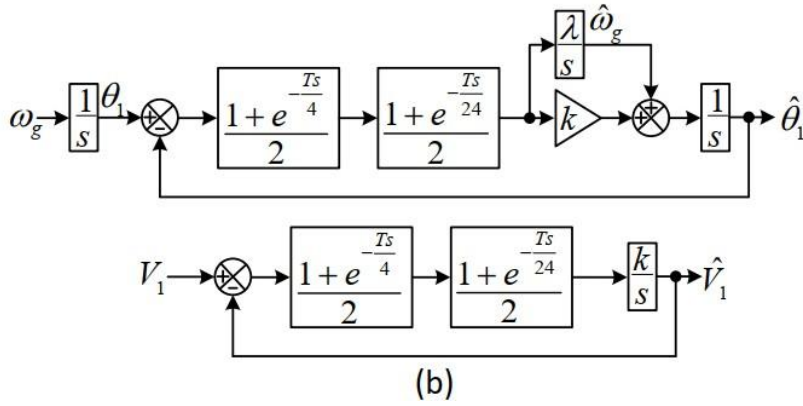


Fig. III.7: Représentation schématique de (a) le DSC-FLL et (b) son modèle

Le réglage des paramètres du DSC-FLL peut être effectué en se basant sur sa fonction de transfert en boucle ouverte de phase, qui est la suivante :

$$G(s) = \frac{\hat{\theta}_1(s)}{\theta_1(s) - \hat{\theta}_1(s)} = \frac{1 + e^{-\frac{T_s}{4}}}{2} \frac{1 + e^{-\frac{T_s}{24}}}{2} \frac{Ks + \lambda}{s^2} \approx \frac{1}{T_D S + 1} \frac{Ks + \lambda}{s^2} \quad (\text{III.17})$$

$$T_D = \frac{7T}{48}$$

L'application de la méthode SO à cette fonction de transfert en boucle ouverte donne (III.18), dans laquelle b , comme mentionné précédemment, est le facteur déterminant de la marge de phase (PM).

$$\lambda = \frac{1}{b^3 T_D^3}$$

$$K = \frac{1}{b T_D} \quad (\text{III.18})$$

En choisissant $b = 1 + \sqrt{2}$, ce qui correspond à une marge de phase $PM = 45^\circ$, les paramètres de commande sont déterminés comme suit : $\lambda = 8354$ et $k = 142$.

III.4.2 Utilisation d'un CBF comme filtre d'entrée ROGI-FLL

Un filtre passe-bande complexe de premier ordre (CBF) est utilisé comme filtre en boucle (in-loop filter) dans le ROGI-FLL. Le diagramme en blocs de cette approche est montré à la Fig. III.8(a), et cette configuration est désignée sous le nom de CBF-FLL. Le modèle en petite variation du CBF-FLL est présenté à la Fig. III.8(b).

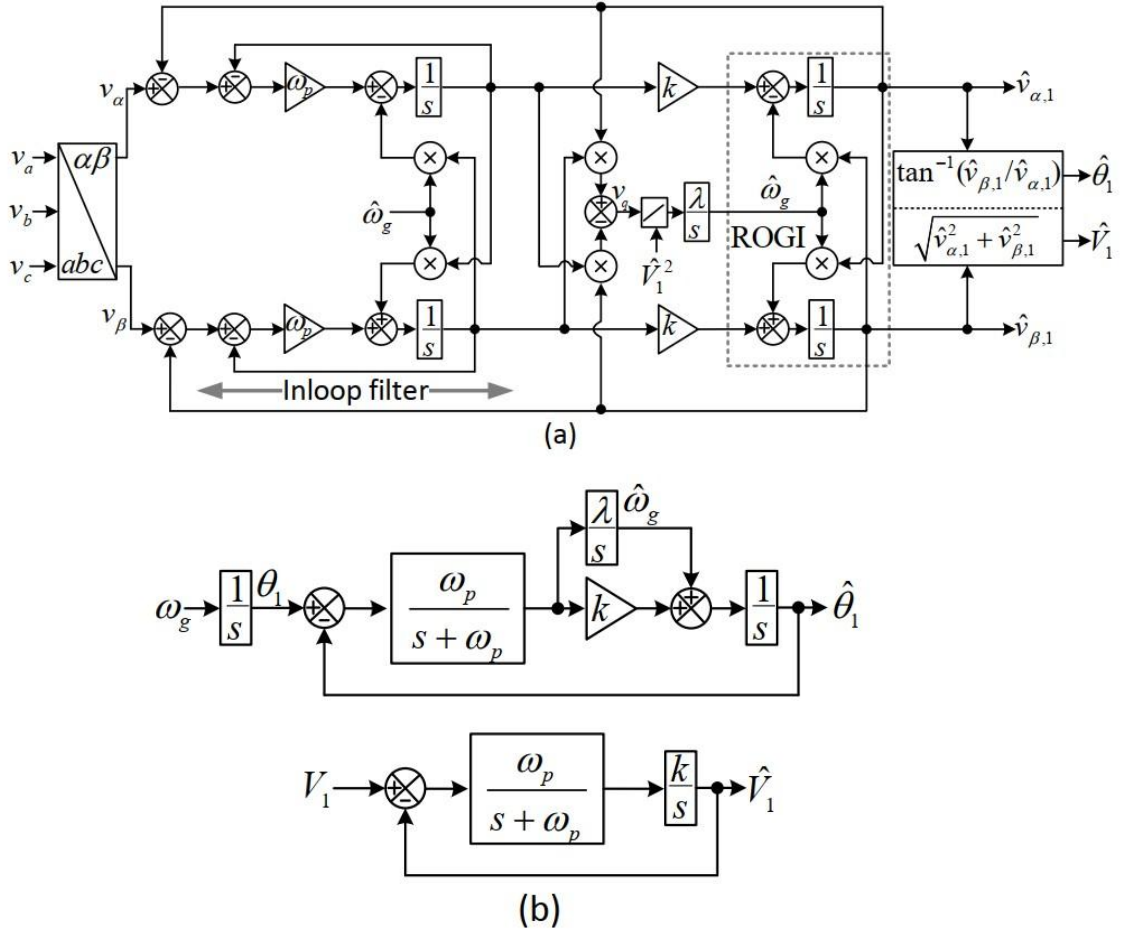


Fig. III.8: Représentation schématique de (a) le CBF-FLL et (b) son modèle

Le réglage des paramètres du CBF-FLL, de manière similaire à celui du DSC-FLL, est basé sur la fonction de transfert en boucle ouverte de phase. L'équation (III.19) décrit cette fonction de transfert.

$$G_{OL}(s) = \frac{\omega_p}{s + \omega_p} \frac{Ks + \lambda}{s^2} \quad (\text{III.19})$$

On constate que les équations (III.17) et (III.19) sont identiques si $\omega_p = 1/TD$. Par conséquent, afin de garantir une comparaison équitable, les mêmes paramètres que ceux du DSC-FLL sont choisis pour le CBF-FLL. L'équation (III.20) résume les valeurs des paramètres de commande du CBF-FLL.

$$\omega_p = \frac{1}{TD} = \frac{48}{7T} = 343 ; k = 142 ; \lambda = 8354$$

III.5. Équivalence entre PLL et FLL

Le ROGI-FLL et le SRF-PLL illustrés à la Fig. III.10 sont équivalents, à condition que :

- Le gain proportionnel k_p et la fréquence de coupure du filtre passe-bas (LPF) k_v sur l'axe d du SRF-PLL soient égaux à la fréquence de coupure k du CBF.
- Le gain intégral k_i dans le SRF-PLL soit égal au gain λ dans le ROGI-FLL.

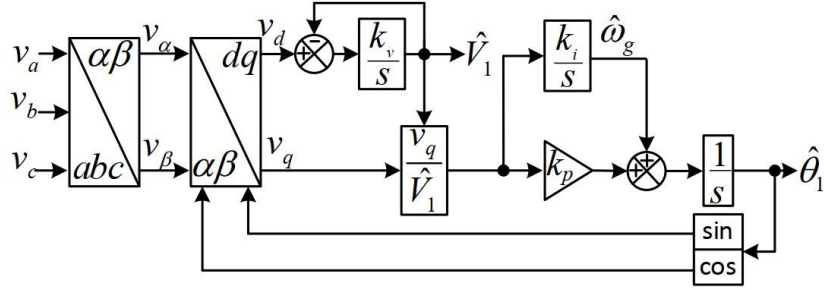


Fig. III.9: Un SRF-PLL

Cette équivalence suggère qu'il existe une relation similaire entre les FLL avancées et les PLL. Par exemple, le CBF-FLL et son modèle de petite variation, présenté à la Fig. III.8, peuvent être comparés à un SRF-PLL avec des filtres passe-bas du premier ordre dans ses boucles de contrôle (voir Fig. III.11). Ce dernier possède exactement le même modèle en petite variation que le CBF-FLL. Cela indique qu'un tel PLL, appelé brièvement LPF-PLL, est équivalent au CBF-FLL sous l'angle de la petite variation. La Fig. III.12, qui montre une comparaison des performances entre le CBF-FLL et le LPF-PLL, confirme cette équivalence. Il est à noter que les petites différences observées dans l'amplitude estimée entre les deux dans certains tests sont dues à leurs étapes de normalisation d'amplitude respectives.

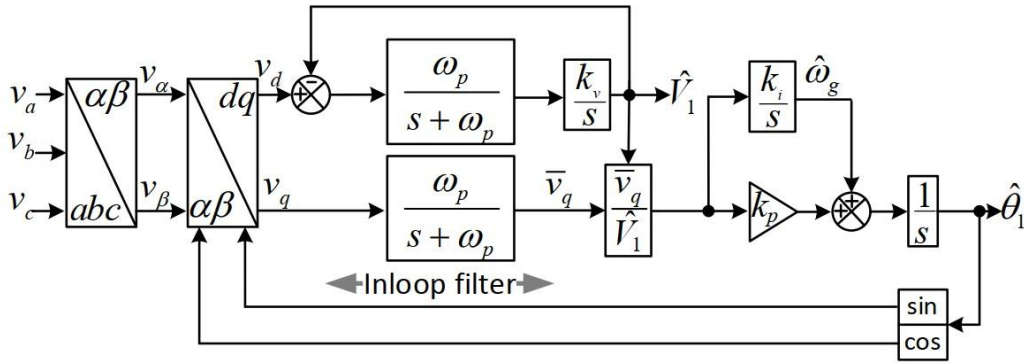


Fig. III.10: Un SRF-PLL avec LPF en boucle, brièvement appelé LPF-PLL

De manière similaire, il peut être prouvé que le DSC-FLL est équivalent à la structure de PLL montrée à la Fig. III.11, qui est un SRF-PLL avec des opérateurs dq-DSC dans ses boucles de contrôle.

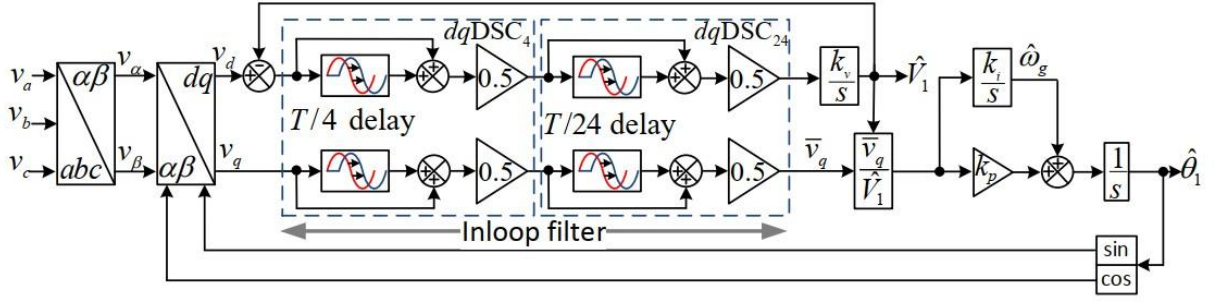


Fig. III.11: Un SRF-PLL avec des opérateurs dq-DSC dans sa boucle de contrôle

III.6. PLLs Basés sur le Filtre de Kalman Linéaire en État Stationnaire (SSLKF)

Les SSLKF-PLLs ont suscité une attention considérable ces dernières années dans les applications liées à la puissance et à l'énergie. Une représentation générale en diagramme de blocs du SSLKF-PLL est présentée à la Fig.III.12. L'objectif est d'étudier cet PLL afin de mettre en évidence leurs avantages et inconvénients par rapport au SRF-PLL conventionnel et à ses variantes.

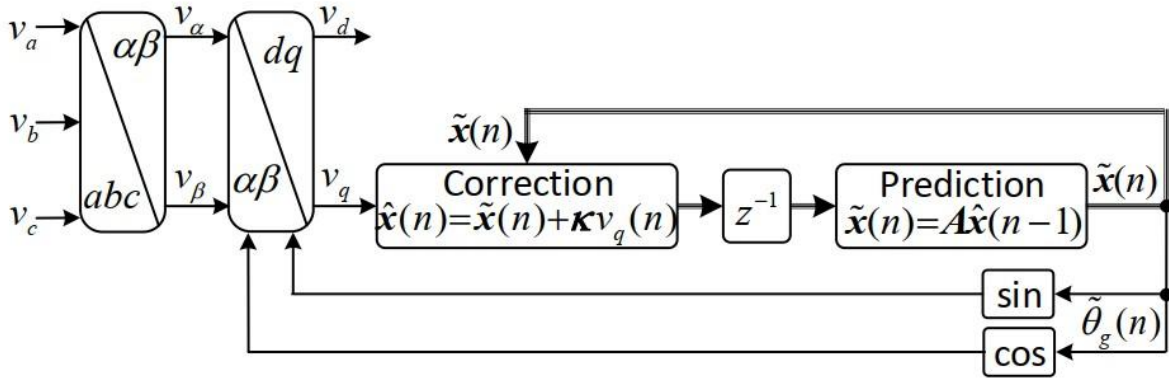


Fig. III.12: Représentation schématique du SSLKF-PLL sous une forme générale

La conception du SSLKF-PLL à deux états, ci-après dénommé SSLKFPLL2, repose sur la prise en compte d'un modèle à deux états pour l'étape de prédiction comme suit

$$\begin{pmatrix} \theta_g(n) \\ \omega_g(n) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & T_s \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \theta_g(n-1) \\ \omega_g(n-1) \end{pmatrix} \quad (III.20.a)$$

$$y(n) = (1 \ 0) x(n) \quad (III.20.b)$$

Où T_s désigne la période d'échantillonnage, et ω_g ainsi que θ_g représentent respectivement la fréquence angulaire et l'angle de phase du réseau. À partir de ce modèle, le SSLKF-PLL2 effectue les étapes suivantes pour extraire les paramètres de la tension réseau.

- **Étape 1 : Prédiction de l'état à l'échantillon suivant** $\tilde{x}(n) = A\tilde{x}(n-1)$
- **Étape 2 : Correction de l'erreur de prédiction** $\hat{x}(n) = \tilde{x}(n) + k\theta_e(n)$; avec $\theta_e(n)$ représente l'information d'erreur de phase, et K le vecteur de correction.

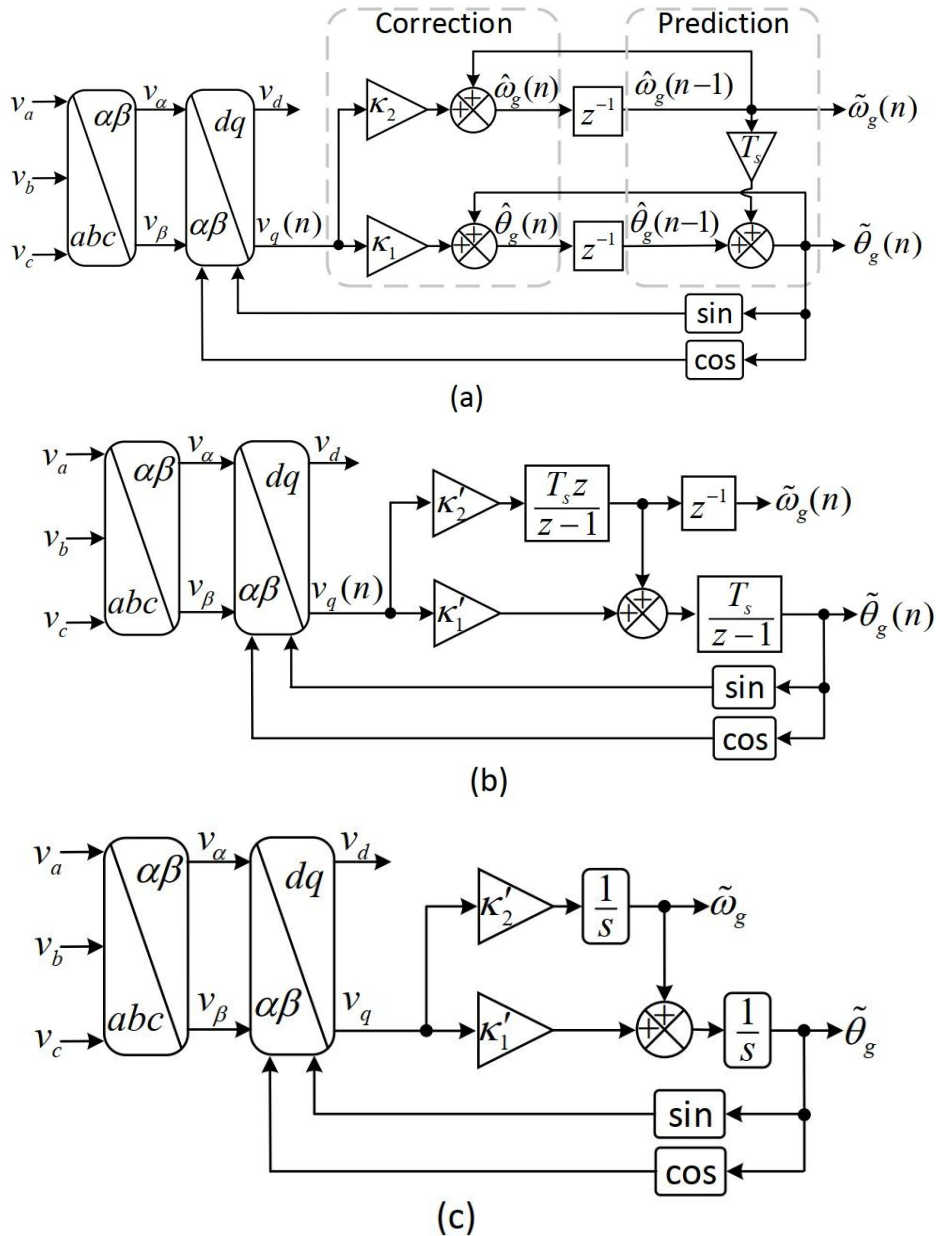


Fig. III.13: illustre différentes représentations du SSLKF-PLL2. La sous-figure (a) présente le diagramme de blocs général du SSLKF-PLL2. La sous-figure (b) propose une représentation alternative, où les gains sont redéfinis comme $\kappa'_1 = \kappa_1 / T_s$, et $\kappa'_2 = \kappa_2 / T_s$, avec T_s la période d'échantillonnage. Enfin, la sous-figure (c) montre l'équivalent en temps continu de la structure de la Fig. III.13(b), mettant en évidence la correspondance entre le SSLKF-PLL2 et une version continue du système.

À partir de ces étapes et de la Fig. III.12, qui présente un SSLKF-PLL général, le schéma fonctionnel du SSLKF-PLL2 peut être établi, comme illustré en Fig. III.13(a). En appliquant l'algèbre des blocs, une autre représentation équivalente du SSLKF-PLL2 peut être obtenue, comme le montre la Fig. III.13(b). Cette structure, exprimée dans le domaine de Laplace (s -domaine), est équivalente à celle de la Fig. III.13(c), qui correspond à un SRF-PLL dans lequel la fréquence est prélevée à la sortie de l'intégrateur du régulateur PI.

Par conséquent, on peut conclure que le SSLKF-PLL2 et ce SRF-PLL, souvent appelé SRF-PLL amélioré (ESRF-PLL), sont des systèmes équivalents.

III.7. Résultats de simulation

Afin d'évaluer la robustesse et la performance dynamique des différentes techniques de synchronisation étudiées, à savoir la SRF-PLL, le Steady-State Kalman Filter (SS-KF) et la Complex Bandpass Filter Frequency-Locked Loop (CBF-FLL), plusieurs scénarios de simulation ont été menés. Chaque test inclut une variation brutale de fréquence de 50 Hz à 45 Hz à $t=0,2$ s, associée à des perturbations typiques du réseau telles que les harmoniques, les composantes continues (DC offset) et les déséquilibres de tension.

L'objectif est de comparer ces techniques selon deux axes principaux :

1. La précision de l'estimation de phase (notamment à travers l'erreur de phase en régime permanent),
2. La rapidité de convergence suite aux perturbations.

III.7.1 Variation de fréquence cas harmonique

Dans ce scénario de test, une variation de fréquence est introduite à l'instant $t=0,2$ s, passant de 50 Hz à 45 Hz par un changement abrupt (step). Le signal d'entrée est perturbé par des harmoniques impaires : la 5^e harmonique avec une amplitude de 0,5 p.u. et la 7^e avec une amplitude de 0,7 p.u., toutes deux avec une phase initiale de 70,7°. L'objectif est d'évaluer la performance des techniques de synchronisation suivantes : la SRF-PLL, le Steady-State Kalman Filter (SS-KF) et la Complex Bandpass Filter Frequency-Locked Loop (CBF-FLL).

Les résultats montrent que l'erreur de phase est nulle dans tous les cas, confirmant la capacité des trois méthodes à extraire correctement la phase fondamentale malgré la présence d'harmoniques. En ce qui concerne la rapidité de convergence après la variation de fréquence, la SRF-PLL et le SS-KF atteignent rapidement le régime permanent et présentent des réponses quasi identiques. En revanche, la CBF-FLL montre une réponse plus lente, mettant davantage de temps à suivre la nouvelle fréquence. Cela démontre une supériorité de la SRF-PLL et du SS-KF

en termes de dynamique face à des variations rapides de fréquence, même en présence de distorsions harmoniques significatives.

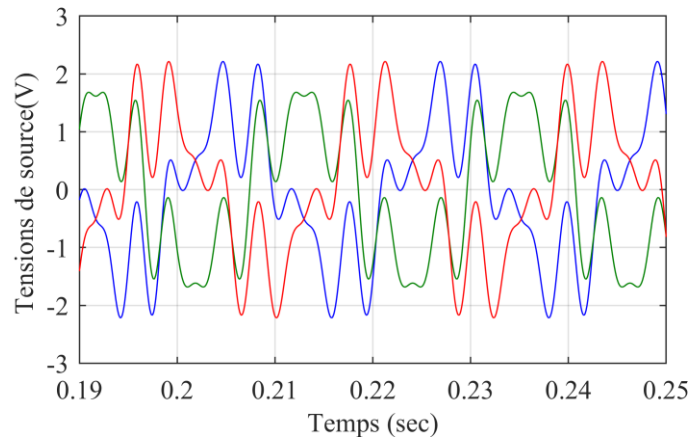


Fig. III.14: Tensions de sources

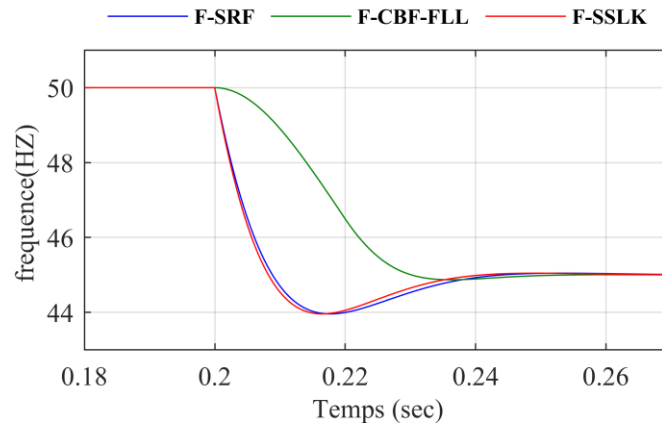


Fig. III.15: Variation de la fréquence estimée par les techniques SRF-PLL, SS-KF et CBF-FLL sous présence d'harmoniques (5^e et 7^e).

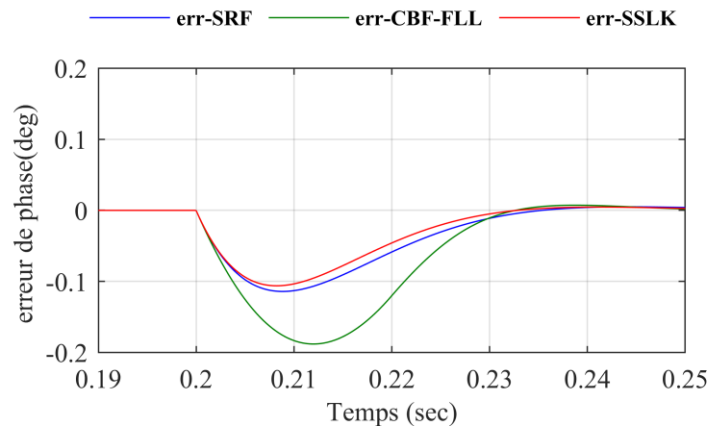


Fig. III.16: Évolution de l'erreur de phase pour SRF-PLL, SS-KF et CBF-FLL en présence d'harmoniques.

III.7.2 Variation de fréquence cas harmonique et dc offset

Dans un second test, un offset DC de 0,5 p.u. est injecté dans la phase a, en plus de la variation de fréquence (de 50 Hz à 45 Hz à $t=0,2$ sec) et des harmoniques (5^e à 0,5 p.u. et 7^e à 0,7 p.u., avec une phase initiale de 70,7°). Cette configuration permet d'évaluer la robustesse des techniques face aux composantes continues, qui sont connues pour perturber les estimateurs de phase basés sur la transformation de Park (comme la SRF-PLL).

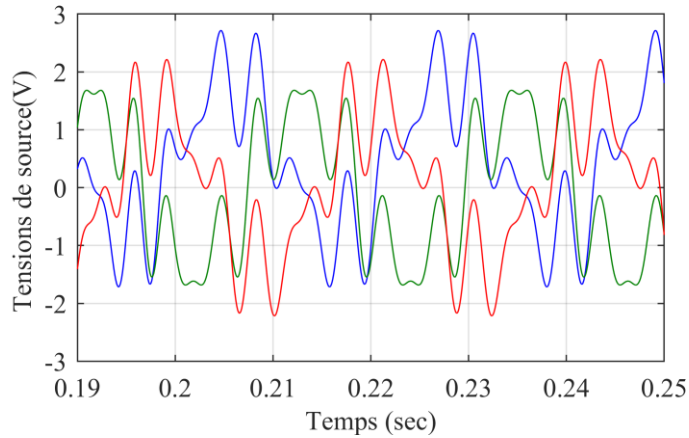


Fig. III.17: Tensions de sources

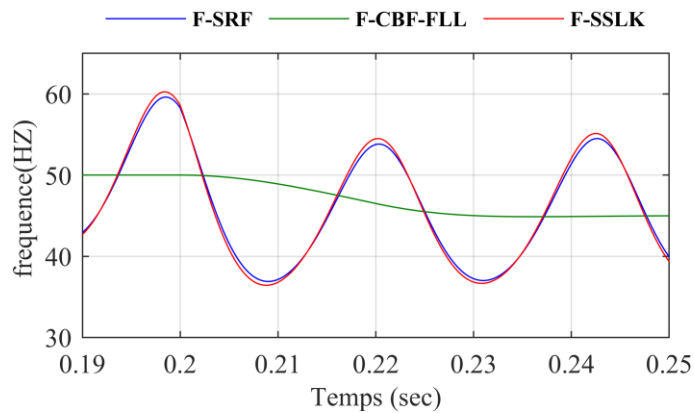


Fig. III.18: Variation de la fréquence estimée par les techniques SRF-PLL, SS-KF et CBF-FLL sous présence d'harmoniques (5^e et 7^e) et d'un offset DC dans la phase A.

Les résultats révèlent que la SRF-PLL et le SS-KF convergent de nouveau vers des réponses identiques, avec une erreur de phase permanente de l'ordre de 0,2 degré. En revanche, la CBF-FLL maintient une erreur de phase nulle, démontrant ainsi une meilleure immunité au décalage DC. Cette performance s'explique par la structure même du CBF-FLL, qui est intrinsèquement insensible aux composantes continues, contrairement aux méthodes dépendantes du repère synchrone.

Ce test met en évidence que, bien que SRF-PLL et SS-KF soient rapides et efficaces dans des environnements harmoniques, le CBF-FLL présente une robustesse supérieure face aux perturbations de type DC offset, ce qui peut être critique dans certaines applications industrielles où ces composantes sont inévitables.

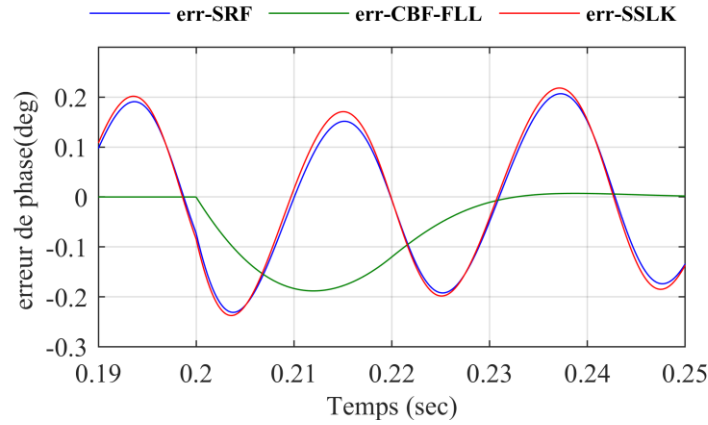


Fig. III.19: Erreur de phase associée aux trois techniques sous effet combiné des harmoniques et du décalage DC.

III.7.3 Variation de fréquence cas déséquilibre des tensions

Dans ce test, une variation de fréquence est appliquée à $t=0,2s$, passant de 50 Hz à 45 Hz. Le système est soumis à un déséquilibre de tension, avec une réduction de la phase A à 0,5 p.u., tandis que les phases B et C restent inchangées. Aucune harmonique ni composante continue n'est présente dans ce scénario. Les résultats montrent que, sous fréquence nominale (50 Hz), la CBF-FLL maintient une erreur de phase nulle, confirmant sa capacité à isoler efficacement la composante fondamentale même en présence de déséquilibres.

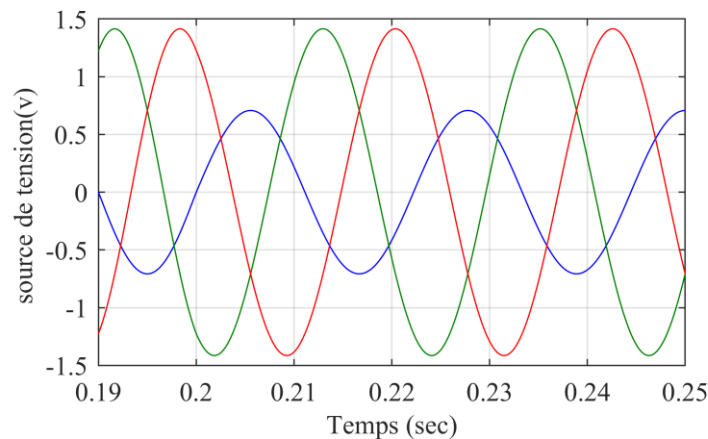


Fig. III.20: Tensions de sources

Lors du changement de fréquence, la CBF-FLL, la SRF-PLL et le SS-KF convergent toutes vers des résultats similaires, avec une erreur de phase de l'ordre de 0,1 degré en régime établi. Cela

montre que, malgré un léger retard de dynamique déjà observé pour la CBF-FLL dans des scénarios précédents, sa robustesse face au déséquilibre et sa capacité de suivi fréquentiel restent comparables à celles des autres techniques une fois la fréquence stabilisée.

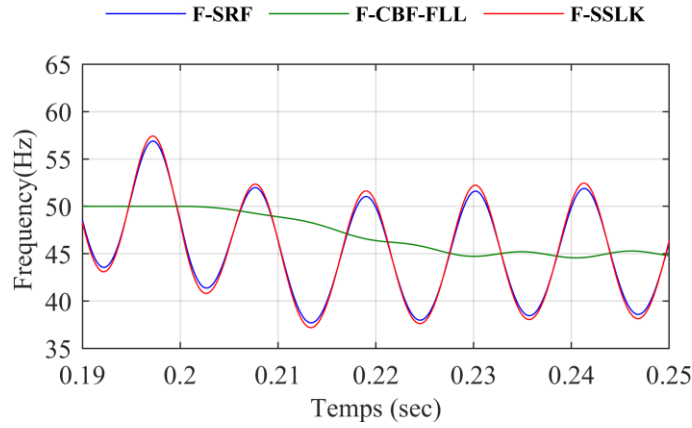


Fig. III.21: Fréquence estimée par SRF-PLL, SS-KF et CBF-FLL sous déséquilibre de tension (phase A à 0.5 p.u.).

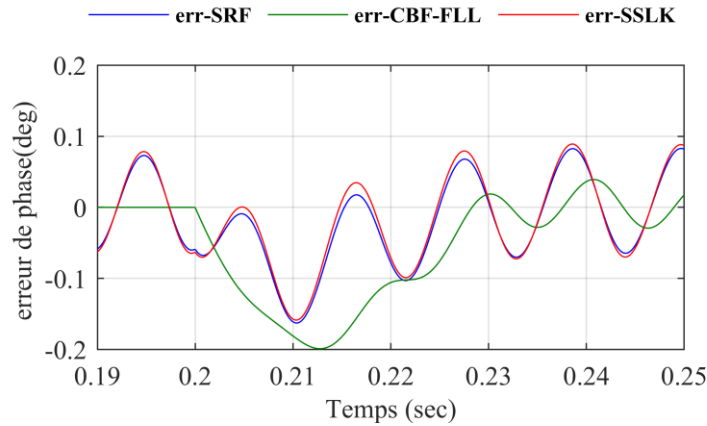


Fig. III.22: Erreur de phase pour les trois techniques sous déséquilibre de tension sans perturbations harmoniques ni DC offset.

III.8. Conclusion

La synchronisation joue un rôle central dans le bon fonctionnement des systèmes de charge bidirectionnelle, en assurant une interaction harmonieuse entre les véhicules électriques et le réseau électrique. Ce chapitre a présenté une analyse comparative approfondie des techniques classiques de synchronisation, telles que les PLL (Phase-Locked Loops) et les FLL (Frequency-Locked Loops), ainsi que de leurs variantes modifiées, notamment la m-SRF-PLL et la m-ROGI-FLL. À travers la modélisation LTP du m-ROGI-FLL, une meilleure compréhension des dynamiques temporelles a été établie, permettant d'évaluer plus finement les performances de suivi sous conditions perturbées. Par ailleurs, l'introduction de filtres avancés, tels que les opérateurs $\alpha\beta$ DSC et les CBF, a démontré leur capacité à renforcer la robustesse et la sélectivité

fréquentielle des structures FLL. Enfin, l'étude de l'équivalence entre PLL et FLL ainsi que l'intégration de techniques basées sur le filtre de Kalman en régime stationnaire (SSLKF) ouvre la voie à des approches hybrides plus performantes, capables de conjuguer précision, rapidité et stabilité. Ces techniques avancées de synchronisation constituent des leviers essentiels pour garantir la qualité, la sécurité et la flexibilité des échanges d'énergie dans les architectures modernes G2V/V2G.

Chapitre IV

Modélisation et Commande MPC d'un Convertisseur NPC Trois Niveaux

IV.1 Introduction

Ce chapitre présente une commande prédictive par modèle à ensemble fini (Finite Control Set Model Predictive Control - FCS-MPC) utilisant une référence dynamique conçue pour les chargeurs bidirectionnels de véhicules électriques (VE). Dans le schéma MPC conventionnel, un régulateur PI est utilisé pour générer une référence de puissance active à partir de la tension continue de référence. Toutefois, il est difficile de déterminer un jeu fixe de coefficients valable pour toutes les conditions de fonctionnement.

Dans ce chapitre, une stratégie MPC basée sur une référence dynamique conçue est proposée afin de remplacer la boucle de régulation PI. Dans la méthode proposée, une référence dynamique de la tension continue est développée pour établir la relation intrinsèque entre la tension DC de référence et la puissance active de référence. Cette approche permet de réaliser un contrôle multi-objectifs, incluant la régulation indépendante de la tension continue, du courant de charge/décharge de la batterie, de la puissance active et de la puissance réactive.

Un transfert bidirectionnel de puissance est assuré efficacement entre le côté véhicule électrique et le réseau. Les résultats de simulation sont obtenus à partir d'un chargeur bidirectionnel triphasé à deux étages, modélisé et commandé à l'aide de l'environnement MATLAB simulink. Ces résultats montrent que la méthode proposée permet une réponse dynamique rapide et de bonnes performances en régime permanent pour le suivi des objectifs définis. Comparée à la méthode MPC conventionnelle, la stratégie proposée réduit les ondulations de la puissance active et améliore la qualité du courant injecté dans le réseau.

IV.2 Stratégie MPC appliquée aux chargeurs bidirectionnels de véhicules électriques

En se basant sur l'approximation d'Euler avant, la dérivée des courants d'entrée dans le modèle en temps continu peut être représentée, avec une période d'échantillonnage T_s , comme suit :

$$\frac{di_{g\alpha\beta}}{dt} = \frac{i_g(k+1) - i_g(k)}{T_s} \quad (IV.1)$$

Le courant de source peut être exprimé dans le domaine temporel discret comme :

$$i_g(k+1) = \frac{T_s}{L} (v_{g\alpha\beta}(k) - Ri_{g\alpha\beta}(k) - v_{\alpha\beta}(k)) + i_{g\alpha\beta}(k) \quad (IV.2)$$

Huit valeurs possibles de la puissance instantanée transférée du réseau vers la batterie à l'instant $(k+1)$ peuvent être prédites sur la base des huit courants d'entrée prédits, comme suit :

$$\begin{aligned}
 p_g(k+1) &= \frac{3}{2} \operatorname{Re}\{V_g i_g^*\} \\
 &= \frac{3}{2} (v_{g\alpha}(k+1)i_{g\alpha}(k+1) + v_{g\beta}(k+1)i_{g\beta}(k+1))
 \end{aligned}
 \tag{IV.3}$$

$$\begin{aligned}
 Q_g(k+1) &= \frac{3}{2} \operatorname{Im}\{V_g i_g^*\} \\
 &= \frac{3}{2} (v_{g\beta}(k+1)i_{g\alpha}(k+1) - v_{g\alpha}(k+1)i_{g\beta}(k+1))
 \end{aligned}
 \tag{IV.4}$$

Où $V_{g\alpha}(k+1); V_{g\beta}(k+1); i_{g\alpha}(k+1); i_{g\beta}(k+1)$ sont les valeurs prédites de tension et de courant du réseau au $(k+1)$ instant dans la coordonnée $\alpha\beta$.

Ainsi, le courant de la batterie peut être calculé dans le domaine discrétisé comme suit :

$$i_{bat}(k+1) = i_{bat}(k) + T_s \left(\frac{d_{ibat}(k)}{dt} \right)
 \tag{IV.5}$$

L'objectif principal du convertisseur AC/DC de première étape est d'assurer le transfert de la puissance active P_g entre le réseau électrique et la batterie du véhicule électrique, que ce soit en charge ou en décharge. De manière générale, la puissance active moyenne $P_g(t)$ fournie par le réseau est égale à la somme de la puissance moyenne délivrée par le convertisseur AC/DC, notée $P_{load}(t)$. La perte de puissance dans la résistance de l'inductance, notée $P_{loss}(t)$, doit également être prise en compte. Si l'on néglige cette perte, la puissance fournie par le réseau est égale à celle transférée par le convertisseur, soit $P_{load}(t) = P_g(t)$. Cependant, la puissance active instantanée du réseau $P_g(t)$ ne peut pas être calculée directement.

Dans les travaux précédents, de nombreux chercheurs ont utilisé un régulateur PI pour modéliser la relation intrinsèque entre la tension du bus continu (DC-link) et la puissance active. Une référence de puissance active P_g^{ref} est générée à partir d'une référence de tension continue v_{dc}^{ref} à l'aide d'un contrôleur PI. Étant donné que le réglage optimal des coefficients du PI est souvent difficile, une version filtrée de la référence de tension continue, notée v_{dc}^{ref} ,

En plus de la puissance active, la puissance réactive constitue un autre objectif du convertisseur AC/DC. Le chargeur de véhicule électrique peut ainsi fonctionner comme un compensateur statique de puissance réactive (SVC) en régulant cette dernière.

Concernant le convertisseur DC/DC, son objectif principal est de suivre la référence du courant de batterie afin de permettre la charge ou la décharge du véhicule électrique.

Ainsi, cette stratégie de commande prédictive par modèle (MPC) vise à atteindre quatre objectifs simultanés :

- La tension du bus continu v_{dc} ,
- La puissance active injectée ou prélevée P_g ,
- La puissance réactive du réseau Q_g ,
- Le courant de batterie i_{bat} .

Pour réaliser cette commande multi-objectifs, une fonction de coût J est formulée. Elle permet de sélectionner les états de commutation $S(k)$ et $G(k)$ qui minimisent cette fonction de coût, selon :

$$\begin{aligned}
 J(k) = & \frac{1}{v_{dc}^{rated}} \left(v_{dc}^{ref}(k+1) - v_{dc}(k+1) \right)^2 \\
 & + \frac{k_p}{p^{rated}} \left(p_g^{ref}(k+1) - p_g(k+1) \right)^2 \\
 & + \frac{k_Q}{Q^{rated}} \left(p_g^{ref}(k+1) - p_g(k+1) \right)^2 \\
 & + \frac{k_i}{i_{bat}^{rated}} \left(i_{bat}^{ref}(k+1) - i_{bat}(k+1) \right)^2
 \end{aligned} \tag{IV.6}$$

Où k_p , k_q et k_i sont les facteurs de pondération de la puissance active, de la puissance réactive et du courant de batterie, et les exposants « nominal » et « réf » font référence aux valeurs nominale et de référence. Dans ce travail, tous les objectifs sont d'égale importance et partagent donc le même poids. Par conséquent, dans la simulation et l'expérience, k_p , k_q et k_i sont conçus à 1 dans le contrôleur proposé.

III.3 Conception de Références Dynamiques

Un problème majeur du chargeur bidirectionnel à deux étages réside dans l'incapacité du système à suivre de manière efficace la puissance, la tension du bus continu (DC-link) et le courant de la batterie lorsque les consignes de référence sont choisies de manière arbitraire et varient dans le temps. En effet, la puissance active $P_g(k)$, la tension du bus continu $v_{dc}(k)$ et le courant de la batterie $i_{bat}(k)$ sont inévitablement couplés deux à deux. Cela rend le suivi simultané de ces grandeurs particulièrement difficile.

Il est difficile de trouver une expression analytique exacte décrivant les relations entre ces grandeurs, car elles dépendent non seulement des paramètres électriques du système, mais aussi de la loi de commutation appliquée [18]. Une approche classique pour résoudre ce problème consiste à introduire une boucle de régulation supplémentaire à l'aide d'un contrôleur PI, dans laquelle la référence de puissance active est générée à partir de la tension du bus continu via un régulateur PI [20], comme illustré à la Fig. 2.

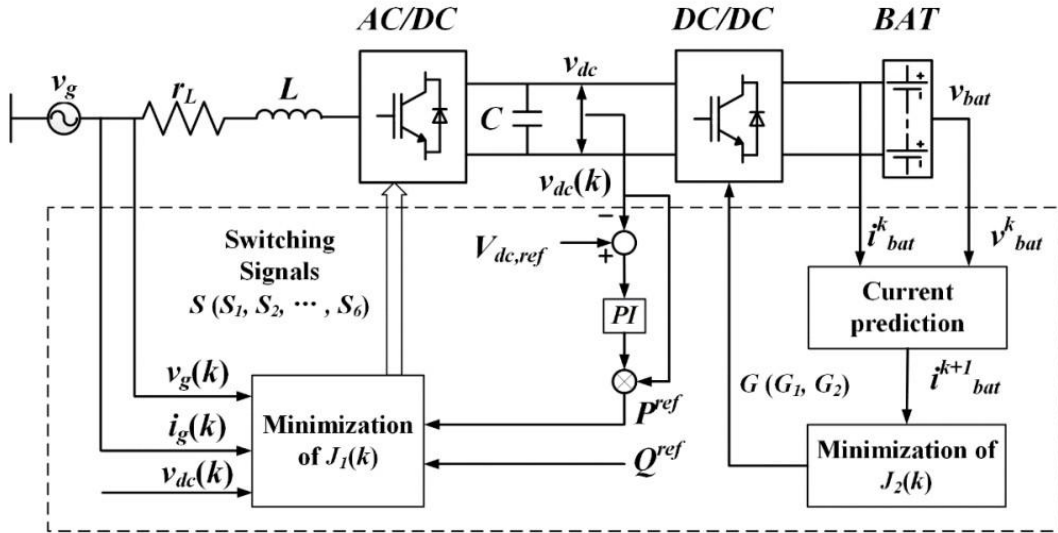


Fig. IV.1 : Bloc de contrôle de la méthode MPC conventionnelle

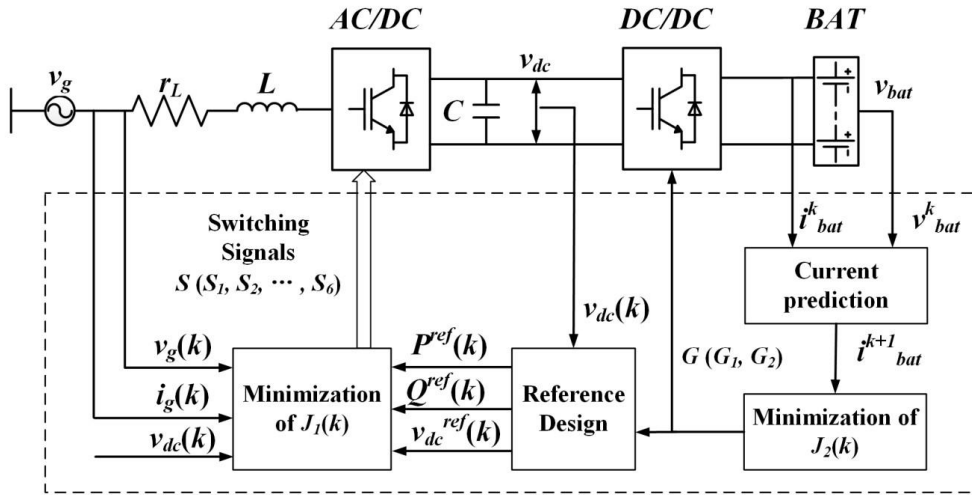


Fig. IV.2 : Bloc de contrôle de la méthode MPC proposée

Avec ce contrôleur PI, le système peut suivre efficacement la consigne en régime permanent. Cependant, les coefficients proportionnel et intégral sont difficiles à régler. Lorsque la consigne ou les charges varient, un nouveau jeu de paramètres PI est nécessaire pour adapter la commande aux nouvelles exigences du système, principalement en raison de la nature discrète et commandée en commutation des convertisseurs.

Une méthode alternative est proposée afin d'établir la relation entre la puissance active du réseau $P_g(k)$, la tension du bus continu $v_{dc}(k)$ et le courant de la batterie $i_{bat}(k)$. Dans cette approche, la référence de puissance fournie par le réseau est obtenue directement à partir de la stratégie de commande prédictive (MPC), en utilisant la référence de tension continue filtrée v_{dc}^{ref} ainsi que les signaux de référence du courant batterie i_{bat}^{ref} . Aucune boucle de régulation ou contrôleur supplémentaire n'est requis. Afin de protéger les composants du système et d'éviter le phénomène de saturation du régulateur (intégrateur windup), des contraintes sur le niveau

maximal de puissance sont également définies dans la conception. À partir des références fournies à savoir le courant batterie $i_{bat}^{ref}(k)$, la tension continue $v_{dc}^{ref}(k)$ et la puissance réactive $Q_{ref}(k)$ ainsi que des grandeurs mesurées du système telles que la tension réseau $v_g(k)$, le courant réseau $i_g(k)$ et la tension du bus continu $v_{dc}(k)$, le problème de conception dynamique des références consiste à déterminer la référence compatible pour la puissance active $P_g^{ref}(k)$ ainsi que la référence filtrée $v_{dc}^{ref}(k)$ utilisée dans la fonction de coût J , comme illustré à la Fig. 3. On note tout d'abord que la tension du condensateur, ou tension du bus continu $v_{dc}(k)$, est uniquement déterminée par le courant dans le condensateur i_c . Un autre point essentiel est que la référence compatible pour la puissance active P_g^{ref} est liée à la référence filtrée $v_{dc}^{ref}(k)$.

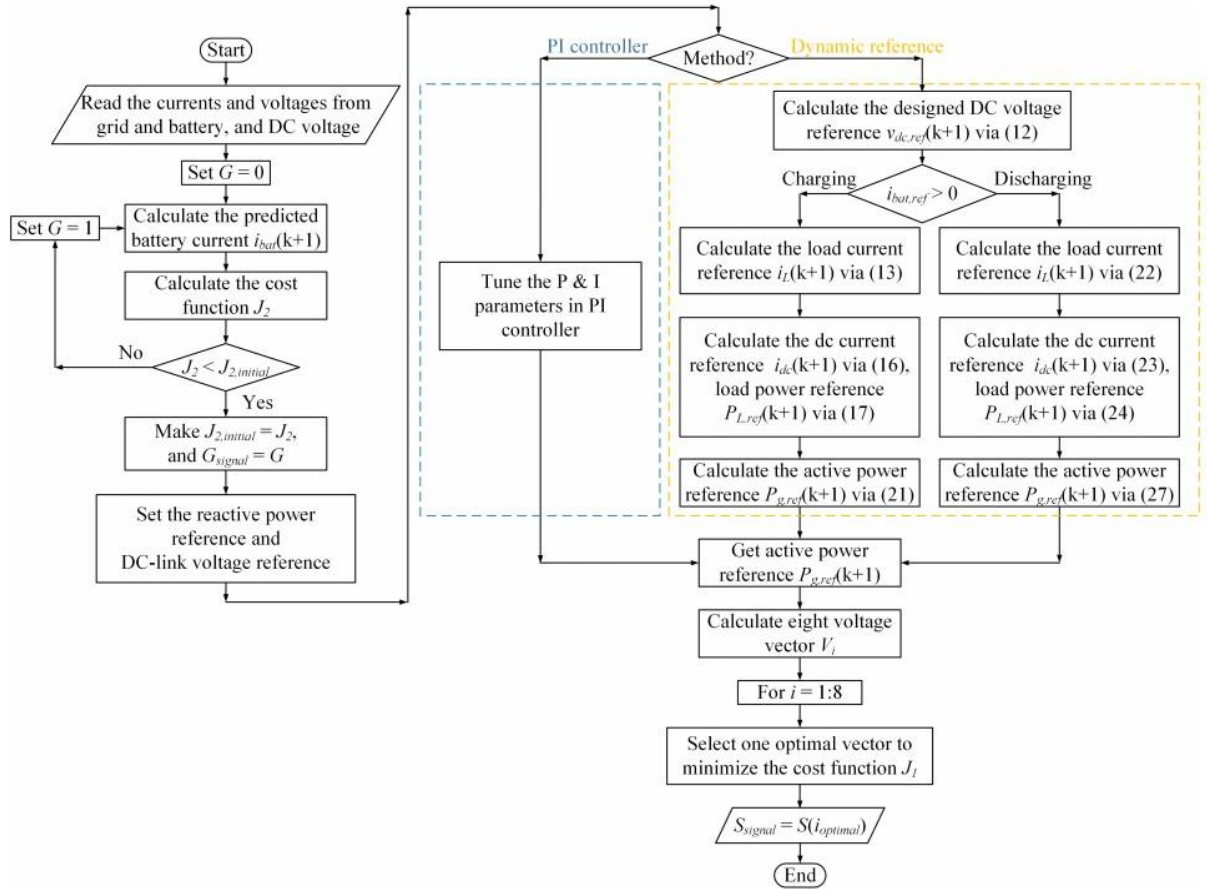


Fig. IV.3 : Organigramme de la méthode MPC proposée et de l'algorithme conventionnel.

La référence filtrée $v_{dc}^{ref}(k)$, la consigne de courant batterie $i_{bat}^{ref}(k)$ ainsi que les signaux de commutation du deuxième étage du chargeur bidirectionnel de véhicule électrique (EV) sont interconnectés. Ces états de commutation sont déterminés à partir de la méthode MPC précédente, basée sur la fonction de coût J_2 .

Les formules de la puissance active de référence $P_g^{ref}(k)$ diffèrent selon les modes de charge et de décharge, car le sens du courant varie en fonction du mode de fonctionnement. L'organigramme de la méthode proposée, comparée à la stratégie MPC conventionnelle, est présenté à la Fig. 4.

Pour obtenir le signal de référence filtré v_{dc}^{ref} , un horizon de prédiction de référence noté M est introduit. Ainsi, le signal de référence filtré v_{dc}^{ref} est obtenu à partir de cet horizon selon une stratégie de lissage temporel.

$$v_{dc}^{ref}(k+1) = v_{dc}(k) + \frac{1}{M} (v_{dc}^{ref}(k) - v_{dc}(k)) \quad (IV.7)$$

La performance du système est influencée par la valeur de l'horizon de prédiction de la référence, noté. Si est choisi avec une petite valeur, la référence filtrée v_{dc}^{ref} devient plus élevée, ce qui permet une réponse plus rapide du système. Cependant, selon la caractéristique courant-tension du condensateur, une variation importante de la tension entraîne une augmentation significative du courant dans le condensateur. Ainsi, afin de concilier la limitation du courant et une bonne réponse dynamique, il est nécessaire de concevoir soigneusement l'horizon de prédiction M de manière à éviter des variations trop brusques de la tension tout en assurant un suivi efficace de la consigne.

- **Référence Dynamique pour l'Opération de Charge**

La direction réelle des courants dans le chargeur de véhicule électrique (EV) pendant l'opération de charge est illustrée dans la Fig. 5(a). La référence de courant de charge $i_L^{ref}(k+1)$ peut être déterminée à partir de la consigne de courant batterie selon la relation suivante

$$i_L^{ref}(k+1) = G(k+1) i_{bat}^{ref}(k+1) \quad (IV.8)$$

Où $G(k+1)$ représente l'état de commutation du second étage du chargeur de véhicule électrique. Cet état est déterminé à partir de la fonction de coût MPC J1 afin d'assurer le suivi de la consigne de courant de la batterie.

Il est important de noter que la référence de courant du condensateur $i_c^{ref}(k+1)$ est uniquement régie par la tension de bus continu filtrée $v_{dc}^{ref}(k+1)$, et peut être calculée à l'aide de la relation suivante :

$$i_c^{ref}(k+1) = c \frac{d(v_{dc}(k+1))}{T_s} = \frac{c}{T_s} (\tilde{v}_{dc}^{ref}(k+1) - v_{dc}(k)) \quad (IV.9)$$

En substituant (IV.7) dans (IV.8), on obtient :

$$i_c^{ref}(k+1) = \frac{c}{MT_s} (v_{dc}^{ref}(k) - v_{dc}(k)) \quad (IV.10)$$

Par conséquent, le courant de liaison CC attendu i_{dc}^{ref} peut être calculé comme :

$$i_{dc}^{ref}(k+1) = G(k+1) i_{bat}^{ref}(k+1) + \frac{c}{T_s} (\tilde{v}_{dc}^{ref}(k+1) - v_{dc}(k)) \quad (IV.11)$$

La puissance transférée nécessaire pour suivre la tension filtrée $\tilde{v}_{dc}^{ref}(k+1)$ doit satisfaire :

$$P_L^{ref}(k+1) = i_{dc}^{ref}(k+1) \tilde{v}_{dc}^{ref}(k+1) \quad (IV.12)$$

Pendant la phase de charge, la puissance de charge est transférée $P_L^{ref}(k+1)$ de la source AC vers la batterie du véhicule électrique (EV). La perte de puissance $p_{loss}^{ref}(k+1)$, qui survient dans la résistance de l'inductance côté AC (rL , peut être obtenue à partir de la puissance d'entrée de référence $p_g^{ref}(k+1)$, comme suit :

$$p_{loss}^{ref}(k+1) = \frac{2}{3|v_s|^2} \left(p_g^{ref}(k+1)^2 + Q_g^{ref}(k+1)^2 \right) \quad (IV.13)$$

Où $|V_s|$ représente l'amplitude de la tension du réseau. D'autre part, la puissance active d'entrée de référence $p_g^{ref}(k+1)$ transférée du réseau vers la charge, peut être calculée par :

$$p_g^{ref}(k+1) = p_{loss}^{ref}(k+1) + P_L^{ref}(k+1) \quad (IV.14)$$

Il convient de noter que la perte de puissance P_{loss} est nulle lorsque la résistance rL est égale à zéro, ce qui implique que sa référence P_{loss} de réf est également nulle. Dans ce cas, la référence de puissance active P_g peut être calculée directement à partir de réf P_L , en utilisant l'équation (14), aussi bien pendant les phases de charge que de décharge.

Lorsque la résistance rL ne peut pas être négligée, la référence de puissance active P_g de réf doit être déduite selon les étapes suivantes :

En substituant l'équation (13) dans l'équation (14), on obtient une équation quadratique dont l'inconnue est la puissance active de référence côté source

$p_g(k+1)$, comme suit :

$$\frac{2}{3|v_s|^2} p_g^{ref}(k+1)^2 - p_g^{ref}(k+1) + P_L^{ref}(k+1) + \frac{2}{3|v_s|^2} Q_g^{ref}(k+1)^2 = 0 \quad (IV.15)$$

En résolvant l'équation (15), la valeur attendue de la puissance active de référence $P_g(k+1)$ peut être déduite par :

$$p_g^{ref}(k+1) = \frac{3|v_s|^2}{4rL} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{8rL}{3|v_s|^2} a} \right) \quad (IV.16)$$

$$\text{Avec } a = P_L^{ref}(k+1) + \frac{2rL}{3|v_s|^2} Q_g^{ref}(k+1)^2$$

La puissance de charge de référence $P_L(k+1)$ est obtenue à partir de l'équation (12), en utilisant l'état mesuré du système $v_{dc}(k)$, la tension de batterie de référence v_{dc} , le courant de batterie de référence $i_{bat}^{ref}(k+1)$, ainsi que la tension de référence filtrée conçue $v_{dc}^{ref}(k+1)$.

• **Référence Dynamique pour l'Opération de décharge**

La Fig. IV.4 illustre le sens du courant durant la phase de décharge, c'est-à-dire du côté charge vers le côté source. La direction du courant de charge de référence $i_L^{ref}(k+1)$ est opposée à celle du courant de batterie de référence. Par conséquent, le courant de charge de référence requis $i_L^{ref}(k+1)$ peut être exprimé comme suit :

$$i_L^{ref}(k+1) = -G(k+1)i_{bat}^{ref}(k+1) \quad (IV.17)$$

Comme mentionné précédemment, le courant du condensateur de réf i_c dans l'équation (10) peut être utilisé pour déterminer la puissance active de référence P_g . Étant donné que la puissance change de direction pendant la phase de décharge, il est nécessaire de définir une référence de courant côté convertisseur de réf $i_{dc}(k+1)$, donnée par :

$$i_{dc}^{ref}(k+1) = i_L^{ref}(k+1) - i_c^{ref}(k+1) \quad (IV.18)$$

La **puissance de référence du convertisseur AC/DC** $P_L(k+1)$ peut être exprimée comme suit :

$$p_L^{ref}(k+1) = i_{dc}^{ref}(k+1)\tilde{v}_{dc}^{ref}(k+1) \quad (IV.19)$$

Les pertes de puissance absorbées par les résistances des inductances peuvent également être calculées à l'aide de l'équation (13). Lors de la phase de décharge, la batterie du véhicule électrique est considérée comme une source de puissance. Ainsi, la puissance active de référence absorbée côté réseau $P_g(k+1)$ peut être exprimée comme suit :

$$p_g^{ref}(k+1) = p_L^{ref}(k+1) - p_{loss}^{ref}(k+1) \quad (IV.20)$$

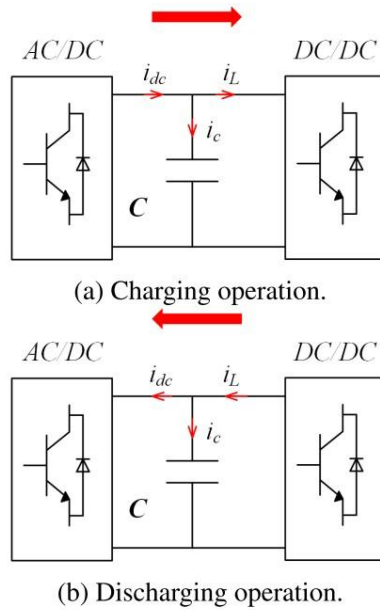


Fig. IV.4 : Sens du courant lors de l'opération de charge/décharge.

III.4 Modélisation du convertisseur NPC à trois niveaux

Le convertisseur NPC (Neutral Point Clamped) à trois niveaux a été introduit pour la première fois en 1981 par A. Nabae, I. Takahashi et H. Akagi (voir figure IV.5). Il repose sur l'utilisation de deux condensateurs en série (C_1 et C_2), formant un point milieu noté (0), qui permet au convertisseur d'ajouter un niveau de tension supplémentaire par rapport au convertisseur classique à deux niveaux. Cette architecture comprend trois bras (A, B et C), chacun constitué de quatre interrupteurs commandés (par exemple, T_A1 à T_A4 pour le bras A) et de deux diodes de clamp (D_A1 et D_A2) reliées au point milieu du bus continu. Ces diodes servent à fixer la tension aux bornes des interrupteurs commandés. Ces derniers doivent être bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension, ce qui est généralement réalisé par l'association d'un transistor et d'une diode en antiparallèle. Une analyse topologique d'un seul bras du convertisseur triphasé à trois niveaux, illustrée dans la figure IV.5, met en évidence l'existence de cinq configurations de commutation possibles.

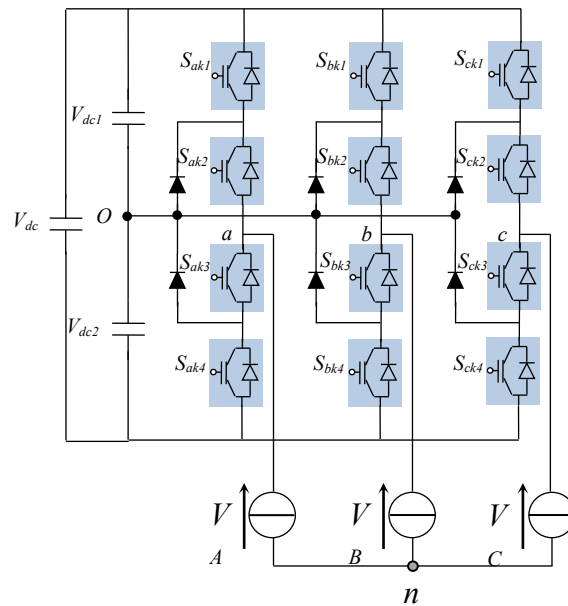


Fig. IV.5 : convertisseur NPC à trois niveaux

Une stratégie de commande découplée de la puissance active et réactive, basée sur la commande prédictive par ensemble fini (Finite Set Model Predictive Control - FS-MPC), est développée et appliquée au système utilisant NPC. Les objectifs du schéma de commande proposé sont les suivants :

- Assurer que la puissance active injectée dans le réseau P_g suive précisément la référence P_{g_ref} , définie par la boucle de régulation de la tension du bus DC.
- Garantir que la puissance réactive Q_g suive la référence imposée par l'opérateur de réseau.

- Maintenir l'équilibre des tensions des cinq condensateurs du bus DC.

Ces objectifs sont intégrés dans le cadre de la commande prédictive à travers une fonction de coût J , soigneusement conçue pour refléter les priorités de suivi et d'équilibrage.

$$g = \left| P_{g_ref} - P_g(k+1) \right| + \left| Q_{g_ref} - Q_g(k+1) \right| + \lambda \left| V_{c1}(k+1) - V_{c2}(k+1) \right| \quad (IV.21)$$

Où P_g est la puissance active de référence fournie par la commande du lien DC, et Q_g est la puissance réactive de référence demandée par l'opérateur du réseau. Les grandeurs $P_g(k+1)$, $Q_g(k+1)$, et $V_{c_j}(k+1)$ représentent respectivement les comportements futurs de la puissance active, de la puissance réactive, et de la tension du condensateur du lien DC de rang j . Leur calcul est détaillé dans les sous-sections suivantes. λ est le facteur de pondération associé à l'équilibrage des tensions des condensateurs du lien DC.

Pour le calcul des puissances active et réactive futures, il est nécessaire d'utiliser le modèle mathématique du convertisseur à trois niveaux de type NPC connecté au réseau via un filtre LR.

Ce modèle est exprimé par l'équation suivante :

$$\frac{di_g(t)}{dt} = \frac{1}{L} [V - v_g(t) - Ri_g(t)] \quad (IV.22)$$

Où i_g et v_g représentent respectivement le courant et la tension du réseau mesurés. L'expression ci-dessus peut être réécrite dans le repère synchrone comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_d(t)}{dt} - \omega i_q(t) = \frac{1}{L} [-Ri_d(t) - v_{gd}(t) + V_d] \\ \frac{di_q(t)}{dt} + \omega i_d(t) = \frac{1}{L} [-Ri_q(t) - v_{gq}(t) + V_q] \end{cases} \quad (IV.23)$$

Où $V_d; V_q$ représentent les vecteurs de tension générés dans le repère tournant d-q, lesquels peuvent être obtenus par la transformation des vecteurs de tension du repère stationnaire vers le repère tournant. Par ailleurs, ω désigne la pulsation (fréquence angulaire) du réseau.

En utilisant la méthode d'Euler avant, le modèle en temps discret de l'équation (IV.23) devient :

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \frac{T_s}{L} [-Ri_d(k) - v_{gd}(k) + V_d(k)] + T_s \omega i_q(k) + i_d(k) \\ i_q(k+1) = \frac{T_s}{L} [-Ri_q(k) - v_{gq}(k) + V_q(k)] - T_s \omega i_d(k) + i_q(k) \end{cases} \quad (IV.24)$$

Où T_s est le temps d'échantillonnage. À partir de l'équation (24), le comportement futur des puissances active et réactive peut être exprimé comme suit :

$$\begin{cases} P_g(k+1) = 1.5v_{gd}(k)i_{gd}(k+1) \\ Q_g(k+1) = 1.5v_{gd}(k)i_{gq}(k+1) \end{cases} \quad (IV.25)$$

Le calcul du comportement futur des tensions aux bornes des condensateurs du lien DC est basé sur le modèle des condensateurs du lien DC, qui peut être exprimé comme suit

$$\begin{cases} \frac{dV_{c1}(t)}{dt} = \frac{1}{C} i_{c1}(t) \\ \frac{dV_{c2}(t)}{dt} = \frac{1}{C} i_{c2}(t) \end{cases} \quad (IV.26)$$

Où V_{cj} i_{cj} représentent respectivement la tension et le courant du condensateur numéro j .

Le modèle en temps discret de l'équation (26) est donné comme suit :

$$\begin{cases} V_{c1}(k+1) = V_{c1}(k) + \frac{T_s}{C} i_{c1}(k) \\ V_{c2}(k+1) = V_{c2}(k) + \frac{T_s}{C} i_{c2}(k) \end{cases} \quad (IV.27)$$

Les courants des condensateurs peuvent être exprimés en fonction du courant continu net i_{dc} et des courants d'entrée de l'onduleur i_{sj} , comme suit :

$$\begin{cases} i_{c1} = i_{dc} - i_{s1} \\ i_{c2} = i_{dc} + i_{c1} - i_{s2} \end{cases} \quad (IV.28)$$

Le courant i_{dc} devient nul lorsque l'énergie est uniformément répartie entre les condensateurs.

Dans ce cas, l'équation (28) peut être réécrite comme suit :

$$\begin{cases} i_{c1} = -i_{s1} \\ i_{c2} = i_{c1} - i_{s2} \end{cases} \quad (IV.29)$$

À partir des courants et tensions du réseau mesurés, ainsi que des deux tensions des condensateurs du lien DC, le comportement futur de la puissance active, de la puissance réactive et des tensions des condensateurs du lien DC est calculé pour l'ensemble des 27 états de commutation possibles. Ensuite, une fonction de coût g est évaluée pour chaque état de commutation. L'état de commutation qui minimise cette fonction de coût est alors sélectionné pour être appliqué lors du prochain instant d'échantillonnage. L'organigramme présenté en Fig. 7 résume le fonctionnement de la méthode proposée.

TABLE I. États de commutation pour une phase d'un convertisseur à trois niveaux

Sx	Sx				Vx0
	Sx1	Sx2	Sx3	Sx4	
P	1	1	0	0	Vdc
O	0	1	1	0	Vdc/2
N	0	0	1	1	0

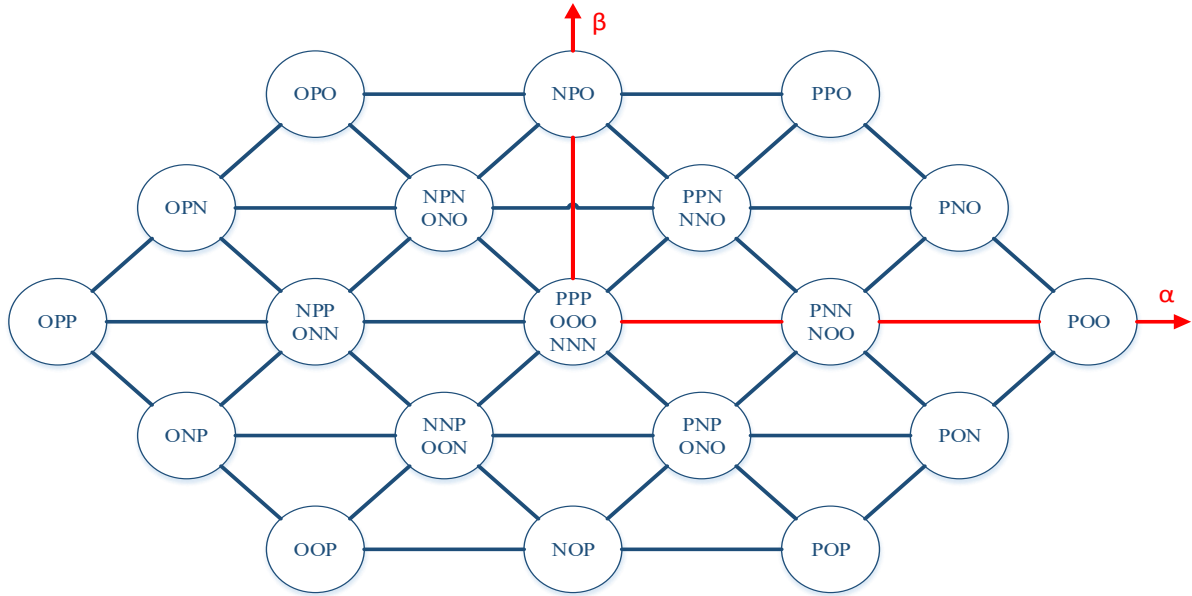


Fig. IV.6 : Diagramme vectoriel spatial d'un NPC à trois niveaux

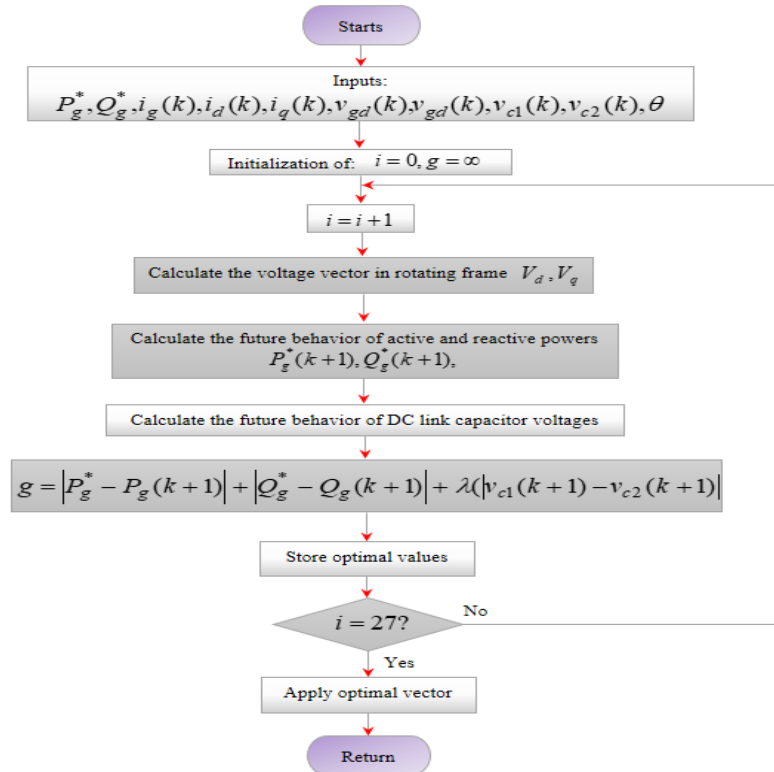


Fig. IV.7 : Organigramme du contrôle prédictif du modèle actif-réactif découplé pour NPC à trois niveaux.

III.5. Résultats de simulation

Cette section présente les résultats de simulation obtenus pour valider l'efficacité de la stratégie de contrôle prédictif appliquée à un onduleur NPC (Neutral Point Clamped) à trois niveaux. Le schéma de commande mis en œuvre repose sur la prédiction du comportement futur des grandeurs actives et réactives, permettant un contrôle découplé précis de la puissance injectée dans le réseau. L'objectif est de garantir une régulation dynamique rapide, une faible distorsion harmonique des courants injectés, ainsi qu'un équilibrage adéquat des tensions des condensateurs du bus continu. Les différentes simulations illustrent les performances du système dans divers scénarios de fonctionnement, notamment lors des variations de consigne, de déséquilibres de tension ou de perturbations réseau.

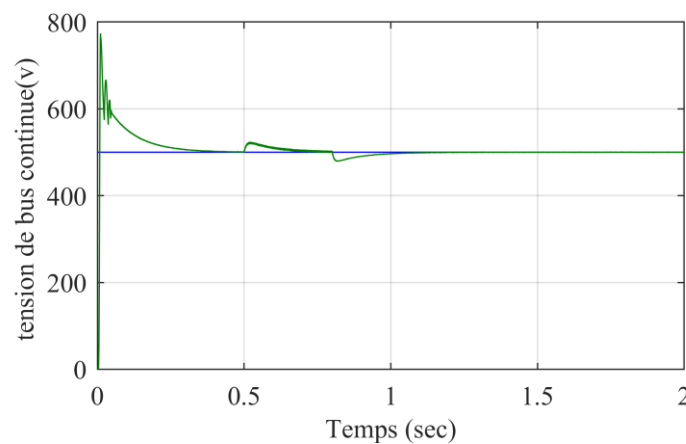


Fig. IV.7 : Tensions de bus continue : cas G2V tension déséquilibré et présence harmoniques

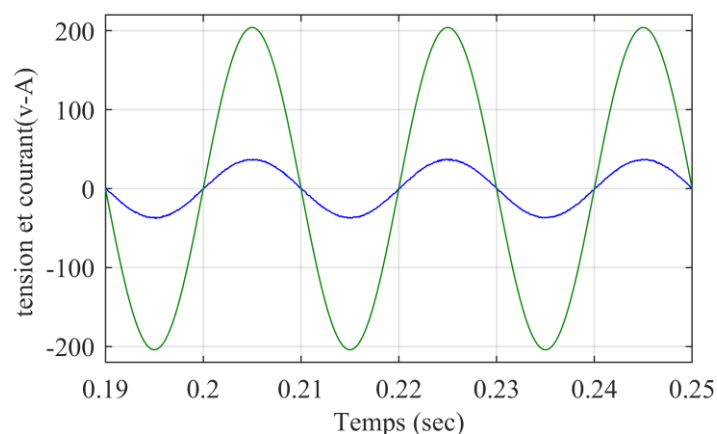


Fig. IV.8 : Tensions et courant : cas G2V tension déséquilibré et présence harmoniques

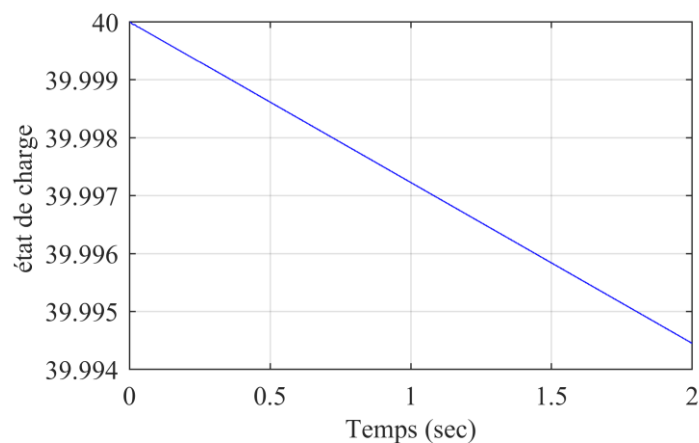


Fig. IV.9 : état de charge : cas G2V tension déséquilibré et présence harmoniques

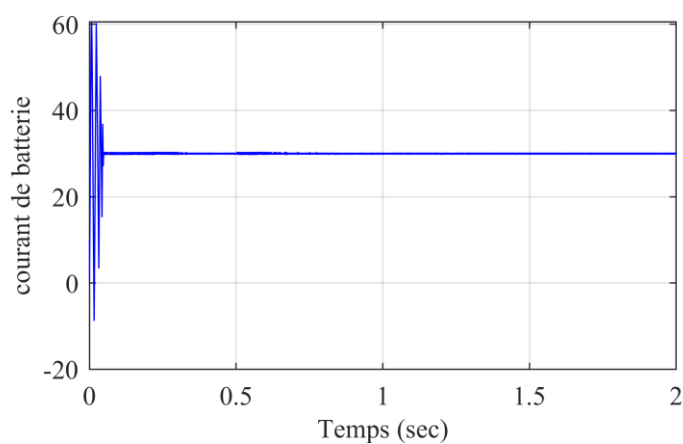


Fig. IV.10 : Courant de batterie : cas G2V tension déséquilibré et présence harmoniques

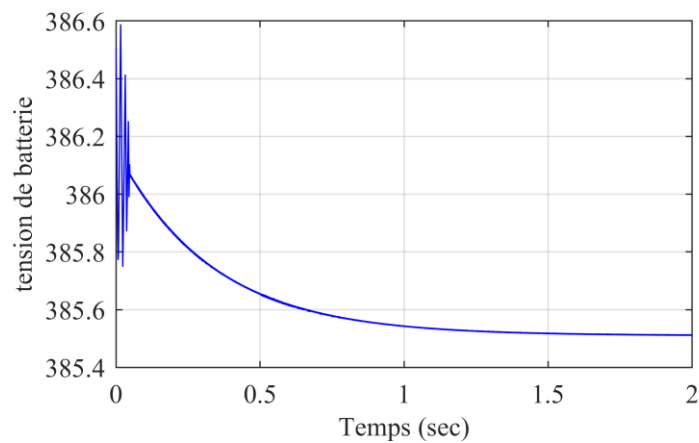


Fig. IV.11 : Tension de batterie : cas G2V tension déséquilibré et présence harmoniques

III.6. Conclusion

La stratégie de commande prédictive à ensemble fini (FCS-MPC) proposée, intégrant une référence dynamique conçue, représente une avancée significative dans le contrôle des chargeurs bidirectionnels pour véhicules électriques. En remplaçant la boucle PI conventionnelle par une relation directe entre la tension continue et la puissance active de référence, cette méthode permet un contrôle plus flexible et performant, adapté aux conditions dynamiques du réseau et du véhicule. Les résultats de simulation confirment la supériorité de cette approche en termes de rapidité de réponse, de stabilité en régime permanent, et de qualité du courant injecté. Ainsi, cette stratégie constitue une solution prometteuse pour améliorer l'efficacité, la fiabilité et l'intelligence des systèmes de charge bidirectionnelle dans le cadre des réseaux électriques modernes.

Conclusion Générale :

La transition énergétique mondiale, accélérée par la nécessité de réduire les émissions de gaz à effet de serre, place les véhicules électriques (VE) au centre des stratégies de décarbonation du secteur des transports. Le premier chapitre a souligné l'importance croissante des systèmes de charge bidirectionnelle – tels que V2G, V2H et V2X – qui permettent aux VE de jouer un rôle actif dans le réseau électrique, en assurant non seulement la recharge (G2V), mais aussi l'injection d'énergie (V2G). Ces technologies ouvrent la voie à une gestion plus intelligente et flexible de l'énergie, en soutien aux objectifs de stabilité du réseau et d'intégration des énergies renouvelables.

Le deuxième chapitre a mis en évidence le rôle fondamental de la modélisation et de la simulation dans la conception et l'analyse de ces systèmes complexes. Une représentation fidèle des blocs fonctionnels – convertisseurs AC/DC, DC/DC, filtres, batteries – à travers des outils comme MATLAB/Simulink, permet d'évaluer les performances, d'anticiper les comportements dynamiques et de valider les stratégies de commande avant toute implémentation réelle. Ces étapes sont essentielles pour garantir la fiabilité, l'efficacité et la conformité des chargeurs bidirectionnels aux exigences normatives.

Dans le troisième chapitre, l'attention s'est portée sur l'importance de la synchronisation avec le réseau électrique, assurée par les techniques de Phase-Locked Loop (PLL). Ces boucles à verrouillage de phase jouent un rôle crucial dans la détection précise des paramètres du réseau (fréquence, phase) et dans le bon déroulement des transitions entre les modes G2V et V2G. La qualité de cette synchronisation conditionne directement la stabilité du système et la qualité de l'énergie échangée.

Enfin, le quatrième chapitre a présenté une stratégie de commande avancée basée sur la commande prédictive par modèle à ensemble fini (FCS-MPC), intégrant une référence dynamique conçue. Cette méthode permet un contrôle multi-objectifs des grandeurs critiques (tension continue, courants de batterie, puissances active et réactive), assurant une réponse dynamique rapide, une meilleure qualité du courant injecté, et une réduction des ondulations de puissance par rapport aux méthodes conventionnelles.

- [1] X. Cheng et al., “Electrified vehicles and the smart grid: The ITS perspective,” *IEEE Trans. Intell. Transp. Syst.*, vol. 15, no. 4, pp. 1388–1404, Aug. 2014.
- [2] B. Bilgin et al., “Making the case for electrified transportation,” *IEEE Trans. Transport. Electrific.*, vol. 1, no. 1, pp. 4–17, Jun. 2015.
- [3] K. Qian, C. Zhou, M. Allan, and Y. Yuan, “Modeling of load demand due to EV battery charging in distribution systems,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 26, no. 2, pp. 802–810, May 2011.
- [4] S. Shahidinejad, S. Filizadeh, and E. Bibeau, “Profile of charging load on the grid due to plug-in vehicles,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 3, no. 1, pp. 135–141, Mar. 2012.
- [5] M. C. Kisacikoglu, F. Erden, and N. Erdogan, “Distributed control of PEV charging based on energy demand forecast,” *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 14, no. 1, pp. 332–341, Jan. 2018.
- [6] P. Mitra and G. K. Venayagamoorthy, “Wide area control for improving stability of a power system with plug-in electric vehicles,” *IET Gener., Transmiss. Distrib.*, vol. 4, no. 10, p. 1151, 2010.
- [7] N. S. Koundinya, S. Vignesh, K. Narayanan, G. Sharma, and T. Senjyu, “Voltage stability analysis of distribution systems in the presence of electric vehicle charging stations with uncoordinated charging scheme,” in *Proc. Int. Conf. Smart Grids Energy Syst. (SGES)*, Nov. 2020, pp. 303–308.
- [8] C. H. Dharmakeerthi, N. Mithulananthan, and T. K. Saha, “Modeling and planning of EV fast charging station in power grid,” in *Proc. IEEE Power Energy Soc. Gen. Meeting*, Jul. 2012, pp. 1–8.
- [9] A. Grigorev, T. Mao, A. Berry, J. Tan, L. Purushothaman, and A.-S. Mihaita, “How will electric vehicles affect traffic congestion and energy consumption: An integrated modelling approach,” in *Proc. IEEE Int. Intell. Transp. Syst. Conf. (ITSC)*, Sep. 2021, pp. 1635–1642.
- [10] E. Akhavan-Rezai, M. F. Shaaban, E. F. El-Saadany, and A. Zidan, “Uncoordinated charging impacts of electric vehicles on electric distribution grids: Normal and fast charging comparison,” in *Proc. IEEE Power Energy Soc. Gen. Meeting*, Jul. 2012, pp. 1–7.
- [11] S. A. A. Rizvi, A. Xin, A. Masood, S. Iqbal, M. U. Jan, and H. Rehman, “Electric vehicles and their impacts on integration into power grid: A review,” in *Proc. 2nd IEEE Conf. Energy Internet Energy Syst. Integr. (EI2)*, Oct. 2018, pp. 1–6.
- [12] M. A. Awadallah, B. N. Singh, and B. Venkatesh, “Impact of EV charger load on distribution network capacity: A case study in Toronto,” *Can. J. Electr. Comput. Eng.*, vol. 39, no. 4, pp. 268–273, Fall 2016.

- [13] C. H. Tie, C. K. Gan, and K. A. Ibrahim, "The impact of electric vehicle charging on a residential low voltage distribution network in Malaysia," in *Proc. IEEE Innov. Smart Grid Technol.-Asia*, May 2014, pp. 272–277.
- [14] N. Bañol Arias, S. Hashemi, P. B. Andersen, C. Træholt, and R. Romero, "Distribution system services provided by electric vehicles: Recent status, challenges, and future prospects," *IEEE Trans. Intell. Transp. Syst.*, vol. 20, no. 12, pp. 4277–4296, Dec. 2019.
- [15] E. S. Rigas, S. D. Ramchurn, and N. Bassiliades, "Managing electric vehicles in the smart grid using artificial intelligence: A survey," *IEEE Trans. Intell. Transp. Syst.*, vol. 16, no. 4, pp. 1619–1635, Aug. 2015.
- [16] A. S. Masoum, S. Deilami, P. S. Moses, M. A. S. Masoum, and A. Abu-Siada, "Smart load management of plug-in electric vehicles in distribution and residential networks with charging stations for peak shaving and loss minimisation considering voltage regulation," *IET Gener., Transmiss. Distrib.*, vol. 5, no. 8, p. 877, 2011.
- [17] B. Hamad, A. Al-Durra, T. H. M. El-Fouly, and H. H. Zeineldin, "Economically optimal and stability preserving hybrid droop control for autonomous microgrids," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 38, no. 1, pp. 934–947, Jan. 2023.
- [18] M. B. Abdelghany, V. Mariani, D. Liuzza, O. R. Natale, and L. Glielmo, "A unified control platform and architecture for the integration of windhydrogen systems into the grid," *IEEE Trans. Autom. Sci. Eng.*,
- [19] M. B. Abdelghany, A. Al-Durra, Z. Daming, and F. Gao, "Optimal multi-layer economical schedule for coordinated multiple mode operation of wind–solar microgrids with hybrid energy storage systems," *J. Power Sources*, vol. 591, Jan. 2024, Art. no. 233844.
- [20] M. R. Sarker, H. Pandžic, and M. A. Ortega-Vazquez, "Optimal operation and services scheduling for an electric vehicle battery swapping station," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 30, no. 2, pp. 901–910, Mar. 2015.
- [21] Q. Kang, J. Wang, M. Zhou, and A. C. Ammari, "Centralized charging strategy and scheduling algorithm for electric vehicles under a battery swapping scenario," *IEEE Trans. Intell. Transp. Syst.*, vol. 17, no. 3, pp. 659–669, Mar. 2016.
- [22] Y. Zheng, Z. Y. Dong, Y. Xu, K. Meng, J. H. Zhao, and J. Qiu, "Electric vehicle battery charging/swap stations in distribution systems: Comparison study and optimal planning," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 29, no. 1, pp. 221–229, Jan. 2014.
- [23] S. Golestan, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, A. M. Abusorrah and Y. Al-Turki, "All-Pass-Filter-Based PLL Systems: Linear Modeling, Analysis, and Comparative Evaluation," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 4, pp. 3558–3572, April 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2937936.

- [24] S. Golestan, J. M. Guerrero and J. C. Vasquez, "A Nonadaptive Window-Based PLL for Single-Phase Applications," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 1, pp. 24-31, Jan. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2713379.
- [25] Z. Chedjara, A. Massoum, S. Massoum, P. Wira, A. Safa and A. Gouichiche, "A novel robust PLL algorithm applied to the control of a shunt active power filter using a self-tuning filter concept," *2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Lyon, France, 2018, pp. 1124-1131, doi: 10.1109/ICIT.2018.8352336.
- [26] A. Safa *et al.*, "Open Loop Synchronization Techniques Benchmarking for Distributed Energy Sources Connection," in *IEEE Access*, vol. 10, pp. 63554-63566, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3182946
- [27] BOUMEDIENE, Bachir, ARARIA, Rabah, CHEDJARA, Zakaria, *et al.* A frequency adaptive multiple complex coefficient filter for grid connected applications. *Bulletin of Electrical Engineering and Informatics*, 2024, vol. 13, no 6, p. 3789-3799.
- [28] A. Safa, Z. Chedjara, A. Gouichiche, Y. Messlem, E. M. Berkouk and P. Wira, "A Cascaded Pseudo Open Loop Synchronization Technique for Grid Connected Application," *IECON 2021 – 47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Toronto, ON, Canada, 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/IECON48115.2021.9589864.
- [29] Shahjalal, Mohammad, *et al.* "A review of thermal management for Li-ion batteries: Prospects, challenges, and issues." *Journal of energy storage* 39 (2021): 102518.
- [30] H. Ahmed, S. -A. Amamra and M. Bierhoff, "Frequency-Locked Loop-Based Estimation of Single-Phase Grid Voltage Parameters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 11, pp. 8856-8859, Nov. 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2873527.
- [31] M. L. Pay and H. Ahmed, "Modeling and Tuning of Circular Limit Cycle Oscillator FLL With Preloop Filter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 12, pp. 9632-9635, Dec. 2019, doi: 10.1109/TIE.2019.2892677.
- [32] H. Ahmed, I. Salgado, I. Chairez and M. Benbouzid, "Robust Gradient Estimator for Unknown Frequency Estimation in Noisy Environment: Application to Grid-Synchronization," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 70693-70702, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2986409.
- [33] A. Bellini, S. Bifaretti, and F. Giannini, "A robust synchronization method for centralized microgrids," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 2, pp. 1602–1609, Mar. 2015.
- [34] S. Bifaretti, P. Zanchetta, and E. Lavopa, "Comparison of two threephase PLL systems for more electric aircraft converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 12, pp. 6810–6820, Dec. 2014.

Résumé :

Ce travail s'inscrit dans la transition énergétique, avec les véhicules électriques (VE) comme levier essentiel pour réduire les émissions du secteur des transports. Le premier chapitre présente les systèmes de charge bidirectionnelle (V2G, V2H, V2X) qui rendent les VE actifs dans le réseau électrique. La deuxième traite de la modélisation et de la simulation pour concevoir et optimiser les chargeurs. Le troisième se concentre sur la synchronisation avec le réseau via les PLL, garantissant stabilité et qualité des échanges. Le dernier chapitre introduit une commande prédictive (FCS-MPC) à référence dynamique, assurant un contrôle performant des flux énergétiques. L'ensemble met en évidence l'importance d'une synergie entre architecture, modélisation, synchronisation et commande pour une intégration efficace des VE dans les réseaux intelligents.

Mots clés : Chargeur bidirectionnelle, convertisseur multiniveaux, synchronisation, commande prédictive.

Abstract :

This work is part of the energy transition, with electric vehicles (EVs) serving as a key lever to reduce emissions from the transport sector. The first chapter presents bidirectional charging systems (V2G, V2H, V2X), which enable EVs to become active participants in the electrical grid. The second chapter focuses on modeling and simulation to design and optimize chargers. The third addresses grid synchronization using Phase-Locked Loops (PLLs), ensuring stability and quality of energy exchange. The final chapter introduces a predictive control strategy (FCS-MPC) based on a dynamic reference, providing efficient control of energy flows. Overall, the work highlights the importance of synergy between system architecture, modeling, synchronization, and control for the effective integration of EVs into smart grids.

Keywords: Bidirectional charger, multilevel converter, synchronization, predictive control