

Contrôle résilient aux incertitudes en temps réel pour un micro-réseau

Iréna HORVATIC^{(1),(2)}, Delphine RIU⁽¹⁾, Moataz ELSIED⁽²⁾ et Sébastien BENJAMIN⁽²⁾

⁽¹⁾ Univ. Grenoble Alpes, CNRS, Grenoble INP, G2ELab, 38000 Grenoble, France

⁽²⁾ SAFT / TOTAL, 33000 Bordeaux, France

RESUME –La transition énergétique actuelle accompagne le développement de micro-réseaux pour favoriser l'insertion massive de systèmes de production d'énergie électrique d'origine renouvelable et améliorer la fiabilité du réseau. Cela induit cependant de fortes contraintes sur le pilotage et le dimensionnement de ces réseaux afin d'optimiser et fiabiliser leurs performances. Cet article porte sur le développement d'une stratégie de contrôle robuste H_∞ appliquée à un micro-réseau insulaire pour de la régulation primaire de fréquence de ce réseau, en intégrant dès la phase de conception les incertitudes liées au fonctionnement. Une analyse est ainsi menée sur les incertitudes de modélisation pouvant provenir de la dynamique des capteurs utilisés dans ces micro-réseaux afin de déterminer les marges de dimensionnement du système de manière à garantir sa stabilité et ses performances dynamiques. Les résultats d'analyse de robustesse permettront ainsi de savoir s'il est nécessaire de les intégrer dès la phase de conception afin de garantir le contrôle le plus optimal et robuste possible lors de l'implémentation en temps réel des algorithmes de commande.

Mots-clés— « Micro-réseau », « Contrôle Robuste », « Incertitudes de modélisation » et « μ -Analyse »

1. INTRODUCTION

À l'échelle mondiale, les micro-réseaux prennent de plus en plus d'importance dans les stratégies d'accès à l'électricité, en particulier dans les régions isolées [1]. Il est donc important d'assurer de grandes qualités de robustesse, de fiabilité et de durabilité de ces systèmes et ceci dès la phase de conception. On s'intéresse au cas d'étude d'un micro-réseau insulaire, se situant sur l'île des Saintes en Guadeloupe, alimenté par des panneaux photovoltaïques, un générateur diesel et un pack équivalent de batteries.

Dans les micro-réseaux, il est important d'assurer un certain équilibre entre la puissance consommée et celle produite en toute condition de fonctionnement [1,2]. En effet, ces réseaux isolés sont très sensibles à la moindre variation de charge ou de production, qui provoque alors une fluctuation de la fréquence du réseau pouvant dépasser les normes imposées. Le système de stockage d'énergie, grâce à sa dynamique rapide, peut alors participer à la régulation primaire de la fréquence afin de limiter la variation de fréquence du réseau induite par la perturbation de puissance de charge.

De plus, la présence d'énergie renouvelable avec un fort taux de variabilité comme la production photovoltaïque en milieu insulaire induit aussi de fortes contraintes et un haut niveau d'incertitudes sur la gestion et le dimensionnement du réseau [1]. Dans de nombreux cas, l'optimalité de la stratégie de gestion de l'énergie mise en œuvre est souvent perdue lors de son

implémentation en temps réel. Ces écarts sont liés aux incertitudes de modélisation associées aux composants réels, non prise en compte dans la plupart des stratégies de gestion classique, et qui induisent des différences conséquentes entre le comportement modélisé et la réponse du système [3,4].

Les capteurs du système jouent un rôle essentiel dans l'implémentation de l'architecture de contrôle-commande. Effectivement, ils servent à garantir les propriétés du système tel que le rejet des perturbations [3,4,5]. Cependant lors de la conception des correcteurs, leur comportement dynamique réel étant peu connu, ils ne sont pas pris en compte. Cette incertitude de modélisation dynamique négligée ou non prise en compte peut alors conduire à des bruits de mesure entraînant éventuellement une perte de la stabilité ou des performances souhaitées pour ce système.

Les travaux présentés dans cet article se focalisent sur le contrôle primaire de fréquence d'un micro-réseau insulaire confronté à des perturbations petits signaux liées à des variations de production photovoltaïque ou de charge. Dans cet article, sera conçue une commande robuste H_∞ prenant en compte le problème de rejet de perturbation pour des systèmes incertains [1,2,3]. Elle est aussi fortement utilisée pour des micro-réseaux isolés pour du contrôle de fréquence [1]. La conception d'un tel correcteur implique aussi d'assurer une certaine stabilité et des performances robustes face aux incertitudes dynamiques ou de modélisation. Ensuite, la méthode de « μ -analyse » sera utilisée afin d'analyser la robustesse en stabilité et la performance définie du contrôleur face aux incertitudes de modélisation étudiées.

L'article est organisé de la manière suivante : dans la section 2, le micro-réseau étudié est présenté, ainsi que la problématique et les objectifs de contrôle. La modélisation et la conception détaillée du contrôle H_∞ sont introduites dans la section 3. La section 4 détaillera la modélisation des incertitudes dynamiques étudiées ici ainsi que l'analyse de robustesse du correcteur par rapport à ces incertitudes. Enfin, la section 5 conclura l'article avec les idées-forces et les perspectives de ce travail. Toutes les simulations dans cet article ont été validées avec le programme Matlab®/Simulink®.

2. CAS D'ETUDE ET PROBLEMATIQUE

2.1. Micro-réseau étudié

Le réseau étudié, schématisé sur la Fig. 1, est alimenté par un générateur diesel, un parc de panneaux photovoltaïques et un système de stockage d'énergie constitué de batteries lithium-ion, représentant la réponse dynamique de moyens de stockage dispersés ou centralisés. Les panneaux PV et le système de

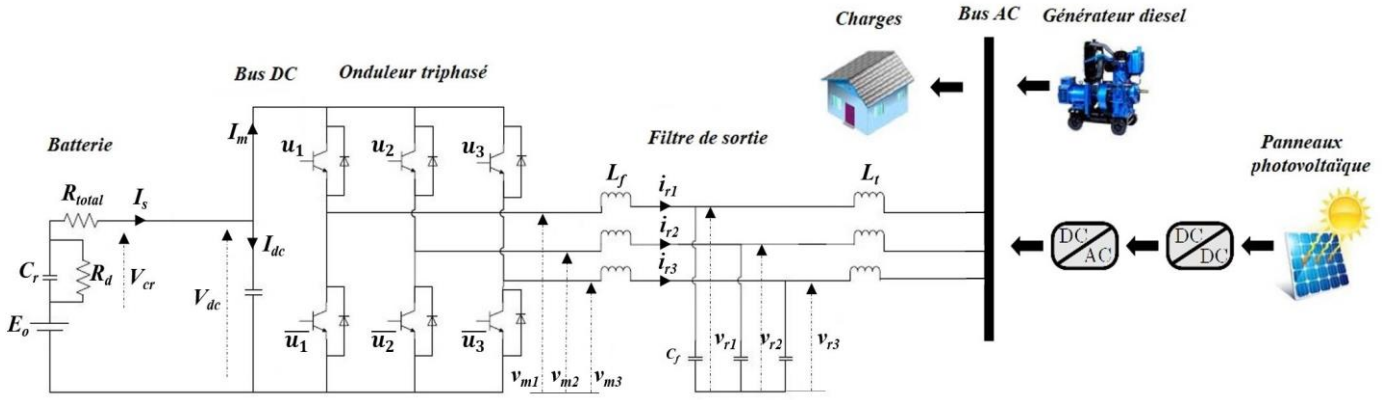


Fig. 1. Micro-réseau étudié

stockage équivalent sont interfacés avec des convertisseurs d'électronique de puissance : un hacheur MPPT et un onduleur pour le générateur photovoltaïque équivalent et un onduleur réversible en courant pour le système de stockage.

La puissance de référence de notre micro-réseau ainsi que son énergie cinétique équivalente sont respectivement de 50kVA et de 50 kW.s.

2.2. Formulation de la problématique

Le choix du contrôle H_∞ (H-infini) pour la régulation de fréquence est parfaitement adapté pour les systèmes présentant de forts taux d'incertitudes et des objectifs de performances contraints à condition de rester dans l'hypothèse des petites variations autour de points de fonctionnement. Ainsi, les techniques de synthèse de H_∞ peuvent traiter de nombreux objectifs de contrôle tel que le rejet des perturbations ou bien la stabilisation robuste de systèmes incertains [1,3,6]. De plus, le correcteur calculé, même d'ordre élevé, est toujours optimal par rapport aux critères définis ; par ailleurs, si aucune solution aux objectifs de contrôle n'est trouvée, alors aucune solution n'existe et il est nécessaire de revoir les objectifs de performances. Il est enfin possible d'associer le contrôle H_∞ à l'analyse de robustesse pour des incertitudes de modélisation. Un tel contrôle offre ainsi une facilité de conception et de mise en œuvre en temps réel particulièrement pertinents pour un concepteur de micro réseau ou de systèmes très contraints et très sensibles aux incertitudes [7].

Dans cet article, il s'agit de réguler la fréquence du réseau suite à des perturbations de charge, et donc de traiter principalement le problème du rejet des perturbations. Pour ce dernier, les objectifs de performance de système peuvent être spécifiés en termes d'exigences sur les fonctions de sensibilités dynamiques [3,8,9]. Dans le domaine temporel, les performances du système peuvent souvent être évaluées en termes de dépassement, de temps de réponse, d'amortissement et d'erreur statique.

2.3. Objectifs de commande

Dans le micro-réseau étudié, la variable de sortie pour la stratégie de contrôle est la fréquence du réseau ($f_{réseau}$). L'objectif de la commande est d'améliorer la réponse transitoire de cette fréquence en cas de perturbation suite à un déséquilibre de puissances.

Le système de stockage et le générateur diesel sont coordonnés afin que les deux participent au contrôle primaire de la fréquence. Le rôle de la batterie est de garantir une stabilisation plus rapide de la fréquence suite à une variation de charge, c'est-à-dire d'améliorer les performances dynamiques tel que le dépassement, le temps de réponse à la variation ainsi que l'erreur

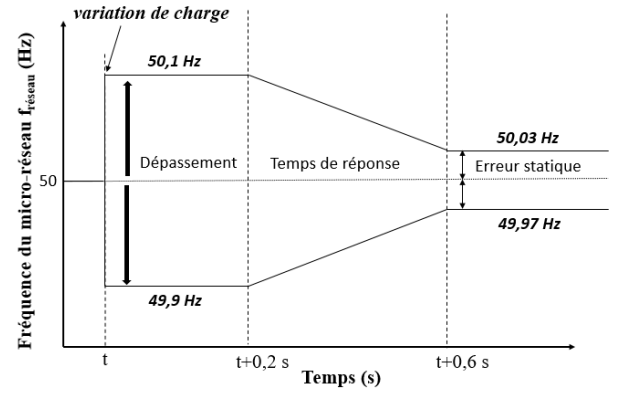


Fig. 2. Gabarit de performance lié à une variation de fréquence dans le domaine temporel

statique en régime permanent. Elle sert également à réduire les contraintes sur le groupe diesel afin de limiter les baisses de rendement et la production de gaz polluants. Un gabarit est défini pour une variation de fréquence du micro-réseau étudié ($f_{réseau}$) en réponse à une perturbation de la charge sur la base de sa réponse temporelle, cf. Fig. 2.

3. MODELISATION, CONCEPTION ET ANALYSE DU CONTROLE H_∞

3.1. Modélisation orientée commande du système

Il existe différentes approches pour modéliser les systèmes avec convertisseurs d'électronique de puissance ; parmi celles-ci nous pouvons citer le modèle topologique [10,11,12] ou bien le modèle moyen [10,12,13].

Dans cet article, le système de stockage sera modélisé en ne considérant que les grandeurs moyennées à l'échelle de la période de commutation des interrupteurs. Le modèle moyen non linéaire est ensuite linéarisé autour d'un point d'équilibre en supposant que la tension de sortie de la batterie reste constante. Enfin, le modèle linéarisé sera décrit en données normalisées (*per unit*), afin d'améliorer le conditionnement numérique du système et de faciliter la synthèse par optimisation du correcteur H_∞ . On obtient les équations suivantes (les grandeurs soulignées indiquent qu'elles sont définies en *per unit*) :

$$\frac{1}{\omega_{base}} \frac{d\Delta V_{cr}}{dt} = -\frac{\Delta V_{cr}}{\underline{C_r} * \underline{R_d}} - \frac{\Delta I_s}{\underline{C_r}}, \quad (1)$$

$$\frac{1}{\omega_{base}} \frac{d\Delta V_{dc}}{dt} = \frac{\Delta I_s}{\underline{C_{dc}}} - \frac{1}{\sqrt{3} * \underline{C_{dc}}} (\beta_{de} \underline{\Delta I_{rd}} + \underline{I_{rde}} \Delta \beta_d + \beta_{qe} \underline{\Delta I_{rq}} + \underline{I_{rqe}} \Delta \beta_q), \quad (2)$$

$$\frac{1}{\omega_{base}} \frac{d\Delta I_{rd}}{dt} = \frac{\sqrt{3}}{L_f} \beta_{de} \Delta V_{dc} + \frac{\sqrt{3}}{L_f} V_{dce} \Delta \beta_d + \omega_{rés} \Delta I_{rq} + I_{rqe} \Delta \omega_{rés}, \quad (3)$$

$$\frac{1}{\omega_{base}} \frac{d\Delta I_{rq}}{dt} = \frac{\sqrt{3}}{L_f} \beta_{qe} \Delta V_{dc} + \frac{\sqrt{3}}{L_f} V_{dce} \Delta \beta_q - \omega_{rés} \Delta I_{rd} - I_{rde} \Delta \omega_{rés}, \quad (4)$$

où les variables d'état sont : la tension de la batterie (ΔV_{cr}), la tension du bus DC (ΔV_{dc}), les courants de sortie de l'onduleur suivant les axes d et q du référentiel de Park attaché à la tension du réseau, grandeurs respectivement notées ΔI_{rd} , ΔI_{rq} . Les grandeurs β_d et β_q représentent les valeurs moyennes des fonctions de commutation de l'onduleur, ω_{base} est la pulsation de base pour le passage en per unit et $\omega_{rés}$ est la pulsation du réseau.

Nous considérons ici que la régulation de la vitesse du générateur diesel est réduite à un statisme de valeur s_{diesel} [1,6]. Dans cet article, le système {actionneur + générateur diesel} est représenté, pour de petites variations, par une fonction de transfert du premier ordre [1,6]. Par conséquent, la variation de puissance du générateur diesel ΔP_{diesel} , qui participe à la régulation de fréquence primaire, dépendant de la constante de temps T_{diesel} , de sa valeur de statisme s_{diesel} et de la fréquence du réseau $\Delta f_{réseau}$ selon [1] :

$$\frac{d\Delta P_{diesel}}{dt} = \frac{1}{T_{diesel}} \Delta P_{diesel} - \frac{1}{T_{diesel} s_{diesel}} \Delta f_{réseau}. \quad (5)$$

En se basant sur les résultats de [1,6,14] l'équation représentant la dynamique de la fréquence du micro-réseau est ainsi définie ci-dessous :

$$\frac{d\Delta f_{réseau}}{dt} = \frac{1}{2H} (\Delta P_{bat} + \Delta P_{diesel} + \Delta P_{PV} - \Delta P_{charge}) - \frac{D_{charge}}{2H} \Delta f_{réseau}, \quad (6)$$

où H représente la constante d'inertie équivalente du micro-réseau et D_{charge} la constante d'amortissement de la charge

Dans un premier temps, on considère la batterie comme une source parfaite de tension directement connectée sur le bus continu de l'onduleur. Par conséquent, le correcteur H_∞ considère les tensions ΔV_{dc} et ΔV_{cr} comme des paramètres invariants dans le temps (le système d'état est alors simplifié). La variation de courant ΔI_{rd} est contrôlée par une boucle de courant rapide qui suit la variation du courant de référence générée par le contrôle H_∞ ; la sortie du correcteur est alors équivalente à $\Delta I_{rd} \equiv \Delta I_{rd}^{ref}$. Avec ces hypothèses (on négligera aussi les termes $\frac{\omega_{base}}{\sqrt{3} \cdot c_{dc}} I_{rde} \Delta \beta_d$, $\frac{\omega_{base}}{\sqrt{3} \cdot c_{dc}} I_{rqe} \Delta \beta_q$ et $\Delta I_{rq} \equiv \Delta I_{rq}^{ref} = 0$) et les équations d'état obtenues en (1), (2), (3), (4) (5) et (6) on obtient alors le système d'état linéaire en per unit du micro-réseau étudié suivant :

$$\begin{cases} \Delta \dot{x} = A \Delta x + B_1 \Delta w + B_2 \Delta u \\ \Delta y = C \Delta x + D_1 \Delta w + D_2 \Delta u \end{cases} \quad (7)$$

où $\Delta x = [\Delta P_{diesel} \Delta f_{réseau}]^T$ est le vecteur d'état, $\Delta u = \Delta I_{rd}^{ref}$ l'entrée contrôlée, $\Delta w = -\Delta P_{PV} + \Delta P_{charge}$ la perturbation d'entrée et $\Delta y = \Delta f_{réseau}$ la sortie mesurée.

3.2. Architecture de contrôle et performances

La synthèse du contrôle robuste H_∞ proposée se base sur une configuration de contrôle adaptée au micro-réseau étudié [3,7,9]. Dans cet article, on considère que le problème de rejet de

perturbation correspond à la variation de puissance de la charge (ΔP_{charge}). Pour un tel modèle, le problème de sensibilité mixte S/KS est choisi [3,8,9]. Celui-ci permet ainsi de prendre en compte certaines contraintes pratiques telles que la limitation de la bande passante lors de la mise en œuvre du contrôleur [6].

Lors de la conception du contrôleur H_∞ , pour obtenir les performances désirées, il faut définir les sorties à optimiser. Pour ce micro-réseau, la fréquence du réseau $\Delta f_{réseau}$ et le courant de l'onduleur ΔI_{rd} sont choisis comme variables à optimiser. Le système va ainsi pouvoir être modélisé sous une forme structurée appelée également forme P-K (cf. Fig. 3), P désignant le système étudié et K, le correcteur [3,9]. Le vecteur Δz représente les sorties à optimiser afin d'assurer les performances désirées.

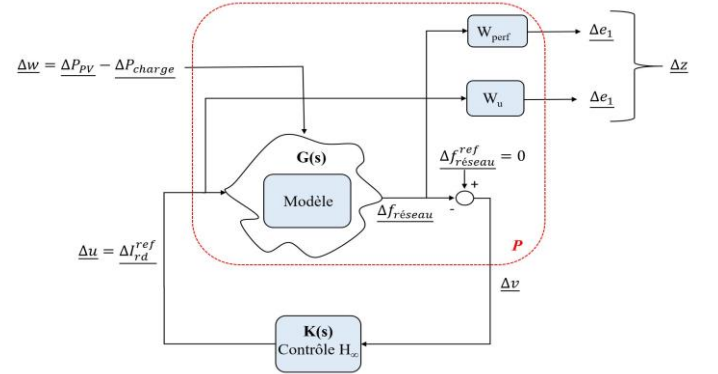


Fig. 3. Structure du système sous forme P-K

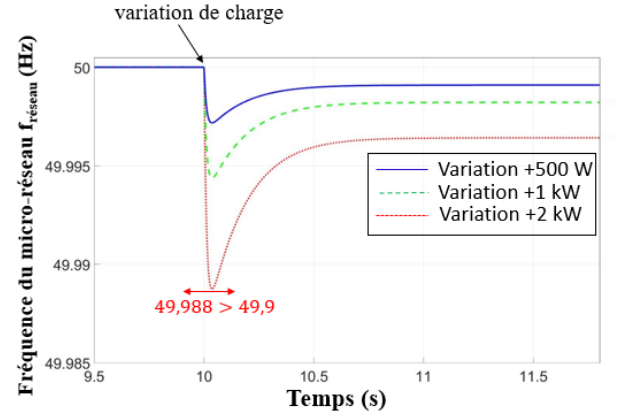


Fig. 4. Réponse de la fréquence du réseau pour différents pas de charge

Les performances dynamiques souhaitées sont modélisées par des fonctions de pondération définies dans le domaine fréquentiel : $W_{perf}(s)$ pour formaliser les objectifs de performance du rejet des perturbations, et $W_u(s)$ pour exprimer les contraintes de mise en œuvre pratique des entrées de contrôle pour l'onduleur. Elles s'expriment selon les fonctions de transfert suivantes [3,8,9] :

$$W_{perf}(s) = \frac{s/M_s + \omega_b}{s + \omega_b A_\epsilon}, \quad W_u(s) = \frac{s + \omega_{bc}/M_s}{A_u s + \omega_{bc}}. \quad (8)$$

Les paramètres de la fonction $W_{perf}(s)$ sont choisis en fonction de la performance désirée en régime temporel (Fig. 2). 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.

Par exemple, pour assurer un temps de réponse d'environ $t_r=0.6s$, on impose une fréquence de pulsation de $\omega_b=30,16$ rad/s ou bien pour ne pas avoir un dépassement de plus de 0.1 Hz par rapport à la valeur nominale de 50Hz un gain $M_s=0.24$ sera

imposé. La fonction de pondération W_{perf} déterminera les contraintes en performance en sortie $\Delta f_{réseau}$ et la fonction de pondération W_u déterminera les contraintes en performance en entrée ΔI_{rd}^{ref} . La définition de ces fonctions de pondération doivent concilier à la fois une réponse rapide et l'assurance d'une robustesse du système. On obtient les fonctions suivantes :

$$\begin{aligned} W_{perf}(s) &= \frac{4.16s + 30.16}{s + 3.62}, \\ W_u(s) &= \frac{s + 0.65}{38.5s + 251.3}. \end{aligned} \quad (9)$$

Après avoir défini le modèle de notre système et les fonctions de pondération, le correcteur H_∞ est déterminé en utilisant les outils présents dans le pack « Robust Control Toolbox » du logiciel Matlab©. Le résultat obtenu correspond à la minimisation de la norme en fonction de la valeur sous optimal γ [1,15] :

$$\left\| \frac{W_{perf}S}{W_u KS} \right\| < \gamma. \quad (10)$$

Avec comme fonction de sensibilité du système :

$$S = \frac{\Delta f_{grid}}{\Delta P_{charge} - \Delta P_{PV}}, \quad KS = \frac{\Delta I_{rd}^{ref}}{\Delta P_{charge} - \Delta P_{PV}}. \quad (11)$$

Après le calcul numérique d'un correcteur, il est important de bien vérifier les performances réelles et sa robustesse, et évaluer ses qualités lors de variations de points de fonctionnement plus importantes (évaluation des limites de fonctionnement en petits signaux). La Fig. 4 représente la réponse en temps réel de la fréquence à des petites variations de charge allant de +500W à +2 kW pour un point de fonctionnement PV donné. On constate que la fréquence reste bien en dessous du gabarit défini, on a donc une bonne marge de robustesse. D'autres résultats sont présentés dans [1].

3.3. Méthode d'analyse de la robustesse

Après avoir obtenu un correcteur répondant aux différentes exigences tout en restant stable, il est important de savoir s'il sera robuste aux incertitudes. A ce stade, la conception du correcteur ne prend pas en compte les diverses incertitudes pouvant provenir des méconnaissances de certaines caractéristiques physiques du système (incertitudes de modélisation représentées par le contour vague sur la Fig. 3) et pouvant potentiellement le rendre moins performant voire instable. Dans cet article, une analyse de la robustesse sera réalisée en utilisant la méthode dite de la « μ -analyse » [3,8,9]. Le principe de cette méthode est de calculer la valeur singulière structurée ($\mu_\Delta(M)$) du système avec le correcteur H_∞ obtenu précédemment afin de permettre d'analyser la robustesse en stabilité (RS) et la robustesse en performance (RP) et de savoir si le système en boucle fermée restera stable et performant pour des incertitudes données [3,8,9]. Cet outil est totalement intégré à la méthodologie de synthèse H-infini, ce qui rend d'autant plus intéressante cette commande pour un concepteur de système électrique. Il est cependant nécessaire dans un premier temps de définir et modéliser l'incertitude à étudier avant d'utiliser les algorithmes de calcul de la valeur singulière μ .

4. INCERTITUDE DE MODELISATION ASSOCIEE AUX RETARDS DE CAPTEURS

4.1. Méthode générale de modélisation des incertitudes de modélisation

Un modèle dédié à la conception ou à la commande doit être suffisamment simple pour faciliter la conception, tout en étant suffisamment complexe pour donner à l'ingénieur l'assurance que l'architecture de commande basée sur ce même modèle aura les mêmes performances en simulation qu'en temps réel. On définit l'incertitude comme la différence ou les erreurs entre le modèle mathématique choisi et le modèle réel [9]. Un contrôle est dit alors robuste s'il est insensible à ces incertitudes.

La définition de certaines incertitudes est bien plus complexe à modéliser en raison du comportement inconnu de différents composants réels utilisés pour mesurer, contrôler et superviser le système. De plus, ces composants ne sont pas idéaux, ils peuvent donc parfois affecter les autres dispositifs, la qualité d'énergie du réseau et les performances dynamiques. Ces incertitudes peuvent être représentées comme des incertitudes de modélisation ou des dynamiques pour lesquelles leurs modèles mathématiques sont inconnus [3].

Parmi les différentes causes d'incertitudes dans le système électrique réel, cet article se concentrera sur celles associées aux capteurs utilisés pour mesurer le courant de l'onduleur du système. Ces capteurs sont essentiels pour garantir l'observabilité, le rejet des perturbations et la détection des défauts [5]. Cependant, ils peuvent présenter des imperfections telles que des retards, des offsets ou un comportement dynamique, qui peuvent alors introduire des incertitudes sur les entrées de contrôle.

Dans cet article, on propose d'analyser l'impact de ces imperfections dues à un retard inconnu, sur les variables d'état. On modélise la dynamique du retard inconnu avec la fonction suivante :

$$f_{retard}(s) = e^{-\theta s} \text{ avec } \theta \in [\theta_{min} \ \theta_{max}], \quad (12)$$

où θ représente le retard en seconde compris entre θ_{min} et θ_{max} . On obtient alors le nouveau système perturbé suivant :

$$G_p(s) = f_{retard}(s) * G(s), \quad (13)$$

où G représente le système précédemment défini sans l'incertitude et G_p , le nouveau système prenant en compte le retard.

Cependant la fonction retard est une fonction irrationnelle. Il est difficile de réaliser une analyse de robustesse avec un tel système [16,17]. En général, l'ensemble des incertitudes s'exprime sous une forme de fonction de transfert qui englobe l'ensemble des « pire-cas » de toutes les incertitudes possibles [3,18]. Le système incertain s'exprime alors sous une forme dite « multiplicative directe », représentée sur la Fig. 5, où ω_1 est une fonction de pondération stable représentant la dynamique de l'incertitude (c'est-à-dire la distribution de l'amplitude maximale de l'incertitude en fonction de la fréquence) et Δ_I , l'incertitude elle-même qui sera modélisée par une fonction de transfert aléatoire, stable, linéaire, de norme bornée et invariable dans le temps [3,17,18] :

$$\begin{aligned} G_p(j\omega) &= G(j\omega)(1 + \omega_1(j\omega)\Delta_I(j\omega)); \\ |\Delta_I(j\omega)| &\leq 1. \end{aligned} \quad (14)$$

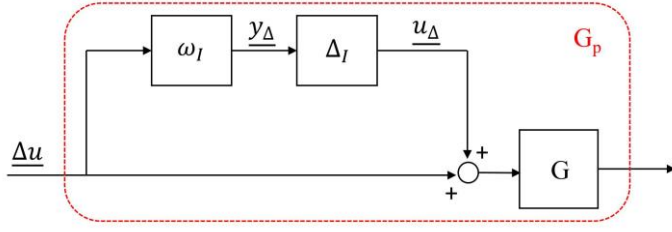


Fig. 5. Forme multiplicative directe du système incertain G_p

Pour définir la fonction de pondération de l'incertitude de modélisation ω_I , il faut dans un premier temps calculer l'erreur relative l_I entre le système nominal G et le système perturbé G_p [3,17,19] :

$$|\omega_I| \geq l_I(\omega) = \max_{G_p} \left(\left| \frac{G_p(j\omega) - G(j\omega)}{G(j\omega)} \right| \right), \quad (15)$$

ω_I correspond à l'enveloppe de toutes les erreurs relatives pour tous les systèmes perturbés possibles. Dans un premier temps, la fonction de pondération de l'incertitude peut s'exprimer sous la forme suivante [3,18] :

$$\omega_{I1} = \frac{\tau s + r_0}{(\tau/r_\infty)s + 1}, \quad (16)$$

où r_0 représente l'incertitude relative en régime permanent, $1/\tau$ représente de manière approximative la fréquence lorsque la valeur relative de l'incertitude atteint 100% (c'est à dire lorsque le gain est égale à 1 en valeur absolue) et pour finir r_∞ correspond au gain de la fonction de pondération en haute fréquence, ici $r_\infty = 2$.

Cette fonction de transfert n'englobe cependant pas tous les cas d'incertitudes (cf. Fig. 6). Une fonction de transfert corrective est alors souvent ajoutée de manière à s'approcher le plus de l'enveloppe maximale de la fonction l_I [17]. On obtient finalement :

$$\omega_I = \omega_{I1} * \frac{\left(\frac{\theta_{max}}{2.07}\right)^2 s^2 + \frac{\theta_{max}}{2.07} * 1.6s + 1}{s^2 + \frac{\theta_{max}}{2.07} * 1.2s + 1}. \quad (17)$$

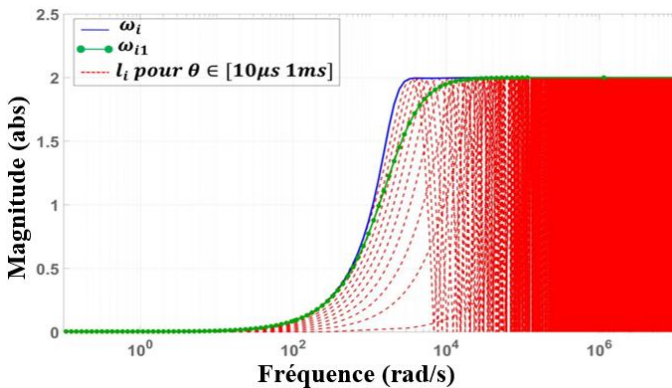


Fig. 6. Tracé des fonctions ω_{I1} , ω_I et des différentes erreurs relatives l_I pour un θ variant de $10\mu s$ jusqu'à $1ms$

On peut constater sur la Fig. 6 que la fonction de pondération de l'incertitude ω_I englobe bien le maximum de toutes les erreurs relatives possibles pour un intervalle de retard θ de $10\mu s$ jusqu'à $1ms$.

Pour chaque plage de variation différente sur les retards, il sera nécessaire de recalculer une nouvelle fonction ω_I et donc un nouveau système perturbé G_p . Ce n'est pas très pénalisant

d'un point de vue méthodologique mais doit être souligné car cette modélisation n'est pas systématique pour le concepteur.

4.2. Analyse de la robustesse en stabilité pour différents retards

Après avoir défini l'expression de l'incertitude de modélisation du retard, le système doit être mis sous la forme N- Δ , illustrée sur la Fig. 7, afin de pouvoir réaliser une analyse de celle-ci [3,9,19]. Le bloc P englobe le système G et toutes les fonctions de pondération W_{perf} , W_u et ω_I . K représente le correcteur H_∞ obtenu précédemment et Δ exprime la matrice bloc diagonale dans laquelle Δ_I représente l'incertitude sur les retards. Δ_f représente des incertitudes fictives pour tenir compte de celle provenant des performances du correcteur [3,15,19]. Le bloc N est lié à P et K par une transformation linéaire fractionnaire [3,15], étape de modélisation mathématique permettant de caractériser ensuite les propriétés de robustesse du système en stabilité et en performance via le calcul de la grandeur μ .

Après avoir structuré le système, le calcul de la valeur

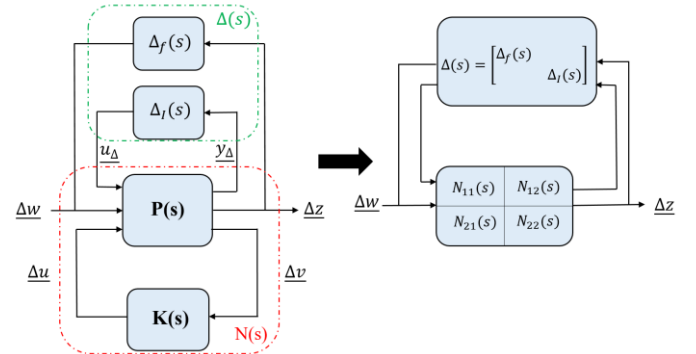


Fig. 7. Système structuré pour de la μ -analyse sous la forme N- Δ

singulière structurée $\mu_\Delta(M)$ permet d'évaluer la stabilité nominale (NS), la performance nominale (NP), la stabilité robuste (RS) et la performance robuste (RP) du système en boucle fermée [3,19] :

$$\mu_\Delta(M) = (\min_{\Delta} (\bar{\sigma}(\Delta) | \det(I - M\Delta))^{-1} \quad (18)$$

où Δ représente la matrice bloc diagonale d'incertitudes (cf. Fig. 7) et $\bar{\sigma}$ la valeur singulière maximale.

Dans un premier temps, une analyse NS et RS du système sera faite, il faudra donc respecter les conditions suivantes [3,19] :

$$NS \Leftrightarrow N(j\omega) \text{ est stable}, \quad (19)$$

$$RS \Leftrightarrow \mu_{\Delta_I}(N_{11}(j\omega)) < 1, \forall \omega \text{ et } NS. \quad (20)$$

Le système est bien nominale stable. On souhaite maintenant voir s'il restera robuste en stabilité face à différents retards. L'analyse s'effectue ainsi pour 3 intervalles de retards différents : de $100ms$ à $200ms$, de $1ms$ à $10ms$ puis de $10\mu s$ à $1ms$. Les résultats obtenus sont présentés sur la Fig. 8.

On constate que pour un retard allant de $100ms$ à $200ms$ la valeur singulière est supérieure à 1, cela signifie que le système en boucle fermée n'est pas robuste en stabilité. Ainsi, face à une incertitude, il y a des risques importants d'instabilité associée à une petite perturbation du point de fonctionnement. A contrario, pour des retards faibles allant de $10\mu s$ à $10ms$, le système est

bien robuste en stabilité. Il est ainsi possible d'anticiper l'impact d'un défaut de capteur sur les mesures.

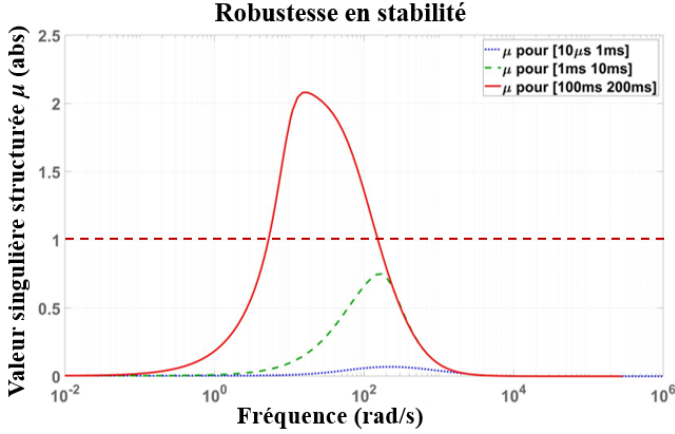


Fig. 8. Valeur singulière pour l'analyse de stabilité pour des différents intervalles de retard

4.3. Analyse de la robustesse en performance pour différents retards

On souhaite maintenant voir si le système en boucle fermée sera robuste en performances face aux divers retards imposés, autrement dit : sera-t-il possible de respecter les performances dynamiques du cahier des charges en présence d'incertitudes de modélisation des capteurs ? Il faudrait alors que le système en boucle fermée respecte les conditions suivantes [3,19]:

$$NP \Leftrightarrow \mu_{\Delta_f}(N_{22}(j\omega)) < 1, \forall \omega \text{ et } NS, \quad (21)$$

$$RP \Leftrightarrow \mu_{\Delta}(N(j\omega)) < 1, \forall \omega \text{ et } NS. \quad (22)$$

Comme précédemment, après avoir vérifié que le système est bien nominalement stable et performant, on souhaite voir s'il restera robustement performant pour une performance définie face aux différents retards. Les résultats obtenus se trouvent sur la Fig. 9.

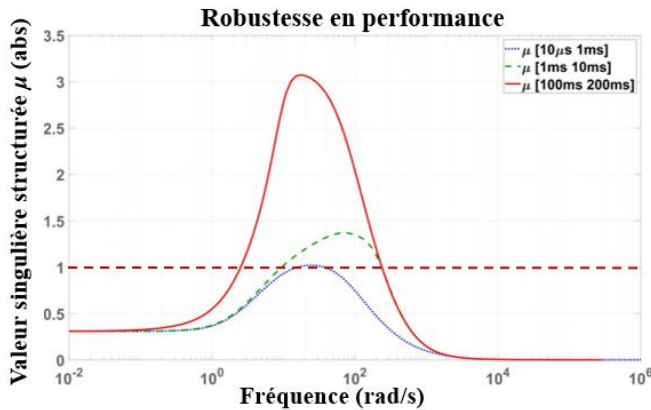


Fig. 9. Valeur singulière pour l'analyse de la performance pour des différents intervalles de retard

On constate que pour un retard allant de 10ms à 200ms la valeur singulière est bien supérieure à 1. Pour un retard allant de 10μs à 10ms, la valeur singulière est légèrement au-dessus de 1. Cela signifie que pour une performance donnée, le système en boucle fermée n'est pas robuste en performances pour les 3 intervalles de retards définis. Les performances désirées ne seront donc pas satisfaites, ce qui vient corroborer les résultats souvent observés lors d'implémentations de correcteurs et rend d'autant plus intéressant de s'intéresser à ces incertitudes. De

plus comme la valeur est légèrement au-dessus de 1 pour un retard allant de 10μs à 10ms, on peut supposer que pour que le système en boucle fermée soit robuste en performances, il faudrait imposer des retards en dessous de 10μs.

5. CONCLUSIONS

Cet article présente l'étude d'un contrôle robuste H_{∞} de la fréquence d'un micro-réseau donné, en tenant compte des incertitudes liées à la mise en œuvre de tels contrôleurs dans des conditions proches du temps réel. L'étude de cas consiste à contrôler un système de stockage d'énergie pour participer au contrôle primaire de la fréquence d'un micro-réseau insulaire. Après la modélisation du comportement incertain pouvant provenir des capteurs réels présents dans le système, une analyse de robustesse prouve l'importance de la prise en compte de cette incertitude lors de la conception du correcteur pour garantir ou non les performances dynamiques souhaitées. L'apport principal de cet article est de fournir un cadre de travail aux concepteurs afin de mettre en place des contrôles optimaux pour les systèmes de gestion de l'énergie, réduisant ainsi les risques d'une optimisation dégradée lors d'une implémentation en temps réel. Une des perspectives sera alors d'utiliser de la « μ -synthèse » afin de prendre en compte cette incertitude de modélisation dans la conception du correcteur de manière à le rendre plus robuste. Ces travaux mettront également en œuvre ces correcteurs afin de valider leurs performances en temps réel.

6. REFERENCES

- [1] Quang Linh Lam, Advanced Control of Microgrids for Frequency and Voltage Stability: Robust Control Co-Design and Real-Time Validation, PhD thesis, Université Grenoble Alpes, France, 2018.
- [2] Allal M. Bouzid et al., « A robust control strategy for parallel-connected distributed generation using real-time simulation », in 2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG).
- [3] S. Skogestad and I. Postlethwaite. Multivariable Feedback Control: Analysis and Design, Second edition. John Wiley & Sons, USA, 2005.
- [4] Omar Mouhib, (In-)validation de modèles de systèmes incertains, PhD thesis, Université Paris XI Orsay, Paris, Supélec, France, 2004.
- [5] Jean-Michel Dion, Christian Commault, and Do Hieu Trinh, « Sensor Classification for the Disturbance Rejection by Measurement Feedback Problem », IFAC Proceedings Volumes 41, no 2, 2008: 11299-303.
- [6] Q. L. Lam et al., « Multi-variable H-infinity robust control applied to primary frequency regulation in microgrids with large integration of photovoltaic energy source », in 2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), 2015, 2921-28.
- [7] Allal M. Bouzid et al., « A Survey on Control of Electric Power Distributed Generation Systems for Microgrid Applications », Renewable and Sustainable Energy Reviews 44 (1 avril 2015): 751-66.
- [8] K. Zhou, J. C. Doyle and K. Glover, Robust and Optimal Control, Prentice Hall, 1995.
- [9] K. Zhou and J. C. Doyle, Essentials of Robust Control, Prentice Hall, 1997.
- [10] S. Bacha, I. Munteanu and A.I. Bratcu, « Power Electronic Converters Modeling and Control: with Case Studies », Springer, 2014, p480.
- [11] J. G. Kassakian, M. F. Schlecht and G. C. Verghese, Principles of Power Electronics, Addison-Wesley, 1991.
- [12] D. Maksimovic, A. M. Stankovic, V. J. Thottuvelil and G. C. Verghese, "Modeling and Simulation of Power Electronic Converters," Proc. IEEE, vol. 89, no. 6, pp. 898-912, Jun. 2001.
- [13] S. R. Sanders, J. M. Noworolski, X. Z. Liu and G. C. Verghese, "Generalized Averaging Method for Power Conversion Circuits," IEEE Trans. Power Electron., vol. 6, no. 2, pp. 251-259, Apr. 1991.
- [14] P. Kundur, Power System Stability and Control, McGraw-Hill, 1994.
- [15] D. Hernández-Torres, "Commande Robuste de Générateurs Électrochimiques Hybrides," Ph.D Dissertation, Université de Grenoble, G2Elab, GIPSA-lab, Oct. 2011.
- [16] P. Lundström, Studies on Robust Multivariable Distillation Control, University of Trondheim, the Norwegian Institute of Technology, July 1994.

- [17] Z.Q. Wang, P. Lundström, et S. Skogestad, « Representation of uncertain time delays in the H_∞ framework », *International Journal of Control* 59, no 3 (1 mars 1994): 627-38.
- [18] R. Matušů, B. Şenol, C. Yeroğlu, Linear systems with unstructured multiplicative uncertainty: Modeling and robust stability analysis, *PLoS ONE* 12(7): e0181078, 2017.
- [19] M. Sautreuil, N. Retière, D. Riu and O. Sename, "A Generic Method for Robust Performance Analysis of Aircraft DC Power Systems," in *Proc. 34th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron., IECON 2008*, pp. 49–54, Nov. 2008.