

Contribution A La Méthodologie Et A La Conception D'une Commande Robuste Du Réseau De Distribution DC Multi- Sources A Energies Renouvelables

Jean Marie François Xavier RANDRIAMIARINARIVO TILAHISOA¹, Solofo Hery RAKOTONIAINA²,
Falimanana RANDIMBINDRAINIBE³, Mihaela-Marilena ALBU⁴, Joella Marie Annick
HERINANDIANINA⁵

^{1, 2, 3, 5} Université d'Antananarivo, Ecole Doctorale Science technique de l'Innovation et de l'Ingénierie, 101
Antananarivo

⁴ Université Nationale de Science et Technologie Politehnica, École doctorale en Génie Electrique, Bucarest

Auteur correspondant : RANDRIAMIARINARIVO TILAHISOA Jean Marie François Xavier. E-mail :
tilahisoa@gmail.com



Résumé : La modélisation de contrôle du réseau de distribution DC (RD-DC) multi-sources à énergies renouvelables est une étape essentielle pour assurer la conception de contrôle de stabilisation de la tension du RD-DC face aux fluctuations de production et de charge. En raison de la complexité non linéaire du problème de contrôle, les méthodes classiques présentent souvent des limitations en termes de convergence et de performances. Dans cette étude, nous proposons une méthodologie et des outils d'aide à la décision, pour un concepteur de RD-DC, de manière à intégrer dès la phase de conception ces incertitudes de paramètre et de fonctionnement afin de garantir le contrôle le plus optimal et robuste possible. Le cas d'étude retenu consiste à contrôler un système de stockage d'énergie pour participer au contrôle de stabilité de tension d'un RD-DC insulaire, confronté à des perturbations liées à des variations de charge ou/et de production. L'étude présente la conception d'un contrôle robuste « H_∞ » de la tension d'un RD-DC donné sous le régime nominale, sans tenir compte des incertitudes liées à la mise en œuvre dans des conditions proches du temps réel. Des simulations sous MATLAB ont permis de valider les critères de performance obtenues sans prendre en compte d'incertitude.

Mots-Clés : Contrôle robuste, Commande robuste, Réseau de distribution DC, Stabilité de la tension, Système de stockage d'énergie, Multi-sources à énergies renouvelables.

Abstract : Modeling the control of a multi-source renewable energy DC distribution network (DC-DN) is a crucial step in designing voltage stabilization control capable of handling generation and load fluctuations. Due to the nonlinear complexity of the control problem, classical methods often face limitations regarding convergence and performance. In this study, we propose a methodology and decision-support tools for DC-DN designers to integrate parameter and operational uncertainties during the design phase, thereby ensuring the most optimal and robust control possible. The selected case study involves controlling an energy storage system to assist in voltage stability control for an islanded DC-DN subject to disturbances caused by load and/or generation variations. The study presents the design of an H_∞ robust voltage controller for a specific DC-DN, without accounting for implementation uncertainties associated with near-real-time conditions. MATLAB simulations were used to validate the performance criteria achieved in the absence of uncertainty.

Keywords : Robust control, DC distribution network, Voltage stability, Energy storage system, Multi-source renewable energy.

I. INTRODUCTION

Le développement des réseaux de distribution à courant continu (RD-DC) constitue une solution prometteuse pour l'intégration des sources d'énergies renouvelables, des systèmes de stockage par batteries et des charges électroniques modernes. Grâce à leur rendement élevé, à l'absence de synchronisation en fréquence et à la réduction du nombre d'étages de conversion, les RD-DC suscitent un intérêt croissant dans les applications résidentielles, industrielles et les systèmes électriques intelligents. Toutefois, l'intermittence des sources renouvelables ainsi que les variations rapides de la consommation entraînent des déséquilibres de puissance qui se traduisent par des fluctuations de la tension du RD-DC, pouvant dégrader les performances dynamiques et compromettre la stabilité du système.

Par ailleurs, les architectures de commande distribuée reposent de plus en plus sur des réseaux de communication pour l'échange des informations entre les différentes unités du RD-DC. Dans ce contexte, les retards de communication constituent une source importante d'incertitude susceptible d'affecter la qualité de la régulation, de réduire les marges de stabilité et, dans les cas les plus défavorables, de provoquer des oscillations ou une dégradation des performances du système. Il est donc indispensable de développer des stratégies de commande capables de garantir simultanément la stabilité et les performances du réseau malgré ces incertitudes [1], [2], [3], [4].

Parmi les méthodes de commande robuste, la commande H_∞ est largement utilisée pour son aptitude à atténuer les perturbations externes et les incertitudes de modélisation tout en assurant la stabilité du système. Cependant, lorsque les incertitudes présentent une structure particulière, notamment celles liées aux retards de communication, cette approche peut conduire à des résultats conservateurs. À l'inverse, la μ -synthèse, fondée sur la théorie de la valeur singulière structurée (μ), permet de prendre explicitement en compte ces incertitudes lors de la conception du correcteur, offrant ainsi des marges de robustesse potentiellement supérieures.

Bien que plusieurs travaux aient étudié la commande robuste de RD-DC [4], [5], [6], [7], [8], [9], [10], [11], peu d'études proposent une comparaison détaillée entre les approches H_∞ et μ -synthèse en considérant différents intervalles d'incertitude sur les retards de communication. De plus, l'influence de ces intervalles de retard sur les performances dynamiques du réseau demeure encore insuffisamment analysée.

Dans ce contexte, cet article propose une méthode et une conception de commande robuste H_∞ appliqués à un RD-DC soumis aux fluctuations de production et de charge sans prendre en compte d'incertitude. Pour valider notre méthode de conception de contrôleur, on fait l'étude comparative avec un contrôleur classique PI . Les performances des contrôleurs sont évaluées à travers des simulations temporelles portant sur la régulation de la tension du RD-DC, du courant de l'inductance et de la puissance de la batterie.

Les résultats obtenus montrent que les deux approches satisfont les critères de performance robuste sans incertitudes considérés. Toutefois, le contrôleur H_∞ présente un meilleur amortissement des oscillations par rapport au contrôleur PI lorsque des perturbations de production et de charge.

II. REVUE DE LITTÉRATURE

Dans ces architectures, les convertisseurs DC-DC bidirectionnels assurent les échanges de puissance entre les différentes sources et le réseau continu. La stabilité de la tension du RD-DC ainsi que le partage de puissance dépendent fortement des performances des lois de commande implantées. Toutefois, les fluctuations rapides de la production renouvelable, les variations des charges et les incertitudes inhérentes aux composants rendent la conception d'un contrôleur performant particulièrement complexe.

Les stratégies classiques de commande, telles que les régulateurs PI, PID, les commandes par retour d'état ou encore les commandes prédictives, offrent de bonnes performances autour du point de fonctionnement nominal. Cependant, leur robustesse demeure limitée lorsque les paramètres du système évoluent ou lorsque des dynamiques non modélisées apparaissent. Les variations des inductances, des capacités, des résistances parasites ainsi que les retards introduits par les capteurs, les

convertisseurs numériques ou les réseaux de communication peuvent entraîner une dégradation significative des performances, voire compromettre la stabilité du système.

Afin de pallier ces limitations, la commande robuste basée sur la théorie H_∞ a fait l'objet de nombreuses recherches au cours des dernières années [4], [5], [6], [7], [8], [9], [10], [11]. Cette approche consiste à concevoir un contrôleur minimisant l'effet des perturbations et des incertitudes sur les variables de sortie en optimisant la norme H_∞ des fonctions de transfert en boucle fermée. Grâce à l'utilisation de fonctions de pondération, il est possible de définir simultanément des objectifs de suivi de référence, de rejet des perturbations, de limitation de l'effort de commande et de robustesse fréquentielle. Les solutions sont généralement obtenues par résolution d'inégalités matricielles linéaires (LMI) [12], [13], garantissant un compromis optimal entre stabilité et performances pour le modèle nominal.

Plusieurs travaux ont démontré l'efficacité de la commande H_∞ pour la régulation de la tension des convertisseurs DC-DC, le maintien de la stabilité des micro-réseaux et l'amélioration du rejet des perturbations. Néanmoins, la majorité de ces études repose sur des modèles simplifiés dans lesquels seules les incertitudes paramétriques sont prises en considération. Les effets des retards de mesure et de communication, pourtant inévitables lors de l'implémentation sur des plateformes numériques, sont encore rarement intégrés dès la phase de synthèse du contrôleur.

Les retards de mesure représentent pourtant l'une des principales causes de dégradation des performances des convertisseurs électroniques de puissance. Ces retards, issus des capteurs, des convertisseurs analogique-numérique, des calculateurs numériques et des protocoles de communication, introduisent un déphasage supplémentaire susceptible de réduire les marges de stabilité, d'augmenter les oscillations du courant d'inductance et de provoquer des dépassements importants de la tension du bus continu. Lorsque ces phénomènes ne sont pas modélisés, les performances obtenues en simulation sont souvent difficiles à reproduire lors de l'implémentation expérimentale.

Pour évaluer la robustesse des contrôleurs face à ces incertitudes, plusieurs auteurs utilisent l'analyse de la valeur singulière structurée (μ -analyse) [10], [14], [15], [16], [17]. Cette méthode constitue aujourd'hui l'un des outils les plus performants pour vérifier simultanément la stabilité robuste et la performance robuste d'un système soumis à des incertitudes structurées. Elle permet notamment de déterminer la borne maximale admissible des incertitudes avant la perte de stabilité, ainsi que d'identifier les fréquences critiques affectant le comportement dynamique du système.

Lorsque les spécifications de robustesse ne sont pas satisfaites, la μ -synthèse constitue une extension naturelle de la commande H_∞ . Basée sur l'algorithme itératif D-K, elle permet d'intégrer explicitement les incertitudes structurées au cours de la conception du contrôleur en alternant une étape de synthèse H_∞ et une étape de calcul des matrices d'échelle D. Cette approche conduit généralement à des performances plus robustes que la synthèse H_∞ classique, notamment lorsque plusieurs sources d'incertitudes agissent simultanément.

Malgré les nombreuses contributions disponibles dans la littérature [4]-[6]-[18], plusieurs limites subsistent. D'une part, peu de travaux analysent simultanément les effets combinés des variations des paramètres électriques des convertisseurs (inductance, capacité) et des retards variables de mesure. D'autre part, la robustesse est souvent évaluée uniquement à partir des marges de stabilité, sans étude approfondie des performances robustes vis-à-vis des fluctuations simultanées de la production renouvelable et de la charge. Enfin, les comparaisons entre la commande H_∞ conventionnelle et la μ -synthèse demeurent encore limitées pour les convertisseurs DC-DC bidirectionnels alimentant les RD-DC.

III. METHODOLOGIE ET CONCEPTION D'UNE COMMANDE ROBUSTE

III.1. Introduction

L'objectif est de proposer au concepteur d'un RD-DC une méthodologie rigoureuse et claire de manière à intégrer dès la phase de conception ces incertitudes de fonctionnement pour contrôler et assurer la régulation de tension du réseau quelles que soient les conditions de fonctionnement.

III.2. Définition du cas d'étude

Dans cette section, nous allons définir notre cas d'étude sur la Figure 1, notre choix de système de stockage ainsi que l'objectif de contrôle pour notre système.

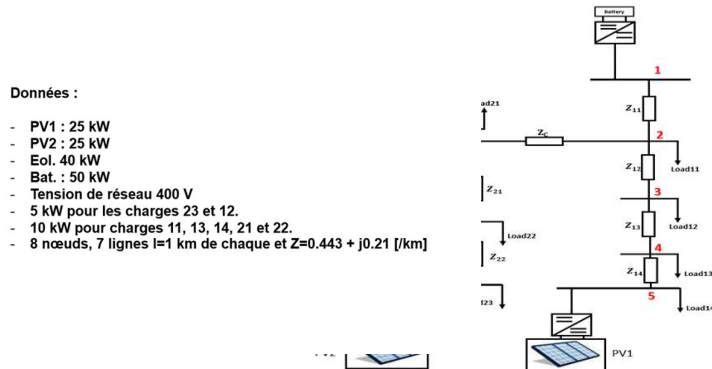


Figure 1. Cas d'étude

II.2.1. La stratégie de commande pour notre cas d'étude

Le RD-DC isolé, à forte pénétration de sources d'énergie de type photovoltaïque et éolienne, sont très sensibles à la moindre variation de charge ou de production ce qui provoque des risques de fluctuation de la tension du réseau. Le RD-DC doit alors s'assurer d'un bon équilibre entre la production et la demande de puissance afin d'assurer la stabilité de la tension.

Dans le RD-DC étudié, la variable de sortie pour la stratégie de contrôle est la tension du réseau. Notre objectif de la commande est ainsi d'améliorer la réponse transitoire de cette tension en cas de perturbation suite à un déséquilibre de puissances (production ou/et charge).

Le système de stockage assure le contrôle de la tension d'un RD-DC. Le rôle de la batterie est de garantir une stabilisation plus rapide de la tension suite à une variation de charge ou/et production, c'est-à-dire d'améliorer les performances dynamiques tel que le dépassement, le temps de réponse à la variation ainsi que l'erreur statique (1%) en régime permanent. La méthode de contrôle robuste proposée est basée sur l'observation du RD-DC en mode charge et décharge lorsque nous imposons une tension au niveau des batteries. Les batteries permettant de fixer la tension dans tout le RD-DC. Un gabarit est défini pour une variation de tension du RD-DC en réponse à une perturbation de la charge sur la base de sa réponse temporelle de Figure 2. Dans notre cas, la condition sur la variation de tension maximum est 5% et nous avons pris nos deux points de fonctionnement extrêmes en mode charge et décharge.

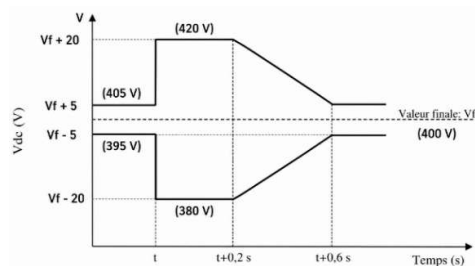


Figure 2. Gabarit de la tension suite à un pas de charge dans le domaine temporel

III.2.2 Modélisation pour notre cas d'étude

On prend l'hypothèse que les résistances de la ligne sont négligeables lors de modélisation.

III.2.2.1. Modélisation du RD-DC

Les échanges d'énergie du système sont donc réalisés sur le RD-DC de Figure 3. Les trois sources proposées fournissent à celui-ci une puissance $P_s (= P_{Wind} + P_{PV1} + P_{PV2})$. Cependant, les chances que la puissance produite coïncide avec la demande de consommation de l'habitation P_{Load} au même instant sont faibles. Pour respecter le principe de conservation de l'énergie sans pour autant dégrader la production, nous devons donc mettre en place des unités de batterie de stockage dans le système.

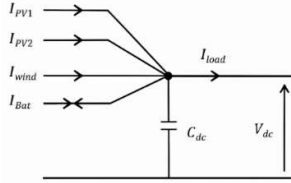


Figure 3. Flux des courants du RD-DC

L'équation suivante montre l'équation dynamique du RD-DC non linéaire après la linéarisation et le passage en valeurs réduites :

$$\frac{\Delta V_{dc}(s)}{C_L V_{DCeq} s} = \frac{1}{C_L V_{DCeq} s} (\Delta P_{wind} + \Delta P_{PV} + \Delta P_{PV2} + \Delta P_{bat} - \Delta P_{load})$$

La Figure 4 représente le schéma de la modélisation du système de la tension du RD-DC.

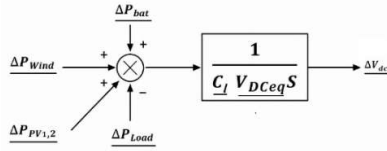


Figure 4. Modélisation du système de la tension du RD-DC

III.2.2.2. Modélisation du système de stockage d'énergie et de batterie

D'après l'hypothèse que nous prendrons sur les résistances de ligne. On obtient la Figure 5 et cette Figure sera utilisée pour la modélisation et les diverses simulations.

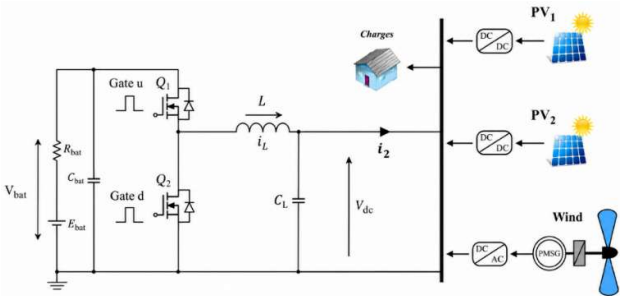


Figure 5. Système de stockage d'énergie (ESS) connecté au RD-DC étudié

En termes de modélisation, le comportement dynamique du système de stockage d'énergie sera représenté en ne considérant que les grandeurs moyennées à l'échelle de la période de commutation des interrupteurs. Le modèle moyen non linéaire, dérivé du modèle topologique du système, est ensuite linéarisé autour d'un point d'équilibre en supposant que la tension de sortie de la batterie reste constante lorsque cette dernière sera sollicitée pour participer au réglage de tension du réseau. Enfin, le modèle

linéarisé sera décrit uniquement en valeurs normalisées (per unit) afin de faciliter les calculs numériques du contrôle robuste associé.

D'après la linéarisation, on a l'équation du système :

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{I}_L \\ \Delta \dot{V}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_L} & \frac{P_s - P_{load}}{C_L V_{dc0}^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_L \\ \Delta V_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{bat0}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} [\Delta d] + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{C_L V_{dc0}} \end{bmatrix} [\Delta p_s - \Delta p_{load}]$$

Le passage en valeurs réduites (ou « per unit »), dans notre cas, permet d'améliorer le conditionnement numérique du système et faciliter la synthèse par optimisation du correcteur H_∞ .

Le modèle petits signaux ou modèle linéarisé, sera donc décrit en données normalisées. On obtient les équations suivantes, où les grandeurs soulignées, $\underline{x}$, indiquent qu'elles sont définies en per unit :

$$\begin{bmatrix} \underline{\Delta \dot{I}_L} \\ \underline{\Delta \dot{V}_{dc}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_L} & -\frac{P_s - P_{load}}{C_L V_{dc0}^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{\Delta I_L} \\ \underline{\Delta V_{dc}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{bat0}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} [\underline{\Delta d}] + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{C_L V_{dc}} \end{bmatrix} [\underline{\Delta p_s} - \underline{\Delta p_{load}}]$$

III.3. Conception de l'architecture de contrôle-commande

III.3.1. Système de stockage d'énergie et de batterie

L'objectif de commande choisi est le rejet de perturbation en puissances afin de stabiliser et améliorer la réponse transitoire de la tension du RD-DC, tout en respectant un gabarit de performance imposé issu du grid code imposé par le gestionnaire du réseau.

Pour notre cas d'étude, la variable d'entrée de commande est $\underline{\Delta d}$. L'entrée de commande $\underline{\Delta d}$ est alors pilotée de manière optimale afin de respecter les contraintes du rejet de perturbation $\underline{\Delta P_{Load}} - \underline{\Delta P_s}$.

À partir du modèle linéarisé de l'équation ci-dessus, on peut établir les fonctions de transfert reliant les perturbations de puissance $\underline{\Delta P_{Load}} - \underline{\Delta P_s}$ et la commande $\underline{\Delta d}$ aux variables d'état $\underline{\Delta I_L}$ et $\underline{\Delta V_{dc}}$. On peut écrire notre procédé sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \underline{\Delta I_L} \\ \underline{\Delta V_{dc}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_i(s) & G_{iu}(s) \\ G_v(s) & G_p(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{\Delta P_{Load}} - \underline{\Delta P_s} \\ \underline{\Delta d} \end{bmatrix},$$

$$\text{où } G_i(s) = -\frac{1}{LC_L V_{dc0}} \frac{1}{D(s)}, G_{iu}(s) = \frac{V_{bat0}}{L} \frac{s+\alpha}{D(s)}, G_v(s) = \frac{s}{C_L V_{dc0}} \frac{1}{D(s)} \text{ et } G_p(s) = \frac{V_{bat0}}{LC_L} \frac{1}{D(s)}$$

$$\text{avec } D(s) = s^2 + \alpha s + \frac{1}{LC_L}, \alpha = \frac{P_s - P_{load}}{C_L V_{dc0}^2}$$

La puissance instantanée de la batterie est $P_{bat} = V_{bat} I_L$. Comme V_{bat} est supposée constante après linéarisation, $\underline{\Delta P_{bat}} = V_{ba} \underline{\Delta I_L}$.

La Figure 6 représente le contrôle-commande de RD-DC avec ESS proposée.

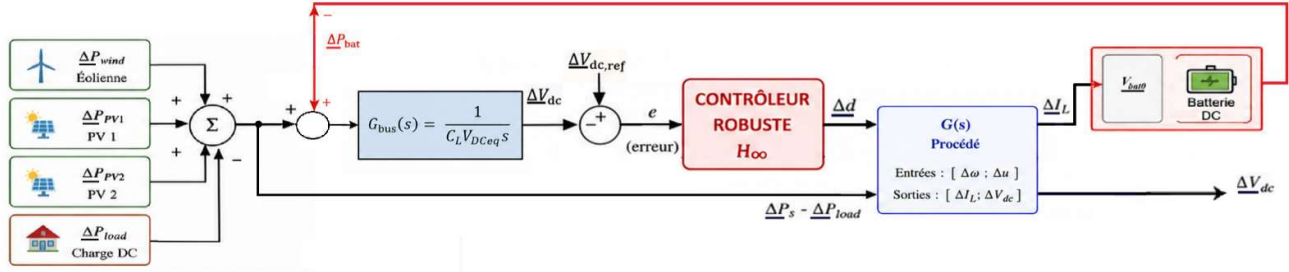


Figure 6. Schéma de la structure de contrôle proposée

III.3.2. Modèle du RD-DC pour la conception de la commande robuste H_∞

III.3.2.1. Modélisation du système nominal

Pour concevoir le correcteur H_∞ , le concepteur doit, tout d'abord, construire le système d'état représentant le comportement de notre système réel, composé de toutes les équations dynamiques linéarisées traduisant le comportement de chaque élément du réseau. L'approche considérée ici est une approche "petits signaux" normalisée qui permet d'utiliser le modèle linéaire d'état-espace du système de l'équation ci-dessus.

Pour notre cas d'étude, on considère la batterie comme une source parfaite de tension directement connectée sur le RD-DC du convertisseur bidirectionnel. Par conséquent, le correcteur H_∞ considère le tension ΔV_{bat} comme de paramètre invariant dans le temps (le système d'état est alors simplifié). La perturbation du système est définie par le déséquilibre de puissance $\Delta\omega = \Delta P_s - \Delta P_{load}$, où la puissance produite est donnée par $\Delta P_s = \Delta P_{wind} + \Delta P_{PV} + \Delta P_{PV2}$. Cette perturbation représente les fluctuations de la production renouvelable ainsi que les variations de la charge connectée au bus continu RD-DC. La perturbation $\Delta\omega$ agit sur le procédé et qui décrit l'influence des variations de puissance sur la tension du RD-DC $\Delta V_{dc,\omega}$. En parallèle, le contrôleur robuste H_∞ reçoit comme entrée l'erreur de tension $e = \Delta V_{dc,ref} - \Delta V_{dc}$. À partir de cette erreur, il calcule la variation du rapport cyclique du convertisseur bidirectionnel, Δd_{ref} qui constitue la variable de commande.

Cette commande agit sur le procédé, représentant la dynamique entre le rapport cyclique et la tension du RD-DC. La contribution de cette voie est notée $\Delta V_{dc,u}$.

La tension du RD-DC résulte alors de la superposition des deux effets, c'est-à-dire l'effet des perturbations et celui de la commande.

La tension obtenue est ensuite renvoyée au comparateur afin de former la boucle de rétroaction. Le contrôleur ajuste en permanence le rapport cyclique pour compenser les perturbations et maintenir la tension du RD-DC au voisinage de sa valeur de référence. On obtient le système d'état linéaire :

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{I}_L \\ \Delta \dot{V}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_L} & -\frac{P_s - P_{load}}{C_L V_{dc}^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_L \\ \Delta V_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{C_L V_{dc0}} \end{bmatrix} [\Delta\omega] + \begin{bmatrix} \frac{V_{bato}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} [\Delta u]$$

avec $[\Delta\omega] = \Delta p_s - \Delta p_{load}$ et $[\Delta u] = [\Delta d_{ref}]$. Le système d'état linéaire en per unit du RD-DC étudié est sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \Delta \dot{x} = A \Delta x + B_1 \Delta w + B_2 \Delta u \\ \Delta y = C \Delta x + D_1 \Delta w + D_2 \Delta u \end{cases}$$

où $\underline{\Delta x} = \begin{bmatrix} \Delta I_L & \Delta V_{dc} \end{bmatrix}^T$ est le vecteur d'état, $\underline{\Delta u} = \begin{bmatrix} \Delta d_{ref} \end{bmatrix}^T$ l'entrée contrôlée, $\underline{\Delta \omega} = \underline{\Delta p_s} - \underline{\Delta p_{Load}}$ la perturbation d'entrée et $\underline{\Delta y} = \underline{\Delta V_{dc}}$ la sortie mesurée. Avec les matrices A, $[B_1 \ B_2]$, C, $[D_1 \ D_2]$ suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_L} & \frac{P_s - P_{load}}{C_L V_{dc}^2} \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ \frac{1}{C_L V_{dc0}} \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} \frac{V_{ba}}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, \\ C = [0 \ 1], \quad D_1 = [0 \ 0] \text{ e } D_2 = [0] \end{array} \right.$$

On obtient alors notre système nominal G comprenant les matrices d'état (A, $[B_1 \ B_2]$, C, $[D_1 \ D_2]$).

Avant même de commencer à construire la commande H_∞ , il est essentiel de bien vérifier la stabilité, l'observabilité et la commandabilité du système nominal construit. Après vérification, notre système nominal G est bien stable en boucle ouverte ($p_{1,2} = -8.68 \pm j 724$), observable et commandable.

III.3.2.2. Choix du problème de sensibilité mixte

Après avoir défini le système d'état à étudier, le concepteur doit définir ses objectifs de commande et, plus précisément, son problème de sensibilité mixte. Pour notre cas d'étude, on se place dans le cadre d'un problème de régulation, avec comme objectif de contrôle, le rejet de perturbation correspondant aux variations de puissance active venant de la charge ($\underline{\Delta p_{Load}}$) et/ou du parc photovoltaïque ($\underline{\Delta p_{PV1}}, \underline{\Delta p_{PV}}$), du parc éolienne ($\underline{\Delta p_{Wind}}$) afin de respecter les spécifications du réseau pour le réglage de tension. Le problème de sensibilité mixte S/KS est parfaitement adapté à cette situation et ces objectifs.

Lors de la conception du contrôleur H_∞ , pour obtenir les performances désirées, il est impératif de bien définir les sorties à optimiser. Pour ce RD-DC, la tension du réseau $\underline{\Delta V_{dc}}$ et la commande du convertisseur bidirectionnel $\underline{d}$ sont choisis comme variables à piloter. Afin d'optimiser les performances de ce contrôle, il est donc essentiel de trouver la définition adéquate des fonctions de pondérations : $W_{perf(s)}$ pour formaliser les objectifs de performance et $W_{u(s)}$ pour traduire les contraintes imposées aux entrées de contrôle.

Le système d'état est dans un premier temps mis sous la forme P-K (cf. Figure 7) avec P désignant le système à étudier possédant deux entrées, à savoir la variation de puissance $\underline{\Delta p_{Load}} - (\underline{\Delta p_{Wind}} + \underline{\Delta p_{PV1}} + \underline{\Delta p_{PV}})$ agissant comme une perturbation d'entrée Δw et la référence $\underline{\Delta d_{ref}}$, qui est l'entrée de contrôle Δu . La sortie mesurée Δy est composée de la variation de tension du RD-DC $\underline{\Delta V_{dc}}$. K correspond au correcteur H_∞ . Et pour finir, le vecteur Δz représente les sorties à piloter ($\underline{\Delta V_{dc}}, \underline{\Delta d_{ref}}$) afin d'assurer les performances désirées. Sur la Figure 7 le contour vague entourant le système G représente toutes les possibles incertitudes non modélisées pouvant exister.

L'objectif du contrôleur consistera ainsi à concevoir un régulateur H_∞ qui minimise la norme $\left\| \frac{\omega_{perf} S}{\omega_u K S} \right\|$ et avec les meilleurs critères de robustesse vis-à-vis d'incertitudes.

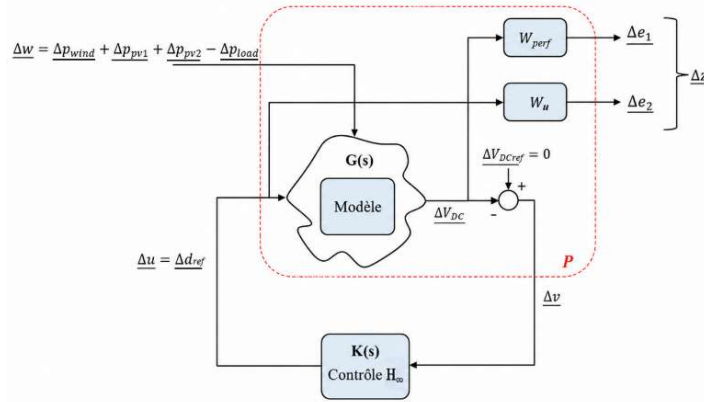


Figure 7. Structure du système sous forme P-K

III.3.2.3. Formulation des objectifs de performances

Comme vu précédemment, le concepteur doit choisir attentivement les performances dynamiques en fonction des contraintes et spécifications (normes, contraintes physiques, critères énergétiques, ...) que son système doit respecter. Les performances dynamiques souhaitées sont retranscrites à travers les fonctions de pondération définies dans le domaine fréquentiel. Pour notre cas d'étude, on définit la fonction de pondération $W_{perf}(s)$ afin de formaliser les objectifs de performance du rejet des perturbations c'est à dire déterminer les contraintes en performance en sortie ΔV_{dc} . Pour rappel, la fonction de pondération $W_{perf}(s)$ est souvent définie par une fonction de transfert du premier ordre de la forme suivante, même si d'autres variantes peuvent être proposées en fonction du cahier des charges des performances [19] :

$$\frac{1}{w_{perf}(s)} = \frac{s + \omega_b A_\epsilon}{s/M_s + \omega_b}$$

Les paramètres de la fonction $W_{perf}(s)$ sont choisis en fonction des performances désirées et décrites bien souvent dans le domaine temporel (cf. Figure 8). En effet, le gain en haute fréquence (M_s) limite le dépassement lors d'un pas de charge. La fréquence de coupure (ω_b) traduit le temps de réponse souhaité. Et enfin, le gain en basse fréquence (A_ϵ) caractérise l'erreur statique en régime permanent [10].

Dans notre cas d'études, nous allons traduire le RD-DC associé au réglage de tension en gabarit de performances exprimé dans le domaine fréquentiel comme l'illustre la Figure 8.

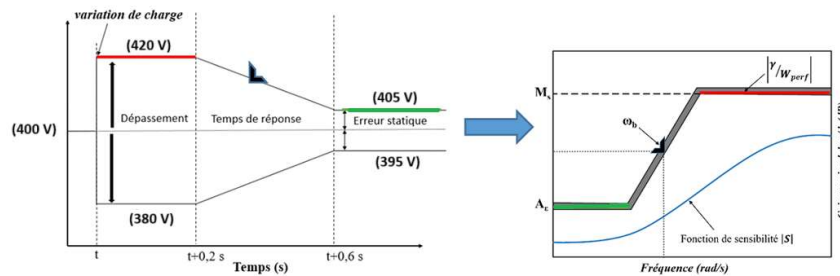


Figure 8. Traduction du grid code du réglage de tension en gabarit de performances

Pour notre cas d'étude, les paramètres de la fonction de pondération $W_{perf}(s)$ sont définis de manière à, améliorer la réponse transitoire de la tension du RD-DC en réponse à un échelon de charge, ici se sera un échelon de 5% de puissance de charge $P_{Load} = 60$ kW, tout en respectant le gabarit défini Figure 2.

- $M_s = 1.8$, permet de limiter le dépassement de tension à 20 V en réponse à un échelon de charge de 5% de P_{Load} .
- $A_E = 0.01$, est choisi afin de garantir une erreur en régime permanent inférieure ou égale à 5 V.
- $\omega_b = 12 \text{ rad/s}$, afin d'assurer un temps de réponse d'environ $t \approx 0.4s$.

Pour notre cas d'étude, la fonction de pondération sur l'actionneur, W_u , pour exprimer les contraintes de mise en œuvre pratique des entrées de contrôle venant de notre hacheur. Ainsi ce gabarit traduira les contraintes en performance sur l'entrée de la commande Δd_{ref} . Pour rappel, la fonction de pondération $W_u(s)$ est souvent définie par une fonction de transfert du premier ordre de la forme suivante [19] :

$$\frac{1}{W_u(s)} = \frac{A_u s + \omega_{bc}}{s + \omega_{bc}/M_u}$$

Les paramètres de la fonction $W_u(s)$ sont choisis en fonction des limites imposées par le convertisseur. Elles s'expriment dans le domaine fréquentiel par le tracé de la Figure 9.

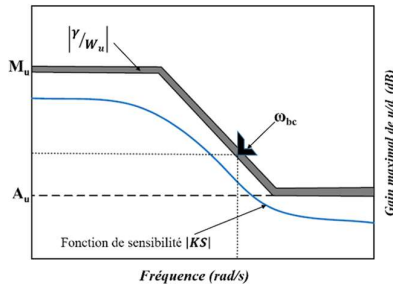


Figure 9. Gabarit de performance dans le domaine fréquentiel pour la fonction de sensibilité $K(s)S(s)$

Pour notre cas d'étude, les paramètres de la fonction de pondération W_u sont définis de manière à ce que la signal de commande Δd_{ref} en réponse à une variation petit signal de la charge (ici un échelon de 5% par rapport à la puissance de la charge) respecte les contraintes suivantes :

- $M_u = 1.5$, est imposée pour limiter la signal la référence, suite à un échelon de charge de 5% de puissance de la charge.
- $A_u = 0.05$ est choisi de manière à être plus petit que M_u .
- $\omega_{bc} = 800 \text{ rad/s}$, est choisie pour imposer une largeur de bande afin qu'elle soit très petite par rapport à la fréquence de commutation du convertisseur bidirectionnel.

III.3.2.4. Synthèse de la commande H_∞ pour notre système

Après avoir défini le modèle de notre système et les fonctions de pondération, le correcteur H_∞ est alors déterminé en utilisant les outils numériques de la *toolbox* présents dans « *Robust Control* » du logiciel Matlab® et plus particulièrement la fonction « *hinfsyn* ». Le résultat obtenu correspond à la minimisation de la norme en fonction de la valeur sous optimal γ :

$$\left\| \frac{W_{perf} S}{W_u K S} \right\| < \gamma$$

Avec comme fonction de sensibilité du système :

$$S = \frac{\Delta v_{dc}}{\Delta p_{load} - \Delta p_s}, \quad K S = \frac{\Delta d_{ref}}{\Delta p_{load} - \Delta p_s}$$

Lors de la conception du correcteur il peut se produire qu'on obtienne des contrôleurs instables. Il est donc indispensable de bien vérifier la stabilité du correcteur. Pour pallier à ce problème, il est possible d'augmenter légèrement la valeur γ afin de relâcher la

contrainte sur le contrôle mais cela nécessite un travail plus approfondi et moins automatisé. L'algorithme LMI dans l'environnement logiciel Matlab[®], après quelques itérations, nous donne un correcteur H_∞ d'ordre 6 pour une valeur $\gamma=0.5912$ et pour le système étudié.

Après le calcul numérique d'un correcteur, il est important de bien vérifier les performances réelles et sa robustesse. A cet égard, on trace les valeurs singulières des fonctions de sensibilité $S(s)$, des fonctions de sensibilité complémentaires $KS(s)$ et les gabarits correspondants aux performances du système en boucle fermée comme sur la Figure 10.

On constate que les fonctions de pondérations, traduisant les performances de contrôle imposées, sont bien respectées puisque les fonctions de sensibilité sont placées confondu ou sous les gabarits correspondants, quelle que soit la valeur de la fréquence.

Cependant, plus les fonctions de sensibilité seront éloignées de leur gabarit, plus le contrôle sera robuste et donc plus les risques de non-respect des performances avec un fort taux d'incertitude seront importants.

Auquel cas, le concepteur devra revoir et modifier les contraintes et spécifications au niveau des performances et réitérer la synthèse du correcteur.

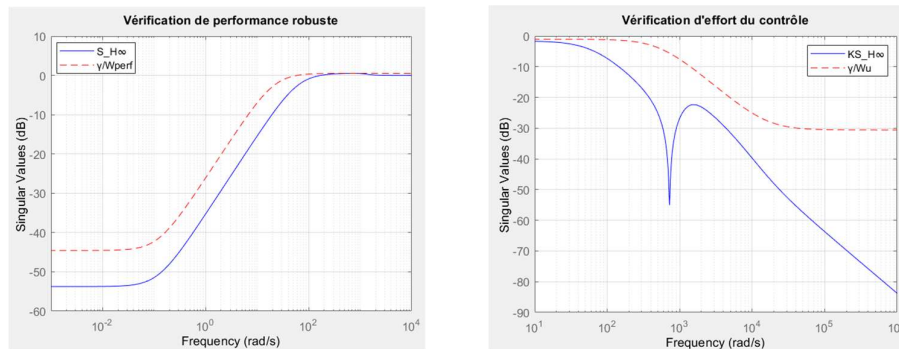


Figure 10. Tracé des fonctions de pondération et de sensibilité du système en boucle fermée

III.4. Validation du contrôle sous simulations en régime nominal (aucune incertitude)

Cette étape permet de valider si notre correcteur respectera bien les conditions définies par le concepteur. Dans cette partie nous travaillons le système sans aucune incertitude ; nous chercherons juste à valider notre correcteur sur des critères de performances.

Nous utiliserons en simulation le modèle moyen non linéaire du RD-DC + ESS, décrit sur la Figure 6, pour réaliser toutes les simulations du système en boucle fermée dans le domaine temporel, à l'aide du logiciel Matlab[®] /Simulink[®].

Afin d'analyser la robustesse des contrôleurs face aux fluctuations de production et de consommation, deux scénarios de perturbation ont été considérés (cf. Figure 11). Le premier, appliqué à $t = 0,2 \text{ s}$, correspond à une augmentation de la charge de $+0,05 \text{ p.u.}$, associée à une diminution des puissances fournies par le générateur photovoltaïque PV1 ($-0,015 \text{ p.u.}$) et l'éolienne ($-0,01 \text{ p.u.}$), tandis que la puissance de PV2 augmente légèrement de $+0,01 \text{ p.u.}$. Cette situation engendre un déficit énergétique global d'environ $0,065 \text{ p.u.}$, qui doit être compensé par le système de stockage afin de maintenir la tension du RD-DC à sa valeur de référence. Le second scénario, appliqué à $t = 0,8 \text{ s}$, correspond à une diminution de charge de $-0,03 \text{ p.u.}$, combinée à une augmentation des productions de PV1 ($+0,03 \text{ p.u.}$) et de l'éolienne ($+0,02 \text{ p.u.}$), tandis que PV2 subit une baisse de $-0,04 \text{ p.u.}$. Cette configuration crée un excédent de puissance d'environ $0,04 \text{ p.u.}$, susceptible d'entraîner une surtension du RD-DC. Ces deux cas de fonctionnement permettent d'évaluer la capacité des contrôleurs PI et H_∞ à assurer l'équilibre énergétique et la stabilité de la tension dans des conditions sévères de perturbation.

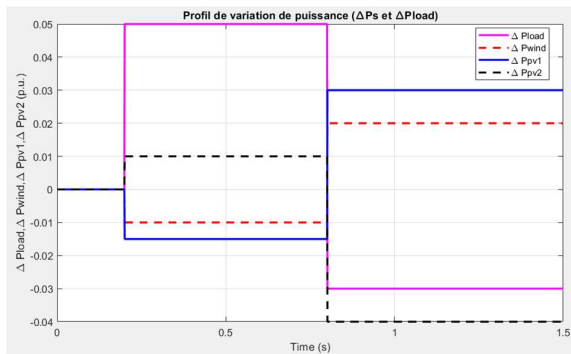


Figure 11. Profil des variations de puissance appliquées aux sources renouvelables (ΔP_{pv1} , ΔP_{pv2} , ΔP_{wind}) et à la charge (ΔP_{Load})

La Figure 12 montre que le contrôleur H_∞ assure une meilleure régulation de la tension du RD-DC que le contrôleur PI. Bien que les deux stratégies présentent un écart transitoire similaire lors des variations brusques de puissance, le correcteur H_∞ ramène la tension vers sa valeur de référence beaucoup plus rapidement et avec un amortissement nettement supérieur. Les oscillations observées avec le contrôleur PI sont pratiquement éliminées avec la commande H_∞ , ce qui traduit une amélioration significative du rejet des perturbations et de la robustesse du système.

Le dépassement visible sur les courbes est principalement lié à une réponse directe à la perturbation appliquée.

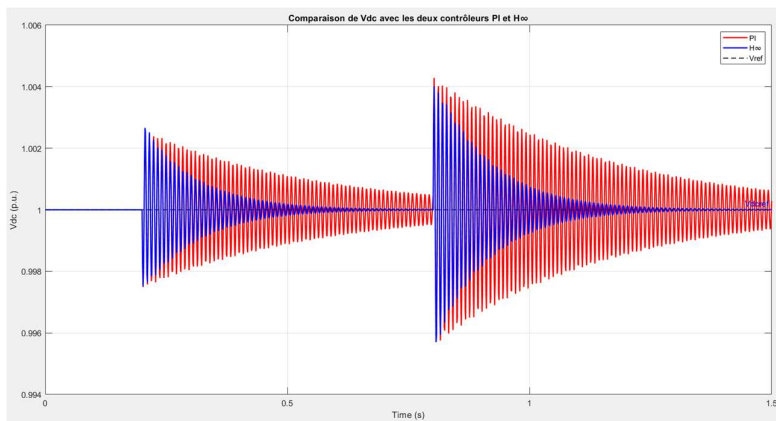


Figure 12. Variation de la tension du RD-DC en fonction de différents pas de sources et de charge.

La Figure 13 présente l'évolution du courant de l'inductance du convertisseur de stockage (a) et de la puissance de batterie (b). Le contrôleur H_∞ génère une variation de courant significativement plus importante que le régulateur PI, atteignant environ 1 p.u. contre - 0,4 p.u. pour le PI. Cette action de commande plus énergique permet à la batterie de fournir rapidement la puissance nécessaire à la compensation des variations de charge. En conséquence, la tension du RD-DC retrouve plus rapidement sa valeur de référence. Le régulateur PI présente quant à lui une réponse plus progressive, conduisant à un temps de stabilisation plus élevé. Ces résultats confirment que le contrôleur H_∞ offre un meilleur compromis entre rapidité de compensation et robustesse vis-à-vis des perturbations.

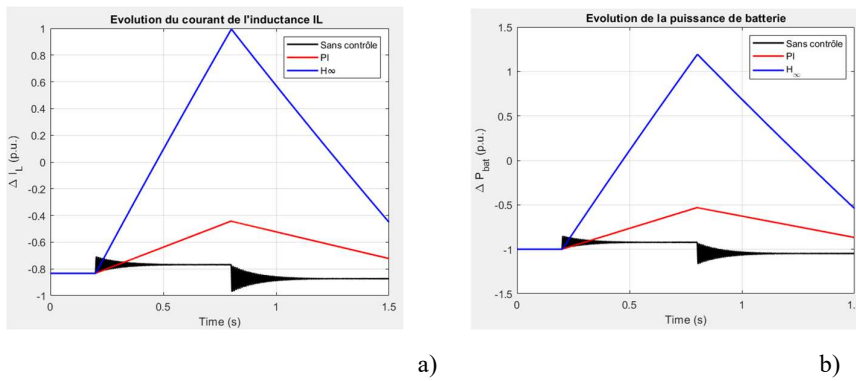


Figure 13. Tracé d'évolution du courant de l'inductance du convertisseur de stockage -a) et de la puissance de batterie -b)

La figure 14 représente la tension V_{dc} au niveau de RD-DC sans et avec batterie. La figure nous montre que sans batterie, le système est modélisé par une dynamique capacitive du premier ordre : $C_L \frac{dV_{dc}}{dt} = \Delta P_s - \Delta P_{load}$ ainsi aucune oscillation naturelle n'apparaît, et la tension présente une réponse exponentielle ; et avec ESS, l'ajout du convertisseur bidirectionnel batterie introduit une dynamique électromagnétique LC du second ordre. Cette interaction énergétique entre inductance L et condensateur C_L , provoque naturellement de dépassement, d'oscillations amorties et des résonances transitoires.

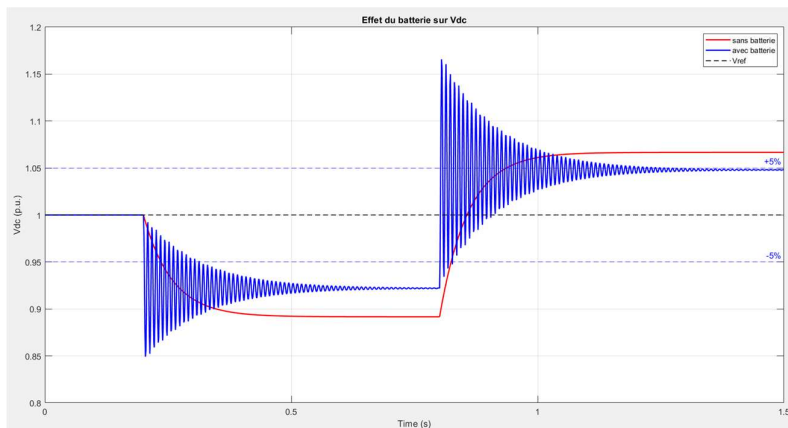


Figure 14. Variation de la tension avec ou sans la présence du système de stockage

Les résultats de simulation démontrent la supériorité du contrôleur robuste H_∞ sur le régulateur PI pour la régulation de la tension d'un RD-DC. Bien que les deux stratégies respectent les contraintes de tension imposées ($\pm 5\%$), le contrôleur H_∞ présente un temps de réponse plus court, une meilleure réjection des perturbations et une robustesse accrue face aux variations de charge. Cette amélioration est obtenue grâce à une action plus rapide sur le courant de l'inductance, permettant au système de stockage de compenser efficacement les déséquilibres de puissance du RD-DC.

III.5. Discussions sur les résultats

Les résultats obtenus montrent que le contrôleur robuste H_∞ synthétisé permet de satisfaire les objectifs de régulation de la tension du RD-DC tout en assurant une meilleure réjection des perturbations de charge et de production renouvelable par rapport au régulateur PI classique. Les simulations réalisées mettent en évidence une réduction significative du temps de rétablissement de la tension ainsi qu'une amélioration de l'amortissement des écarts induits par les déséquilibres de puissance.

Les scénarios de perturbation considérés, présentés à la Figure 11, correspondent à des variations simultanées de la charge et des sources renouvelables représentant des conditions de fonctionnement particulièrement contraignantes pour le RD-DC. Malgré ces variations, la tension du RD-DC demeure à l'intérieur de la plage admissible de $\pm 5\%$ autour de sa valeur nominale, démontrant ainsi l'efficacité de la stratégie de commande proposée.

L'analyse des courants de l'inductance montre également que le contrôleur H_∞ mobilise plus rapidement les capacités du système de stockage afin de compenser les déficits ou excédents de puissance apparaissant sur le réseau. Cette action de commande plus dynamique permet de maintenir l'équilibre énergétique du RD-DC et de limiter les fluctuations de tension observées au niveau du RD-DC.

Toutefois, ces résultats ont été obtenus dans le cadre d'un modèle nominal, pour lequel les paramètres du système sont supposés parfaitement connus. Or, dans un RD-DC réel, de nombreuses incertitudes peuvent affecter le comportement du système, notamment les variations paramétriques des convertisseurs, les incertitudes liées aux sources renouvelables, les erreurs de modélisation ainsi que les dynamiques non prises en compte lors de l'étape de synthèse du contrôleur.

V. CONCLUSION

Après vérification, le contrôleur H_∞ synthétisé garanti ainsi de manière optimale les performances dynamiques souhaitées pour notre système nominal, c'est-à-dire sans tenir compte d'incertitudes dans la phase de synthèse du correcteur. La méthodologie retenue est générique et présente le grand avantage pour le concepteur de donner des informations claires sur l'optimalité du contrôleur synthétisé pour un problème multi-objectifs, multi-contraintes, multi-convertisseurs. Comme cela a été vu dans la thèse de [16], cette commande est particulièrement bien adaptée aux problématiques de co-design où le contrôle et le dimensionnement du système sont fortement intégrés et interagissent.

Cependant, comme nous l'avons évoqué en introduction, un RD-DC insulaire est un système qui peut être fortement soumis à de nombreuses sources d'incertitudes, qu'elles soient paramétriques (dans une approche systémique, il est souvent difficile d'accéder à l'ensemble des paramètres des sous-systèmes et composants) ou de fonctionnement (suite à des dynamiques physiques négligées ou inconnues).

Par conséquent, afin de garantir que les performances obtenues soient préservées en présence de ces incertitudes, une analyse de robustesse doit être menée. Cette étape consiste à modéliser les différentes sources d'incertitudes affectant le système puis à vérifier la robustesse en stabilité et en performance du système en boucle fermée. Dans ce contexte, l'utilisation de la μ -analyse constitue un outil particulièrement adapté pour évaluer les marges de robustesse du système commandé et vérifier la capacité du contrôleur H_∞ à maintenir les performances souhaitées dans des conditions de fonctionnement réalistes [20], [21], [22], [23].

REFERENCES

- [1] - A. Cagnano, E. De Tuglie, et P. Mancarella, Microgrids: « *Overview and Guidelines for Practical Implementations and Operation* », Applied Energy, vol. 258, janvier 2020, p114039.
- [2] - A. Cagnano, H. H. R. Sherazi, et E. De Tuglie, « *Communication System Architecture of an Industrial-Scale Microgrid: A Case Study* », Internet Technology Letters, vol. 2, no 6, 2019, p126.
- [3] - B. Patnaik et al., « *AC Microgrid Protection – A Review: Current and Future Prospective* », Applied Energy, vol. 271, p115210.
- [4] - H. Bevrani, B. Francois et T. Ise, « *Microgrid Dynamics and Control* », Wiley, 2017, 684 pages.
- [5] - A. M. Bouzid et al., « *A Survey on Control of Electric Power Distributed Generation Systems for Microgrid Applications* », Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 44, p 751-66, avril 2015.
- [6] - H. Bevrani, M. R. Feizi, et S. Ataei, « *Robust Frequency Control in an Islanded Microgrid: H-infinity and mu-Synthesis Approaches* », IEEE Transactions on Smart Grid, vol.7, no 2, mars 2016, p706-17.

- [7] - T. Kerdphol et al., « *Robust Virtual Inertia Control of a Low Inertia Microgrid Considering Frequency Measurement Effects* », IEEE Access, vol. 7, 2019, p 57550-60.
- [8] -Y. Khayat et al., « *Robust single primary control loop for AC microgrids* », in 2018 9th Annual Power Electronics, Drives Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2018, p505-9.
- [9] - A. Kahrobaeian et Y. A. I. Mohamed, « *Robust Single-Loop Direct Current Control of LCL-Filtered Converter-Based DG Units in Grid-Connected and Autonomous Microgrid Modes* », IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no 10, octobre 2014, p5605-19.
- [10] - Q. L. Lam, « *Advanced Control of Microgrids for Frequency and Voltage Stability: Robust Control Co-Design and Real-Time Validation* », Thèse, Université Grenoble Alpes, 2018.
- [11] - Jiravan Mongkoltanatas, « *Energy Storage for Stability of Microgrids* » Thèse, Université de Grenoble, 2014.
- [12] - D. Hernandez –Torres, « *Commande Robuste de Générateurs Électrochimiques Hybrides* », Thèse, Université Grenoble Alpes, 2011.
- [13] - S. A. Taher et al., « *A New Approach for Soft Synchronization of Microgrid Using Robust Control Theory* », IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 32, no 3, juin 2017, p1370-81.
- [14] - S. Skogestad et I. Postlethwaite, « *Multivariable Feedback Control Analysis and Design* », Wiley, second edition, 2005, 574 pages
- [15] - G. Duc et S. Font, « *Commande H_∞ et μ -analyse, des outils pour la robustesse* », Hermes Science Publication, 1999, 122 pages.
- [16] - M. Sautreuil, « *La Robustesse : Une nouvelle approche pour l'intégration des systèmes de génération aéronautique* », Thèse de Doctorat de l'université de JOSEPH FOURIER, 2009.
- [17] - Zhou et J. C. Doyle, « *Essentials of Robust Control* », Prentice Hall, 1997, 432 pages.
- [18] S. A. Taher et al., « *A New Approach for Soft Synchronization of Microgrid Using Robust Control Theory* », IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 32, no 3, juin 2017, p1370-81.
- [19] - O. Sename , « *Robust control of MIMO systems* », Grenoble INP / GIPSA-lab, September 2018. [en ligne]. Disponible sur : <https://www.gipsa-lab.grenoble-inp.fr/~o.sename/teaching.html>
- [20] - Iréna Horvatic, « *Vers une commande robuste adaptative aux conditions temps réel d'un micro-réseau* ». Thèse de Doctorat de l'université de Grenoble Alpes, 1^{er} juin 2021.
- [21] - P. Lundström, « *Studies on Robust Multivariable Distillation Control, University of Trondheim* », These, the Norwegian Institute of Technology, Juillet 1994.
- [22] - O. Mouhib, « *(In-)validation de modèles de systèmes incertains* », Thèse, Université Paris XI Orsay, Paris, Supélec, France, 2004.
- [23] - R. Matusů, B. Şenol, C. Yeroğlu, « *Linear systems with unstructured multiplicative uncertainty: Modeling and robust stability analysis* », PLoS ONE 12(7): e0181078, 2017.