



Vers une commande robuste adaptative aux conditions temps réel d'un micro-réseau

Iréna Horvatic

► To cite this version:

Iréna Horvatic. Vers une commande robuste adaptative aux conditions temps réel d'un micro-réseau. Energie électrique. Université Grenoble Alpes [2020-..], 2021. Français. NNT : 2021GRALT040 . tel-03406997

HAL Id: tel-03406997

<https://theses.hal.science/tel-03406997>

Submitted on 28 Oct 2021

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE GRENOBLE ALPES

Spécialité : **Génie Electrique**

Arrêté ministériel : 25 mai 2016

Présentée par

Iréna HORVATIC

Thèse dirigée par **Delphine RIU**, Professeure des Universités,
Université Grenoble Alpes

préparée au sein du **Laboratoire G2Elab**
dans l'**École Doctorale Electronique, Electrotechnique,**
Automatique, Traitement du Signal (EEATS)

Vers une commande robuste adaptative aux conditions temps réel d'un micro-réseau

Thèse soutenue publiquement le **1^{er} juin 2021**,
devant le jury composé de :

Mme. Manuela SECHILARIU

Professeure, Université de Technologie de Compiègne, Présidente

M. Serge PIERFEDERICI

Professeur, Université de Lorraine, Rapporteur

M. Ionel VECHIU

Professeur, ESTIA, Rapporteur

M. Salvy BOURGUET

Maître de conférences HDR, Université de Nantes, Examineur

Mme. Delphine RIU

Professeure, Grenoble INP, Directrice de thèse

M. Moataz EL SIED

Docteur, SAFT/TOTAL, Membre invité

M. Sébastien BENJAMIN

Ingénieur de recherche, SAFT-Bordeaux, Membre invité

M. Bruno LEFORGEAIS

Ingénieur de recherche, TOTAL-Paris, Membre invité



Remerciements :

Cette thèse a été réalisée au sein du « Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble » (G2ELab) et en collaboration avec l'entreprise SAFT à Bordeaux, dans l'équipe R&D.

Au cours de ces trois ans et demi de travail, cette thèse n'aurait pu être accomplie sans le soutien, l'aide et l'encouragement de nombreuses personnes que je tiens à remercier très sincèrement.

Mes premiers remerciements vont aux membres du jury. Je tiens à les remercier chaleureusement pour le temps qu'ils ont consacré à évaluer mon travail ainsi que leurs précieuses discussions et leurs pertinentes suggestions d'améliorations pour ce manuscrit. Je remercie Mme. Manuela SECHILARIU de m'avoir fait l'honneur de participer et de présider le jury. Je remercie également M. Serge PIERFEDERICI et M. Ionel VECHIU d'avoir accepté d'être rapporteurs de ce travail. J'ai apprécié le fort intérêt que vous avez manifesté pour mes travaux. Merci aussi à M. Salvy BOURGUET d'avoir accepté d'être présent à ce jury en tant qu'examineur. Enfin, merci à M. Bruno LEFORGEAIS d'avoir participé en tant qu'invité et expert du domaine lors de ma soutenance.

Je souhaite exprimer toute ma reconnaissance envers ma directrice de thèse Mme Delphine RIU, en la remerciant pour sa bienveillance, ses conseils et son support scientifique tout au long de cette thèse.

Côté SAFT, je tiens à remercier d'abord M. Sébastien BENJAMIN d'avoir été un de mes encadrants industriels, ainsi que M. Moataz EL SIED pour son expertise et son aide lors des tests expérimentaux. Je remercie spécialement la SAFT R&D et TOTAL pour avoir financé mes travaux de thèse.

Je souhaite également remercier tous les employés de SAFT que j'ai pu côtoyer, plus particulièrement les membres de l'équipe du département BMM, surtout M. Gérard BARRAILH, M. Tchapo SINGO (cette thèse a pu être mise en place grâce à lui), M. Sébastien LAURENT, Mme Nathalie LEGRAND et M. Dinh NGUYEN pour leur bienveillance, leur aide, leur soutien et tous nos fous rires durant mon stage et ma thèse.

Je remercie aussi chaleureusement Mme Emmanuelle GARITTE, Mme Karine LANIO et Thierry HEZEQUE pour leur aide, pour leur gentillesse et leur bonne humeur. Merci aussi à M. Bernard SIMON pour sa franchise, ses conseils, toutes les discussions passionnantes ainsi que les moments de rire.

Pour finir, je remercie sincèrement tous les employés de SAFT que j'ai pu rencontrer (Audrey, Philippe B., Germain, Mélanie, Axel, Julien D., Erwan, Nadège, Elodie, Jeremy, Félicien, Olivier J., Marlene, Estelle, Michael, Frédéric CH., Valérie, Stéphane, Michel H., Jean-Pierre, Chantal, Lucille, Florent C., Florent F., Evan, Johan, Jean-Baptiste et Bruno), avec qui j'ai pu discuter durant mon stage et ma thèse et qui m'ont permis de m'intégrer pleinement à l'entreprise.

Coté TOTAL, je tiens particulièrement à remercier M. John SANDOVAL MORENO pour ses divers conseils, son aide et son soutien.

Lors de mes premiers jours au laboratoire G2Elab, j'ai eu la chance de rencontrer Lucas qui m'a permis de m'intégrer rapidement auprès des doctorants. Celui-ci est devenu un grand ami. Merci à lui pour toutes les pauses et discussions pouvant aller du simple papotage aux discussions les plus intellectuelles.

Je tiens à dire un immense merci à mes amis du cluster 5C009 et couloir 5C. Merci énormément à Baoling pour sa gentillesse, sa bonté sans égale et sa précieuse aide. A Pedro, pour toutes les plaisanteries et les différentes sortes de thé que j'ai pu découvrir grâce à lui. A Fadel, pour sa gentillesse, ses conseils avisés et pour toutes nos conversations passionnantes. A Ildar pour son aide et nos discussions sans fin. Et à Simon S. pour son soutien et sa bonne humeur.

Durant cette thèse, j'ai eu l'occasion d'encadrer un stagiaire, Heitor, que je tiens à remercier pour son super travail, son sérieux et ses blagues pourries.

Enfin, à tous les collègues/amis post-doctorants, doctorants et stagiaires, que j'ai pu rencontrer (Yousra, Yoann, Adrien, Mamadou (avec son sourire communicatif), Antoine, Didier, Mónica, Jean Pierre, Hanane, Jérôme (et sa passion pour les courses de pigeon), Bachir, Simon H., Ronak, Sabine (teams chats), Lainser, ...) et avec lesquels j'ai eu le privilège de partager des conversations, je souhaite vous adresser un grand merci.

J'en viens maintenant à ceux qui m'ont toujours donné un soutien inconditionnel. Je remercie de tout cœur mes très chers parents et mon frère qui ont toujours été là pour moi. Mais aussi Antoine, mon copain, qui malgré la distance m'a soutenu, encouragé depuis le début de l'aventure et qui m'apporte tant de jour en jour.

Table des matières :

INTRODUCTION GENERALE	1
1. ETAT DE L'ART ET POSITIONNEMENT DES TRAVAUX	5
1.1. Introduction	5
1.2. Etat de l'art sur les micro-réseaux	5
1.2.1. Contexte général	5
1.2.2. Caractéristiques d'un microréseau	7
1.2.3. Champ applicatif des micro-réseaux	8
1.2.4. Avantages des micro-réseaux	11
1.2.5. Enjeux des micro-réseaux	12
1.2.6. Principales fonctions du micro-réseau	13
1.3. Stratégies de contrôle d'un micro-réseau	13
1.3.1. Structure hiérarchisée du contrôle :	13
1.3.2. Le PMS, contrôle primaire	15
1.3.2.1 Pilotage en puissances ou « Grid following/ Grid feeding »	16
1.3.2.2 Pilotage en fréquence et tension ou « Grid forming »	16
1.3.2.2.1 Strategie « grid forming » avec communication	17
1.3.2.2.2 Strategie « grid forming » sans communication	19
1.3.3. L'EMS ou le contrôle secondaire	20
1.3.3.1 Généralités	20
1.3.3.2 Méthodes de contrôle classiques associées à l'EMS	22
1.3.3.3 Contrôle avancé pour les EMS	22
1.3.3.4 Un contrôle avancé particulier : le contrôle robuste	24
1.4. Enjeux de la robustesse du système face aux incertitudes	25
1.4.1. Définition et caractéristiques des incertitudes	25
1.4.2. Réflexion sur les sources d'incertitudes présentes dans les micro-réseaux	27
1.5. Problématique de la thèse	30
2. METHODOLOGIE ET CONCEPTION D'UNE COMMANDE ROBUSTE POUR DU CONTROLE DE FREQUENCE PRIMAIRE POUR UN MICRO-RESEAU AUTONOME	31
2.1. Introduction	31
2.2. Pourquoi choisir une technique de contrôle robuste H_∞ ?	31
2.3. Formulation standard du problème de contrôle H_∞	32
2.3.1. Quelques définitions	32
2.3.1.1 Les Valeurs singulières	32
2.3.1.2 La norme H_∞ mise sous forme LTI	33
2.3.1.3 Mise sous forme LFT d'un problème	33
2.3.2. Structure de commande	35
2.3.3. Problème de sensibilité mixte une histoire de compromis	37
2.3.4. Choix des performances dynamiques souhaitées	38
2.3.5. Démarche d'étude pour une conception robuste d'un système étudié	40

2.4.	Application sur un cas étude d'un micro-réseau	43
2.4.1.	Définition du cas d'étude	43
2.4.2.	Motivations pour intégrer un système de stockage d'énergie	44
2.4.3.	La stratégie de commande pour notre cas d'étude	46
2.5.	Modélisation du cas d'étude	47
2.5.1.	Modélisation du groupe diesel	47
2.5.2.	Modélisation du micro-réseau	49
2.5.3.	Modélisation du système de stockage	51
2.5.3.1	Modèle de la batterie Saft® utilisée dans ces travaux	51
2.5.3.2	Modélisation du système de stockage d'énergie	52
2.5.3.2.1	Modèle topologique de l'ESS	52
2.5.3.2.2	Modèle moyen de l'ESS	53
2.5.3.2.3	Calcul du point d'équilibre en vue de la linéarisation	55
2.5.3.2.4	Modèle moyen linéarisé	57
2.5.3.2.5	Principe de modélisation en vue de la commande robuste : passage en valeurs réduites	58
2.6.	Conception de l'architecture de contrôle-commande	59
2.6.1.	Système globale	59
2.6.2.	Boucles internes en courant	60
2.6.3.	Modèle du micro-réseau pour la conception de la commande robuste H_∞	62
2.6.3.1	Modélisation du système nominal	62
2.6.3.2	Choix du problème de sensibilité mixte	64
2.6.3.3	Formulation des objectifs de performances	65
2.6.3.4	Synthèse de la commande H_∞ pour notre système	68
2.7.	Validation du contrôle sous simulations en régime nominal (aucune incertitude)	69
2.8.	Conclusion	71
3.	METHODOLOGIE ET OUTILS D'AIDES A LA CONCEPTION DE COMMANDE ROBUSTE POUR DES MICRO-RESEAUX PRESENTANT DES INCERTITUDES DE FONCTIONNEMENT	73
3.1.	Introduction	73
3.2.	Méthodologie générale d'analyse de robustesse pour des incertitudes de modélisation	74
3.3.	Incertitudes de modélisation étudiées	76
3.3.1.	Incertitudes de fonctionnement associées aux capteurs de mesure	76
3.3.2.	Modélisation d'une incertitude de fonctionnement	77
3.3.3.	Modélisation de l'incertitude sur le retard de mesure du courant de l'onduleur	80
3.4.	Méthodologie de l'analyse de robustesse	83
3.4.1.	μ -analyse : principes théoriques	83
3.4.2.	Analyse de robustesse du système étudié en présence de retards de mesure	86
3.4.2.1	Analyse de robustesse du système étudié	86
3.4.2.2	Analyse temporelle de l'analyse de robustesse sur le cas d'études	89
3.5.	Liens entre spécifications des performances et robustesse du système pour des incertitudes de fonctionnement	91
3.5.1.	Impact du critère sur le dépassement (marge de module)	91
3.5.2.	Impact du critère sur le temps de réponse	92

3.6.	Intégrer l'incertitude dès la phase de conception: la μ-synthèse	93
3.6.1.	Quelques éléments de théorie : la DK itération	94
3.6.2.	Résultats obtenus avec la mu-synthèse dans le domaine fréquentiel	97
3.6.3.	Résultats obtenus avec la mu-synthèse dans le domaine temporel.	100
3.6.3.1	Analyse de performances temporelles sans retards sur les mesures	100
3.6.3.2	Analyse de performances temporelles avec retards sur les mesures	103
3.7.	Possibilité de réduire tout en gardant l'essentiel ? Réduction d'ordre d'un système complexe	105
3.7.1.	Méthodes de réduction d'ordre d'un système	106
3.7.1.1	Equilibrage du système	107
3.7.1.2	La troncature équilibrée	109
3.7.1.3	Approximation de la perturbation singulière	109
3.7.1.4	Approximation par la norme de Hankel	110
3.7.2.	Aide au choix de l'ordre de réduction pour un correcteur	111
3.7.2.1	Calcul des valeurs singulières de Hankel	111
3.7.2.2	Calcul de la marge de robustesse	112
3.7.3.	Analyse et résultats de simulation après réduction d'ordre des correcteurs	115
3.7.3.1	Analyse fréquentielle des correcteurs robustes en performances, avant et après réduction d'ordre	115
3.7.3.2	Analyse temporelle des correcteurs robustes en performances, avant et après réduction d'ordre	116
3.8.	Conclusion	117
4.	VALIDATION EN TEMPS REEL DES DIFFERENTES STRATEGIES OBTENUES A L'AIDE DU BANC D'ESSAI SAFT[®]	119
4.1.	Introduction	119
4.2.	Présentation du dispositif expérimental de validation des stratégies de contrôle robuste	120
4.2.1.	Présentation générale du banc expérimental	120
4.2.2.	Emulateur du système de stockage et des stratégies de contrôle	122
4.3.	Validation de la stratégie de commande par la norme H_∞	124
4.4.	Validation de la stratégie de commande par la μ-synthèse	127
4.4.1.	Analyse des performances de l'asservissement en courant : mise en évidence du retard de mesure	128
4.4.2.	Comparaison avec les résultats de simulation	128
4.5.	Validation des performances de la réduction d'ordre des correcteurs	130
4.6.	Conclusion	135
5.	CONCLUSION GENERALE :	137
	ANNEXES	141
	ABSTRACT	147
	RESUME	148
	BIBLIOGRAPHIE	149

Figures :

FIGURE 1 : ÉVOLUTION DE LA PRODUCTION MONDIALE D'ELECTRICITE SELON LES RESSOURCES ET PAR SCENARIO, 2000-2040	6
FIGURE 2 : MICRO-RESEAU	8
FIGURE 3 : PICO-, NANO-, MICRO-, MINI-RESEAU	9
FIGURE 4 : CAPACITE ET REVENUS TOTAUX DES MICRO-RESEAUX PAR REGION, MARCHES MONDIAUX 2015-2024	12
FIGURE 5 : CONTROLE CLASSIQUE ET HIERARCHISE D'UN MICRO-RESEAU	14
FIGURE 6 : CLASSIFICATION TEMPORELLE DES FONCTIONS DE COMMANDE	15
FIGURE 7 : STRATEGIES DU CONTROLE PRIMAIRE/PMS	16
FIGURE 8 : STRUCTURE CLASSIQUE D'UN EMS	21
FIGURE 9 : MODELE D'ANALYSE DE CAUSES D'ICHIKAWA (SOURCES D'INCERTITUDES DANS UN MICRO-RESEAU).....	29
FIGURE 10 : SYSTEME MULTIVARIABLE (MIMO).....	34
FIGURE 11 : (A) LFT BASSE ; (B) LFT HAUTE	34
FIGURE 12 : STRUCTURE CLASSIQUE DE CONTROLE.....	35
FIGURE 13 : MISE SOUS FORME PK D'UNE STRUCTURE DE CONTROLE	36
FIGURE 14 : PROBLEME DE SENSIBILITE MIXTE S/KS	39
FIGURE 15 : FONCTION DE PONDERATION $W_{PERF}(s)$ POUR LA FONCTION DE SENSIBILITE $S(s)$	39
FIGURE 16 : FONCTION DE PONDERATION $W_u(s)$ POUR LA FONCTION DE SENSIBILITE $K(s)S(s)$	40
FIGURE 16 : DEMARCHE POUR UNE CONCEPTION DE CONTROLE ROBUSTE DU SYSTEME ETUDIE.....	42
FIGURE 18 : CAS D'ETUDE MICRO-RESEAU	43
FIGURE 19 : DIAGRAMME DE RAGONE	45
TABLEAU 1 : CARACTERISTIQUES DE LA BATTERIE LITHIUM-ION	45
FIGURE 20 : GABARIT DE LA FREQUENCE SUITE A UN PAS DE CHARGE DANS LE DOMAINE TEMPOREL	47
FIGURE 21 : MODELISATION DYNAMIQUE DU GROUPE DIESEL	48
FIGURE 22 : MODELISATION DYNAMIQUE ORIENTEE SYSTEME DE LA FREQUENCE DU MICRO-RESEAU	50
FIGURE 23 : MODELE DE THEVENIN EQUIVALENT DE LA BATTERIE LI-ION UTILISEE DANS CES TRAVAUX.....	51
FIGURE 24 : SYSTEME DE STOCKAGE D'ENERGIE (ESS) CONNECTE AU MICRO-RESEAU ETUDIE.....	52
FIGURE 25 : SCHEMA DE LA STRUCTURE DE CONTROLE GLOBALE PROPOSEE.	60
FIGURE 26 : BOUCLES DE REGULATION DE COURANT	61
FIGURE 26 : STRUCTURE DU SYSTEME SOUS FORME P-K	65
FIGURE 28 : TRADUCTION DU GRID CODE DU REGLAGE PRIMAIRE DE FREQUENCE EN GABARIT DE PERFORMANCES	66
FIGURE 29 : GABARIT DE PERFORMANCE DANS LE DOMAINE FREQUENTIEL POUR LA FONCTION DE SENSIBILITE $K(s)S(s)$	67
FIGURE 30 : TRACE DES FONCTIONS DE PONDERATION ET DE SENSIBILITE DU SYSTEME EN BOUCLE FERMEE	69
FIGURE 31 : VARIATION DE LA FREQUENCE DU MICRO-RESEAU EN FONCTION DE DIFFERENTS PAS DE CHARGE, (A) ALLANT DE +500W A +2 kW ET (B) ALLANT DE -500W A -2 kW	70
FIGURE 32 : REPRESENTATION DES VARIATIONS EN PUISSANCE ACTIVE POUR DE LA REGULATION PRIMAIRE POUR UN PAS DE CHARGE DE 2 kW, (A) AVEC LA PRESENCE D'UN SYSTEME DE STOCKAGE, (B) SANS LA PRESENCE D'UN ESS.....	70
FIGURE 33 : VARIATION DE LA FREQUENCE AVEC OU SANS LA PRESENCE DU SYSTEME DE STOCKAGE POUR DE LA REGULATION PRIMAIRE.	70
FIGURE 34 : (A) E COURANT DE L'ONDULEUR FACE A UNE VARIATION DE CHARGE DE 2kW A 1s, (B) VARIATION DE L'ETAT DE CHARGE DE LA BATTERIE	71
FIGURE 35 : GRAPHIQUE ANALYSE DE LA ROBUSTESSE D'UN SYSTEME FACE A UNE INCERTITUDE DE FONCTIONNEMENT	74
FIGURE 36 : FORME MULTIPLICATIVE DIRECTE DU SYSTEME INCERTAIN G_p	78
FIGURE 37 : EXEMPLE D'IDENTIFICATION DES VALEURS DE CHAQUE TERMES DE LA FONCTION Ω_{i1}	79
FIGURE 38 : TRACE DES FONCTIONS Ω_{i1} , Ω_i ET DES DIFFERENTES ERREURS RELATIVES L_i POUR UN θ VARIANT DE 10MS JUSQU'A 1MS. 82	
FIGURE 39 : GAINS DES SYSTEMES PERTURBES AVEC G_{UP} DEFINI AVEC LA FONCTION D'INCERTITUDE EXPONENTIELLE (COURBE BLEU), ET G_{UP} DEFINI AVEC LA FORME MULTIPLICATIVE DIRECTE (COURBE ROUGE), POUR UN RETARD θ VARIANT DE 10MS JUSQU'A 1MS 82	
FIGURE 40 : SYSTEME PERTURBE G_p	83

FIGURE 41 : (A) CONFIGURATIONS GENERALES D'UN SYSTEME PERTURBE, (B) CONFIGURATION POUR UNE ANALYSE ROBUSTE DE PERFORMANCE ET (C) CONFIGURATION POUR UNE ANALYSE DE ROBUSTESSE EN STABILITE.	84
FIGURE 42 : MODELISATION DU SYSTEME ETUDIE, STRUCTUREE SOUS LA FORME STANDARD $(N-\Delta)$	87
FIGURE 43 : VALEUR SINGULIERE POUR L'ANALYSE DE STABILITE POUR DIFFERENTS INTERVALLES DE RETARD DE MESURE	88
FIGURE 44 : VALEUR SINGULIERE POUR L'ANALYSE DE LA PERFORMANCE POUR DIFFERENTS INTERVALLES DE RETARD	88
FIGURE 45 : REPONSE DE LA FREQUENCE DU RESEAU EN REPONSE A UN ECHELON DE PUISSANCE DE CHARGE DE +2kW POUR DIFFERENTS RETARDS DE MESURE.	89
FIGURE 46 : VARIATION DU COURANT DE L'ONDULEUR EN REPONSE A UN ECHELON DE PUISSANCE DE CHARGE DE +2kW A 1S POUR DIFFERENTS RETARDS.	89
FIGURE 47 : VARIATION DE LA PUISSANCE DE LA BATTERIE EN REPONSE A UN ECHELON DE PUISSANCE DE CHARGE DE +2kW A 1S EN FONCTION DE DIVERS GRANDEURS DE RETARD.	90
FIGURE 48 : VARIATION DE LA PUISSANCE DU GENERATEUR DIESEL EN REPONSE A UN ECHELON DE PUISSANCE DE CHARGE DE +2kW A 1S EN FONCTION DE DIVERS GRANDEURS DE RETARD.	90
FIGURE 49 : VALEURS MAXIMALE DE M POUR LES ANALYSES RS ET RP EN FONCTION DE M_s ET DES RETARDS ALLANT DE 100 MS A 200 MS (A) ET DE 1 MS A 10 MS (B)	92
FIGURE 50 : (A) VALEUR MAXIMALE DE M POUR LES ANALYSES RS ET RP EN FONCTION DE Ω_b ET DES RETARDS ALLANT DE 100 MS A 200 MS (A) ET DE 1 MS A 10 MS (B)	93
FIGURE 51 : LES DIFFERENTES ETAPES DE LA DK-ITERATION.	95
FIGURE 52 : SYSTEME MIS SOUS FORME $N-\Delta$ AVEC LES MATRICES D	95
FIGURE 53 : DEFINIR LE CORRECTEUR POUR LE SYSTEME DND^{-1}	96
FIGURE 54 : MISE A L'ECHELLE DE LA STRUCTURE $(N-\Delta)$ AVEC LES MATRICES D ET D^{-1}	96
FIGURE 55 : VALEUR SINGULIERE POUR L'ANALYSE DE STABILITE POUR CHAQUE CORRECTEUR OBTENU AVEC LA μ -SYNTHESE.	98
FIGURE 56 : VALEUR SINGULIERE POUR L'ANALYSE DE LA PERFORMANCE POUR CHAQUE CORRECTEUR OBTENU AVEC LA μ -SYNTHESE.	98
FIGURE 57 : COMPARATIF DES RESULTATS DE RP ET RS ENTRE LE CORRECTEUR H_∞ ET LE CORRECTEUR OPTIMISE PAR μ -SYNTHESE POUR UN RETARD ALLANT DE 100 A 200MS	99
FIGURE 58 : COMPARATIF DES RESULTATS DE RP ET RS ENTRE LE CORRECTEUR H_∞ ET LE CORRECTEUR OPTIMISE PAR μ -SYNTHESE POUR UN RETARD ALLANT DE 1 A 10MS	99
FIGURE 59 : SCHEMA DE LA STRUCTURE DE CONTROLE GLOBALE, AVEC LE CORRECTEUR OBTENU PAR « μ -SYNTHESE»	101
FIGURE 60 : REGULATION PRIMAIRE FACE A UN PAS DE CHARGE DE 2 kW A 1s, (A) REPONSE DE LA FREQUENCE DU RESEAU, (B) REPONSE EN DU COURANT I_{RD} DE L'ONDULEUR.	102
FIGURE 61 : VARIATIONS EN PUISSANCE POUR DIFFERENTS CORRECTEURS POUR UN PAS DE CHARGE DE 2 kW A 1s SANS RETARD . .	102
FIGURE 62 : AVEC LE CORRECTEUR K_{M2} (RETARD ALLANT DE 1 A 10MS) : REPONSE A UN PAS DE CHARGE DE 2 kW A 1s ET EN PRESENCE DE DIFFERENTS RETARDS SUR LE COURANT I_{RD} . (A) FREQUENCE DU RESEAU, (B) COURANT I_{RD} DE L'ONDULEUR.	103
FIGURE 63 : AVEC LE CORRECTEUR K_{M2} (RETARD ALLANT DE 100 A 200MS) : REPONSE A UN PAS DE CHARGE DE 2 kW A 1s ET EN PRESENCE DE DIFFERENTS RETARDS SUR LE COURANT I_{RD} . (A) FREQUENCE DU RESEAU, (B) COURANT I_{RD} DE L'ONDULEUR.	103
FIGURE 64 : SCHEMA DES DIFFERENTES METHODES DE REDUCTION D'ORDRE POUR UN CORRECTEUR [67]	106
FIGURE 65 : TRACE DES VALEURS SINGULIERE DE HANKEL POUR UN SYSTEME D'ORDRE 30.	108
FIGURE 66 : VALEURS SINGULIERE DE HANKEL DU CORRECTEUR $K_{\mu 1}$	112
FIGURE 67 : MARGE DE PERFORMANCE ROBUSTE EN FONCTION DE L'ORDRE DU CONTROLEUR REDUIT AVEC LA METHODE DE TRONCATURE EQUILIBREE	113
FIGURE 68 : MARGE DE PERFORMANCE ROBUSTE EN FONCTION DE L'ORDRE DU CONTROLEUR REDUIT AVEC LA METHODE D'APPROXIMATION DE LA PERTURBATION SINGULIERE.	114
FIGURE 69 : MARGE DE PERFORMANCE ROBUSTE EN FONCTION DE L'ORDRE DU CONTROLEUR REDUIT AVEC LA METHODE DE LA NORME HANKEL.	114
FIGURE 70 : DIAGRAMME DE BODE DES CORRECTEURS $K_{\mu 1}$, $K_{TRONCATURE}$, K_{SPA} ET K_{HANKEL}	115
FIGURE 71 : L'ERREUR EN GAIN ENTRE LE CONTROLE D'ORIGINE $K_{\mu 1}$ ET LES CONTROLES D'ORDRE REDUIT.	116
FIGURE 72 : REPONSE A UN PAS DE CHARGE DE +2 kW A 1s ET EN PRESENCE D'UN RETARD DE 200MS SUR LE COURANT I_{RD} POUR LES DIFFERENTS CORRECTEURS OBTENUS APRES REDUCTION D'ORDRE (A) POUR LA FREQUENCE DU RESEAU, (B) POUR LE COURANT I_{RD} DE L'ONDULEUR.	117
FIGURE 73 : VARIATION DES PUISSANCES DE LA BATTERIE ET DU GENERATEUR DIESEL EN REPONSE A UN ECHELON DE PUISSANCE DE CHARGE DE +2kW A 1S POUR LES DIFFERENTS CORRECTEURS.	117

FIGURE 74 : PHOTOGRAPHIE DE L'INSTALLATION EXPERIMENTALE DU MICRO-RESEAU EMULE A LA SAFT® DE BORDEAUX	120
FIGURE 75 :SCHEMA DU BANC DE TESTS POUR LES EMULATIONS EN TEMPS REEL	121
FIGURE 76 :SCHEMA DE PRINCIPE DE L'EMULATEUR HYBRIDE TEMPS REEL EN PUISSANCE – PHIL DE LA BATTERIE	123
FIGURE 77 : REPRESENTATION DE LA FREQUENCE RESEAU, DES DIFFERENTES PUISSANCES DU MICRO-RESEAU, DU COURANT, DE LA TENSION, DE LA PUISSANCE ET DU SOC DE L'ESS FACE A DES ECHELONS DE $P_{CHARGE} = \pm 2kW$ AVEC LE CONTROLE H_{∞}	125
FIGURE 78 : RESULTATS EXPERIMENTAUX OBTENUS, FACE A UNE PERTURBATION DE CHARGE DE $+2kW$ ET EN PRESENCE DE RETARDS DE MESURE, (A) DE LA FREQUENCE DU MICRO-RESEAU ET, (B) DU COURANT DE L'ESS	126
FIGURE 79 :RESULTATS OBTENUES DES VARIATIONS DES DIFFERENTES PUISSANCES PRESENTE DANS LE MICRO-RESEAU FACE A UNE PERTURBATION DE CHARGE DE $+2kW$ ET EN PRESENCE DE RETARDS DE MESURE	126
FIGURE 80 :REPRESENTATION DE LA FREQUENCE DU MICRO-RESEAU, DES DIFFERENTES PUISSANCES DU MICRO-RESEAU, DU COURANT, DE LA TENSION, DE LA PUISSANCE ET DU SOC DE L'ESS FACE A DES ECHELONS DE $P_{CHARGE} = \pm 2kW$ AVEC LE CONTROLE OBTENU PAR μ -SYNTHESE	127
FIGURE 81 : VARIATION DU COURANT DE L'ESS AVEC LE CONTROLE $K_{\mu 1}$ EN PRESENCE DE RETARD DE MESURE ET FACE A UNE PERTURBATION DE CHARGE	128
FIGURE 82 :VARIATION DE LA FREQUENCE DU RESEAU AVEC LE CONTROLE $K_{\mu 1}$ EN PRESENCE DE RETARD DE MESURE ET FACE A UNE PERTURBATION DE CHARGE DE (A) $+2kW$ ET (B) DE $-2kW$	129
FIGURE 83 : VARIATION DE PUISSANCE DE L'ESS AVEC LE CONTROLE $K_{\mu 1}$ EN PRESENCE DE RETARD DE MESURE ET FACE A UNE PERTURBATION DE CHARGE DE (A) $+2kW$ ET (B) DE $-2kW$	129
FIGURE 84 : VARIATION DES DIFFERENTES PUISSANCES PRESENTENT DANS NOTRE SYSTEME AVEC LE CONTROLE $K_{\mu 1}$ EN PRESENCE DE RETARD DE MESURE ET FACE A UNE PERTURBATION DE CHARGE DE $+2kW$	129
FIGURE 85 : REPRESENTATION DE LA FREQUENCE DU MICRO-RESEAU, DES DIFFERENTES PUISSANCES DU MICRO-RESEAU, DU COURANT, DE LA TENSION, DE LA PUISSANCE ET DU SOC DE L'ESS FACE A DES ECHELONS DE $P_{CHARGE} = \pm 2kW$ AVEC LE CONTROLE KHANKEL	131
FIGURE 86 : REPRESENTATION DE LA FREQUENCE DU MICRO-RESEAU, DES DIFFERENTES PUISSANCES DU MICRO-RESEAU, DU COURANT, DE LA TENSION, DE LA PUISSANCE ET DU SOC DE L'ESS FACE A DES ECHELONS DE $P_{CHARGE} = \pm 2kW$ AVEC LE CONTROLE KSPA .	132
FIGURE 87 : REPRESENTATION DE LA FREQUENCE DU MICRO-RESEAU, DES DIFFERENTES PUISSANCES DU MICRO-RESEAU, DU COURANT, DE LA TENSION, DE LA PUISSANCE ET DU SOC DE L'ESS FACE A DES ECHELONS DE $P_{CHARGE} = \pm 2kW$ AVEC LE CONTROLE KHANKEL	132
FIGURE 88 : COMPARAISON DE LA VARIATION EN FREQUENCE DU RESEAU ENTRE LES CONTROLES $K_{\mu 1}$, KHANKEL, KTRONTATURE ET KSPA EN PRESENCE DE RETARD DE MESURE ET FACE A UNE PERTURBATION DE CHARGE DE $+2kW$	133
FIGURE 89 : COMPARAISON DE LA VARIATION EN COURANT DE L'ESS ENTRE LES CONTROLES $K_{\mu 1}$, KHANKEL, KTRONTATURE ET KSPA EN PRESENCE DE RETARD DE MESURE ET FACE A UNE PERTURBATION DE CHARGE DE $+2kW$	133
FIGURE 90 : COMPARAISON DE LA VARIATION DES DIFFERENTES PUISSANCES DU RESEAU ENTRE LES CONTROLES $K_{\mu 1}$, KHANKEL, KTRONTATURE ET KSPA EN PRESENCE DE RETARD DE MESURE ET FACE A UNE PERTURBATION DE CHARGE DE $+2kW$	134

Acronymes

MG : micro-réseau ou « *Microgrid* »

CHP : centrales de cogénération ou « *Combined Heat and Power* »

PV : Panneaux Photovoltaïques

MPPT : suivi du point maximal de puissance ou « *Maximum Power Point Tracking* »

ESS : système de stockage d'énergie ou « *Energy Storage System* »

SoC : L'état de charge d'une batterie ou « *State of Charge* »

IMR : courant maximum pendant la charge de la batterie ou « *Maximum Charge Current* »

IMD : courant maximum pendant la décharge de la batterie ou « *Maximum Discharge Current* »

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsions

PCC : Point de Connexion Commun

PMS : contrôle primaire ou « *Power Management System* »

EMS : contrôle secondaire ou « *Energy Management System* »

MIMO : entrées multiples, sorties multiples ou « *Multiple Inputs Multiple Outputs* »

SISO : une entrée, une sortie ou « *Single Input Single Output* »

LMI : résolution des Inégalités matricielles linéaires ou « *Linear Matrix Inequalities* »

LTI : Les systèmes linéaires invariant dans le temps ou « *Linear Time Invariant* »

LFT : transformée linéaire fractionnelle ou « *Linear Fractional Transformation* »

PI : Proportionnel Intégral

NS : Stabilité Nominale ou « *Nominal stability* »

NP : Performance Nominale ou « *Nominal Performance* »

RS : Robustesse en Stabilité ou « *Robust stability* »

RP : Robustesse en Performance ou « *Robust performance* »

BT : La troncature équilibrée ou « *The balanced truncation* »

SPA : L'approximation de la perturbation singulière ou « *Singular perturbation approximation* »

PHIL : Système de simulation en temps réel hybride en puissance ou « *Power Hardware In-the-Loop* »

SCADA : Système de contrôle et d'acquisition de données en temps réel ou « *Supervisory Control and Data Acquisition* »

SCAS : Plateforme de contrôle et d'acquisition de données en temps réel de la SAFT[®] ou « *SAFT[®] Supervisory and Control Platform* »

DC : courant continu ou « *Direct Current* »

Introduction générale

Ces dernières années, l'augmentation de la demande énergétique mondiale est l'une des principales causes de l'épuisement des ressources fossiles, mais aussi de l'augmentation des émissions de gaz à effet de serre provenant des systèmes de production conventionnels [2]. Pour surmonter ces problèmes, les sources d'énergie renouvelable sont de plus en plus massivement installées, entraînant entre autres une augmentation du développement des micro-réseaux afin de faciliter leur insertion grâce à la flexibilité vis-à-vis du réseau principal et des moyens de stockage et de pilotage souvent disponibles.

Cependant, en plus de contribuer à la gestion du mix énergétique, les micro-réseaux doivent répondre à des exigences sociétales. En effet avec les enjeux écologiques actuels les consommateurs sont de plus en plus demandeurs d'une énergie électrique produite localement, en quantité suffisante et à bas coût tout en restant fiable [1]. Ceci induit alors de fortes contraintes au niveau du pilotage du micro-réseau, afin de distribuer de manière intelligente, sûre, fiable et coordonnée ces ressources énergétiques. Nos travaux s'intéresseront plus particulièrement au cas d'étude d'un micro-réseau insulaire, alimenté par des panneaux photovoltaïques et un générateur diesel, et disposant d'un pack équivalent de batteries. Ce cas d'étude reprend toutes les problématiques énoncées précédemment qui concernent la gestion du mix énergétique et une production locale d'énergie renouvelable.

À l'échelle mondiale, les micro-réseaux prennent par conséquent de plus en plus d'importance dans les stratégies d'accès à l'électricité, en particulier dans les régions isolées [83]. Un de leurs principaux challenges est d'assurer un certain équilibre entre la puissance consommée et celle produite en condition de fonctionnement afin de garantir la stabilité des systèmes. 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 [78]. 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 [83]. 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.

Les capteurs du système jouent un rôle essentiel dans l'implémentation de l'architecture de contrôle-commande. En effet, ils servent à garantir les propriétés du système tel que le rejet des perturbations grâce à l'observabilité des variables d'état [69, 89]. 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 stabilité ou des performances souhaitées pour ce système. Il est alors intéressant de se demander s'il est

nécessaire d'intégrer, dès la phase de conception ou de la mise en fonctionnement d'un micro-réseau, de telles incertitudes afin de garantir un contrôle le plus optimal et robuste possible en situation réelle ?

Les verrous scientifiques portent dès lors sur l'identification des sources d'incertitudes de fonctionnement dans un micro-réseau, sur la modélisation de ces sources en regard de l'état de l'art dans le domaine et de la connaissance épistémique des experts et enfin, sur leur prise en compte en phase de conception des architectures de contrôle-commande afin de pouvoir prévenir toute non optimalité lors de l'implémentation en temps réel.

Ces travaux de thèse proposent ainsi de contribuer à répondre à ces différents verrous pour un cas d'études spécifique.

Ce manuscrit se divise ainsi en 4 parties. Le 1er chapitre se consacre, tout d'abord, à l'étude bibliographique qui a permis de dresser l'état de l'art en définissant le contexte, leurs différents domaines d'application, les avantages ainsi que les challenges liés aux micro-réseaux (« microgrid » (MG)). Ensuite, une identification et une classification des différentes stratégies de contrôle les plus largement utilisées dans les MG sont présentées. D'autre part, face aux enjeux de la robustesse de ces systèmes en présence d'incertitudes, une étape d'identification des sources pouvant provoquées des incertitudes ainsi que la définition des incertitudes dites paramétriques ou de modélisation est définies.

Le chapitre 2 aborde la commande du réseau en régime nominal, en justifiant le choix qui s'est porté sur la synthèse d'une commande robuste. Nous présentons également le cas d'études insulaire constitué d'un système de production d'électricité hybride diesel-photovoltaïque-système de stockage fonctionnant en mode autonome ainsi que les objectifs de commande pour celui-ci. Une modélisation orientée vers le contrôle de fréquence est proposée de même qu'une méthode de conception systémique d'un contrôle robuste multivariable pour assurer la stabilité de fréquence de micro-réseaux hybrides. Finalement, une validation sous simulation du correcteur est détaillée sur des critères de performances et sans incertitudes.

Le chapitre 3 aborde la définition des éléments de notre système réel qui pourraient introduire des incertitudes potentiellement impactantes sur la dynamique du système. Une méthodologie de modélisation d'incertitudes de fonctionnement est ainsi présentée afin de permettre au concepteur de pouvoir modéliser des comportements dynamiques incertains liés à la présence de certains composants réels. Puis, grâce à l'outil d'analyse de robustesse appelé μ -analyse, une telle analyse du système avec ce correcteur est réalisée. Après étude approfondie des résultats, une autre méthode dite de μ -synthèse est proposée afin de pouvoir prendre en compte l'incertitude de fonctionnement dès la phase de conception du correcteur. Une validation sous simulation ainsi qu'une comparaison est faite avec la commande précédente. Les correcteurs robustes étant généralement d'ordre élevé, plusieurs techniques de réduction d'ordre sont mises en œuvre et comparées afin de faciliter leur implémentation sur un banc de test.

Le dernier chapitre 4 aborde la validation expérimentale des précédents travaux, en commençant par une description du prototype présent au laboratoire de l'entreprise SAFT® à Bordeaux, développé dans le cadre de ces travaux de thèse en lien avec un ingénieur de recherches, et en présentant les parties matérielles et logicielles du banc d'essai. La section

suivante est consacrée à notre cas d'étude permettant de démontrer à la fois la performance du banc d'essai et la validation en temps réel de la stratégie de contrôle robuste en fréquence qui a été décrite dans les chapitres précédents selon différents tests.

Le manuscrit s'achève par une conclusion générale, qui rassemble les résultats les plus pertinents, et une ouverture vers de futurs travaux qui pourront compléter ce travail.

Les contributions de cette thèse sont de proposer une méthodologie et des outils d'aide à la décision, pour un concepteur de micro-réseau, de manière à intégrer dès la phase de conception ces incertitudes de fonctionnement, afin de garantir le contrôle le plus optimal et robuste possible en phase d'implémentation pratique.

Ces travaux ont été valorisés à l'aide d'un démonstrateur français présent à l'entreprise SAFT[®] de Bordeaux, et ont été publié à la conférence EPE'20¹ et bientôt dans un article de journal.

¹ I. Horvatic, D. Riu et al., « A Robust Control Design to Real-Time Conditions and Modelling of a Microgrid », *2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*, Septembre 2020, P.1-10.

1. ETAT DE L'ART ET POSITIONNEMENT DES TRAVAUX

1.1. Introduction

Ce chapitre présente dans un premier temps le contexte de ces travaux de thèse à travers une étude bibliographique dressant l'état de l'art présentant les différents domaines d'application, les avantages ainsi que les challenges liés au développement des micro-réseaux (ou en anglais *microgrid* (noté MG par la suite)).

Les stratégies de contrôle et de gestion énergétique étant au cœur des problématiques de la thèse, nous présenterons ensuite une classification des différentes stratégies de contrôle les plus largement utilisées dans les MG

Enfin, face aux enjeux de la robustesse de ces systèmes en présence d'incertitudes, une étape d'identification des sources d'incertitudes ainsi que la définition des incertitudes dite paramétriques ou de modélisation sont proposées. Ces différents éléments posés, le chapitre se conclura par la problématique et les verrous scientifique de la thèse.

1.2. Etat de l'art sur les micro-réseaux

1.2.1. Contexte général

L'augmentation de la population, le réchauffement climatique et la course au développement de nouvelles technologies impose de fortes contraintes au niveau de la demande énergétique. En effet, le monde actuel se tourne de plus en plus vers des énergies plus « propres » (cf Figure 1), telles que les énergies éoliennes ou bien l'énergie solaire photovoltaïque, afin de préparer le monde de l'après-pétrole et contribuer à la décarbonisation de la production d'énergie, et ainsi, essayer de répondre aux enjeux et aux problèmes environnementaux liés au réchauffement climatique. Par conséquent, l'évolution actuelle impose à la société une transition énergétique qui impose aux infrastructures critiques et notamment les réseaux électriques actuels à répondre à plusieurs défis tels que : le pilotage de la charge, la variabilité temporelle et la répartition géographique distribuée des moyens de production d'énergie, le vieillissement des infrastructures et la nécessité de modification dynamique de la topologie, etc. Contexte auquel s'ajoutent l'arrivée de nouveaux acteurs économiques et politique, de nouvelles réglementations et de nouveaux modèles économiques.

L'une des solutions consisterait à moderniser et renforcer les infrastructures du réseau, toutefois cela ne résoudrait que les premiers défis mais serait vite limité par les nouveaux acteurs économique et politique [2]. Effectivement, des investissements colossaux devront être nécessaires afin de renforcer l'infrastructure existante et développer un réseau intelligent, solutions pouvant être complexes à mettre en place et prendre plusieurs dizaines d'années. L'état de l'art montre que finalement la manière la plus efficace d'y parvenir serait d'intégrer

de nouvelles solutions, technologies et architectures innovantes pour optimiser le pilotage du réseau, que ce soit au niveau des moyens de production, de la charge ou même de la topologie [2].

Ainsi, l'une des solutions associées au développement de ces réseaux intelligents reposent sur la mise en place de micro-réseaux. Théoriquement et économiquement bien plus simples à mettre en œuvre, ils peuvent, à leur échelle, répondre aux différents défis tels que la possibilité d'intégration d'une part plus importante des énergies renouvelables tout en garantissant une grande fiabilité et qualité de l'énergie. A l'échelle mondiale, de nombreux projets se sont fortement développés autour des micro-réseaux ; on dénombreait dernièrement plus de 6 610 nouveaux projets de micro-réseau au cours du premier trimestre 2020 [1].

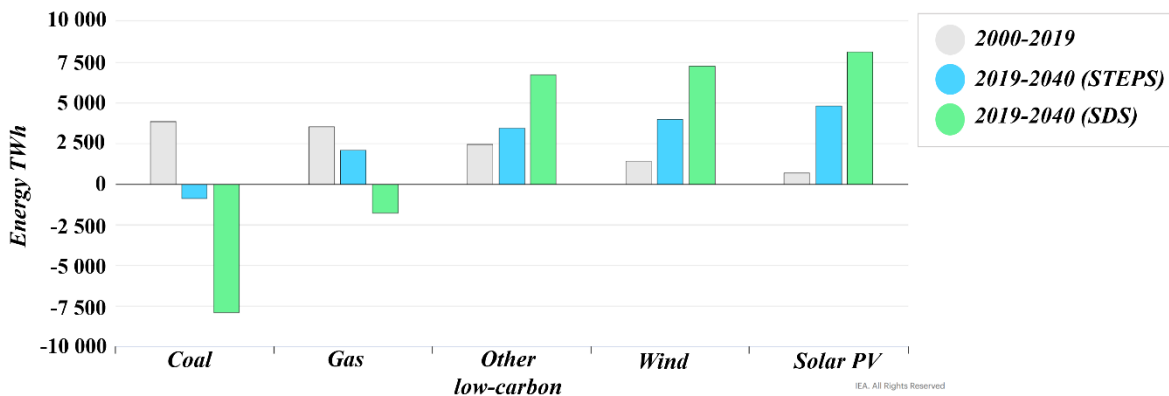


Figure 1 : Évolution de la production mondiale d'électricité selon les ressources et par scénario, 2000-2040 [2]

En Europe, le Centre commun de recherche ou « *Joint Research Centre* » (JRC), une branche de la Commission Européenne, se consacre aux différents projets de déploiement de réseaux intelligents dans l'Union Européenne. En 2017, il n'enregistre pas moins de 950 projets de Smartgrids (correspondant à 5 milliards d'euros) dispersés à travers l'Europe [1]. Au niveau national, la France participe activement au développement de nombreux projets de micro-réseaux comme par exemple le projet de Nice Smart Valley qui a pour objectif d'expérimenter un micro-réseau électrique intelligent, pour optimiser le système électrique à l'échelle locale [1]. On peut citer également PEGASUS (« *Promoting Effective Generation and Sustainable USes of electricity* ») qui est axé sur l'expérimentation d'une simulation du fonctionnement de micro-réseaux dans 7 zones pilotes [3].

D'autres raisons président également à ce boom de projets de micro-réseaux, notamment au niveau des pays en voie de développement. Ainsi, des régions de l'Afrique, de l'Inde ou bien la Chine possèdent encore des zones qui n'ont peu ou pas accès à l'électricité. Par exemple, dans la référence « *Africa Energy Outlook 2019* », on apprend qu'en Afrique subsaharienne, 60% des personnes n'ont toujours pas accès à l'électricité soit dans treize pays, plus des trois quarts de la population n'ont pas accès à l'électricité. [4]. L'extension du réseau étant généralement beaucoup moins rentable dans des zones dites isolées où la densité de population est moindre, les solutions décentralisées sont souvent l'option la moins chère et la plus facilement déployable pour alimenter au minimum les populations et développer une activité

économique. De plus, grâce à la baisse du coût des énergies renouvelables tel que les panneaux photovoltaïques, associée à celle d'autres composants indispensables aujourd'hui pour assurer le bon fonctionnement de ces installations isolées, comme les batteries, l'énergie décarbonnée, du moins du point de vue de la production, est devenue plus accessible mais présente certains inconvénients par rapport aux moyens de production traditionnels du fait de leur variabilité et leur manque de contrôlabilité.

Grâce à sa capacité d'ilotage et l'utilisation de source énergie produite localement en fonction des ressources météorologiques, hydrauliques, le micro-réseau répond en grande partie aux besoins énergétiques de ces zones isolées. En 2019, environ 15 millions de personnes étaient connectées à un micro-réseau en Afrique [4]. Pour les pays où la densité de micro-réseaux est suffisamment avancée et où des moyens financiers sont investis dans le développement économique, nous notons cependant une volonté de créer une topologie de réseaux interconnectant l'ensemble des micro-réseaux à des moyens de production plus conséquents, à l'instar des réseaux de distribution nationaux [1, 2].

1.2.2. Caractéristiques d'un microréseau

Un micro-réseau est un réseau de distribution basse tension pouvant être composé de différents éléments et générateur de distribution tels que [5, 8, 26, 37, 65, 67] :

- des éléments de stockage d'énergie comme par exemple des batteries, des supercapacités ou bien des piles à combustible
- des générateurs d'énergie primaire comme par exemple un générateur diesel ou des centrales de cogénération (CHP) ou bien des installations de biogaz,
- des générateurs d'énergie d'origine renouvelable tels que les panneaux photovoltaïques ou les éoliennes,
- et des charges contrôlables ou non.

Un tel réseau peut être connecté au réseau principal au niveau d'un point de distribution, noté Point de Connexion Commun (PCC). Dans ce cas, le micro-réseau peut fonctionner selon deux configurations, suivant qu'il soit connecté ou isolé du réseau principal [6, 7]. En mode connecté, le micro-réseau s'équilibre en puissance et en fréquence avec l'aide du réseau principal. En mode isolé, les puissances active et réactive générées par les sources d'énergie présentes dans le micro-réseau doivent être en équilibre avec la demande de la charge. Ces réseaux doivent être *flexibles*, afin de pouvoir répondre aux divers besoins des clients, *résilients*, face à des perturbations prévues ou imprévues, *fiables*, afin de garantir une sécurité ainsi qu'une qualité de l'énergie électrique, et *durables* dans le temps afin d'être économiquement intéressants. La Figure 2 présente une structure typique d'un micro-réseau [8].

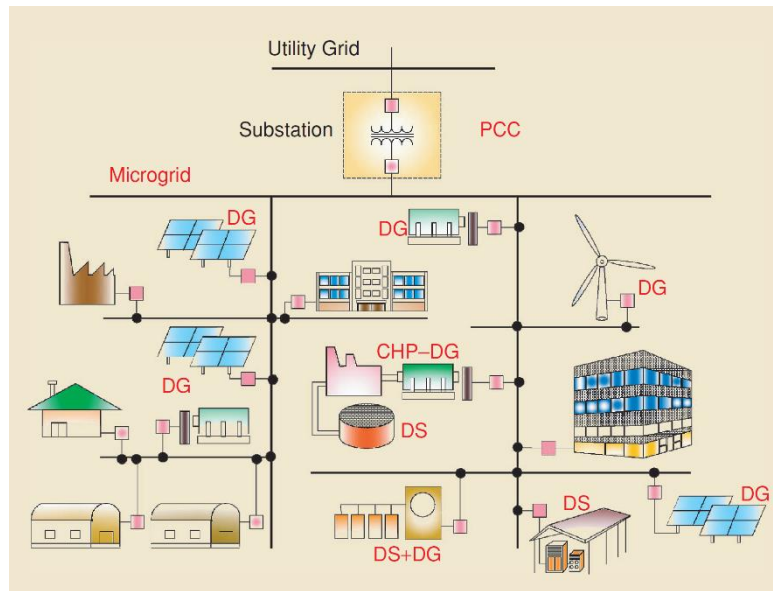


Figure 2 : Micro-réseau [8]

Chaque micro-réseau répond à un besoin particulier et peut alors être classé dans différentes catégories.

1.2.3. Champ applicatif des micro-réseaux

Ces réseaux peuvent être classés selon leur taille, leur capacité et leur complexité selon les termes définis de la manière suivante : "*pico-, nano-, micro- et mini-réseau*". Les définitions trouvées dans la littérature sont les suivantes [9, 13] :

- Un pico-réseau ou « *picogrid* » est un ensemble d'appareils ou de charges contrôlables, qui peut être doté de sa propre batterie interne afin de continuer à fonctionner lorsque des sources externes ne sont pas disponibles, et qui peut être connecté à une maison, un bâtiment résidentiel ou des bureaux [9, 10, 11, 12]. D'après l'institut IRENA [13], les pico-réseaux sont des micro-réseaux de puissance maximale égale à 1 kW.
- Un nano-réseau ou « *nanogrid* » est un système de distribution d'énergie d'une maison ou d'un bâtiment ayant la possibilité de se connecter ou de se déconnecter d'autres entités électriques (par exemple, d'autres maisons ou un quartier) [9, 14, 15, 16]. Il est composé de charge locale, de pico-réseaux, de sources renouvelables (par exemple, des modules photovoltaïques sur le toit d'une maison ou d'une mini éolienne) ou non-renouvelable (groupe diesel par exemple), et a la possibilité d'utiliser un stockage d'énergie et/ou un système de contrôle. Ces systèmes possèdent généralement une puissance maximale de 10 kW [13].

- Le micro-réseau ou « *microgrid* » est un système de distribution d'énergie composé de divers systèmes de production d'énergie, comme définis précédemment, afin d'alimenter une multitude de consommateurs aux caractéristiques variées, en puissance, en répartition géographique (ex : véhicules électriques) et en temporalité (charges statiques et dynamiques, pilotables ou non), tel qu'un quartier résidentiel ou une communauté urbaine, tout en utilisant les lignes des réseaux de distribution [9, 17, 18, 19]. Sa capacité en puissance peut aller de 10 à 100kW [13]
- Le mini-réseau ou « *minigrid* » est similaire à un micro-réseau mais avec une capacité plus grande que celui-ci. Dans la littérature le terme « *minigrid* » est cependant souvent utilisé de manière interchangeable avec le terme "*microgrid*". On l'associe à un réseau de services publics traditionnel (un système de distribution d'électricité avec une entité qui fournit de l'électricité aux clients qui y sont connectés) limité du point de vue de la capacité et de son étendue géographique, ou bien à un réseau de producteurs locaux [13,20]. Les mini-réseaux ont une capacité inférieure à 100 MW [13]. Du point de vue topologique, comme les poupées russes, les mini-réseaux sont divisés en micro-réseaux, eux-mêmes divisés en nano-réseaux, à leurs tours divisés en pico-réseaux (voir Figure 3).

Pour faciliter la lecture du manuscrit et compte-tenu du cas d'étude étudié, présenté au chapitre 2, nous n'utiliserons que le terme générique de « micro-réseau » pour désigner ces réseaux de moins de 100 MW et présentant les caractéristiques précédentes.

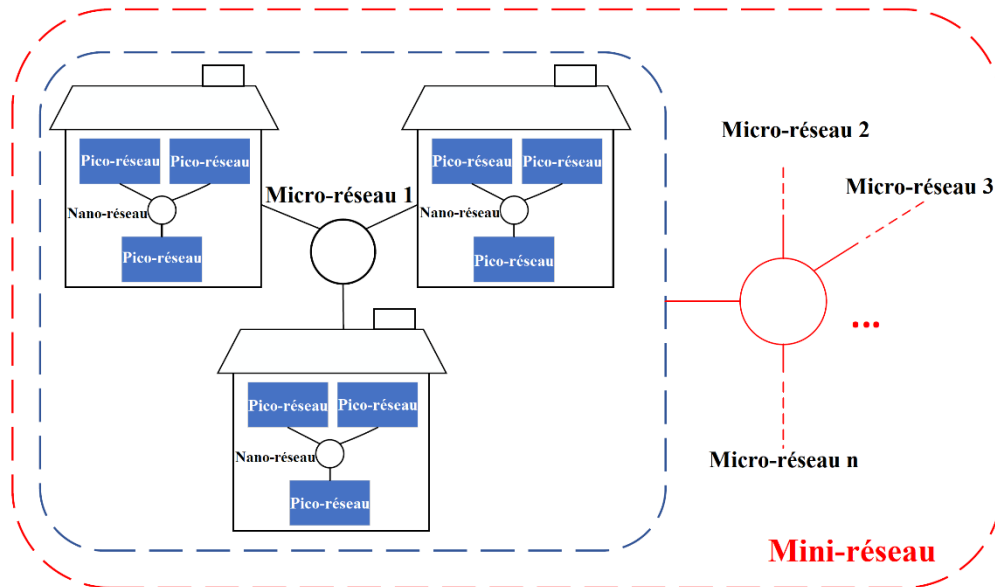


Figure 3 : pico-, nano-, micro-, mini-réseau

On peut également classer ces réseaux selon cinq cadres applicatifs [1, 17, 21, 22]:

- Les micro-réseaux pour des zones commerciales ou industrielles. En effet ces zones sont fortement consommatrices d'électricité et regroupent des commerces, des entreprises et industries aux activités diverses, et dont les besoins en énergie ne sont pas toujours identiques. Le but de ces installations est de sécuriser leur alimentation électrique et de fiabiliser le site. En effet, certains processus de fabrication peuvent à travers une interruption d'électricité ou un redémarrage trop lent provoquer une forte perte de revenus financiers.
- Les micro-réseaux pour des zones résidentielles ou les écoquartiers. Ils ont pour but de desservir des quartiers possédant des maisons ou habitations collectives afin de favoriser l'utilisation de ressources énergétiques locales. Dans le micro-réseau, certaines maisons peuvent faire appel à l'autoconsommation de sources de production renouvelable ainsi qu'à celles de leurs voisins au sein d'une même communauté. Un tel micro-réseau peut disposer d'un système de stockage d'énergie soit centralisé soit distribué entre les divers usagers.
- Les micro-réseaux associés à des activités de recherche ou au sein de campus universitaires. Un tel micro-réseau a pour objectif de pouvoir piloter en propre des moyens de production locaux et maîtriser la consommation afin de diminuer son empreinte carbone. En effet, suite à certaines lois qui sont passés les campus doivent adopter une démarche de développement durable [1]. De plus ils sont aussi souvent développés pour des travaux de recherche, des bancs de test à grande échelle, afin de mieux comprendre la répartition énergétique entre les différents bâtiments et ainsi développer et améliorer le pilotage et la supervision du lieu. On peut citer comme exemple le bâtiment GreEn-ER au cœur du campus GIANT à Grenoble [23] ou bien le projet « Micro-réseau électrique intelligent (microgrid) intégré au bâtiment » soutenu par le laboratoire AVENUES qui mène une recherche sur la modélisation et contrôle multi-échelle de microgrid local en milieu urbain [24].
- Les micro-réseaux pour des zones isolées et non raccordées au réseau électrique principal pour diverses raisons, ou bien temporairement coupées du réseau pour cause d'intempéries météorologiques ou de problèmes de qualité sur le réseau. On déploie ce type de micro-réseau afin d'assurer aux régions ayant des problèmes économiques ou politiques à développer un réseau interconnecté, ou bien rencontrant des intempéries suffisamment fréquentes pour accéder de manière satisfaisante à l'énergie électrique. Généralement ces réseaux sont très peu connectés au réseau principal et se développent avec une insertion massive d'énergie renouvelable en exploitant les ressources énergétiques renouvelables locales afin de ne plus dépendre de groupes diesel polluants et pouvant être coûteux.
- Les micro-réseaux dit « critique » plus particulièrement pour le secteur militaire, pénitentiaire ou bien hospitalier. Ces secteurs doivent toujours avoir accès à l'électricité et donc ils sont souvent équipés par des groupes électrogènes de secours en cas de blackout. Cependant ces derniers sont mal dimensionnés, assez coûteux en maintenance et polluants, et peuvent ne pas démarrer si l'un d'entre eux ne fonctionne pas. Grâce au développement de micro-réseaux dans ce secteur, il est possible de produire et stocker

de l'énergie de manière à garantir l'autonomie à ces installations classées sensibles, en garantissant une fourniture d'électricité malgré les périodes de coupures de courant sur le réseau de distribution.

Les micro-réseau offrent ainsi une diversité d'applications et donc répondent à de nombreux besoins pour différents secteurs et à différentes échelles. Ils présentent ainsi des avantages considérables pour accompagner le développement des nouvelles architectures de réseau et la transition énergétique.

1.2.4. Avantages des micro-réseaux

De manière générale, le déploiement d'un tel système apporte de nombreux bénéfices techniques, qu'ils soient utilisés en support ou non au réseau principale [1, 5, 17, 19, 30].

Un micro-réseau « connecté » (au réseau principal) lui offre ainsi un support considérable en contribuant à la stabilité en tension et en fréquence lors d'une perturbation plus ou moins importante dans le réseau de distribution. Le mode « isolé » quant à lui, permet d'alimenter des charges non raccordées au réseau principal pour des raisons diverses et variées comme cela a été évoqué plus haut.

Enfin, la possibilité de disposer de sources d'énergie locales même avec des qualités de pilotage réduites par rapport aux moyens traditionnels, permet de passer d'un mode à l'autre, de manière intentionnelle (comme par exemple pour réaliser des maintenances sur le réseau) ou non, en cas de défaillance majeure par exemple.

Ils présentent également un certain nombre d'avantages économiques et environnementaux comme nous l'avons déjà évoqué plus haut. Ils permettent ainsi de favoriser l'émergence de sources de production d'énergie décarbonée (hors nucléaire) ou renouvelable, ce qui permet de réduire (dans l'état actuel des connaissances et même si des travaux relativisent le côté « vert » de certaines sources d'énergie comme la production photovoltaïque) l'empreinte carbone de la production d'énergie [1, 5, 19, 97].

Du point de vue économique, ils permettent de réduire les pertes d'énergie sur les réseaux grâce à la proximité plus importante entre producteurs et consommateurs d'énergie, et pourraient jouer un rôle de disponibilité d'énergie vis-à-vis du réseau principal en fonction du coût de l'énergie. Dans les années à venir, ils pourraient jouer un rôle sur le marché de l'énergie comme par exemple en stockant de l'énergie lorsque le prix est faible et en déstockant lorsque le prix est fort.

Grâce à ces multiples avantages, les micro-réseaux connaissent une recrudescence d'année en année comme le montre le graphique sur la Figure 4.

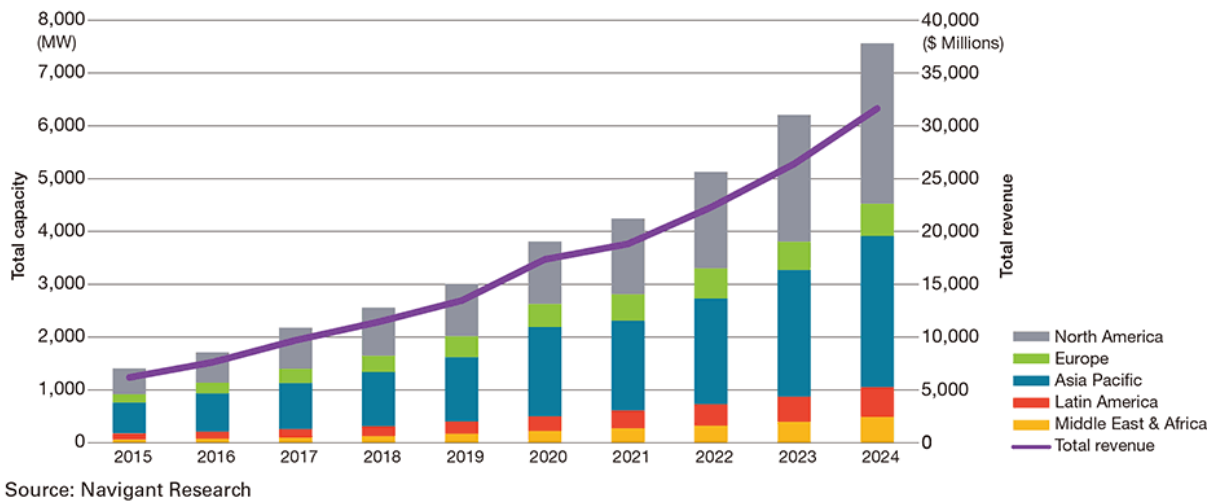


Figure 4 : Capacité et revenus totaux des micro-réseaux par région, marchés mondiaux 2015-2024 [25]

1.2.5. Enjeux des micro-réseaux

Afin de garantir leurs fiabilités et exploiter pleinement tous ces avantages, un certain nombre de problèmes opérationnels doivent encore être résolus dans la conception du système de contrôle de ces réseaux et de leur plan de protection.

Dans la littérature les challenges le plus cités sont les suivants [17, 18, 26, 27, 28, 29, 30] :

- Le fonctionnement bidirectionnel induit par les générateurs présents dans le micro-réseau peut affecter la protection et le pilotage du micro-réseau,
- L'inertie relativement faible d'un micro-réseau ne favorise pas sa tenue et stabilité en fréquence. Cette faible inertie est induite par la réduction de la part des générateurs synchrones au bénéfice de sources de production d'énergie renouvelable faiblement pilotables. Les centrales virtuelles peuvent permettre de résoudre ce problème mais elles restent difficiles à dimensionner et à piloter.
- Le passage du mode isolé ou mode interconnecté peut engendrer une instabilité transitoire et des oscillations de puissances, donc des coûts sur les moyens de production et certaines charges.
- Un micro-réseau est un réseau d'énergie complexe, avec des variabilités temporelles des sources et des charges, et des changements topologiques suivant la disponibilité des sources et celle du réseau principal éventuel. Les modes de communication entre les différents composants, indispensables pour assurer un pilotage optimal du réseau,

peuvent eux aussi induire des délais ou retards, et faire l'objet de défaillances ou d'attaques informatiques. Du fait de leur faible puissance de court-circuit, les micro-réseaux sont dès lors plus sensibles à toute perturbation ou changement de point de fonctionnement.

- Enfin, l'état de fonctionnement d'un micro-réseau est soumis à un fort taux d'incertitudes, qu'elles soient liées à la topologie, aux moyens de production ou de consommation, aux composants réels non modélisés ou non pris en compte dans l'élaboration du contrôle et du pilotage du réseau, etc. Or, il est indispensable de prendre en compte ces diverses incertitudes afin de garantir la robustesse de sa stabilité et/ou de ses performances, et donc de la fiabilité du fonctionnement. Nous reviendrons plus tard sur les différentes sources d'incertitudes et celles qui seront prises en compte dans ces travaux.

1.2.6. Principales fonctions du micro-réseau

La gestion énergétique et le contrôle des variables des micro-réseaux sont indispensables afin de pouvoir assurer un fonctionnement fiable, stable et économiquement intéressant tout en relevant les différents challenges énumérés précédemment. Les principales caractéristiques souhaitées pour le système de contrôle sont les suivantes [26, 31, 32] :

- Assurer un bon équilibre entre les puissances produites et consommées, et donc une bonne coordination et une répartition optimale entre producteurs et consommateurs ;
- Réguler la fréquence et la tension du réseau pour les modes connectés et isolés ;
- Fournir une stratégie de contrôle pratique pour une séparation entre le micro-réseau et le réseau principal en cas d'urgence ou d'une resynchronisation.

Après avoir établi les principales caractéristiques et défis associés au déploiement et au pilotage des micro-réseaux, nous allons désormais décrire plus précisément les différentes stratégies de contrôle de ces systèmes et les verrous scientifiques associés.

1.3. Stratégies de contrôle d'un micro-réseau

1.3.1. Structure hiérarchisée du contrôle :

Comme vu précédemment, la conception de l'architecture de contrôle pour les micro-réseaux est cruciale pour garantir leurs performances et nécessite une attention toute particulière compte-tenu de la très grande sensibilité du réseau aux incertitudes et aux variations de points de fonctionnement.

L'architecture de contrôle présente souvent une structure hiérarchisée car les sollicitations présentent souvent des échelles de temps différentes. Le système de contrôle hiérarchique est très couramment composé de trois niveaux de contrôle [25, 29, 33, 34] comprenant un contrôle **primaire** appelé également « *Power Management System* » (ou PMS), un contrôle secondaire ou « *Energy Management System* » (ou EMS) et un contrôle tertiaire. Chacun de ces contrôles possède des temps de réponses différents et ont recours à différentes variables du système pour les prises de décision sur le pilotage du micro-réseau. La Figure 5 représente une telle architecture hiérarchisée [26].

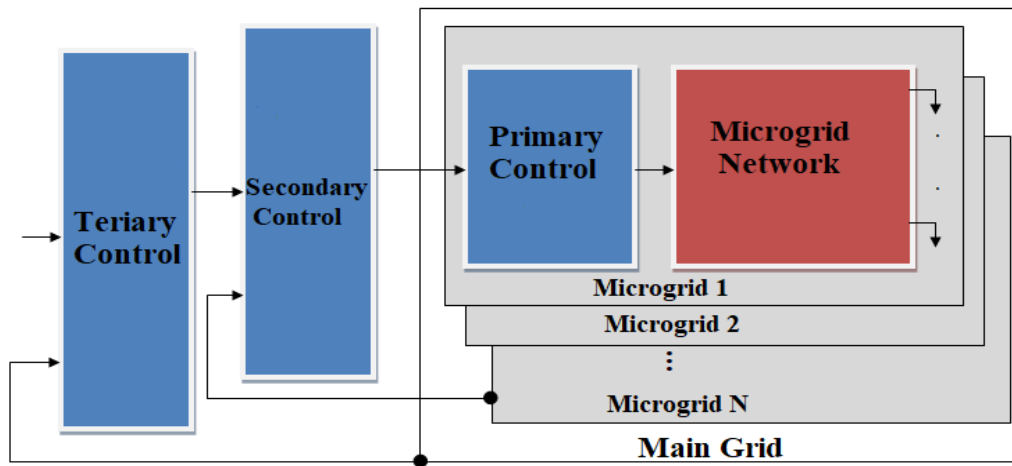


Figure 5 : Contrôle classique et hiérarchisé d'un micro-réseau [26]

Le contrôle primaire ou PMS est un contrôle local se situant au niveau le plus bas de la hiérarchie [26]. Il possède la réponse la plus rapide, et assure la bonne gestion et répartition des puissances actives et réactives dans le réseau. Il permet aussi de stabiliser la tension et la fréquence du micro-réseaux lors du passage du mode connecté au mode isolé et vice versa. De plus, il s'occupe d'atténuer les courants de circulation pouvant entraîner un phénomène de surintensité dans les dispositifs d'électronique de puissance. Le contrôle primaire fournit les consignes pour les boucles de contrôle de tension et de courant des systèmes de production d'énergie et autres composants pilotables.

Le contrôle secondaire ou EMS est conçu pour avoir une réponse dynamique plus lente (de quelques secondes à quelques minutes) par rapport au contrôle primaire [26]. Il délivre les consignes au niveau inférieur et compense les écarts de tension et de fréquence provoqués par le PMS. Il existe deux architectures d'EMS : l'architecture centralisée ou décentralisée [6, 25, 29, 30]. L'EMS centralisé possède un contrôleur central, toutes les informations sont ainsi rassemblées en un seul endroit. En revanche, l'EMS décentralisé pilote chaque composant du micro-réseau avec un ou plusieurs contrôleurs locaux. Chaque contrôle local surveille et communique avec les autres contrôleurs locaux via un réseau de communication. Les contrôleurs locaux prennent les décisions eux-mêmes, il n'y a pas de contrôleur « maître ».

Quant au contrôle tertiaire, se situant au plus haut de l'échelle de temps, sa dynamique est de l'ordre de quelques minutes à quelques heures. Il gère le flux d'énergie entre les différents

micro-réseaux et le réseau principal et, facilite un fonctionnement économique optimal en tenant compte des données de prévision économique du marché de l'énergie et de celles météorologique [25, 26, 29].

La Figure 6 présente les trois niveaux de contrôle sur une échelle de temps.

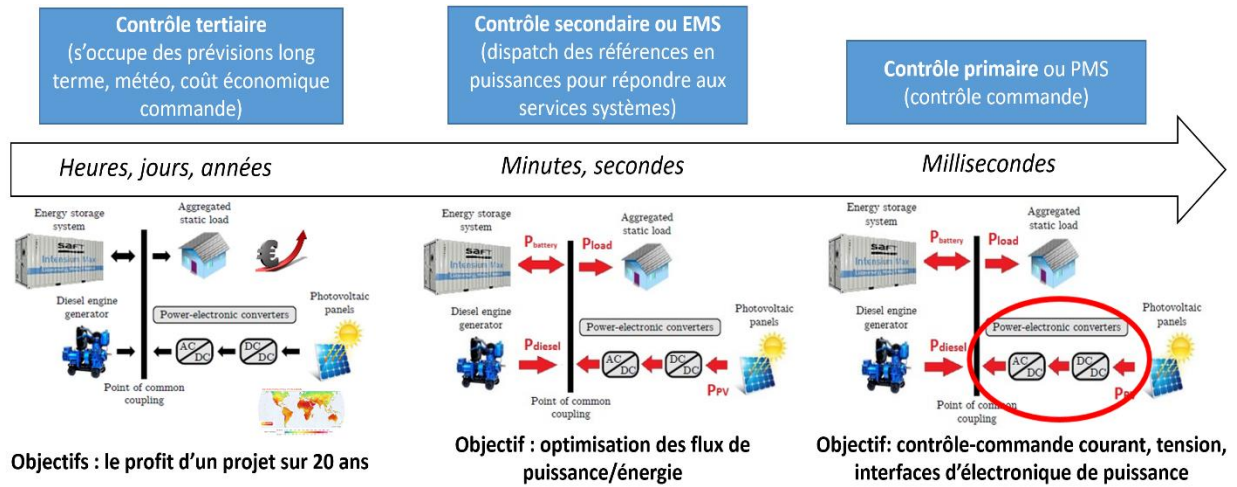


Figure 6 : Classification temporelle des fonctions de commande

Nous donnons plus d'éléments de contexte de chaque niveau hiérarchique afin de mieux positionner ces travaux de thèse.

1.3.2. Le PMS, contrôle primaire

Comme dit précédemment, le PMS local est le premier niveau de contrôle possédant la réponse la plus rapide (moins d'une seconde). Son rôle principal est d'ajuster la fréquence et l'amplitude des tensions de référence qui alimentent les boucles de courant et de tension internes. Il doit réagir le plus rapidement possible afin de contrer les variations possibles au niveau des sources ou de la demande dans le but d'améliorer la fiabilité. Cependant ces consignes dépendent beaucoup du mode de connexion du micro-réseau. En mode connecté le micro-réseau est en mode soutien au réseau principal, donc il dépend des exigences de celui-ci et son rôle va consister à distribuer les puissances actives et réactives du système afin de le stabiliser le plus rapidement possible lors de perturbations quelconques. Quant au mode isolé, n'ayant plus de support du réseau, le micro-réseau doit maintenir sa tension et sa fréquence en fonction des sources énergétiques qu'il dispose afin de pouvoir fournir suffisamment d'énergie électrique à des ménages par exemple [29].

Il existe deux types de contrôle local d'un système de production d'énergie (ou de stockage comme cela a été vu dans les travaux de [35]) suivant que le micro-réseau soit connecté ou isolé. Ces différentes fonctionnalités sont présentées sur la Figure 7 [37].

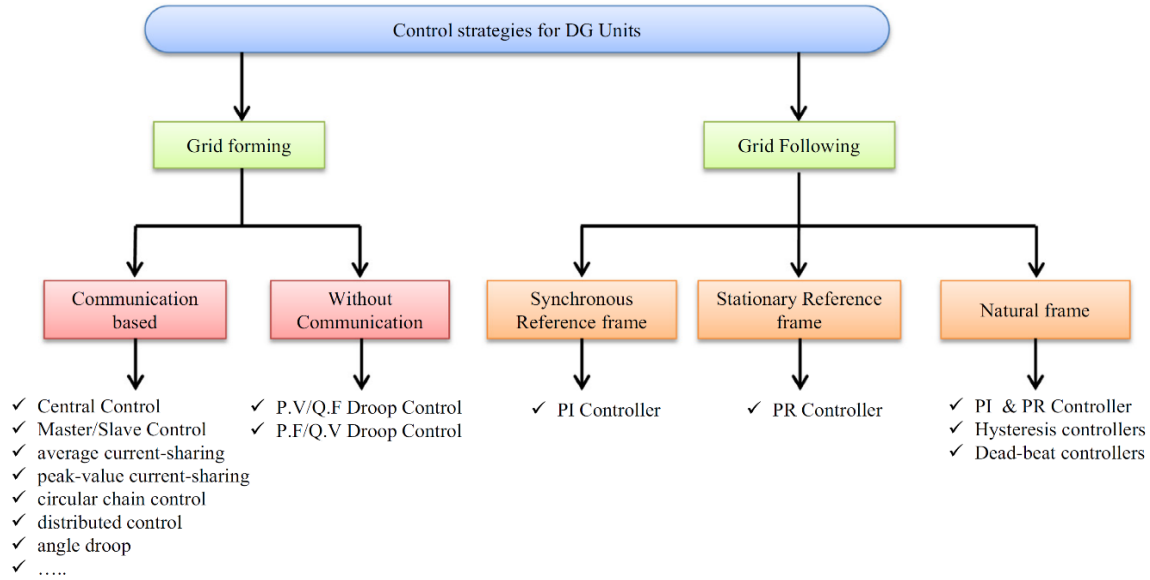


Figure 7 : Stratégies du contrôle primaire/PMS [37]

1.3.2.1 Pilotage en puissances ou « Grid following/ Grid feeding »

Lorsque le micro-réseau est connecté au réseau principal, sa fréquence et sa tension au niveau du PCC sont toutes deux imposées par le réseau principal. Par conséquent, chaque entité pilotable du micro-réseau se comporte comme une source de courant contrôlable. Ce contrôle peut aussi fonctionner à un point non optimal- hors de la plage de puissance maximale- lorsque les référence de puissance active et réactive sont établies par les niveaux de contrôle supérieurs afin d'optimiser la stratégie de partage de la puissance du réseau. Dans cette catégorie on retrouve trois références de commande : naturel (abc), synchrone (dq) et stationnaire (α , β). Ces stratégies peuvent être implémentées pour un micro-réseau AC ou bien DC ou hybride avec quelques petites adaptations à faire. Les différentes structures sont plus détaillées dans les références [29, 36, 37].

1.3.2.2 Pilotage en fréquence et tension ou « Grid forming »

En mode isolé, le micro-réseau se comporte comme un réseau unique et indépendant des autres réseaux. Ce mode est bien plus complexe que celui connecté au réseau. En effet, n'ayant plus le réseau principal comme support, il faut recréer un réseau stable en imposant sa propre fréquence et tension et donc en trouvant le parfait équilibre entre l'offre et la demande en énergie ce qui peut s'avérer difficile avec les déséquilibres soudains de puissance. Par conséquent, les générateurs de production d'énergie et les systèmes de stockage ont donc pour objectif de garantir la stabilité de la tension et fréquence pour des micro-réseaux AC ou DC. Afin de pouvoir réguler au mieux la tension et la fréquence, il faut pouvoir disposer du maximum de sources de tension contrôlables [29]. Ainsi, après avoir détecté le plus rapidement

possible le besoin d'être en mode isolé, une stratégie de contrôle doit se mettre en place afin de régler la tension et la fréquence du micro-réseau et d'optimiser au maximum le partage de puissances entre les différents éléments.

Dans le micro-réseau en mode isolé, au moins un de ces générateurs de production doit avoir une stratégie de contrôle en formation de réseau « *Grid forming* », afin d'avoir une référence en tension et fréquence pour pouvoir maintenir l'équilibre des puissances. Dans ce cas-là, les autres éléments du micro-réseau pourront alors avoir une stratégie de suivi de réseau de type « *Grid following* » afin d'absorber ou injecter une certaine quantité de puissance [29, 37].

En fonction des besoins du réseau, il est aussi possible que plusieurs générateurs de production d'électricité du micro-réseau agissent avec une stratégie de contrôle en mode « *Grid forming* ». Il sera alors nécessaire d'instaurer une synchronisation afin de garantir la stabilité en tension et en fréquence du micro-réseau tout en répondant le plus rapidement possible à une demande de partage de l'énergie. La stratégie de contrôle peut alors être divisée en deux catégories : les méthodes basées sur la communication ou les méthodes sans communication.

1.3.2.2.1 STRATEGIE « GRID FORMING » AVEC COMMUNICATION

La stratégie basée sur la communication est une méthode permettant de gérer les puissances actives et réactives en utilisant un contrôleur local. Il existe donc un lien de communication entre le contrôleur central et les différentes entités. Cependant ces stratégies ont besoin des lignes de communications qui peuvent s'avérer vulnérables et coûteuses surtout pour des lignes utilisées sur de longues distances. De plus, leur fiabilité peut être réduite et leur extensibilité devint vite limitée [38, 29].

On distingue ainsi différentes configurations de contrôle avec ces moyens coordonnés assurés par la communication.

➤ Contrôle dit centralisé

Dans ce cadre, le contrôleur central doit coordonner les puissances électriques dans le micro-réseau de manière à obtenir une bonne tension en partageant correctement les puissances actives et réactives entre les composants en régime permanent [38, 39]. L'avantage de ce contrôle est qu'il utilise que des algorithmes simples à travers les différents convertisseurs. En revanche, la mise en place de ce système est très coûteuse et difficile à mettre en place pour des systèmes grands et distribués. Ce contrôle est généralement décliné selon deux approches : « *central limit control* » et « *power deviation* » [38], que nous ne détaillerons pas ici.

➤ Contrôle dit maître/esclave

Ce mode de contrôle met en œuvre des contrôleurs de tension et de courants. Le composant asservi en « maître » est ainsi contrôlé en tension ; il est ainsi garant de la régulation de tension de sortie ainsi que de la spécification de courant de référence pour chaque autre composant (source ou onduleur) [38, 39, 40].

Il existe également la méthode dite « d'auto-master-slave ». Ici les sources sont interconnectées en parallèle et une mesure est réalisée pour estimer celle qui a la puissance de sortie la plus élevée. Elle devient alors la source de tension du réseau. Le contrôle se fait alors au niveau des puissances contrairement à la méthode classique reposant sur les mesures de courant ou de tension [38].

➤ Distribution de courant instantané (moyen)

Cette méthode ne nécessite aucun contrôle central, mais uniquement un bus de partage de courant ainsi qu'une synchronisation de référence en tension. Le principe est de partager toutes les informations instantanées du courant de sortie de chaque source afin de déterminer l'écart par rapport à la valeur souhaitée. Pour réaliser cette méthode il est nécessaire d'avoir des connexions de puissance inter modules ce qui limite la flexibilité du système [38, 41].

➤ Contrôle distribué

Dans cette méthode, il n'y a pas de contrôleur central mais un contrôle localisé est utilisé pour chaque source. Cependant un bus de partage de courant est nécessaire pour définir le même courant de référence moyen entre les convertisseurs. Une des contraintes est donc que tous les modules doivent être bien symétrique afin d'obtenir un partage de courant approprié [38, 39].

Ils existent encore bien d'autres méthodes de contrôle primaires basées sur la communication tels que :

- Le « *Peak-value based current sharing* » dont le principe repose sur un partage de courant, où les valeurs de référence pour le courant et la tension sont déterminées sur la base du calcul de la valeur de crête de l'amplitude de la tension et de l'angle de phase déterminé via une PLL [38].
- Le statisme d'angle dont le principe est d'utiliser un statisme et des signaux GPS pour déterminer l'angle de référence afin de contrôler les puissances active et réactive [38, 39, 44].

Malgré une diversité de choix de contrôle et certains avantages, tels que le partage adéquat des puissances et une amélioration de la stabilité du micro-réseau, les stratégies du PMS reposant sur un réseau de communication sont très peu utilisées dans la littérature.

On trouve plus fréquemment des solutions qui consistent à mettre en œuvre un contrôle primaire autonome qui sera ensuite associé avec un contrôle secondaire centralisé ou distribué selon les besoins [6, 48].

1.3.2.2 STRATEGIE « GRID FORMING » SANS COMMUNICATION

La stratégie sans communication facilite la redondance et possède une meilleure fiabilité du système. De plus il est bien plus intéressant pour les connexions d'onduleur à distance pour l'interface de systèmes de production d'énergie non conventionnels.

Ainsi, la reconfiguration du réseau est facilitée et on observe souvent une réduction des erreurs suite à l'absence des réseaux de communication.

Il existe énormément de travaux développés dans la littérature autour de telles stratégies de contrôle [29, 33, 42, 43, 44, 45, 77]. Nous ne mentionnerons ici que la plus connue, reposant sur la notion de statisme, appelée aussi « droop control », et utilisée fréquemment pour les micro-réseaux AC ou DC.

➤ Contrôle par statisme ou « droop control » P/f , Q/V

L'idée du droop control dans les onduleurs provient du contrôle des générateurs synchrones. Le statisme agit sur la puissance active P en se basant sur l'inertie du système. Cependant, par rapport à un générateur, dans un micro-réseau l'inertie est faible, par conséquent, la stratégie de contrôle de la puissance active et réactive se basera plutôt sur la caractéristique de la ligne. Pour le statisme P/f on aura plutôt des impédances de ligne inductive [5, 38, 39, 43, 97]. Il existe donc un lien entre la puissance active et l'angle de phase et un lien entre la puissance réactive et la tension. Le but du statisme est donc de faire varier l'amplitude de la tension et de la fréquence en fonction de la demande de puissance active et réactive pour effectuer le partage de la puissance entre les différents modules. Il est possible d'utiliser l'angle de phase au lieu de la fréquence mais il est plus courant d'utiliser la fréquence.

Le statisme est simple à mettre en œuvre car il n'a pas besoin d'interconnexion supplémentaire entre les onduleurs. De plus, sa modularité, sa flexibilité et sa bonne fiabilité lui donne un avantage. Cependant, il présente certaines limites, comme une dépendance vis-à-vis de l'impédance de ligne, une régulation P ou Q imprécise, des réponses en régime transitoire faible, la variation de fréquence en fonction de la charge ainsi qu'une mauvaise distribution des courants harmoniques [5]. Pour minimiser ces impacts négatifs, l'EMS peut être sollicité pour compenser les écarts de tension et de fréquence, ou bien on peut introduire différentes variantes du statisme avec soit l'ajout d'un *terme dérivatif* qui permet d'améliorer la dynamique du

système, une *impédance virtuelle*, un partage de *puissance harmonique* ou bien une *inertie virtuelle* [5, 43, 97]. On peut aussi créer un statisme adaptatif ou robuste [42].

➤ Contrôle par statisme ou « *droop control* » P/V , Q/F

La méthode P/f pose problème lorsque le réseau électrique est à basse tension. En effet, lorsqu'il possède des lignes à basse tension, leur impédance est moins inductive et plus résistive [38, 39, 97]. Des approches alternatives sont alors proposées dans la littérature pour piloter la fréquence avec la puissance réactive des sources et la tension, avec la puissance active.

Néanmoins cette méthode présente quelques inconvénients comme un couplage entre les puissances active et réactive, un mauvais partage des puissances harmonique ou des difficultés d'intégration de ressources d'énergie renouvelable. Pour résoudre ces problèmes, comme dans le cas précédent, il est possible d'introduire certaines méthodes telles que la *méthode de l'impédance virtuelle*, la *transformée virtuelle*, le *contrôle basé sur la tension* ou l'ajout d'un *terme dérivateur* [39, 97].

1.3.3. L'EMS ou le contrôle secondaire

1.3.3.1 Généralités

Le contrôle secondaire ou EMS a pour but de superviser et de surveiller le micro-réseau afin de compenser les écarts de tension et fréquence et déterminer les signaux de référence au PMS. L'EMS communique et récupère les données et les informations au niveau du PMS mais aussi à des entités venant de l'extérieur comme par exemple les consommateurs. Il améliore ainsi les performances de fonctionnement pour l'ensemble des générateurs du micro-réseau [6, 46, 47]. Un tel système de gestion d'énergie a une structure composée de 4 principaux blocs tels que l'interface homme/machine ou « *Human-machine interface* » (HMI), un bloc de prévision/« *Forecast* », un module Optimisation/« *Optimization* » et une partie analyse/« *Analysis* » (cf Figure 8) [6, 46, 47].

Le module HMI est l'interface permettant la surveillance et le contrôle du micro-réseau en temps réel mais aussi pour des temps plus longs. Il permet l'interaction avec les modules à l'intérieur d'un système de micro-réseau mais aussi avec l'extérieur. Il est capable de collecter les informations du système en temps réel par le biais d'un réseau de communication bidirectionnelle et de fournir des informations en retour.

Le module d'Analyse collecte et stocke les différentes informations et données historiques provenant de diverses entités du micro-réseau afin de les enregistrer et de permettre à l'utilisateur de voir l'évolution de l'état du système au fil du temps. Il permettra par exemple d'analyser la consommation, de pouvoir améliorer les performances des modèles de prévision ou bien de détecter des anomalies de fonctionnement.

Le module de prévision utilise les données historiques et souvent les données météorologiques pour anticiper les besoins en ressources énergétiques, les variations potentielles de charge et le marché de l'énergie sur différentes échelles de temps (jour, heures...).

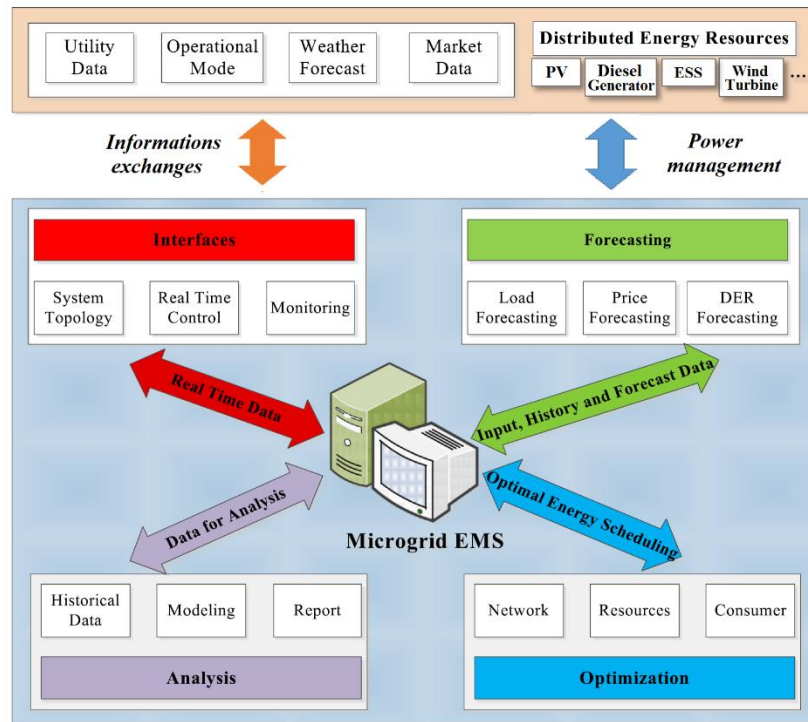


Figure 8 : Structure classique d'un EMS [48]

Et enfin le module d'optimisation pilote les flux de puissance dans le micro-réseau en ajustant les sources énergétiques à répartir, ou en jouant sur les charges contrôlables et/ou la puissance importée/exportée depuis ou vers le réseau. Il optimise aussi l'offre et la demande du client au niveau de la gestion d'énergie.

Cette structure de l'EMS reste une structure basique qui peut être modifiée selon les exigences ou bien les besoins en ajoutant ou enlevant des éléments. Rappelons que les questions du maintien de la stabilité et de contrôle des micro-réseaux font partie des principaux défis à relever en raison d'une puissance de court-circuit limitée du réseau, une variabilité des sources et des charges mais aussi à la faible inertie du réseau et au comportement non linéaire introduit par les convertisseurs d'électronique de puissance. L'état et les paramètres du réseau sont également soumis à de fortes incertitudes qui seront décrites plus loin.

L'une des fonctions de l'EMS est alors de coordonner les différentes sources de production afin d'assurer la régulation de tension et de fréquence, en incluant des éventuels systèmes de stockage de l'énergie.

Des contrôleurs simples peuvent être sollicités pour cela, comme le contrôle par PID, mais bien souvent, les EMS sont composés avec des contrôleurs plus avancés, reposant sur des techniques d'optimisation, afin de superviser de nombreux composants aux caractéristiques diversifiées (contrôles robuste, adaptatifs ou intelligents).

1.3.3.2 Méthodes de contrôle classiques associées à l'EMS

En général, les contrôles classiques sont souvent utilisés pour leur facilité d'implémentation. On peut notamment citer le contrôle par PI/PID, les modes glissants ou bien la commande quadratique linéaire qui ne seront pas définies ici [5, 32, 33, 49]. Mais même si ces méthodes de contrôle bien connues ont des performances dynamiques tout à fait correctes, leurs performances peuvent être affectées dès lors que le système subit des incertitudes. Par conséquence, des structures de contrôle avancées, plus complexes, sont de plus en plus fréquemment utilisées pour répondre aux spécifications de performances plus exigeantes des micro-réseaux, dans une large gamme de conditions de fonctionnement.

1.3.3.3 Contrôle avancé pour les EMS

Nous passons en revue ci-dessous certains modes de contrôle dit avancés, qui ont été souvent cités dans la littérature pour pallier aux défauts et limites des contrôles classiques. Ils apportent bien souvent, en se reposant sur des processus d'optimisation, des services nettement supérieurs au réseau en fonctionnement nominal ou dégradé, par rapport aux contrôleurs classiques évoqués ci-dessous et l'intérêt ne cesse d'augmenter pour la gestion des micro-réseaux d'énergie.

➤ Contrôle adaptatif

Il existe des contrôleurs adaptatifs qui sont principalement utilisés pour prendre en compte les incertitudes et les perturbations paramétriques afin d'améliorer les contrôleurs plus classiques vus précédemment [32, 42, 49]. Certains travaux sur les contrôles adaptatifs permettent ainsi de trouver des conditions de fonctionnement quasi-optimales. On trouve différentes méthodes telles que la régulation PI/PID adaptative, la régulation adaptative du statisme, la régulation adaptative des modes glissants ou bien l'apprentissage par renforcement [32, 42, 49].

➤ Contrôle prédictif / « Model Predictive Control » (MPC) :

Les techniques de contrôle prédictif ont pour principe de calculer par anticipation les signaux de référence sur un horizon de temps court. L'utilisation de cette méthode offre de nombreux avantages tels que la possibilité d'inclure les non-linéarités du système, la minimisation de la fréquence de commutation pour les onduleurs de forte puissance et l'obtention d'un contrôle du courant plus précis avec un bruit harmonique minimum [50, 51, 49]. On retrouve cette méthode dans divers travaux sur les micro-réseaux et notamment les systèmes d'énergie embarqués [50, 32, 49]. Leur principal inconvénient repose sur la précision indispensable du modèle utilisé et l'impact numérique des calculs associés à la prédiction.

➤ La commande floue / « *fuzzy logic control* »

Contrairement aux contrôles classiques, qui sont essentiellement basés sur des modèles mathématiques linéarisés du système à contrôler, la méthodologie de la commande floue appelé aussi « *fuzzy logic control* » a pour principe d'établir un contrôleur en tenant compte de divers facteurs sur la base de mesures, du retour d'expérience et des connaissances des différents experts du domaine, afin d'aboutir à une décision acceptable pour le concepteur. Elle s'appuie sur la définition de règles et de fonctions d'appartenance à des ensembles dits « ensembles flous » [97]. Cette méthode est plutôt intéressante pour les applications de micro-réseaux car elle peut contrôler des systèmes non linéaires qui seraient difficiles à modéliser [22, 32, 49, 47, 97]. Cependant l'inconvénient de cette méthode est qu'elle est plutôt lente et donc souvent utilisée comme soutien ou pour régler les gains des contrôleurs classiques [49, 97].

➤ Réseaux de neurones / « *Artificial Neural Networks* » (ANN)

La méthode par réseaux de neurones ou « *Artificial Neural Networks* » (ANNs) qui permet d'estimer le comportement de la sortie en fonction de l'entrée sans avoir de connaissances a priori pour construire le modèle de neurones qui va se générer par auto-apprentissage. Les méthodes d'apprentissage sont généralement de type probabiliste [52,97]. L'inconvénient de cette méthode est qu'il faut une base de données suffisante car ces réseaux de neurones sont formés et « apprennent » en traitant des exemples, dont chacun contient une "entrée" et un "résultat" connus [49]. Pour le contrôle des micro-réseaux, la méthode ANNs est souvent utilisée comme support pour régler et améliorer les performances des contrôleurs classiques [22, 32, 49, 52, 97].

➤ Optimisation par essaims particuliers / « *Particle swarm optimization* » (PSO)

L'optimisation de l'essaim de particules ou « *Particle swarm optimization* » (PSO) a généré de nombreuses recherches en raison de la contribution à l'optimisation des paramètres incertains pour des problèmes d'optimisation [49, 97, 97]. En effet, c'est une méthode qui optimise un problème en essayant itérativement d'améliorer une solution candidate par rapport à une mesure de qualité donnée. Son principe est de résoudre un problème constitué d'un ensemble d'individus où chacun, appelé particule, est spécifié par les vecteurs de position et de vitesse à chaque instant ou itération. La position de chaque particule représente une solution potentielle au problème d'optimisation à l'étude.

Elle a permis notamment des optimisations stochastiques des paramètres de contrôleurs classiques afin d'améliorer la stabilité du micro-réseau [32, 49, 47, 97].

➤ Contrôle par tolérance aux défauts / « *fault tolerant control* » (FTC)

Le principe du contrôle tolérant aux défauts (« *fault tolerant control* ») est de détecter les pannes et/ou défauts du système afin de pouvoir par la suite modifier le contrôle de manière à ce qu'il puisse continuer à fonctionner de manière adéquate et sûre [32, 53, 54].

Dans la littérature, on retrouve deux types de commandes tolérantes aux défauts, l'une passive et l'autre active [32]. La stratégie passive est ainsi définie comme un contrôle à

paramètres fixes ayant anticipé tous les défauts possibles ou connus du système, à l'instar d'une commande robuste mais aux défauts du système. La stratégie active quant à elle cherche à compenser les effets des défauts en adaptant les paramètres du contrôle, en synthétisant une nouvelle loi de commande en temps réel. Ce type de stratégie nécessite une cohabitation de différentes tâches : le diagnostic en ligne des défauts, la prise de décision en temps réel et la reconfiguration du contrôleur [32], ce qui nécessite de fait des moyens de calculs importants. L'intérêt de cet ajout de commande est de rendre le contrôle du micro-réseau le plus fiable et robuste face à des défauts dans le système ; cependant une telle méthode nécessite un temps de réaction plus long lié aux différentes tâches à accomplir en ligne [32].

1.3.3.4 Un contrôle avancé particulier : le contrôle robuste

Le contrôle robuste reposant sur la minimisation de la norme H_∞ de critères de performances fréquentiels (appelé par la suite « *contrôle H_∞* »), a suscité l'intérêt de nombreux chercheurs pour la régulation de la fréquence et de la tension de micro-réseaux [5, 55, 56, 57, 58, 83, 87, 97].

Le contrôle H_∞ est ainsi une technique permettant de satisfaire de nombreux objectifs de contrôle, tels que l'atténuation des perturbations, la stabilisation robuste de systèmes incertains ou la mise en forme de la réponse en boucle ouverte, en définissant des compromis et en cherchant à maximiser les marges de robustesse. C'est une méthode de contrôle linéaire, ne s'appliquant donc qu'aux perturbations dites « petits signaux ». Le principe du contrôle H_∞ consiste ainsi à trouver le contrôleur optimal afin d'assurer la stabilité et la performance du système en présence d'incertitudes de modélisation et de perturbations externes, en utilisant les méthodes numériques de résolution des Inégalités matricielles linéaires (LMI en anglais pour *Linear Matrix Inequalities*) [73, 69].

Le correcteur trouvé numériquement, même d'ordre élevé, est toujours optimal par rapport aux critères de performances définis, ce qui signifie que si aucune solution aux objectifs de contrôle n'est trouvée, alors c'est qu'il n'existe aucune solution. Par ailleurs, il est possible d'associer le contrôle H_∞ à une analyse de sensibilité et de robustesse avec la méthode appelée « μ -analyse » pour vérifier sa robustesse face à des incertitudes [69, 70, 72, 83, 88]. Nous présenterons plus largement ces méthodes dans les chapitres suivants.

Si après avoir effectué l'analyse de robustesse, la commande n'est pas assez robuste face à une incertitude en particulier, il est possible de mettre en œuvre une méthode complémentaire, itérative, appelée « μ -synthèse » qui permet de prendre en compte dès l'étape de conception du correcteur, les objectifs de performances et de robustesse du correcteur en boucle fermée afin de trouver le plus rapidement possible un compromis [55, 59, 97]. Nous détaillerons plus explicitement ces méthodes après avoir justifié notre choix de les mobiliser dans le cadre de ces travaux de thèse.

1.4. Enjeux de la robustesse du système face aux incertitudes

Un système robuste est un système capable de garantir certaines performances dynamiques (stabilité, objectifs de régulation, d'asservissement, rejet au bruit de mesures, ...) malgré la présence d'incertitudes liées au fonctionnement, aux paramètres du système ou toute autre perturbation de cette nature. Derrière la notion de robustesse se cachent ainsi des propriétés de fiabilité, de résilience, de sécurité et de durabilité des systèmes concernés.

De nombreux algorithmes de contrôle présentent des qualités certaines ou conséquentes de robustesse face à ces incertitudes. Le point d'orgue de ces méthodes consiste néanmoins à avoir une connaissance a priori importante de leur origine et une capacité issue de l'expérience ou de l'expertise pour les modéliser finement. Les algorithmes d'optimisation permettent dès lors de les intégrer dans le processus de conception du contrôle afin de rendre ce dernier le plus robuste possible.

Cependant, il a souvent été observé, lors de l'implémentation de tels contrôleurs sur des systèmes réels, une perte d'optimalité de la solution et une obligation de modifier certains réglages afin de pouvoir assurer a minima les performances pour le régime nominal. Quelles peuvent en être les causes ? C'est à cette première question que nous avons commencé à travailler dans ces travaux de thèse afin d'identifier l'origine de cette perte d'optimalité. Nous avons ensuite essayé d'intégrer dès la phase de conception de la commande ces incertitudes de fonctionnement particulières liées à la présence de dynamiques non modélisées lors des phases pré-implémentation.

1.4.1. Définition et caractéristiques des incertitudes

Contrairement aux défauts qui doivent être détectés le plus rapidement possible et dont les effets doivent être atténués voire supprimés avec des méthodes dédiées, les incertitudes ont des impacts sur les performances ou la stabilité du système et peuvent être connues ou non. Leurs effets peuvent cependant raisonnablement être atténués voire inhibés grâce à la conception d'un contrôle robuste à ces incertitudes.

Le fonctionnement réel d'un système électrique est rarement parfaitement connu du fait de la complexité de compréhension et modélisation de certains comportements physique des composants présents. Le travail de modélisation et de conception de gestion énergétique ou de la commande doit ainsi souvent s'accompagner d'une analyse de sensibilité à ces incertitudes afin d'en évaluer l'impact via une étude de propagation [60].

Dans la littérature, les incertitudes se divisent en deux catégories [60] : celles de nature aléatoire (elles concernent des événements dont l'occurrence est aléatoire ou stochastique), et celles de nature épistémique qui sont liées à la connaissance que l'on se fait d'un phénomène et à sa modélisation qui ne représentera jamais parfaitement l'exactitude réelle de celui-ci. Notre

étude se concentrera surtout sur la deuxième catégorie. Parmi celles-ci, on distinguera différents types d'incertitudes comme celles associées à la conception ou plus couramment sous le nom d'incertitudes paramétriques, et les incertitudes de modélisation et plus particulièrement celles associées au fonctionnement du système.

Les incertitudes paramétriques, ou de conception, représentent ainsi les variations réelles des paramètres du système [55, 61, 69, 72, 83, 87]. Lors de la modélisation d'un système, certains paramètres physiques, comme les paramètres des différents filtres ou bien des convertisseurs, sont supposés avoir une valeur donnée ou nominale que le concepteur considère fixe afin de simplifier le modèle. Cependant, ces paramètres peuvent différer des valeurs réelles en raison d'imprécisions dans le cahier des charges sur les valeurs réelles ou d'erreurs d'identification de paramètres ou bien, de variation de paramètres en fonction d'autres paramètres ou de l'environnement (par exemple, certaines valeurs des paramètres d'une batterie dépendent de la température et/ou de son état de charge). Ces incertitudes peuvent également être associées à des variations de paramètres avec le vieillissement de composants.

Les incertitudes de modélisation ou de fonctionnement quant à elles, sont associées au comportement dynamique des composants réels non pris en compte, mal défini ou inconnus, dans la plupart des stratégies de gestion classique, et qui induisent des différences conséquentes entre le comportement modélisé et la réponse réelle du système [69, 68, 91, 93]. Dans ce cas, le modèle est considéré comme faux en raison de l'absence de cette dynamique qui est soit négligé délibérément par le concepteur ou bien souvent par manque de compréhension du comportement physique ou par la difficulté de modélisation de celui-ci.

Le choix de ne pas prendre en compte un comportement dynamique connu vient du besoin du concepteur afin d'obtenir le modèle le plus simple et donc d'obtenir un correcteur le moins complexe afin qu'il soit le plus facilement implémentable. Par exemple ne pas prendre en compte les hautes fréquences est généralement possible car elles ne sont pas considérées comme étant un problème dans les études de stabilité. En général, les dynamiques très hautes fréquences sont ainsi négligées en électrotechnique, grâce à l'intégration d'un filtre ayant pour but principal de filtrer les harmoniques rejetés par le convertisseur ; sa fréquence de coupure sera ainsi choisie bien en dessous des fréquences de commutation [72].

Mais, parfois, le choix de négliger ou pas certaines dynamiques vient aussi du fait de l'absence de connaissance de certains comportements dynamiques ou d'une difficulté de modélisation de celle-ci. En effet, la conception du modèle d'un système se fait à travers une mise en équations mathématiques et parfois certains comportements sont très difficilement modélisables. Cela peut éventuellement nuire à la stabilité et/ou aux performances souhaitées du système étudié. Tout modélisation d'un système réel possèdera ainsi indubitablement des incertitudes de fonctionnement.

1.4.2. Réflexion sur les sources d'incertitudes présentes dans les micro-réseaux

Certaines hypothèses faites lors de la phase de construction du modèle orienté commande, en négligeant certaines dynamiques, certains paramètres voire certains composants, ou en ignorant involontairement certains comportements, peuvent avoir des impacts significatifs avec une perte de l'optimisation des performances lors de l'implémentation en temps réel.

De manière à assurer une certaine continuité entre la validation des performances en simulation et la validation lors de l'implémentation en temps réel, il faut dans un premier temps réaliser une investigation sur le système étudié, de manière à prévoir les causes qui potentiellement peuvent engendrer des incertitudes.

Nous avons ainsi suivi la méthode ci-dessous en début de thèse pour identifier les causes de non-optimalité lors de l'implémentation en temps réel d'algorithmes de contrôle.

1. Il est tout d'abord important d'analyser précisément le système et les sources d'incertitudes paramétriques et épistémiques présentes dans un micro-réseau.
2. Dans un second temps, il peut être intéressant de lister toutes les causes possibles de défaillances sur les performances dynamiques par rapport à des retours d'expérience d'utilisateurs :
 - en s'aidant de la méthode QQQQCCP (Quoi, Qui, Où, Quand, Comment, Combien, Pourquoi) afin de questionner des experts dans le domaine pour identifier le maximum de crédibilité au niveau de l'analyse [62].
 - la méthode classique d'ISHIKAWA utilisée en fiabilité [64] permet également de faire l'inventaire de manière structurée des causes pouvant amener au problème.
3. Pour finir, il est important de traiter et d'identifier les causes d'incertitudes les plus fréquentes ou les plus critiques.

D'autres approches, mobilisent des algorithmes d'intelligence artificielle pour identifier en temps réel des écarts entre les performances attendues et réelles de manière à alimenter le modèle de nouvelles connaissances [63]. Cela n'a pas été abordé dans ces travaux de thèse, mais nous reviendrons sur ce point en conclusion.

En pratique, il existe de nombreuses sources d'incertitudes dans un micro-réseau, comme par exemple [60, 83, 87, 69]:

- Les incertitudes paramétriques des différents composants intégrés dans un système (l'approche systémique devant garantir les performances du système global avec des incertitudes sur le comportement dynamique réel des dispositifs (charges, filtres, sources, ...) le composant.
- Les incertitudes épistémiques liées à un manque de connaissance du comportement de certains composants, mais qui pourraient être réduites grâce à la recherche et des analyses approfondies.
- Les incertitudes de fonctionnement liées au comportement dynamique de certains composants ignorés traditionnellement dans les étapes de conception de lois de commande : capteurs induisant des bruits de mesure, impacts des communications, ...

Le diagramme d'Ishikawa appelé également diagramme en « arêtes de poisson » a été conçu par Koaru Ishikawa pour identifier et fournir de manière très rigoureuse les différentes causes relatives à un seul effet ou à une seule conséquence [64]. La structure générale du diagramme d'Ishikawa se présente sous la forme de flèches, avec une flèche horizontale pointant vers le problème identifié ou le but recherché puis des flèches obliques regroupant les causes potentielles en cinq catégories ou chacune de ces parties possède différentes causes à évaluer pour obtenir l'effet ou la conséquence étudiés : la Matière, le Matériel, la Méthode/ le Management, la Main-d'œuvre et le Milieu. Ces causes sont ensuite reliées à la flèche horizontale formant ainsi une figure ressemblant à une arête de poisson comme montré sur la Figure 9. Toutes les catégories ne répondent pas forcément à toutes les problématiques ; dans notre cas d'étude, seules quatre d'entre elles sont prises en compte :

- Matériels : il s'agirait d'identifier les défaillances associées aux convertisseurs d'électronique de puissance, le (ou les) système(s) de stockage d'énergie, les filtres, les capteurs, le bus permettant les opérations de communications entre les différentes entités, etc...
- Méthode/Management : dans notre cas de figure, cela concernerait la gestion énergétique, le plan de protection, le respect de certaines spécifications imposées par le réseau (communément appelées « grid code »), ... etc.
- Main d'œuvre : il s'agit de prendre en compte les interventions humaines (opération, maintenance, ...) ou le rôle du concepteur du système.
- Milieu : Ce critère intègre l'environnement dans lequel le système fonctionne : météo, contraintes d'implémentation, milieu socio-économique, etc.

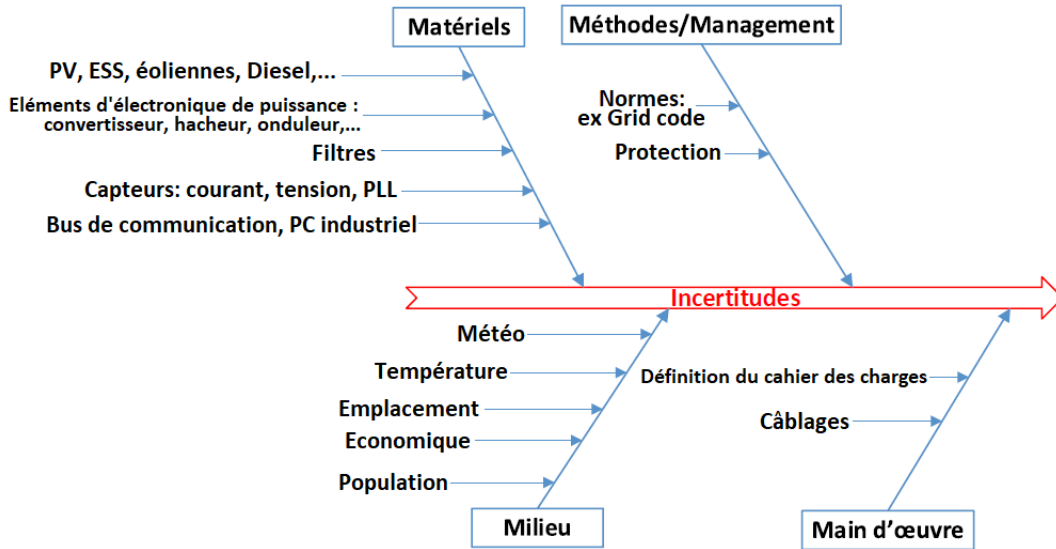


Figure 9 : Modèle d'analyse de causes d'Ichikawa (sources d'incertitudes dans un micro-réseau)

L'inventaire de toutes les causes a fait l'objet d'une recherche au niveau de la littérature [65, 66, 67, 97] et de questionnement auprès de différents experts du laboratoire et de l'entreprise. Malheureusement, le travail n'a pas pu être publié faute d'avoir suffisamment de réponses sur un domaine applicatif assez restreint. Il ressort néanmoins que l'une des principales causes de non optimalité des algorithmes de contrôle lorsqu'ils sont implémentés en temps réel est liée à **la présence des systèmes de mesure et de communication** induisant des retards et des dynamiques non prises en compte dans les processus de conception. Ces premières remontées ont été corroborées par notre propre cas d'études expérimental dans les locaux de la SAFT (voir chapitre 4), ce qui nous a conduits à essayer d'intégrer le plus précocement possible ces composants afin de réduire leur impact. Les autres sources d'incertitudes sont liées aux **paramètres des convertisseurs d'électronique de puissance** et des **sources de production**, difficilement accessibles par les utilisateurs.

L'analyse selon le modèle d'Ishikawa n'est pas une finalité en soi, elle permet de relever des causes potentielles mais pas de définir précisément l'enchaînement causal des défaillances (ici, une perte d'optimalité). De plus, les sources d'incertitudes ne sont pas nécessairement indépendantes. Ainsi, il est nécessaire d'étudier plus précisément les possibles corrélations entre elles. Enfin, il est indispensable de définir la criticité au niveau de la récurrence, de l'impact de chaque cause et si leurs impacts sont à court terme ou à long terme. Cela permet ainsi de savoir à quel niveau du contrôle il faudra les prendre en compte (ou pas) en fonction de leur criticité sur le fonctionnement du micro-réseau.

1.5. Problématique de la thèse

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 au concepteur l'assurance que l'architecture de commande basée sur ce même modèle aura les mêmes performances en simulation qu'en temps réel. Comme vu précédemment, les incertitudes sont en résumé la différence ou les erreurs entre le modèle mathématique choisi et le modèle réel du système étudié [68]. Un contrôle est dit alors robuste s'il est insensible à ces incertitudes.

L'ingénieur conçoit alors le système à partir de modèles des différents équipements. Dans le cas idéal, ces modèles reflètent parfaitement le comportement du système réel. Cependant, ceci est complètement utopique. En effet, on a vu précédemment que la définition de certaines incertitudes est bien plus complexe à modéliser en raison des nombreuses sources d'incertitude, dont le comportement inconnu de différents composants réels. De plus, ces composants ne sont pas idéaux, certaines incertitudes peuvent avoir plus d'impact que d'autres et ils peuvent donc parfois affecter les autres dispositifs, la qualité d'énergie du réseau et les performances dynamiques. Qui plus est, plus le modèle est complexe plus la synthèse d'un correcteur serait difficile et les coûts de calcul seraient beaucoup trop importants, et même si on réussit à avoir le correcteur d'un modèle très complet il serait difficilement implémentable sur un banc de test.

Actuellement, dans la conception des correcteurs la prise en compte d'incertitude concerne un nombre très limité de techniques de contrôle et restent difficile à appréhender dès la phase de modélisation. La cause est due à une compréhension encore vague du comportement dynamique de certains composants. De plus, certaines de ces incertitudes de fonctionnement peuvent être plus ou moins impactantes au niveau de la stabilité et des performances du système et, sont encore aujourd'hui rarement modélisés mathématiquement. S'ajoute à cette difficulté, la nécessité de prendre en compte les contraintes réelles de fonctionnement du système, qui sont parfois défini par des normes, afin de rendre le système le plus stable et robuste possible tout en conservant les objectifs de contrôle défini en simulation comme en temps réel.

La problématique suivante se pose alors : Est-il alors nécessaire d'intégrer, dès la phase de conception ou de la mise en fonctionnement d'un micro-réseau, les différentes incertitudes afin de garantir un contrôle le plus optimal et robuste possible en situation réelle ?

C'est à cette question que nous attacherons de répondre à travers ce mémoire de thèse.

2. METHODOLOGIE ET CONCEPTION D'UNE COMMANDE ROBUSTE POUR DU CONTROLE DE FREQUENCE PRIMAIRE POUR UN MICRO-RESEAU AUTONOME

2.1. Introduction

Comme vue dans le chapitre précédent, les micro-réseaux peuvent être très sensibles aux incertitudes pouvant être présents dans celui-ci, que ce soit des incertitudes paramétriques ou de type modélisation. Lors de la conception des correcteurs, la prise en compte d'incertitude concerne un nombre très limité dont celle-ci sont plus ou moins « bien maîtrisés ». Pour pouvoir répondre à notre problématique, notre choix doit donc se porter vers une commande optimale et robuste pouvant être alignée avec un outil d'analyse afin de s'assurer de sa robustesse face à des incertitudes.

Dans ce chapitre, dans un premier temps, nous expliquerons pourquoi notre choix s'est porté vers la commande robuste H_∞ . Nous expliquerons ensuite les différentes étapes de conception pour ce type de commande. Ensuite, nous présenterons notre cas d'étude et notre objectif de commande. Puis, nous créerons la stratégie de commande associée à ce cas. Finalement, nous validerons sous simulation notre correcteur sur des critères de performances (sans incertitude).

2.2. Pourquoi choisir une technique de contrôle robuste H_∞ ?

Comme vu dans le chapitre précédent, l'un des objectifs du contrôle est d'assurer la régulation de fréquence du réseau quelles que soient les conditions de fonctionnement. En effet, ces réseaux isolés, à faible puissance de court-circuit, sont très sensibles à la moindre variation de charge ou de production, celle-ci provoquant alors une fluctuation de la fréquence pouvant dépasser les normes imposées par le *grid code*. De plus la présence de certains composants au comportement non linéaire, indéterminé ou incertain, tels que les capteurs, peut induire des incertitudes sur la gestion et le dimensionnement du réseau. Dans de nombreux cas, l'optimalité de la stratégie de gestion de l'énergie mise en œuvre est même souvent perdue lors de son implémentation en temps réel.

Afin d'assurer la stabilité et les performances du système face à ces perturbations, une commande optimale est nécessaire, et plus particulièrement pour notre cas, nous développerons une stratégie de contrôle robuste utilisant la norme H_∞ . Cette technique de synthèse dite « contrôle H_∞ » a suscité beaucoup d'intérêt ces dernières années grâce à sa capacité de pouvoir traiter des stratégies multi-objectifs appliquées à des systèmes MIMO (*Multiple Inputs Multiple Outputs*) ; les contrôleurs obtenus sont ainsi toujours optimaux pour un jeu de spécifications

données. Par ailleurs, il est possible d'associer le contrôle H_∞ à une analyse de robustesse en stabilité et en performances pour des incertitudes de modélisation, comme nous le verrons au chapitre suivant [69]. 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 des systèmes très contraints et très sensibles aux incertitudes. De plus, les résultats d'analyse de robustesse permettent au concepteur de savoir s'il est nécessaire d'intégrer des incertitudes de fonctionnement dès la phase de conception afin de pouvoir garantir le contrôle le plus optimal et robuste possible lors de l'implémentation en temps réel des algorithmes de commande.

Le but est donc de proposer au concepteur d'un micro-réseau une méthodologie rigoureuse et claire de manière à intégrer dès la phase de conception ces incertitudes de fonctionnement.

2.3. Formulation standard du problème de contrôle H_∞

Dans cette partie, une présentation générale de la théorie de la commande robuste H_∞ sera proposée afin de donner certaines définitions et principes de base. Nous donnerons ensuite une définition de la méthodologie de sensibilité mixte spécifique aux problèmes de contrôle multicritères. Enfin, nous présenterons la méthode permettant de traduire les spécifications de performance souhaitées en fonctions de transfert de pondérations nécessaires à la synthèse des correcteurs.

Toutes les définitions sont décrites en détail dans les ouvrages classiques de Zhou et al. [68] et de Skogestad et Postlethwaite [69].

2.3.1. Quelques définitions

2.3.1.1 Les Valeurs singulières

Soit G la fonction de transfert d'un système sous forme matricielle défini entre un vecteur d'entrée $u(t)$ et un vecteur de sortie $y(t)$, de dimensions p et m respectivement, d'un système linéaire invariant dans le temps. Les valeurs singulières d'une fonction de transfert $G(j\omega)$, pour un cas multivariable, correspondent aux racines carrées des valeurs propres de $G(j\omega)$ multipliées par son transconjugué [70]:

$$\sigma_i(G(j\omega)) = \sqrt{\lambda_i(G(j\omega)G(-j\omega)^T)} = \sqrt{\lambda_i(G(-j\omega)^T G(j\omega))}, \quad (2-1)$$

avec $i = 1, \dots, \min(p, m)$.

Les valeurs singulières d'un système multivariable représentent ainsi le gain de celui-ci à la pulsation ω . Ce sont des fonctions réelles positives ou nulles. Elles se classent généralement de

la plus petite valeur, notée $\underline{\sigma}(G)$, à la plus grande, notée $\bar{\sigma}(G)$. Pour un système à plusieurs variables, le gain à une fréquence donnée est compris entre la valeur singulière inférieure et supérieure [70].

2.3.1.2 La norme H_∞ mise sous forme LTI

Les systèmes linéaires invariants dans le temps, plus couramment noté LTI (*Linear Time Invariant*) sont des systèmes linéaires multivariables dont le comportement est défini par un système d'équations différentielles linéaires à coefficients constants [71]. Soit le modèle nominal du système G , ayant pour système d'état :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (2-2)$$

où x représente le vecteur des états de dimension n , u est le vecteur des entrées de dimension p et y le vecteur des sorties du système de dimension n .

Pour un système de type SISO (« *Single Input Single Output* ») sa fonction de transfert associée est alors définie par:

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D. \quad (2-3)$$

Par définition, la norme H_∞ d'un système LTI dynamique est définie par la valeur maximale du gain de la fonction de transfert stable G sur l'ensemble des fréquences d'étude, soit [70] :

$$\|G(j\omega)\|_\infty = \max_{\omega} \bar{\sigma}(G(j\omega)). \quad (2-4)$$

Pour améliorer la stabilité du système G , il sera alors nécessaire de chercher à minimiser cette norme. Ainsi, minimiser cette norme revient à minimiser l'énergie du système à proximité d'un pôle instable [70, 69].

2.3.1.3 Mise sous forme LFT d'un problème

Soit P un système en boucle fermée multivariable défini par 2 entrées (u_1, u_2) et 2 sorties (y_1, y_2) :

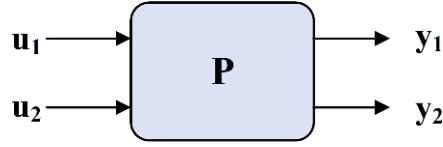


Figure 10 : Système multivariable (MIMO)

avec comme système d'état :

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}. \quad (2-5)$$

Soit une matrice d'un système quelconque Δ qu'on souhaite connecter au système P. La LFT (« *Linear Fractional Transformation* », ou transformée linéaire fractionnelle) permet de connecte ces deux systèmes de deux manières suivante [69, 72]:

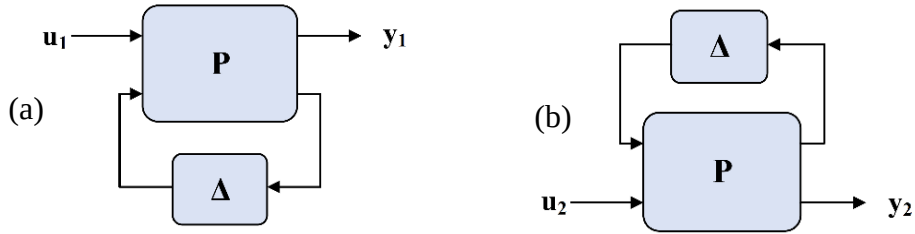


Figure 11 : (a) LFT basse ; (b) LFT haute

Soit le système Δ se connectant sur la sortie y_2 et l'entrée u_2 du système P telle que $u_2 = \Delta y_2$. La matrice de transfert reliant la sortie y_1 et l'entrée u_1 est appelée transformée linéaire fractionnelle basse (indice l pour « *lower* »), tel que montré sur la Figure 11 (a), et s'écrit de la manière suivante :

$$y_1 = (P_{11} + P_{12}\Delta(I - P_{22}\Delta)^{-1}P_{21})u_1 = F_l(P, \Delta)u_1. \quad (2-6)$$

Soit le système Δ se connectant sur la sortie y_1 et l'entrée u_1 de P telle que $u_1 = \Delta y_1$. La matrice de transfert reliant la sortie y_2 et l'entrée u_2 est appelée transformée linéaire fractionnelle haute (indice u pour « *upper* »), tel que montré sur la Figure 11 (b), et s'écrit de la manière suivante :

$$y_2 = (P_{21}\Delta(I - P_{11}\Delta)^{-1}P_{12} + P_{22})u_2 = F_u(P, \Delta)u_2. \quad (2-7)$$

L'interconnexion de plusieurs LFT reste une LFT.

Cette mise en forme sera indispensable par la suite pour la synthèse de commande robuste et pour l'analyse de robustesse.

2.3.2. Structure de commande

Les objectifs de tout contrôle robuste d'un système sont de déterminer la réponse du système à une référence donnée tout en maintenant le système stable en boucle fermée, avec les performances dynamiques désirées, et tout en atténuant les effets des perturbations, des bruits de mesure. Le caractère robuste de cette commande est associé à la possibilité de prendre en compte les incertitudes de modélisation ou paramétriques dans la synthèse du ou des correcteurs.

Classiquement, la structure de commande est représentée sur la Figure 12, où G est le système à commander, K désigne le contrôle à synthétiser, r est la consigne ou le signal de référence, u le signal de commande, d_i la perturbation sur la commande, d_y la perturbation à la sortie du système, n représente les bruits de mesure et y la sortie à contrôler.

Par la suite, les bruits de mesure et les perturbations d'entrée seront considérés comme nuls, c'est-à-dire que $n = 0$ et $d_i = 0$.

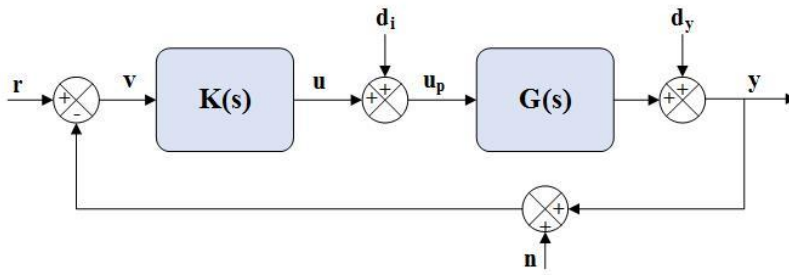


Figure 12 : structure classique de contrôle

La formulation du problème de H_∞ standard, qui a été introduite par Doyle (1983) [71], se présente plutôt sous la configuration appelée forme P-K (Figure 13). On peut ainsi réorganiser la structure classique de contrôle de manière à obtenir la forme P-K comme illustré sur la Figure 13, où P représente le système général englobant le système nominal G , les différents filtres et incertitudes ; w représente toutes les références et perturbations du système, z les

signaux d'« erreur », v la mesure de sortie, u le signal de commande et K , le contrôleur à synthétiser.

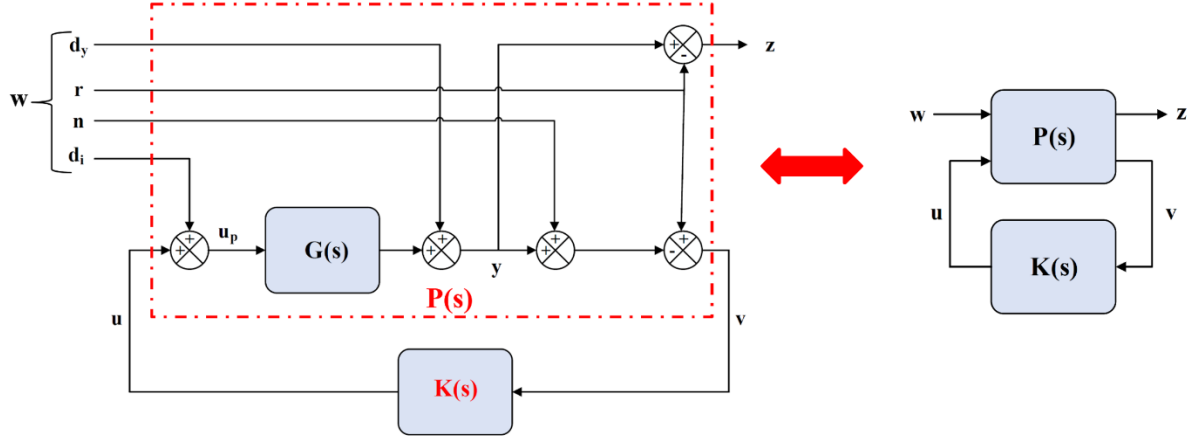


Figure 13 : Mise sous forme PK d'une structure de contrôle

Le système de la Figure 13 est ainsi décrit par la fonction de transfert en boucle fermée suivante :

$$\begin{bmatrix} z \\ v \end{bmatrix} = P(s) \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix}, \quad (2-8)$$

$$u = K(s)v. \quad (2-9)$$

Comme vue précédemment à la section 2.3.1.3, la fonction de transfert en boucle fermée de w à z est donnée par la transformation fractionnaire linéaire basse suivante :

$$z = F_l(P, K)w, \quad (2-10)$$

où

$$F_l(P, K) = P_{11} + P_{12}K(I - P_{22}K)^{-1}P_{21}. \quad (2-11)$$

L'objectif consiste à trouver un contrôleur K qui, sur la base des informations de v , génère un signal de contrôle u qui neutralise l'influence de w sur z en minimisant ainsi la norme en boucle fermée de w à z :

$$\|F_l(P, K)\|_\infty = \max_{\omega} \bar{\sigma}(F_l(P, K)(j\omega)). \quad (2-12)$$

Dans une majorité d'applications, il n'est pas forcément nécessaire de déterminer un correcteur optimal. Il est bien plus aisé, numériquement parlant, de résoudre un problème sous-optimal. Cela consiste ainsi à trouver un correcteur K tel que :

$$\|F_l(P, K)\|_\infty \leq \gamma. \quad (2-13)$$

Plus on réduit la valeur de γ plus on s'approchera de la solution optimale. Tous les correcteurs seront obtenus par cette approche.

2.3.3. Problème de sensibilité mixte une histoire de compromis

Nous allons maintenant décrire plus précisément les performances du système à prendre en compte lors de la synthèse robuste du contrôle. A cet égard, reprenons la structure de contrôle classique de la Figure 12 pour un système SISO, où le contrôleur n'a qu'un seul degré de liberté [71]. On peut écrire :

$$y(s) = \frac{G(s)K(s)}{1 + G(s)K(s)} r + \frac{1}{1 + G(s)K(s)} d_y - \frac{G(s)K(s)}{1 + G(s)K(s)} n + \frac{G(s)}{1 + G(s)K(s)} d_i, \quad (2-14)$$

et

$$u(s) = K(s) \cdot v(s) = K(s)S(s)r - K(s)S(s)d_y - K(s)S(s)n - T(s)d_i. \quad (2-15)$$

La fonction de transfert S est appelée fonction de sensibilité du système, la fonction de transfert T la fonction de sensibilité complémentaire où $S + T = I$. On définit aussi la fonction de transfert de la boucle ouverte comme $L = K.G$

A partir de l'équation (2-14), afin de rejeter la perturbation de sortie d_y , il faudra alors minimiser S et minimiser T pour rendre le système insensible au bruit de mesure n . Cependant ceci n'est pas réalisable simultanément, c'est-à-dire sur le même domaine fréquentiel, à cause de la relation $S + T = I$ qui lie S et T . Des compromis devront donc être formalisés dans le problème de commande ; nous parlons alors de synthèse mixte « S/T » [69].

Pour les problèmes de rejet de perturbation, le problème de sensibilité mixte recommandé est « S/KS ». En effet, S est la fonction de transfert entre la perturbation de sortie d_y et la sortie, et KS la fonction de transfert entre la perturbation de sortie d_y et les signaux de contrôle. Il est important d'inclure le transfert KS dans le problème de commande pour limiter la sollicitation

en amplitude et en bande passante de l'actionneur (ici, les convertisseurs d'électronique de puissance), et donc l'énergie mobilisée pour le contrôle [72].

La limitation de l'amplitude peut permettre d'éviter une éventuelle destruction de l'actionneur ; quant à la limitation de la bande passante, elle peut servir à fixer la contrainte de réalisabilité pratique du correcteur (dans la réalité, il n'est pas possible de concevoir un actionneur infiniment rapide). C'est ce problème de sensibilité mixte « S/KS » sur lequel nous nous intéresserons par la suite, notamment pour formaliser les contraintes pratiques d'implémentation du correcteur [72].

Afin de formaliser les performances requises pour chacune des fonctions de transfert S et KS , des fonctions de pondérations définies dans le domaine fréquentiel, soit $W_{pref}(s)$ pour S et $W_u(s)$ pour KS , sont définies pour filtrer et privilégier certains domaines de fréquence. Les explications sur le choix de ces fonctions de pondération seront données au paragraphe suivant.

Finalement, le problème H_∞ consiste à minimiser la norme :

$$\|F_l(P, K)\|_\infty = \left\| \begin{matrix} W_{pref}S \\ W_uKS \end{matrix} \right\|_\infty < \gamma. \quad (2-16)$$

Pour la résolution numérique du problème, la technique des inégalités matricielles linéaires (LMI) sera utilisée. Elle est considérée comme un outil très puissant dans la théorie de l'optimisation du contrôle robuste. De plus, sa formulation mathématique permet de résoudre un problème d'optimisation convexe [73]. La commande « *hinfsyn* » de MATLAB® permet le calcul de la solution du problème H_∞ par la méthode LMI.

2.3.4. Choix des performances dynamiques souhaitées

Les performances dynamiques souhaitées sont modélisées par des fonctions de pondération définies dans le domaine fréquentiel, considérées comme des filtres fréquents sur les caractéristiques des fonctions de sensibilité [69]. Le système P (cf Figure 14) comprend le système en boucle ouverte nominal et toutes les différentes fonctions de pondération spécifiées. Cette structure est décrite plus en détail sur la Figure 14, qui correspond au problème de sensibilité mixte S/KS vu précédemment (si on considère que $G_d = 0$). Toutefois, ces résultats peuvent facilement être étendus au cas général [73].

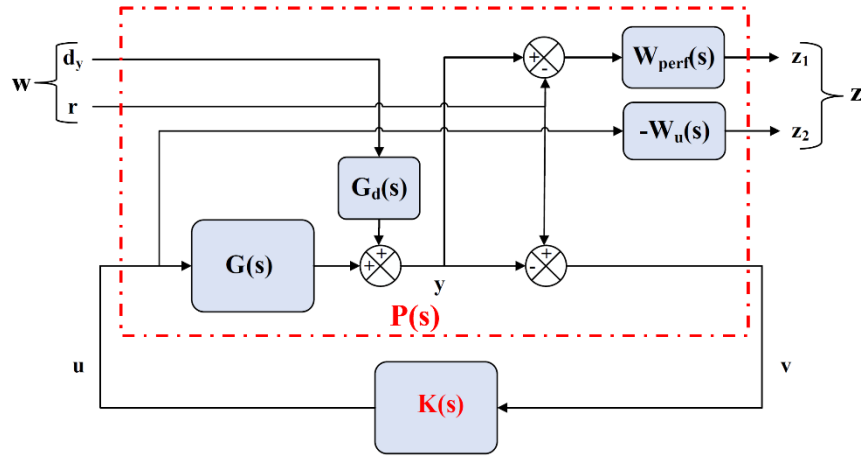


Figure 14 : Problème de sensibilité mixte S/KS

Les fonctions avec exigences de robustesse et de performance sont données avec la structure suivante [69] :

- Fonction de pondération sur la fonction de sensibilité $S(s) = \frac{1}{(1 + K(s)G(s))}$:

$$\frac{1}{W_{perf}(s)} = \frac{s + \omega_b A_\varepsilon}{s/M_s + \omega_b}. \quad (2-17)$$

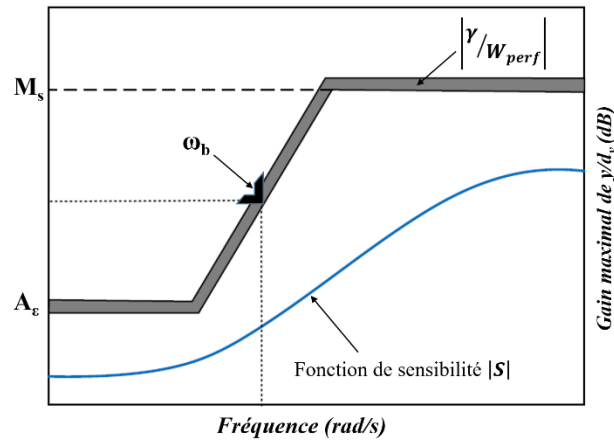


Figure 15 : Fonction de pondération $W_{perf}(s)$ pour la fonction de sensibilité $S(s)$.

La fonction de pondération $W_{perf}(s)$ permet de formaliser les objectifs de performance du rejet des perturbations. Les paramètres de cette fonction sont choisis en fonction d'un gabarit de la performance désirée en régime temporel qui est par la suite retranscrite dans le domaine fréquentiel :

- 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 ;

- Le gain en basse fréquence A_e caractérise l'erreur statique en régime permanent.

- Fonction de pondération sur la fonction de sensibilité $K(s)S(s) = \frac{K(s)}{(1 + K(s)G(s))}$:

$$\frac{1}{W_u(s)} = \frac{A_u s + \omega_{bc}}{s + \omega_{bc}/M_u}. \quad (2-18)$$

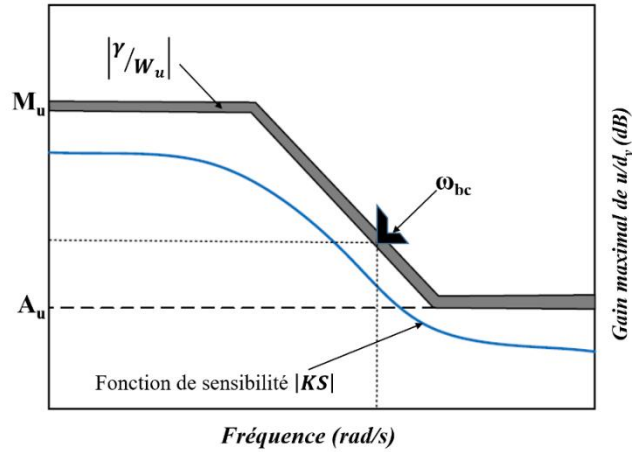


Figure 16 : Fonction de pondération $W_u(s)$ pour la fonction de sensibilité $K(s)S(s)$.

La fonction de pondération $W_u(s)$ permet d'exprimer les contraintes de mise en œuvre pratique des entrées de contrôle pour un onduleur par exemple. Pour cette fonction de pondération, le gain en basse fréquence M_u est choisi pour inclure une limitation sur l'entrée de commande en fonction des conditions réelles du système, par exemple pour des limitations d'amplitude sur les actionneurs du système. Quant à ω_{bc} , il a une influence sur la robustesse du système et peut être choisi en conséquence pour avoir de bonnes performances.

2.3.5. Démarche d'étude pour une conception robuste d'un système étudié

Dans cette thèse, nous avons choisi d'étudier une démarche de dimensionnement d'un système par une analyse de robustesse vis-à-vis d'incertitudes de fonctionnement dû aux différents comportements réels des composants de ce système. Le but est de savoir si la stabilité globale du réseau sera garantie, c'est-à-dire, si ces incertitudes vont avoir un impact sur la stabilité et les performances du système en boucle fermée. Ceci pourra aider le concepteur à déterminer s'il peut négliger ou non de telles incertitudes lors de la conception de sa commande, de manière à pouvoir s'assurer de la robustesse du système que ce soit en simulation ou lors de tests sur le système en temps réel.

Dans cette section, nous montrons la méthodologie globale pour un concepteur de commande H_∞ (Figure 17) :

1- Dans un premier temps le concepteur doit modéliser le comportement nominal du système électrique, à travers des équations dynamiques et des modèles équivalents de chaque composant présent dans le système. Puis, les équations du modèle du système passeront par une étape de linéarisation sur un point de fonctionnement, qui sera par la suite décrit en données normalisées (« *per unit* »), afin d'améliorer le conditionnement numérique du système et de faciliter la synthèse par optimisation du correcteur H_∞ . Le concepteur devra par la suite choisir, selon ses besoins, ses objectifs de contrôle et plus particulièrement, son problème de sensibilité mixte afin de définir les performances du système à prendre en compte lors de la synthèse robuste du système.

2- Puis après avoir défini son problème de sensibilité, il doit spécifier ces objectifs de commande en termes de performances requises en régime permanent et en transitoire, en fonction d'un cahier des charges de spécifications dynamiques prenant en compte les normes imposées au système et les contraintes de mise en œuvre pratique. Ces performances spécifiques seront ainsi définies par des gabarits de performance dans le domaine temporel puis par des fonctions de pondérations dans le domaine fréquentiel.

3- Un contrôleur optimal peut alors être calculé numériquement. Si un contrôleur H_∞ est obtenu, alors tous les objectifs de contrôle souhaités sont satisfaits. Si on ne peut pas obtenir un tel correcteur, alors il n'existe pas de solution au problème posé et le concepteur devra revoir ses choix de fonctions de pondération et donc retourner à l'étape précédente.

4- Si un correcteur est obtenu, une analyse de robustesse peut alors être faite, en introduisant des modèles d'incertitude et en évaluant la robustesse du contrôle avec une méthode dédiée (*μ -analyse*, décrite au prochain chapitre). Si la robustesse n'est pas satisfaite, alors le concepteur doit retourner à l'étape 2.

Dans le cas où l'analyse de robustesse n'était pas concluante, d'autres méthodes pourraient alors être utilisées afin de renforcer la robustesse des correcteurs synthétisés. Nous aborderons cette thématique au chapitre suivant.

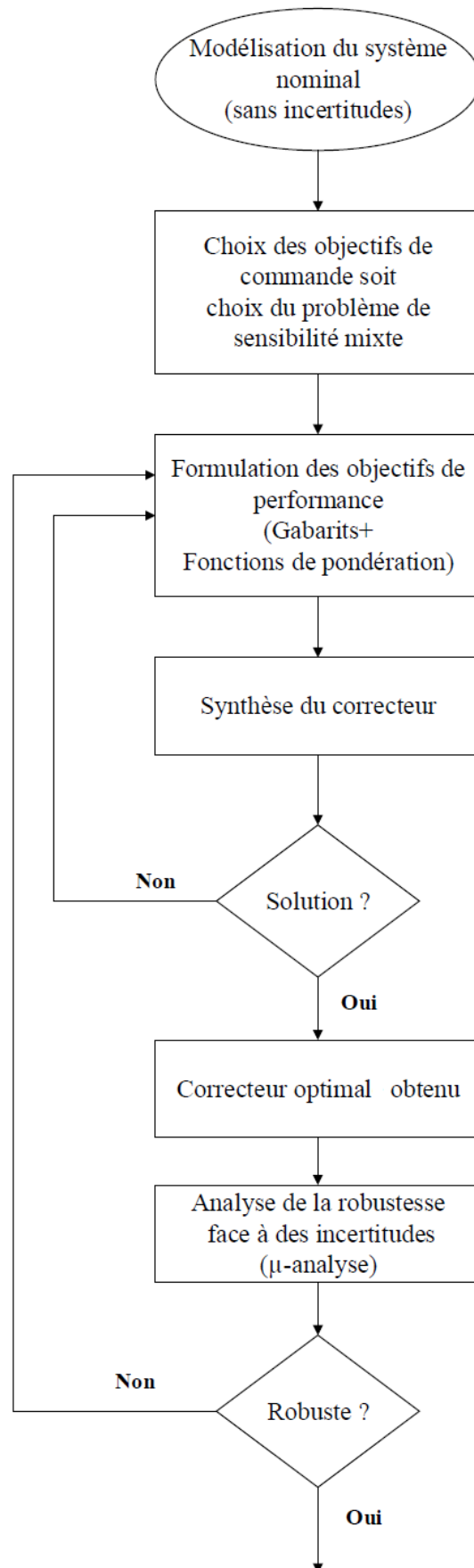


Figure 17 : Démarche pour une conception de contrôle robuste du système étudié

2.4. Application sur un cas étude d'un micro-réseau

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

2.4.1. Définition du cas d'étude

Dans cette thèse, les travaux se concentrent sur le problème de stabilité de fréquence d'un micro-réseau autonome à fort taux de pénétration de la production d'énergie décentralisée et renouvelable.

Le réseau étudié, schématisé sur la Figure 18, est alimenté par un générateur diesel, comme source primaire d'énergie, un parc de panneaux photovoltaïques (PV), comme source renouvelable et un système de stockage d'énergie (ESS) constitué de batteries lithium-ion, représentant la réponse dynamique de moyens de stockage dispersés ou centralisés, alimentant une charge statique, non contrôlable. Tous sont connectés en parallèle au bus AC, qui est le point de connexion commune (PCC) entre les différents éléments de ce réseau. Le parc PV et le système de stockage équivalent sont reliés au PCC et interfacés avec des convertisseurs d'électronique de puissance comprenant : un hacheur MPPT (« *Maximum Power Point Tracking* ») et un onduleur triphasé pour le générateur photovoltaïque équivalent et un onduleur réversible en courant pour le système de stockage.

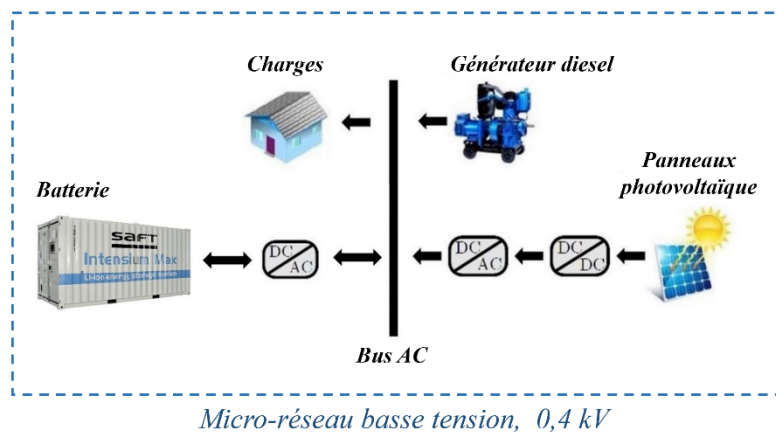


Figure 18 : Cas d'étude micro-réseau

La puissance et la tension de référence de notre nano-réseau sont respectivement de 50 kVA et de 0,4 kV.

On considérera par la suite que l'énergie cinétique équivalente H du réseau de 50 kW.s ; la constante d'amortissement de la charge étudiée sera négligée (soit $D_{charge}=0$).

Nous appliquerons toute la méthodologie générale de contrôle sur ce cas d'étude.

2.4.2. Motivations pour intégrer un système de stockage d'énergie

Grâce au développement et aux progrès technologiques et scientifiques dans le domaine du stockage de l'énergie, l'utilisation de ces technologies apporte des solutions intéressantes du point de vue technico-économique à un certain nombre de problématiques de réseau [74, 75].

Le choix du type de système de stockage d'énergie (ESS) s'effectue la plupart du temps en fonction de l'application étudiée, et notamment les besoins en puissance et en énergie, le temps de réponse, le coût, le poids, le volume et la température de fonctionnement [76, 77].

L'impact des ESS sur le réseau électrique devient ainsi de plus en plus important en tant que solution aux problèmes de stabilité. En effet, les ESS peuvent être mobilisés pour faire face à la variabilité induite par l'augmentation de l'utilisation d'énergies renouvelables intermittentes, pour contribuer à l'écrêtement des pics de charge, à la régulation de la fréquence, à l'amélioration de la capacité des lignes de transmission, au soutien au plan de tension, à l'amélioration de la qualité et de la fiabilité de la distribution en énergie électrique ou à l'apport d'énergie électrique dans des zones reculées ou fonctionnant en mode autonome [78]. Au niveau des micro-réseaux, les ESS apportent une aide précieuse pour maintenir la stabilité de la tension et de la fréquence lors de perturbations, en complément de solutions jouant sur le pilotage des charges statiques et dynamiques. De fait les technologies de stockage permettent d'augmenter la pénétration des énergies renouvelables dans les réseaux électriques tout en améliorant la fiabilité du système [78]. L'impact environnemental et géopolitique de ces solutions ne sera pas pris en compte dans cette étude, mais devra in fine être intégré dans ces réflexions afin d'analyser le réel potentiel des technologies de stockage en regard à d'autres solutions plus conventionnelles.

Il existe différents types de technologies de stockage tels que le stockage d'énergie sous forme chimique (batteries électrochimiques), sous forme mécanique (volants d'inertie) ou bien sous forme électrique (supercondensateurs), [77, 79]. Ces différentes technologies peuvent être comparées sur diagramme de Ragone qui explicite les caractéristiques en densité de puissance/énergie de chaque technologie (cf Figure 19).

On peut ainsi distinguer les technologies en deux catégories suivant leur puissance ou leur capacité en énergie :

- Les technologies dites « à forte densité de puissance » qui sont capables de fournir une puissance élevée pendant une courte période de temps avec des caractéristiques dynamiques rapides, comme par exemple les supercapacités ;

- Celles dites « à grande capacité de stockage d'énergie », capables de fournir de l'énergie sur de longues périodes avec des dynamiques lentes, comme par exemple les systèmes combinés (pile à combustible – électrolyseur]) ou les réservoirs hydrauliques comme les STEP.

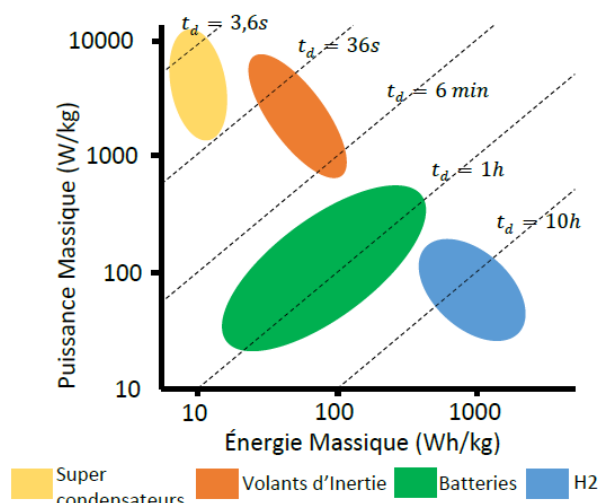


Figure 19 : Diagramme de Ragone [79]

En ce qui concerne les batteries, elles peuvent se situer dans l'une ou l'autre de ces deux catégories. En effet, les batteries permettent de stocker de l'énergie sous forme chimique et, en fonction cette chimie notamment, cela définit des propriétés diverses et variées. Ainsi, certaines batteries Li-ion comme celles de technologie LiFePO4 seront associées au stockage « en puissance ». Les batteries au plomb pourront quant à elles être utilisées pour des applications stationnaires grâce à leurs propriétés énergétiques.

En raison de leurs relatives maturités et de la diversité de leurs caractéristiques, les technologies de stockage seront ainsi aujourd'hui un composant très étudié pour apporter des solutions au dimensionnement et pilotage de micro-réseaux [78].

Notre étude s'intéressera tout particulièrement à la technologie Lithium-ion, qui offre de nombreuses propriétés listées dans le Tableau 1 [77, 80] :

Technologie	Capacité (MWh)	Puissance (MW)	Temps de réponse	Temps de décharge	Durée de vie	Rendement (%)
Lithium-ion	0.25-25	≤ 100	millisecondes	$\leq 1h$	≤ 20 ans	90-95%

Tableau 1 : Caractéristiques de la batterie Lithium-ion

Cette technologie de stockage de l'énergie est devenue une des technologies de batterie qui a connu la croissance la plus rapide ces dernières années. L'intérêt pour celle-ci vient du fait que la batterie Li-ion peut stocker de l'énergie à l'échelle du MW, avec un rendement élevé (90-95 %), une densité énergétique élevée et un temps de réponse rapide (en millisecondes) [80]. Grâce à cette dernière caractéristique, une batterie au lithium-ion peut participer à stabiliser la fréquence d'un micro-réseau face à des perturbations mais aussi stocker de l'énergie, venant de source d'énergie renouvelable par exemple, pendant les heures creuses, et la redistribuer lorsque

la demande est plus forte. L'un des inconvénients majeurs est associé à son coût qui reste élevé et aux problématiques de production et de réserves en minerais.

2.4.3. La stratégie de commande pour notre cas d'étude

Les micro-réseaux isolés, à forte pénétration de sources d'énergie de type photovoltaïque, sont très sensibles à la moindre variation de charge ou de production ce qui provoque des risques de fluctuation de la fréquence du réseau pouvant dépasser les normes imposées par un « *Grid code* », comme par exemple la norme IEEE 2030.7 (2017) ou bien la norme IEC 62898-2 [81]. Le réseau électrique doit alors s'assurer d'un bon équilibre entre la production et la demande de puissance afin d'assurer la stabilité de la fréquence. Le réglage primaire de fréquence ou régulation primaire rétablit automatiquement l'équilibre production-consommation dans les secondes qui suivent un aléa, comme le déclenchement d'une charge importante. Il permet ainsi de maintenir la fréquence à l'intérieur des limites acceptables et constitue donc une fonction critique pour la sûreté des systèmes électriques [79, 82]. Un réglage secondaire vient quant à lui rétablir la fréquence à sa valeur nominale. Dans notre étude nous ne nous intéresserons qu'au réglage primaire de la fréquence d'un micro-réseau insulaire.

Dans le micro-réseau étudié, la variable de sortie pour la stratégie de contrôle est la fréquence du réseau ($f_{réseau}$). Notre objectif de la commande est ainsi 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 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. Figure 20. Il est fixé de manière à être en dessous des limites maximums que le *grid code* européen impose [82].

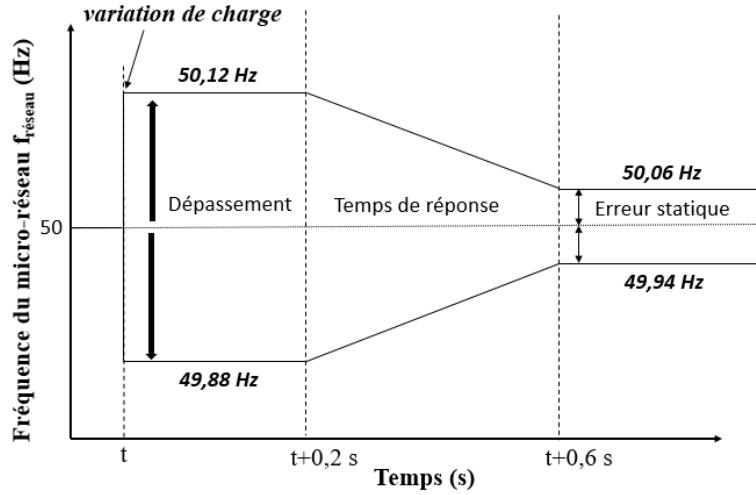


Figure 20 : Gabarit de la fréquence suite à un pas de charge dans le domaine temporel

2.5. Modélisation du cas d'étude

Dans cette partie nous allons présenter une modélisation orientée commande pour contrôler la fréquence du micro-réseau. Chaque élément de ce réseau sera dans un premier temps modélisé en régime dynamique dans le paragraphe suivant.

L'aggrégation de l'ensemble de ces équations permettra alors de construire un modèle d'état du réseau complet, destiné à concevoir l'architecture de contrôle-commande et synthétiser les correcteurs adaptés à la problématique donnée. Notons que la source de production photovoltaïque (notée PV par la suite) sera considérée comme non pilotable et sera modélisée par une simple consigne en puissance active.

Pour terminer ce travail de modélisation, le modèle du réseau sera linéarisé autour du ou des point(s) de fonctionnement et sera décrit en données normalisées (ou « *per unit* »), afin d'améliorer le conditionnement numérique du système et de faciliter la synthèse par optimisation du correcteur H_{∞} .

2.5.1. Modélisation du groupe diesel

Au niveau de la modélisation du générateur diesel, nous partons de celui, classique, décrit dans la thèse de Lam [83], en modifiant certains paramètres afin qu'il corresponde mieux à notre cas d'étude (les valeurs de dimensionnement utilisées se trouvent dans l'annexe).

Ce modèle se compose de cinq sous-modèles : l'actionneur, le moteur diesel, le générateur synchrone, l'arbre de transmission et le régulateur de vitesse, qui sont présentés sur la Figure 21 [83, 84].

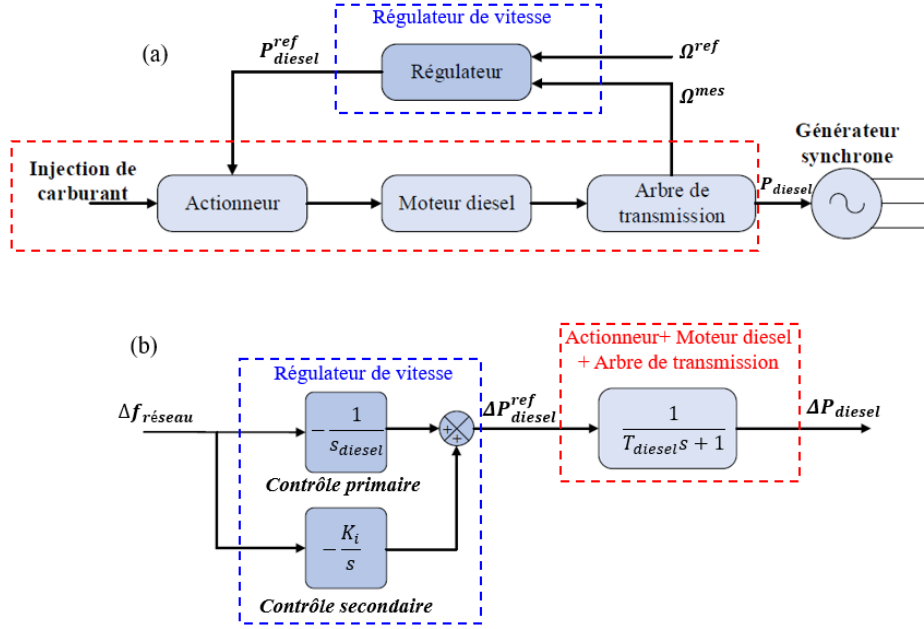


Figure 21 : Modélisation dynamique du groupe diesel [83]

La régulation de la vitesse du générateur diesel permet d'assurer le contrôle de la fréquence du réseau. Le contrôle primaire est modélisé par un statisme de valeur s_{diesel} .

Le contrôle de fréquence est ainsi modélisé par un contrôleur de type « PI », où le gain proportionnel correspond au réglage primaire, soit $K_p = 1/s_{diesel}$. Le gain intégral, K_i , correspond quant à lui au réglage secondaire :

$$\Delta P_{diesel}^{ref}(s) = -\left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \Delta f_{réseau}. \quad (2-19)$$

où ΔP_{diesel}^{ref} indique la variation de référence de la puissance mécanique du générateur, et $\Delta f_{réseau}^{est} \approx \Delta f_{réseau}$, la variation de fréquence du réseau

Dans ces travaux, nous ne nous intéresserons qu'à la régulation primaire de la fréquence, on considère donc qu'il n'y a pas de régulation secondaire du générateur diesel, $K_i=0$ et :

$$\Delta P_{diesel}^{ref}(s) = -\frac{1}{s_{diesel}} \Delta f_{réseau}. \quad (2-20)$$

Le système {actionneur + générateur diesel + arbre de transmission} est finalement modélisé dans le domaine fréquentiel, pour de petites variations, par une fonction de transfert du premier ordre. Par conséquent, la variation de puissance du générateur diesel ΔP_{diesel} , qui participe à la

régulation de fréquence primaire, dépendant de sa constante de temps T_{diesel} , de sa valeur du statisme s_{diesel} et de la fréquence du réseau $\Delta f_{réseau}$ selon équation (2-20).

$$\Delta P_{diesel}(s) = \frac{1}{T_{diesel}s + 1} \Delta P_{diesel}^{ref}(s) = -\frac{1}{T_{diesel}s + 1} * \frac{1}{s_{diesel}} \Delta f_{réseau} \quad (2-21)$$

De l'équation précédente, on peut obtenir la dérivée temporelle de la variation de puissance du générateur diesel en appliquant la transformée de Laplace inverse :

$$\frac{d\Delta P_{diesel}}{dt} = -\frac{1}{T_{diesel}} \Delta P_{diesel} - \frac{1}{T_{diesel} s_{diesel}} \Delta f_{réseau}. \quad (2-22)$$

On passe ensuite cette équation en valeurs normalisées (ou « per unit ») :

$$\frac{d\underline{\Delta P_{diesel}}}{dt} = -\frac{1}{T_{diesel}} \underline{\Delta P_{diesel}} - \frac{1}{T_{diesel} \underline{s_{diesel}}} \underline{\Delta f_{réseau}}, \quad (2-23)$$

Les grandeurs soulignées indiquent qu'elles sont définies en per unit, avec $\underline{\Delta P_{diesel}} = \Delta P_{diesel} / S_b$, $\underline{s_{diesel}} = s_{diesel} S_b / f_b$ où S_b correspond à la puissance de base du micro-réseau et f_b la fréquence de référence.

2.5.2. Modélisation du micro-réseau

L'équilibre entre la production et la consommation de puissances actives doit être contrôlé afin de maintenir la fréquence du réseau au voisinage de 50 Hz [79]. Les perturbations déstabilisant cet équilibre sont compensées par l'énergie cinétique des différents générateurs connectés au réseau, et par l'effet d'autorégulation de la charge, ce qui entraîne une variation de la fréquence du système $f_{réseau}$ par rapport à sa valeur de consigne $f_{réseau_e}$.

A partir de la dérivée temporelle de la fréquence du système précédent, on obtient l'équation dynamique de la fréquence du réseau pour des variations petits signaux sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta f_{réseau}}{dt} = & \frac{1}{2H} f_{réseau_e} (\Delta P_{bat} + \Delta P_{diesel} + \Delta P_{PV} - \Delta P_{charge}) \\ & - \frac{D_{charge}}{2H} f_{réseau_e} \Delta f_{réseau}, \end{aligned} \quad (2-24)$$

où ΔP_{bat} , ΔP_{diesel} , ΔP_{PV} et ΔP_{charge} correspondent respectivement aux variations en petits signaux des puissances actives du dispositif de stockage d'énergie, du générateur diesel, de la source d'énergie PV et de la charge. H désigne la constante d'inertie représentant l'énergie cinétique équivalente du réseau, et D_{charge} la constante d'amortissement correspondant à l'autorégulation de la charge.

Le passage en valeurs réduites conduit à l'équation dynamique suivante :

$$\frac{d\Delta f_{réseau}}{dt} = \frac{1}{2H} (\Delta P_{bat} + \Delta P_{diesel} + \Delta P_{PV} - \Delta P_{charge}) - \frac{D_{charge}}{2H} \Delta f_{réseau}, \quad (2-25)$$

où les grandeurs soulignées indiquent qu'elles sont définies en per unit, soit $f_b = f_{réseau}^{ref}$, $\Delta P_{bat} = \Delta P_{bat}/S_b$, $\Delta P_{PV} = \Delta P_{PV}/S_b$, $\Delta P_{diesel} = \Delta P_{diesel}/S_b$, $H = H/S_b$ et $D_{charge} = D_{charge} * f_b / S_b$.

En appliquant la transformée de Laplace on obtient finalement :

$$\Delta f_{réseau}(s) = \frac{1}{2Hs + D_{charge}} (\Delta P_{bat}(s) + \Delta P_{diesel}(s) + \Delta P_{PV}(s) - \Delta P_{charge}(s)). \quad (2-26)$$

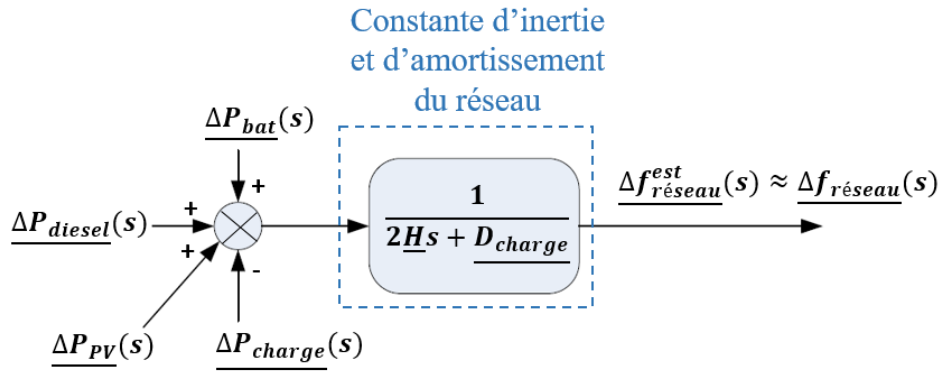


Figure 22 : Modélisation dynamique orientée système de la fréquence du micro-réseau [83].

La Figure 22 présente le modèle dynamique du micro-réseau autour d'un état d'équilibre. Les valeurs de ses paramètres sont dans l'annexe.

2.5.3. Modélisation du système de stockage

Ce paragraphe va aborder la modélisation dynamique du système de stockage d'énergie implémenté dans le micro-réseau. Rappelons que le système est constitué d'un pack de batteries de chimie Li-ion interfacé avec un simple onduleur de puissance.

2.5.3.1 Modèle de la batterie Saft® utilisée dans ces travaux

Pour notre cas d'étude, nous disposons d'une batterie de type Lithium-ion (NCA /NMC), composée de 30 modules en série. Chaque module est conçu quant à lui avec 2 branches en parallèle de 7 éléments en série. La Figure 23 présente le circuit équivalent de cette batterie utilisée pour lisser les variations de fréquence en association avec les autres sources d'énergie du système :

E_o représente le potentiel électrochimique, C_r , la capacité décrivant la réponse transitoire pendant la charge et la décharge de la cellule, R_d , la résistance, en parallèle de la capacité, représentant la polarisation due au transfert de charge entre les électrodes, R_r la résistance ohmique de la cellule, R_{eod} la résistance de limitation cinétique et $R_{contact}$ la résistance de contact entre les cellules et les différents modules qui constituent la batterie. Par la suite on regroupera R_r , R_{eod} , et $R_{contact}$ dans un seul terme résistif $R_{tot} = R_{eod} + R_r + R_{contact}$.

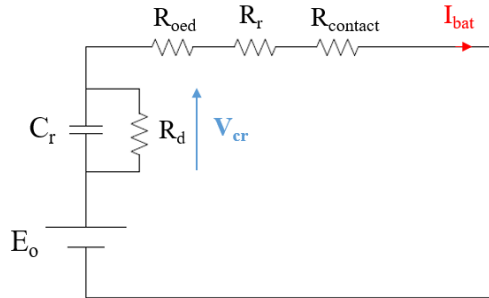


Figure 23 : Modèle de Thévenin équivalent de la batterie Li-ion utilisée dans ces travaux

Certains paramètres de la batterie, comme les résistances (R_d et R_r) et E_o , sont fortement dépendants de l'état de charge de la batterie (noté SoC pour *State of Charge*) et de la température, paramètres naturellement variables dans le temps. Cependant, lorsque les variations de courant sont simulées sur une échelle de temps très courte, nous pouvons alors considérer que les paramètres de notre batterie restent constants. Pour notre cas d'étude, les valeurs seront fixées pour un SoC de 40% et une température de 25°C (voir Annexe).

Il est possible en théorie de considérer ces variations de paramètres comme des incertitudes paramétriques. Cependant de telles études, approfondies, ont déjà été réalisées dans les travaux de thèse de Lam [83], ces derniers ayant prouvé l'intérêt d'une commande robuste pour garantir

les performances dynamiques souhaitées même si les paramètres du système de stockage sont inconnus ou mal connus.

2.5.3.2 Modélisation du système de stockage d'énergie

Nous allons maintenant nous intéresser à la modélisation du système de stockage d'énergie (ESS), constitué de la batterie connectée au PCC au moyen d'un onduleur de tension triphasé, réversible en courant et commandé par une modulation de largeur d'impulsions (MLI), et d'un filtre de sortie permettant de limiter l'injection d'harmoniques de courant dans le réseau. La Figure 24 montre le schéma de l'ESS connecté au micro-réseau. Ce schéma sera utilisé pour la modélisation, les diverses simulations et les tests en temps réel.

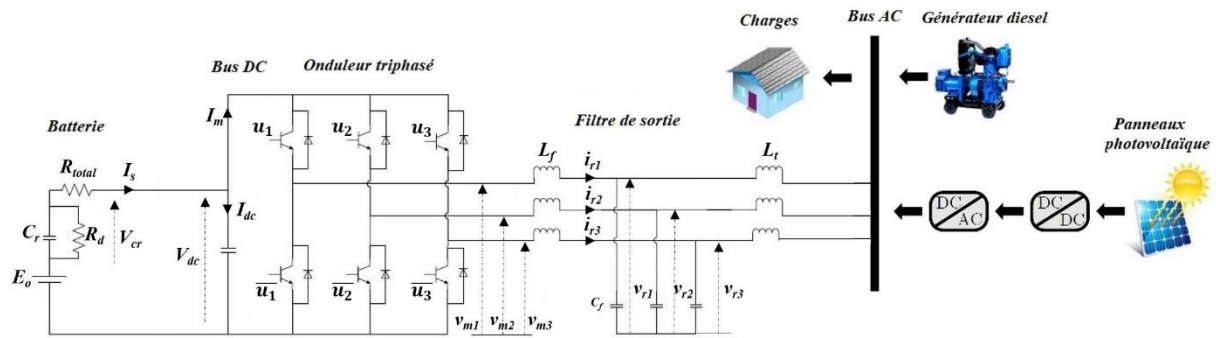


Figure 24 : Système de stockage d'énergie (ESS) connecté au micro-réseau étudié

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 primaire de fréquences. Enfin, le modèle linéarisé sera décrit uniquement en valeurs normalisées (per unit) afin de faciliter les calculs numériques du contrôle robuste associé.

2.5.3.2.1 MODELE TOPOLOGIQUE DE L'ESS

Le modèle topologique de l'onduleur, en supposant les interrupteurs idéaux, repose sur le fait qu'il est commandé par trois fonctions de commutation u_1, u_2 et u_3 dont les valeurs sont comprises entre +1 et 0. Si un interrupteur du bras du haut est passant, $u_k = 1$ (avec $k = 1, 2$ ou 3), son complémentaire étant bloqué $\overline{u_k} = 0$.

Les équations dynamiques décrivant le comportement physique de chaque élément de l'ESS à l'aide des variables indiquées à la Figure 24 sont données ci-dessous :

$$C_r \frac{dV_{cr}}{dt} = -\frac{V_{cr}}{R_d} - I_{bat}, \quad (2-27)$$

$$I_{bat} = \frac{V_{cr} + E_o - V_{dc}}{R_{tot}} \text{ avec } R_{tot} = R_{eod} + R_r + R_{contacte}, \quad (2-28)$$

$$I_{dc} = I_{bat} - I_m, \quad (2-29)$$

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{V_{cr} + E_o - V_{dc}}{R_{tot}} - I_m, \quad (2-30)$$

$$\begin{bmatrix} V_{m1} \\ V_{m2} \\ V_{m3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} * \begin{bmatrix} 2u_1 & -u_2 & -u_3 \\ -u_1 & 2u_2 & -u_3 \\ -u_1 & -u_2 & 2u_3 \end{bmatrix} * V_{dc}, \quad (2-31)$$

$$I_m = [u_1 \quad u_2 \quad u_3] \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix}, \quad (2-32)$$

$$L_f \begin{bmatrix} \frac{di_{r1}}{dt} \\ \frac{di_{r2}}{dt} \\ \frac{di_{r3}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{m1} \\ V_{m2} \\ V_{m3} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{r1} \\ V_{r2} \\ V_{r3} \end{bmatrix}, \quad (2-33)$$

où les variables d'état du modèle topologique sont : la tension transitoire pendant la charge et la décharge de la batterie V_{cr} , la tension du bus DC V_{dc} , et les courants de sortie de l'onduleur i_{r123} .

2.5.3.2.2 MODELE MOYEN DE L'ESS

Pour notre cas d'étude, toutes les variables seront approximées par leur valeur moyenne à l'échelle de la période de commutation à l'ordre 0, en négligeant les harmoniques de découpage [85, 72]. A partir des équations topologiques obtenues au paragraphe précédent et des différentes définitions du modèle moyen, toutes les variables d'état X sont remplacées par leur moyenne glissante $\langle Xi \rangle_0$ à l'ordre 0 pendant une période de commutation $T_{MLI} = 1/f_{MLI}$, où f_{MLI} représente la fréquence de commutation de l'onduleur. On obtient ainsi le modèle moyen valable pour les transitoires grands ou petits signaux :

$$\frac{d\langle V_{cr} \rangle_0}{dt} = -\frac{\langle V_{cr} \rangle_0}{C_r * R_d} - \frac{\langle I_{bat} \rangle_0}{C_r}, \quad (2-34)$$

$$\langle I_{bat} \rangle_0 = \frac{\langle V_{cr} \rangle_0 + \langle E_o \rangle_0 - \langle V_{dc} \rangle_0}{R_{tot}}, \quad (2-35)$$

$$\langle I_{dc} \rangle_0 = \langle I_{bat} \rangle_0 - \langle I_m \rangle_0, \quad (2-36)$$

$$\text{soit } \frac{d\langle V_{dc} \rangle_0}{dt} = \frac{\langle V_{cr} \rangle_0 + \langle E_o \rangle_0 - \langle V_{dc} \rangle_0}{C_{dc} * R_{tot}} - \frac{\langle I_m \rangle_0}{C_{dc}}$$

$$\begin{bmatrix} \langle V_{m1} \rangle_0 \\ \langle V_{m2} \rangle_0 \\ \langle V_{m3} \rangle_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2\beta_1 & -\beta_2 & -\beta_3 \\ -\beta_1 & 2\beta_2 & -\beta_3 \\ -\beta_1 & -\beta_2 & 2\beta_3 \end{bmatrix} \langle V_{dc} \rangle_0, \quad (2-37)$$

$$\langle I_m \rangle_0 = \sum_{k=1}^3 \langle u_k * i_{rk} \rangle_0 \approx \sum_{k=1}^3 \langle u_k \rangle_0 \langle i_{rk} \rangle_0 \approx \sum_{k=1}^3 \beta_k \langle i_{rk} \rangle_0, \quad (2-38)$$

$$L_f \begin{bmatrix} \frac{d\langle i_{r1} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle i_{r2} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle i_{r3} \rangle_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \langle V_{m1} \rangle_0 \\ \langle V_{m2} \rangle_0 \\ \langle V_{m3} \rangle_0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \langle V_{r1} \rangle_0 \\ \langle V_{r2} \rangle_0 \\ \langle V_{r3} \rangle_0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} j\omega_{rés} * L_f \langle i_{r1} \rangle_0 \\ j\omega_{rés} * L_f \langle i_{r2} \rangle_0 \\ j\omega_{rés} * L_f \langle i_{r3} \rangle_0 \end{bmatrix}. \quad (2-39)$$

En appliquant la transformation de Park au niveau des équations de l'onduleur triphasé et du filtre de sortie, soit (2-37), (2-38) et (2-39), on obtient alors le modèle moyen généralisé suivant les axes d et q du référentiel de Park attaché à la tension du réseau, soit (2-40), (2-41), (2-42). Notons que les grandeurs β_d et β_q représentent les valeurs moyennes des fonctions de commutation de l'onduleur.

$$\begin{bmatrix} V_{md} \\ V_{mq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_d \\ \beta_q \end{bmatrix} \langle V_{dc} \rangle_0, \quad (2-40)$$

$$\langle I_m \rangle_0 = \begin{bmatrix} \beta_d & \beta_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix}, \quad (2-41)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{rd}}{dt} \\ \frac{dI_{rq}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} V_{md} \\ V_{mq} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_{rés} I_{rq} \\ -\omega_{rés} I_{rd} \end{bmatrix}. \quad (2-42)$$

Afin d'alléger et simplifier les notations on posera $\langle X \rangle = X$. On obtient alors le modèle dit grands signaux du système de stockage suivant :

$$\frac{dV_{cr}}{dt} = -\frac{V_{cr}}{C_r * R_d} - \frac{I_{bat}}{C_r}, \quad (2-43)$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{I_{bat}}{C_{dc}} - \frac{1}{C_{dc}} (\beta_d I_{rd} + \beta_q I_{rq}), \quad (2-44)$$

$$\frac{dI_{rd}}{dt} = \frac{1}{L_f} \beta_d V_{dc} - \frac{1}{L_f} V_{rd} + \omega_{rés} I_{rq}, \quad (2-45)$$

$$\frac{dI_{rq}}{dt} = \frac{1}{L_f} \beta_q V_{dc} - \frac{1}{L_f} V_{rq} - \omega_{rés} I_{rd}, \quad (2-46)$$

où les variables d'état sont : la tension transitoire pendant la charge et la décharge de la batterie (V_{cr}), la tension du bus DC (V_{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 I_{rd} , I_{rq} . Les grandeurs V_{rd} et V_{rq} sont les tensions au PCC suivant les axes d et q du référentiel de Park respectivement et $\omega_{rés}$ est la pulsation du réseau.

Les différentes puissances du système de stockage sont représentées par les équations suivantes :

$$P_{bat} = V_{bat} * I_{bat} = V_{bat} * (I_{dc} + I_m) = V_{bat} * (I_{dc} + \beta_d I_{rd} + \beta_q I_{rq}), \quad (2-47)$$

$$P_r = V_{rd} I_{rd} + V_{rq} I_{rq}, \quad (2-48)$$

$$Q_r = V_{rq} I_{rd} - V_{rd} I_{rq}, \quad (2-49)$$

où P_{bat} , P_r et Q_r représentent respectivement la puissance active de la batterie, les puissances active et réactive de l'onduleur triphasé.

2.5.3.2.3 CALCUL DU POINT D'EQUILIBRE EN VUE DE LA LINEARISATION

Afin de calculer l'état d'équilibre du système de stockage (indiqué par l'indice e), plusieurs conditions initiales et hypothèses sont à prendre en compte :

- Au point d'équilibre, $f_{réseau_e} = 50 \text{ Hz}$, la batterie ne débite pas de courant, soit $I_{bate}=0$.
- On suppose que la tension d'équilibre de la batterie V_{bat} est considérée initialement connue et constante, c'est-à-dire $V_{bat} = V_{bate}=760 \text{ V}$ pour un SOC de 40%.
- On suppose que la tension du bus DC, V_{dc} est initialement égale à sa valeur de consigne, soit $V_{dc} = V_{dc_e} = V_{dc}^{ref} = 780 \text{ V}$.
- En supposant qu'il n'y a aucune perte, le référentiel (d-q) est choisi pour être synchronisé avec le vecteur de tension au PCC soit $v_{r1} = \sqrt{2}V_r \cos(\omega_{réseau}t)$. Selon la transformée inverse de Park on obtient $v_{r1} = \sqrt{\frac{2}{3}}[V_{rd} \cos(\omega_{réseau}t) - V_{rq} \sin(\omega_{réseau}t)]$, de celle-ci on en déduit que $V_{rd} = \sqrt{3}V_{rés}$ et $V_{rq} = 0$. De plus, la tension composée entre phases au PCC est considérée comme bien régulée à sa valeur de référence soit $U_r = U_{re} = U_r^{ref} = 400\text{V}$; on obtient finalement $V_{rd} = V_{rde} = U_r^{ref}$ et $V_{rq} = V_{rqe} = 0$.
- La puissance réactive de l'onduleur triphasé Q_r est considérée initialement nulle, soit $Q_r = Q_{re} = V_{rq_e} I_{rd_e} - V_{rd_e} I_{rq_e} = 0$, on en déduit que $I_{rq_e} = 0$.

Le point d'équilibre est déterminé en annulant les dérivées des variables d'état et en résolvant le système correspondant :

$$\left(\frac{dV_{cr}}{dt}\right)_e = 0 \rightarrow 0 = -\frac{V_{cr_e}}{C_r * R_d} - \frac{I_{bat_e}}{C_r}, \quad (2-50)$$

$$\left(\frac{dV_{dc}}{dt}\right)_e = 0 \rightarrow 0 = \frac{I_{bat_e}}{C_{dc}} - \frac{1}{C_{dc}}(\beta_{d_e} I_{rd_e} + \beta_{q_e} I_{rq_e}), \quad (2-51)$$

$$\left(\frac{dI_{rd}}{dt}\right)_e = 0 \rightarrow 0 = \frac{1}{L_f} \beta_{d_e} V_{dc_e} - \frac{1}{L_f} V_{rd_e} + \omega_{rés_e} I_{rq_e}, \quad (2-52)$$

$$\left(\frac{dI_{rq}}{dt}\right)_e = 0 \rightarrow 0 = \frac{1}{L_f} \beta_{q_e} V_{dc_e} - \frac{1}{L_f} V_{rq_e} - \omega_{rés_e} I_{rd_e}. \quad (2-53)$$

On obtient les valeurs d'équilibre suivantes :

$$V_{cre} = 0 \text{ V}, \quad V_{rde} = 400 \text{ V}, \quad V_{rqe} = 0 \text{ V}, \quad V_{dce} = V_{dc}^{ref} = 780 \text{ V},$$

$$I_{bat_e} = 0 \text{ A}, \quad I_{rqe} = 0 \text{ A}, \quad I_{rde} = 0 \text{ A},$$

$$\beta_{de} = \frac{V_{rde}}{V_{dc_{ref}}} = 0.513 \quad \text{et} \quad \beta_{qe} = 0.$$

2.5.3.2.4 MODELE MOYEN LINEARISE

A partir du modèle grand signaux du système de stockage, et des points d'équilibre trouvés précédemment, on linéarise celui-ci afin d'obtenir son modèle en petits signaux.

Le préfixe Δ est le symbole associé à une variable définie en petit signaux, plus précisément il désigne qu'une variable, X , a été linéarisée autour de son point d'équilibre, X_e , soit $\Delta X = X - X_e$. On suppose que les tensions au niveau du PCC, V_{rd} et V_{rq} restent constantes, c'est à dire $\Delta V_{rd} = 0$ et $\Delta V_{rq} = 0$. On obtient alors le système linéarisé suivant :

$$\frac{d\Delta V_{cr}}{dt} = -\frac{\Delta V_{cr}}{C_r * R_d} - \frac{\Delta I_s}{C_r}, \quad (2-54)$$

$$\frac{d\Delta V_{dc}}{dt} = \frac{\Delta I_s}{C_{dc}} - \frac{1}{C_{dc}} (\beta_{de} \Delta I_{rd} + I_{rde} \Delta \beta_d + \beta_{qe} \Delta I_{rq} + I_{rqe} \Delta \beta_q), \quad (2-55)$$

$$\frac{d\Delta I_{rd}}{dt} = \frac{1}{L_f} \beta_{de} \Delta V_{dc} + \frac{1}{L_f} V_{dce} \Delta \beta_d + \omega_{r\acute{e}se} \Delta I_{rq} + I_{rqe} \Delta \omega_{rés}, \quad (2-56)$$

$$\frac{d\Delta I_{rq}}{dt} = \frac{1}{L_f} \beta_{qe} \Delta V_{dc} + \frac{1}{L_f} V_{dce} \Delta \beta_q - \omega_{r\acute{e}se} \Delta I_{rd} - I_{rde} \Delta \omega_{rés}, \quad (2-57)$$

On linéarise aussi les différentes puissances du système du stockage :

$$\Delta P_{bat} = V_{bat_e} (\Delta I_{dc} + \beta_{de} \Delta I_{rd} + I_{rde} \Delta \beta_d + \beta_{qe} \Delta I_{rq} + I_{rqe} \Delta \beta_q) + I_{dce} \Delta V_{bat}, \quad (2-58)$$

$$\Delta P_r = V_{rde} \Delta I_{rd} + V_{rqe} \Delta I_{rq}, \quad (2-59)$$

$$\Delta Q_r = V_{rq_e} \Delta I_{rd} - V_{rd_e} \Delta I_{rq}, \quad (2-60)$$

2.5.3.2.5 PRINCIPE DE MODELISATION EN VUE DE LA COMMANDE ROBUSTE : PASSAGE EN VALEURS REDUITES

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* :

$$\frac{1}{\omega_{base}} \frac{d\underline{\Delta V_{cr}}}{dt} = -\frac{\underline{\Delta V_{cr}}}{\underline{C_r} * \underline{R_d}} - \frac{\underline{\Delta I_s}}{\underline{C_r}}, \quad (2-61)$$

$$\frac{1}{\omega_{base}} \frac{d\underline{\Delta V_{dc}}}{dt} = \frac{\underline{\Delta I_s}}{\underline{C_{dc}}} - \frac{1}{\sqrt{3} * \underline{C_{dc}}} (\beta_{de} \underline{\Delta I_{rd}} + \underline{I_{rde}} \underline{\Delta \beta_d} + \beta_{qe} \underline{\Delta I_{rq}} + \underline{I_{rqe}} \underline{\Delta \beta_q}), \quad (2-62)$$

$$\frac{1}{\omega_{base}} \frac{d\underline{\Delta I_{rd}}}{dt} = \frac{\sqrt{3}}{L_f} \beta_{de} \underline{\Delta V_{dc}} + \frac{\sqrt{3}}{L_f} \underline{V_{dce}} \underline{\Delta \beta_d} + \underline{\omega_{rése}} \underline{\Delta I_{rq}} + \underline{I_{rqe}} \underline{\Delta \omega_{rés}}, \quad (2-63)$$

$$\frac{1}{\omega_{base}} \frac{d\underline{\Delta I_{rq}}}{dt} = \frac{\sqrt{3}}{L_f} \beta_{qe} \underline{\Delta V_{dc}} + \frac{\sqrt{3}}{L_f} \underline{V_{dce}} \underline{\Delta \beta_q} - \underline{\omega_{rése}} \underline{\Delta I_{rd}} - \underline{I_{rde}} \underline{\Delta \omega_{rés}}, \quad (2-64)$$

où ω_{base} est la pulsation de base pour le passage en *per unit*.

On procède de même pour le calcul des puissances électriques :

$$\underline{\Delta P_{bat}} = \underline{V_{bate}} \left(\underline{\Delta I_{dc}} + \frac{1}{\sqrt{3}} [\beta_{de} \underline{\Delta I_{rd}} + \underline{I_{rde}} \underline{\Delta \beta_d} + \beta_{qe} \underline{\Delta I_{rq}} + \underline{I_{rqe}} \underline{\Delta \beta_q}] \right) + \underline{I_{dce}} \underline{\Delta V_{bat}}, \quad (2-65)$$

$$\underline{\Delta P_r} = \underline{V_{rde}} \underline{\Delta I_{rd}} + \underline{V_{rqe}} \underline{\Delta I_{rq}}, \quad (2-66)$$

$$\underline{\Delta Q_r} = \underline{V_{rqe}} \underline{\Delta I_{rd}} - \underline{V_{rde}} \underline{\Delta I_{rq}}, \quad (2-67)$$

où $\underline{\Delta P_{bat}}$, $\underline{\Delta P_r}$ et $\underline{\Delta Q_r}$ sont définies cette fois en *per unit*.

Après avoir obtenu le modèle mathématique complet et dynamique du système étudié, nous allons maintenant nous intéresser à la conception de son architecture de contrôle-commande.

2.6. Conception de l'architecture de contrôle-commande

Du point de vue de notre application, on considère les sources d'énergie comme des sources de courant [83]. Nous définissons ainsi une structure de contrôle en cascade à deux niveaux : le contrôle le plus rapide, interne, est assuré par des contrôleurs classiques de type Proportionnel Intégral (PI) qui régulent les courants de l'onduleur. Une boucle de contrôle supérieur, correspondant à un superviseur optimal conçu avec la commande H_∞ permet de déterminer à tout instant les références des boucles en courant internes.

Cette hiérarchisation permet ainsi de maîtriser à tout instant la dynamique des courants du système de stockage de l'énergie et d'optimiser les flux de puissance entre les composants pour respecter un cahier des charges de performances dynamiques.

Dans cette partie, nous définirons la conception et le dimensionnement de notre commande globale pour notre cas d'étude.

2.6.1. Système globale

L'objectif de commande choisi est le rejet de perturbation en puissances actives afin de stabiliser et améliorer la réponse transitoire de la fréquence du micro-réseau, 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 ΔI_{rd} car le courant de l'onduleur I_{rq} ne participe pas à la régulation de fréquence et sa variation est fixée à 0, c'est-à-dire $\Delta I_{rq} = 0$. L'entrée de commande ΔI_{rd} est alors pilotée de manière optimale afin de respecter les contraintes du rejet de perturbation $\Delta P_{charge} - \Delta P_{pv}$.

Dans ce travail, une stratégie de contrôle hiérarchique à deux niveaux est adoptée. Elle est constituée d'une boucle de contrôle externe, composé du contrôle H_∞ qui, en fonction de la fréquence de sortie $\Delta f_{réseau}$, impose une référence en courant à suivre au contrôle situé au niveau inférieur. Une boucle interne est composée d'un correcteur PI régulant le courant ΔI_{rd} en fonction de la référence imposée. La structure de contrôle globale proposée est illustrée sur la Figure 25.



2.6.2. Boucles internes en courant

Pour définir notre contrôle de courant les équations suivantes doivent être utilisées :

On constate que les courants sont couplés entre eux. Pour le contrôle de courant, il passe souvent par une étape de découplage par retour d'états. . La Figure 26 présente les boucles de courant classiques de l'onduleur [79]:

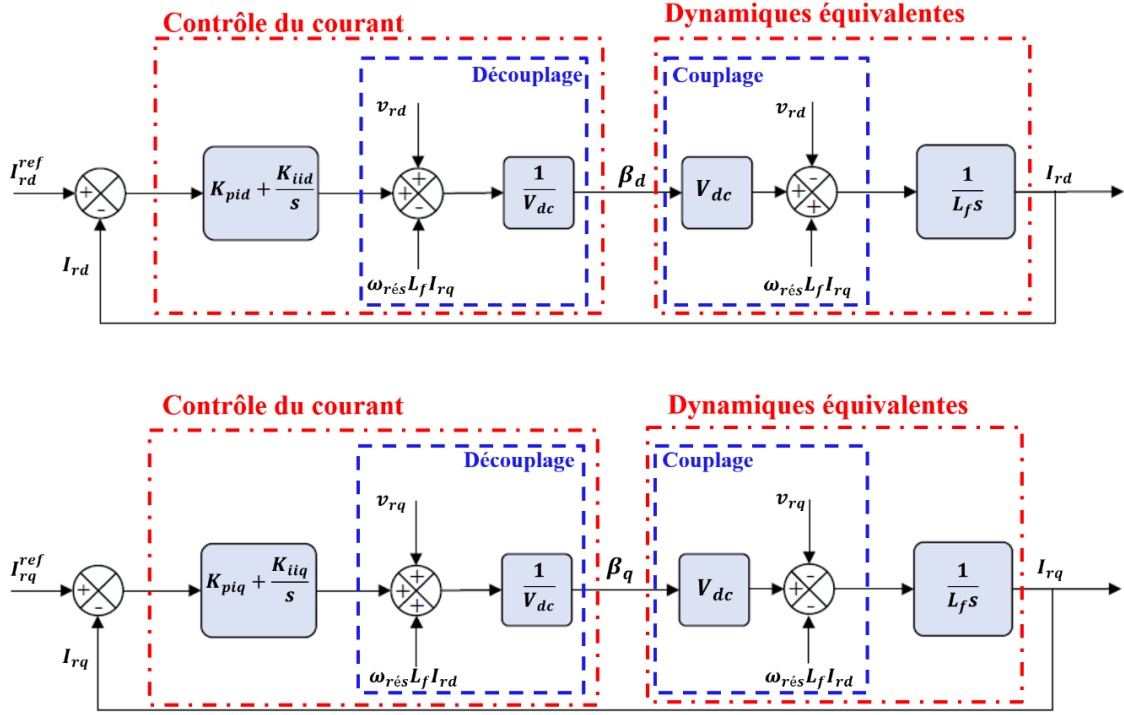


Figure 26 : Boucles de régulation de courant

Notre choix se porte sur un correcteur de type PI, dû à sa capacité de régulation rapide, dont la fonction de transfert est la suivante :

$$C(s) = K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s}. \quad (2-69)$$

Les régulations de courant ont toutes les deux la même dynamique, on peut alors définir que $K_{pi} = K_{pid} = K_{piq}$ et $K_{ii} = K_{iid} = K_{iiq}$. La fonction de transfert en boucle fermée pour les courants I_{rd} et I_{rq} est :

$$FTBF(s) = \frac{(K_p/L_f)s + K_i/L_f}{s^2 + (K_p/L_f)s + K_i/L_f} = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (2-70)$$

Par identification on a $\omega_n = \sqrt{\frac{K_i}{L_f}}$ la pulsation propre et $\xi = \frac{K_p}{2\omega_n L_f}$ le coefficient d'amortissement.

On peut déduire les paramètres du contrôle :

$$K_i = L_f \omega_n^2 \quad \text{et} \quad K_p = 2 \zeta \omega_n L_f. \quad (2-71)$$

Pour les performances de ces boucles, on choisira un temps de réponse (t_r) compris entre $10 T_{MLI} \leq t_r \leq 20 T_{MLI}$ [83]. Après plusieurs tests et ajustements, on choisit finalement $t_r = 20 * T_{MLI}$ et un amortissement $\xi = 1$

2.6.3. Modèle du micro-réseau pour la conception de la commande robuste H_∞

2.6.3.1 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 :

$$\frac{1}{\omega_{base}} \frac{d\Delta V_{cr}}{dt} = - \frac{\Delta V_{cr}}{\underline{C_r} * \underline{R_d}} - \frac{\Delta I_s}{\underline{C_r}}, \quad (2-72)$$

$$\frac{1}{\omega_{base}} \frac{d\Delta V_{dc}}{dt} = \frac{\Delta I_s}{\underline{C_{dc}}} - \frac{1}{\sqrt{3} * \underline{C_{dc}}} (\beta_{de} \underline{\Delta I_{rd}} + \underline{I_{rde}} \Delta \beta_d + \beta_{qe} \underline{\Delta I_{rq}} + \underline{I_{rqe}} \Delta \beta_q), \quad (2-73)$$

$$\frac{1}{\omega_{base}} \frac{d\Delta I_{rd}}{dt} = \frac{\sqrt{3}}{L_f} \beta_{de} \underline{\Delta V_{dc}} + \frac{\sqrt{3}}{L_f} \underline{V_{dce}} \Delta \beta_d + \underline{\omega_{rése}} \underline{\Delta I_{rq}} + \underline{I_{rqe}} \underline{\Delta \omega_{rés}}, \quad (2-74)$$

$$\frac{1}{\omega_{base}} \frac{d\Delta I_{rq}}{dt} = \frac{\sqrt{3}}{L_f} \beta_{qe} \underline{\Delta V_{dc}} + \frac{\sqrt{3}}{L_f} \underline{V_{dce}} \Delta \beta_q - \underline{\omega_{rése}} \underline{\Delta I_{rd}} - \underline{I_{rde}} \underline{\Delta \omega_{rés}}, \quad (2-75)$$

$$\frac{d\Delta f_{réseau}}{dt} = \frac{1}{2H} (\underline{\Delta P_{bat}} + \underline{\Delta P_{diesel}} + \underline{\Delta P_{PV}} - \underline{\Delta P_{charge}}) - \frac{D_{charge}}{2H} \underline{\Delta f_{réseau}}, \quad (2-76)$$

$$\frac{d\Delta P_{diesel}}{dt} = - \frac{1}{T_{diesel}} \underline{\Delta P_{diesel}} - \frac{1}{T_{diesel} \underline{S_{diesel}}} \underline{\Delta f_{réseau}}. \quad (2-77)$$

Pour notre cas d'étude, 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 $\underline{\Delta V_{dc}}$ et $\underline{\Delta V_{cr}}$ comme des paramètres invariants dans le temps (le système d'état est alors simplifié). La variation de courant $\underline{\Delta I_{rd}}$ est contrôlée par une boucle de courant rapide qui suit la variation du courant de référence générée par le contrôleur H_∞ ; la sortie du correcteur est alors équivalente à $\underline{\Delta I_{rd}} \equiv \underline{\Delta I_{rd}^{ref}}$. Avec ces hypothèses (on négligera aussi les termes $\frac{\omega_{base}}{\sqrt{3} * C_{dc}} I_{rde} \Delta \beta_d$, $\frac{\omega_{base}}{\sqrt{3} * C_{dc}} I_{rde} \Delta \beta_q$ et $\underline{\Delta I_{rq}} \equiv \underline{\Delta I_{rq}^{ref}} = 0$) et les équations d'état obtenues en (2-72) jusqu'à l'équation (2-77) on obtient alors le système d'état linéaire en per unit du micro-réseau étudié suivant :

$$\begin{cases} \underline{\Delta \dot{x}} = A \underline{\Delta x} + B_1 \underline{\Delta w} + B_2 \underline{\Delta u} \\ \underline{\Delta y} = C \underline{\Delta x} + D_1 \underline{\Delta w} + D_2 \underline{\Delta u} \end{cases} \quad (2-78)$$

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

Avec les matrices A, B₁, B₂, C, D₁, D₂ suivantes :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{diesel}} & -\frac{1}{T_{diesel} S_{diesel}} \\ -\frac{1}{2H} & -\frac{D_{charge}}{2H} \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{2H} \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{bat_e} \beta_{de}}{2\sqrt{3} H} \end{bmatrix},$$

$$C = [0 \quad 1], \quad D_1 = [0], \quad D_2 = [0],$$

On obtient alors notre système nominal G comprenant les matrices d'état (A, [B₁ B₂], C, [D₁ D₂]).

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 ($p_{1,2} = -0,5 \pm 3,12j$), observable et commandable.

2.6.3.2 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 (cf. section 2.3.3). 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 (ΔP_{charge}) et/ou du parc photovoltaïque (ΔP_{PV}) afin de respecter les spécifications du réseau pour le réglage primaire de fréquence. Comme nous l'avons vu précédemment, 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 micro-réseau, la fréquence du réseau $\Delta f_{réseau}$ et le courant de l'onduleur ΔI_{rd} 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 27) avec P désignant le système à étudier possédant deux entrées, à savoir la variation de puissance active $-\Delta P_{PV} + \Delta P_{charge}$ agissant comme une perturbation d'entrée Δw et la référence en courant ΔI_{rd}^{ref} , qui est l'entrée de contrôle Δu . La sortie mesurée Δy est composée de la variation de fréquence du micro-réseau $\Delta f_{réseau}$. K correspond au correcteur H_∞ . Et pour finir, le vecteur Δz représente les sorties à piloter ($\Delta f_{réseau}, \Delta I_{rd}^{ref}$) afin d'assurer les performances désirées. Sur la Figure 27 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 $\left\| \frac{W_{perf}S}{W_uKS} \right\|$ et avec les meilleurs critères de robustesse vis-à-vis d'incertitudes.

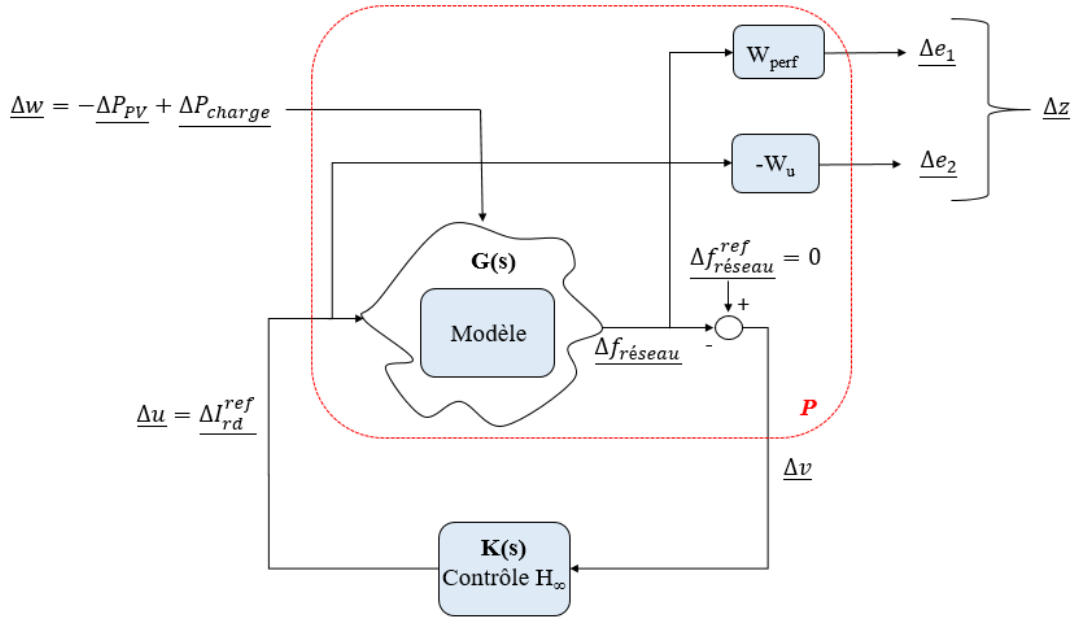


Figure 27 : Structure du système sous forme P-K

2.6.3.3 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 $\Delta f_{réseau}$. 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 [71] :

$$\frac{1}{W_{perf}(s)} = \frac{s + \omega_b A_\varepsilon}{s/M_s + \omega_b}. \quad (2-79)$$

Les paramètres de la fonction $W_{perf}(s)$ sont choisis en fonction des performances désirées et décrites bien souvent dans le domaine temporel (Figure 28). 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_e) caractérise l'erreur statique en régime permanent [83].

Dans notre cas d'études, nous allons traduire le *grid code* associé au réglage primaire de fréquence en gabarit de performances exprimé dans le domaine fréquentiel comme l'illustre la Figure 28.

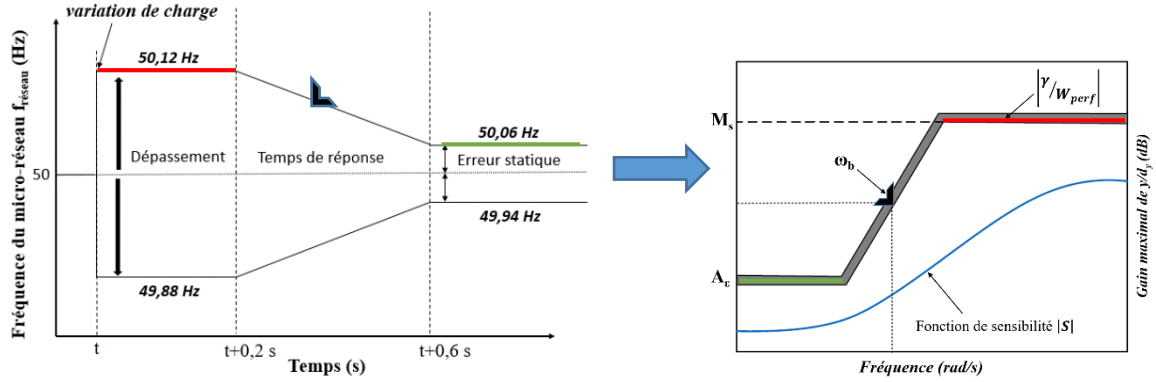


Figure 28 : Traduction du grid code du réglage primaire de fréquence en gabarit de performances

Pour notre cas d'étude, les paramètres de la fonction de pondération W_{perf} sont définis de manière à, améliorer la réponse transitoire de la fréquence du micro-réseau en réponse à un échelon de charge, ici se sera un échelon de 5% de puissance de charge initiale $P_{charge} = 10$ kW, tout en respectant le gabarit défini Figure 20.

- $M_s = \frac{f_{max} - f_{nominal}}{0.05 * P_{charge_e}} = 0.24$, permet de limiter le dépassement de fréquence à 0,12 Hz en réponse à un échelon de charge de 5% de P_{charge} .
- $A_e = \frac{f_{erreur\ statique} - f_{nominal}}{0.05 * P_{charge_e}} = 0.12$, est choisi afin de garantir une erreur en régime permanent inférieure ou égale à 0,06 Hz.
- $\omega_b = 2\pi / (50 * t_r) = 30,16$ rad/s, afin d'assurer un temps de réponse d'environ $t \approx 0.6$ s.

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 onduleur. Ainsi ce gabarit traduira les contraintes en performance sur l'entrée de la boucle interne en courant,

ΔI_{rd}^{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 [71] :

$$\frac{1}{W_u(s)} = \frac{A_u s + \omega_{bc}}{s + \omega_{bc}/M_u} \quad (2-80)$$

Les paramètres de la fonction $W_u(s)$ sont choisis en fonction des limites imposées par l'onduleur. Elles s'expriment dans le domaine fréquentiel par le tracé de la Figure 29.

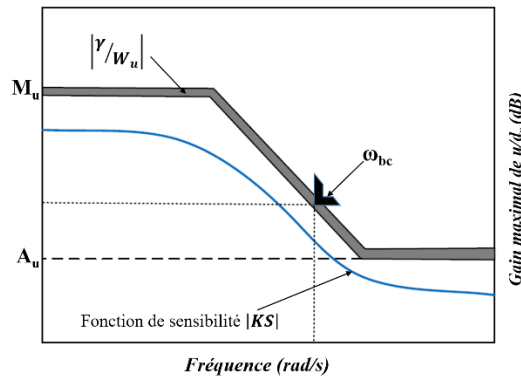


Figure 29 : Gabarit de performance dans le domaine fréquentiel pour la fonction de sensibilité $K(s)S(s)$.

Pour notre cas d'étude, les paramètres de la fonction de pondération W_u sont définis de manière à ce que la réponse transitoire du courant de référence de l'onduleur I_{rd} en réponse à une variation petit signal de la charge (ici un échelon de 5% par rapport à la puissance initiale $P_{charge} = 10\text{kW}$) respecte les contraintes suivantes :

- $M_u = \frac{I_{rdmax} - I_{rde}}{0.05 * P_{charge_e}} = 249.4$, est imposée pour limiter la référence de courant en dessous de sa valeur maximale $I_{rdmax} = 180$ A, suite à un échelon de charge de 5% de P_{charge} .
- $A_u = 0.1 * M_u = 24.94$, est choisi de manière à être plus petit que M_u
- $\omega_{bc} = 2\pi / (100 * T_{MLI}) = 251.3$ rad/s , est choisie pour imposer une largeur de bande afin qu'elle soit très petite par rapport à la fréquence de commutation de l'onduleur triphasé.

La définition de ces fonctions de pondération doit ainsi concilier à la fois une réponse performante à une perturbation et un certain niveau de robustesse qu'il restera à qualifier avec un outil dédié.

2.6.3.4 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 :

$$\left\| \frac{W_{perf}S}{W_uKS} \right\| < \gamma. \quad (2-81)$$

Avec comme fonction de sensibilité du système :

$$S = \frac{\Delta f_{réseau}}{\Delta P_{charge} - \Delta P_{PV}}, \quad KS = \frac{\Delta I_{rd}^{ref}}{\Delta P_{charge} - \Delta P_{PV}}. \quad (2-82)$$

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 4 pour une valeur $\gamma=0,1$ 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 30.

On constate que les fonctions de pondérations, traduisant les performances de contrôle imposées, sont bien respectées puisque les fonctions de sensibilité sont placées 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 (retour à la section 2.6.3.3).

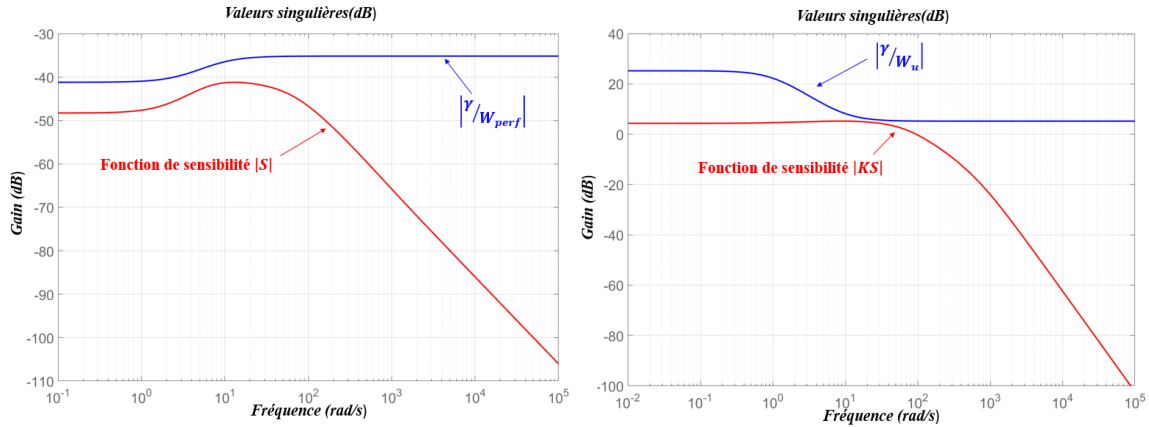


Figure 30 : Tracé des fonctions de pondération et de sensibilité du système en boucle fermée.

Pour notre cas d'étude les fonctions de sensibilité sont bien en dessous et suffisamment proches des gabarits correspondants. Par conséquent, le correcteur conçu doit normalement nous permettre de garantir des performances stables et robustes pour une perturbation correspondant à un échelon de charge de 5%. Il reste néanmoins à valider en simulation cette architecture de contrôle pour les conditions nominales et diverses situations.

2.7. 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 ne prenons en compte aucune incertitude ; nous chercherons juste à valider notre correcteur sur des critères de performances.

Nous utiliserons en simulation le modèle moyen non linéaire, décrit sur la Figure 25, pour réaliser toutes les simulations du système en boucle fermée dans le domaine temporel, à l'aide du logiciel Matlab[®] /Simulink[®].

Les Figure 31 (a) et Figure 31 (b) représentent la réponse temporelle de la fréquence à des petites variations de puissance de charge allant de +500 W à +2 kW puis, de -500 W à -2 kW respectivement, pour un point de fonctionnement PV donné. On constate que la fréquence du micro-réseau respecte bien le gabarit défini même pour des variations de charge allant jusqu'à $\pm 20\%$ de la charge initiale ($P_{\text{charge}} = 10 \text{ kW}$). Ceci montre que la performance souhaitée, fait à travers le choix de la fonction de pondération au niveau de la fréquence, dans le domaine temporel de la fréquence du micro-réseau est atteinte avec succès. Nous pouvons également conclure que notre contrôle rejette de manière efficace la moindre perturbation.

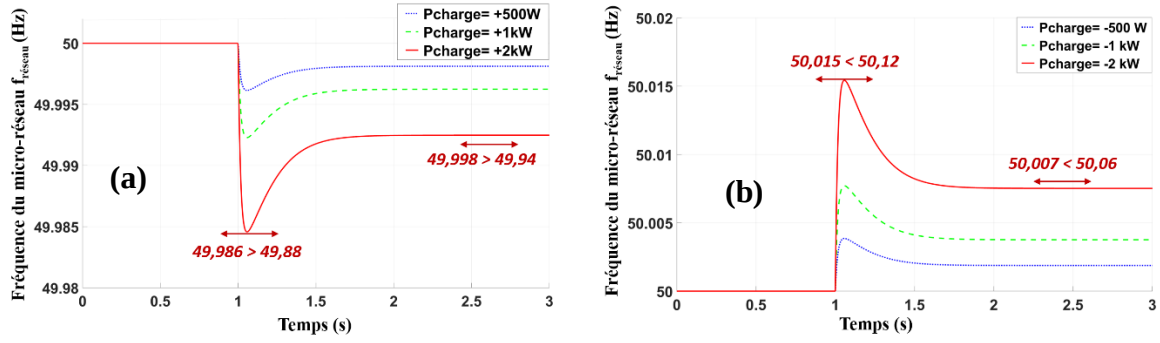


Figure 31 : Variation de la fréquence du micro-réseau en fonction de différents pas de charge, (a) allant de +500W à +2 kW et (b) allant de -500W à -2 kW

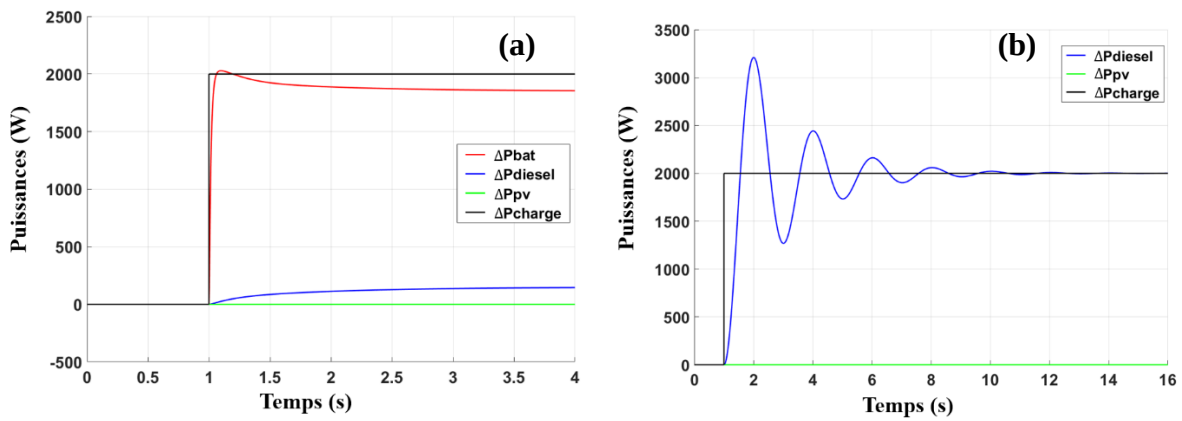


Figure 32 : Représente des variations en puissance active pour de la régulation primaire pour un pas de charge de 2 kW, (a) avec la présence d'un système de stockage, (b) sans la présence d'un ESS

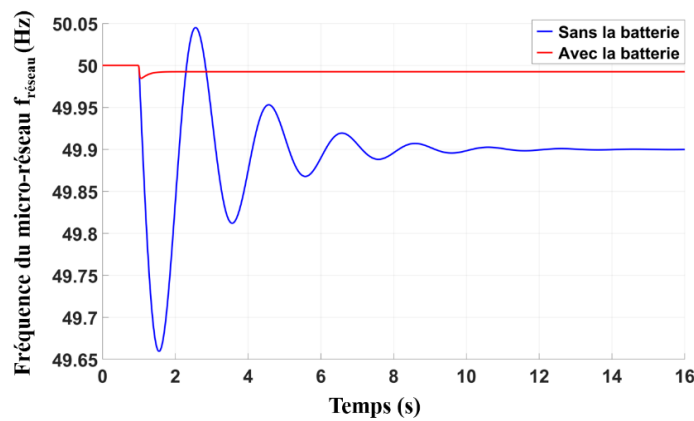


Figure 33 : Variation de la fréquence avec ou sans la présence du système de stockage pour de la régulation primaire.

Pour une variation de charge de +2 kW, Figure 32 et Figure 33, par rapport au cas où seul le générateur diesel participe à la régulation primaire de la fréquence, on constate que la participation du dispositif de stockage contribue à améliorer de façon significative la stabilité ainsi que les performances dynamiques. Ainsi les performances sur la fréquence montrent un dépassement bien plus faible, un temps de réponse beaucoup plus rapide et une erreur en régime

permanent plus faible au niveau de la fréquence du réseau. Ce dernier point permettra ainsi de réduire la contribution en réglage secondaire de la part du groupe diesel. De plus, on constate que la participation de l'ESS à la régulation primaire de fréquence permet la réduction de variation en puissance active du générateur diesel ainsi qu'un ralentissement de son régime transitoire, ce qui réduirait encore les contraintes sur cette source d'énergie.

Dans cette configuration, on retrouve donc que la batterie présente un intérêt certain à la régulation primaire de la fréquence, avec la présence hybride d'un groupe diesel ou de toute autre source d'énergie.

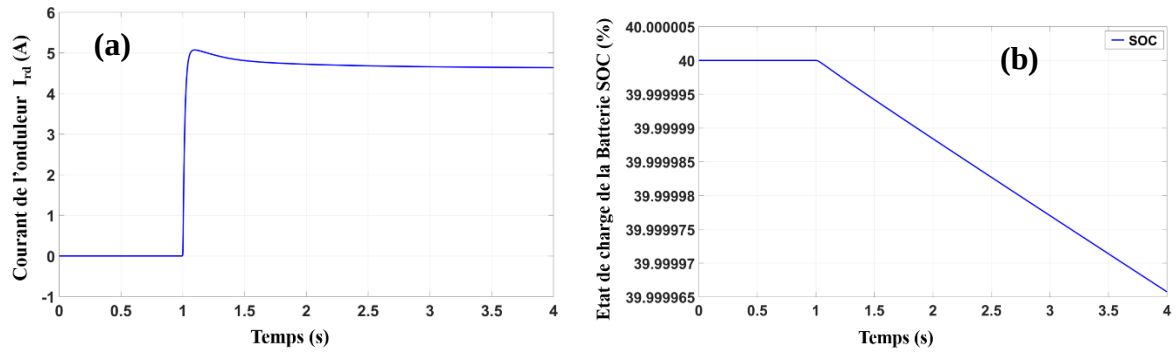


Figure 34 : (a) e courant de l'onduleur face à une variation de charge de 2kW à 1s, (b) variation de l'état de charge de la batterie

La Figure 34 (a) illustre les réponses dans le domaine temporel du courant de l'onduleur I_{rd} et la Figure 34 (b) de l'état de charge de la batterie (appelé SOC pour *State of Charge*) pour une variation de charge de 2 kW. Les valeurs de la SOC varie très faiblement, ce qui signifie que notre hypothèse de fixer les paramètres de la batterie est donc valide dans ces conditions ci. Quant au courant de l'onduleur, on constate que la performance dynamique respecte bien les limites imposées par la fonction de pondération W_u , ce qui signifie que la performance dynamique souhaitée est satisfaite.

2.8. 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 multiobjectifs, multicontraintes, multiconvertisseurs. Comme cela a été vu dans la thèse de [72], cette commande est particulièrement bien adaptée aux problématiques de co-design où le contrôle et le

dimensionnement du système sont fortement intégrés et interagissent. Nous reviendrons dans le chapitre 4, sur la validation de cette commande mais de manière expérimentale cette fois-ci.

Cependant, comme nous l'avons évoqué en introduction, un micro réseau 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).

Ainsi, pour avoir la certitude que notre système en boucle fermée restera robuste et qu'il sera même possible de garantir les performances dynamiques en présence d'incertitudes, une étape de modélisation de ces dernières et d'analyse devra être intégrée dans le processus de conception de la commande afin d'anticiper leurs impacts. Celle-ci permettra d'assurer au concepteur la robustesse en stabilité et en performance de son système réel en boucle fermée.

Au regard de la Figure 17, nous arrivons donc à étape 4, l'étape de vérification en passant par une analyse de robustesse appelée μ -analyse.

3. METHODOLOGIE ET OUTILS D'AIDES A LA CONCEPTION DE COMMANDE ROBUSTE POUR DES MICRO-RESEAUX PRESENTANT DES INCERTITUDES DE FONCTIONNEMENT

3.1. Introduction

Un modèle dédié à la conception ou à la commande doit être suffisamment simple pour faciliter la conception en minimisant le nombre de paramètres et en associant ces derniers aux caractéristiques physiques du dispositif, tout en étant suffisamment sophistiqué 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 [68]. Or tout modèle n'est qu'une approximation de la réalité et comporte de fait de nombreuses incertitudes qui peuvent être soit aléatoires, soit épistémiques c'est-à-dire liées à une méconnaissance des paramètres du modèle tenu pour représentatif ou au choix du modèle même plutôt qu'un autre pour représenter un même phénomène [86].

Dans le chapitre précédent, nous avons construit le modèle dynamique du système de stockage d'énergie au régime nominal nous permettant pas la suite de déterminer un correcteur robuste garantissant les performances dynamiques souhaitées par l'ingénieur ou par les normes imposées. Dans ce nouveau chapitre, nous allons chercher à prendre en compte dès la phase de conception de la commande, certaines incertitudes de modélisation, afin de rendre le correcteur robuste à de telles incertitudes.

Afin de s'assurer de la robustesse du correcteur face à de potentielles incertitudes de modélisation, nous allons dans un premier temps définir quels éléments de notre système réel pourraient introduire des incertitudes potentiellement impactantes sur la dynamique du système et, dans ce cas, chercher à caractériser le plus précisément possibles ces incertitudes, sachant que cette caractérisation sera elle aussi soumise à des incertitudes. Une étape de modélisation sera développée afin d'intégrer dans le modèle du système cette source d'incertitudes. Puis, nous réaliserons une analyse de robustesse de cette incertitude, grâce à l'outil de μ -analyse que nous présenterons dans ce chapitre. Après analyse des résultats obtenus, nous nous intéresserons à une méthode dite de μ -synthèse permettant de prendre en compte l'incertitude de fonctionnement dès la face de conception du correcteur. Par la suite, de nouvelles analyses seront faites afin de voir la robustesse de ces nouveaux contrôleurs. Pour finir, on constatera que plus on prend en compte d'incertitude plus le contrôleur obtenu est d'ordre élevé ce qui peut conduire à certaines difficultés pour l'implémentation en temps réel. On finira donc par une étape de réduction d'ordre afin de faciliter leurs mises en œuvre sur un banc de test.

3.2. Méthodologie générale d'analyse de robustesse pour des incertitudes de modélisation

Dans le chapitre 2, fin de section 2.3.5, nous nous sommes arrêtés au niveau d'analyse de la robustesse d'un système face à une incertitude. Pour réaliser une telle analyse différentes étapes devront être suivies.

Dans cette section, nous proposerons au concepteur une méthodologie pour le dimensionnement d'un système par une analyse de robustesse vis-à-vis d'incertitudes de fonctionnement dû aux différents comportements réels des composants de ce système. Le but de cette étude permettra au concepteur de savoir si la stabilité globale du réseau sera garantie, c'est-à-dire, si ces incertitudes vont avoir un impact sur la stabilité et les performances du système en boucle fermée. Chaque étape de cette méthodologie sera par la suite développée de manière plus détaillée dans les sections suivantes de ce chapitre.

De manière générale, la méthodologie d'analyse de robustesse pour une incertitude donnée est décrite sur la Figure 35.

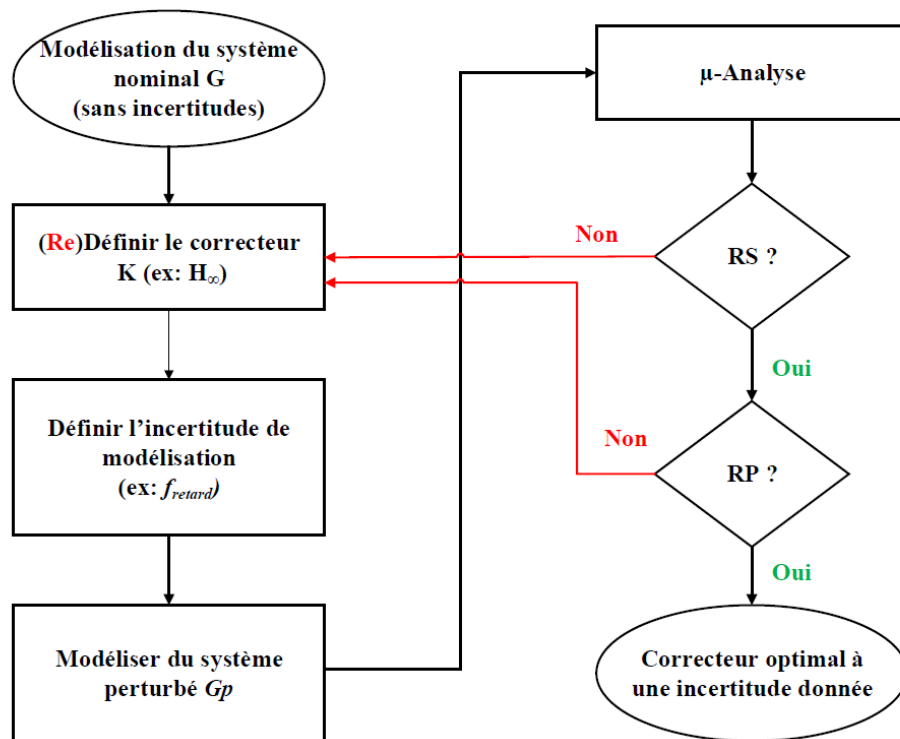


Figure 35 : Graphique d'analyse de la robustesse d'un système face à une incertitude de fonctionnement

Voici la démarche globale à suivre :

- 1- Le concepteur doit modéliser le comportement nominal du système électrique G à travers des équations dynamiques et des modèles équivalents de chaque composant

présent dans le système. Puis, il doit définir son système nominal G sous une forme de système d'état ou de fonction de transfert.

- 2- Ensuite, il doit définir et modéliser le correcteur K qu'il souhaite étudier, concordant au système G .
- 3- Le concepteur doit définir quelle est l'incertitude de modélisation et où il souhaite l'étudier dans le système. Il doit donc définir une fonction d'incertitude f afin d'obtenir un premier modèle du système perturbé avec l'incertitude, noté G_p .
- 4- Afin de pouvoir utiliser la μ -analyse, le concepteur doit reformuler son système perturbé sous une forme multiplicative directe. A cet égard, il doit calculer l'erreur relative li entre le modèle nominal G et son modèle perturbé G_p , afin de pouvoir définir la fonction de pondération ω_I de l'incertitude. Finalement, il obtient son nouveau système perturbé G_p , qu'il va pouvoir utiliser pour de l'analyse de robustesse.
- 5- Après avoir mis le système sous la forme structurée ($N-\Delta$) et vérifié que le système est nominalement stable, une analyse de la stabilité robuste doit être faite en premier. Si le système en boucle fermée respecte les conditions de robustesse en stabilité (RS), cela signifie que le contrôle K choisi permet au système de rester stable en présence d'une telle incertitude. Si au contraire, ce n'est pas le cas, le concepteur devra revoir ces exigences au niveau de son correcteur ou le changer.
- 6- Le système est bien nominalement stable et performant, ainsi que le système en boucle fermée est bien RS, alors le concepteur pourra étudier sa robustesse en performance (RP). Si le système en boucle fermée respecte les conditions RP, cela signifie qu'il sera possible de respecter les performances dynamiques du cahier des charges en présence d'une telle incertitude. Finalement, son contrôle K que le concepteur a choisi est optimal et robuste face à cette incertitude. Si, au contraire, ce n'est pas le cas, le concepteur devra revoir ces exigences au niveau de son correcteur ou le changer (revenir à l'étape 2).

Cette approche propose un processus de conception permettant au concepteur d'assurer la performance du système dans des conditions en temps réel. Maintenant, nous allons voir plus en détail chacune des étapes décrites et, à cet égard, nous commencerons par définir comment modéliser une incertitude de modélisation.

3.3. Incertitudes de modélisation étudiées

Parmi l'ensemble des sources d'incertitudes associées à notre modèle dynamique présenté au chapitre 2, nous allons nous concentrer sur les incertitudes de modélisation associées au fonctionnement même du système. Autrement dit, nous allons intégrer dans notre modèle des incertitudes associées à la présence de composants réels et habituellement supposés parfaits, i.e. sans impacts sur le comportement du système. En ce qui concerne la prise en compte des incertitudes paramétriques, celle-ci a fait l'objet de travaux précédents reportés dans la thèse de [87] et de [83], où les approches théoriques avaient été validées sur des démonstrateurs expérimentaux.

Dans un premier temps, nous allons présenter le composant réel habituellement ignoré dans le travail de modélisation, qui fera l'objet d'une analyse approfondie pour évaluer son impact sur les performances dynamiques. Nous nous intéresserons ainsi plus spécifiquement au rôle des capteurs de mesure et aux dynamiques associées qui peuvent interférer avec celle de la commande. Nous donnerons ensuite une définition théorique de la modélisation d'incertitude de fonctionnement qui sera par la suite appliquée pour notre cas d'étude.

3.3.1. Incertitudes de fonctionnement associées aux capteurs de mesure

La définition de certaines incertitudes est bien plus complexe à modéliser en raison du comportement inconnu de certains 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 du système global par interactions. Ces incertitudes peuvent être représentées comme des incertitudes de fonctionnement pour lesquelles leur modèle mathématique est inconnu [69, 68, 88].

Parmi l'ensemble de ces composants sources d'incertitudes de fonctionnement dans un système électrique réel, nous nous concentrerons sur ceux qui sont les plus présents à savoir les actionneurs et les capteurs utilisés pour mesurer l'état du système.

Au niveau du contrôle, les composants importants sont les capteurs permettant la mesure des sorties du système. En effet, le capteur est un dispositif permettant d'intercepter une grandeur physique et de la restituer sous forme de signal ou de grandeur physique utilisable [89]. Ils sont ainsi introduits pour donner une « image » de l'état du système étudié, image elle-même utilisée au niveau de la synthèse des lois de commande afin de garantir les performances souhaitées. Ces capteurs sont de fait essentiels afin de garantir l'observabilité, le rejet des perturbations et la détection des défauts [89].

De manière générale les capteurs de courant ou de tension sont assez précis, mais la littérature montre qu'ils peuvent cependant présenter des imperfections telles que des retards, des offsets ou un comportement dynamique, qui peuvent alors introduire des incertitudes de mesure sur les entrées de contrôle [89, 90, 69]. On parle alors d'incertitudes de mesure par

rapport à la sensibilité du capteur par rapport à des variations d'état, c'est-à-dire d'incertitudes liées au "gain" du capteur [69]. Dans ces travaux, nous modéliserons l'imperfection des capteurs liée au retard introduit par ces capteurs [90]. En effet, une analyse réalisée sur le banc de tests présent dans les locaux de l'entreprise SAFT, a montré qu'un retard de mesure de 150 à 200 ms était observé au niveau du système de stockage d'énergie.

Nous nous concentrerons donc par la suite sur la prise en compte d'incertitudes de fonctionnement liées à la présence de capteurs dans le système réel et à leurs interactions avec l'architecture de contrôle robuste proposée au chapitre précédent. Par conséquent, notre étude s'intéressera tout particulièrement à la stabilité en fréquence du micro-réseau face à des retards inconnus provenant du capteur de courant.

3.3.2. Modélisation d'une incertitude de fonctionnement

Dans cette partie sera exposée la méthode pour modéliser une incertitude de fonctionnement pour un système simple possédant une entrée et une sortie, soit un système de type SISO (« *single input single output* »).

Dans un premier temps, on définit le modèle nominal connu, sans incertitude, du système étudié qu'on notera G . Ce système est caractérisé par une entrée (u) et d'une sortie (y), et pourra être modélisé soit sous la forme d'un système d'état ou d'une fonction de transfert. On peut alors déterminer le correcteur noté K (PID, H_∞ , μ -synthèse, ...) du système G et effectuer son analyse de robustesse en stabilité ou en performances comme nous l'avons vu au chapitre précédent.

On s'intéresse maintenant à compléter le modèle du système avec celui de l'incertitude que le concepteur souhaite prendre en compte ; on détermine ainsi le modèle du système perturbé G_p par une incertitude de fonctionnement, sous la forme suivante :

$$G_p = f(s) * G(s), \quad (3-1)$$

où f désigne la fonction d'incertitude qui modélise le phénomène dynamique négligé ou inconnu, comme par exemple un retard, un phénomène de résonance, etc...[69]. Dans ces travaux, nous étudierons surtout l'impact des imperfections des retards non connus ou mal connus introduits par les capteurs de mesure des variables d'état. On modélise ainsi la dynamique du retard mal défini avec la fonction suivante :

$$f_{\text{retard}}(s) = e^{-\theta s} \text{ avec } \theta \in [\theta_{\min} \ \theta_{\max}], \quad (3-2)$$

où θ représente le retard en secondes compris entre $\theta_{\min}$ et $\theta_{\max}$.

Cependant cette fonction retard est une fonction irrationnelle, c'est-à-dire une fonction qui ne dépend pas rationnellement de ses paramètres donc qui ne peut pas être définie comme un rapport de fonctions polynomiales. Cependant, afin de pouvoir réaliser une analyse de robustesse le système doit être défini avec des fonctions rationnelles ou plus particulièrement sous une forme fractionnaire linéaire. Il sera donc difficile de réaliser une analyse de robustesse d'un système défini avec cette fonction irrationnelle [91, 92].

En général, l'ensemble des incertitudes est alors simplement représenté sous la forme d'une fonction de transfert qui enveloppe l'ensemble des « pire-cas », i.e. de toutes les incertitudes possibles [69, 93, 94]. Le système incertain G_p s'exprime alors sous une forme appelée *multiplicative directe*, représentée sur la Figure 36.

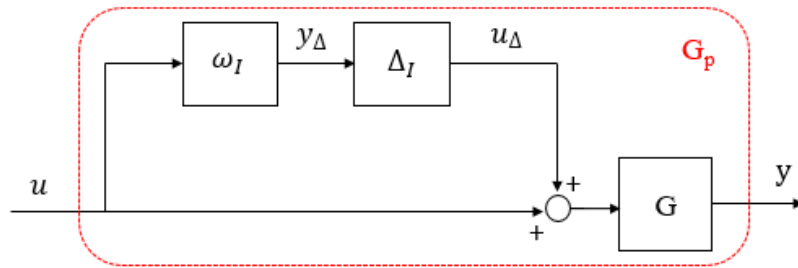


Figure 36 : Forme multiplicative directe du système incertain G_p [69]

On définit alors notre nouveau système perturbé G_p de la manière suivante [69, 91]:

$$G_p(j\omega) = G(j\omega)(1 + \omega_I(j\omega)\Delta_I(j\omega)), \quad (3-3)$$

avec $|\Delta_I(j\omega)| \leq 1 \forall \omega$,

où ω_I 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 stable, linéaire, de norme bornée et invariable dans le temps [68, 69]. Pour définir l'incertitude Δ_I la fonction Matlab «*ultidyn*» sera utilisée, celle-ci permet de créer une fonction de transfert aléatoire, stable, linéaire, de norme bornée et invariable dans le temps.

Il ne reste donc plus qu'à définir la fonction de pondération de l'incertitude de modélisation ω_I . A cet égard, il faut dans un premier temps calculer l'erreur relative l_I entre le système nominal G et le système perturbé G_p (la forme possédant la fonction exponentielle) [69, 72] avec :

$$|\omega_I| \geq l_I(\omega) = \max_{G_p} \left(\left| \frac{G_p(j\omega) - G(j\omega)}{G(j\omega)} \right| \right), \quad (3-4)$$

ω_I correspond à l'enveloppe de toutes les erreurs relatives pour tous les systèmes perturbés possibles. Pour chaque valeur de θ , compris entre θ_{min} et θ_{max} , on calcul et on trace numériquement l'erreur relative l_I correspondant, voir Figure 37.

De nombreux choix sont possibles, mais nous retiendrons par la suite que la fonction de pondération de l'incertitude peut s'exprimer sous la forme simple suivante notée ω_{I1} [69, 92] :

$$\omega_{I1} = \frac{\tau s + r_0}{(\tau/r_\infty)s + 1}, \quad (3-5)$$

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 égal à 1 en valeur absolue) et, pour finir, r_∞ correspond au gain de la fonction de pondération aux fréquences élevées voir Figure 37. Ces paramètres de la fonction ω_{I1} sont déterminés à partir de simulations numériques où différents impacts d'incertitudes sont évalués.

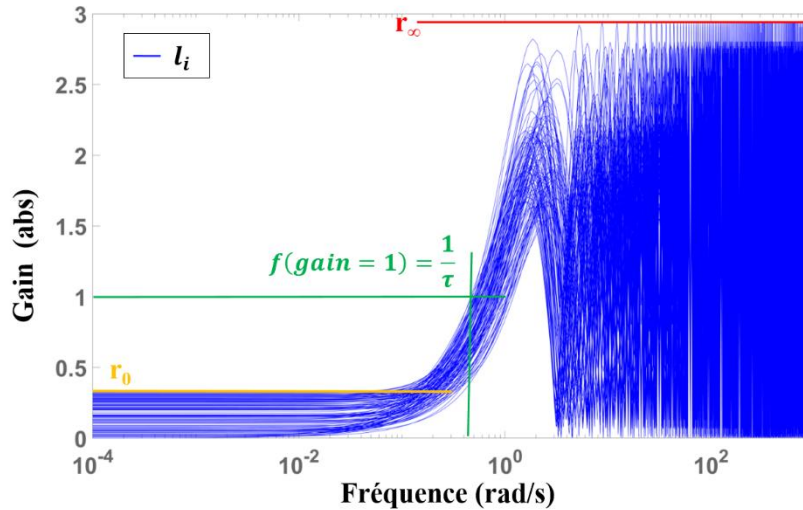


Figure 37 : Exemple d'identification des valeurs de chaque terme de la fonction ω_{I1}

Cependant, il arrive que cette fonction de transfert n'englobe pas tous les cas d'incertitudes (cf. Figure 38 et [91, 94]). Une fonction de transfert corrective vient alors compléter ω_{I1} afin de s'approcher le plus possible de l'enveloppe maximale de la fonction l_I . On obtient finalement la fonction de pondération pour une incertitude sur le retard suivant [91,92]:

$$\omega_I = \omega_{I1} * \frac{\left(\frac{\theta_{max}}{2.07}\right)^2 s^2 + \frac{\theta_{max}}{2.07} * 1.6s + 1}{s^2 + \frac{\theta_{max}}{2.07} * 1.2s + 1}. \quad (3-6)$$

ω_I est une forme générique, cependant certaines valeurs des paramètres (surtout au niveau du terme correctif) de ce terme sont trouvés empiriquement afin de mieux couvrir toutes les incertitudes.

Remarque :

Pour la modélisation d'une autre incertitude, c'est à dire d'une autre fonction d'incertitude, les étapes seraient identiques ; seule la définition de la fonction corrective serait amenée à être adaptée [69].

3.3.3. Modélisation de l'incertitude sur le retard de mesure du courant de l'onduleur

Sur le système réel implémenté à la SAFT, nous avons constaté que le capteur de courant utilisé en sortie de l'onduleur possédait un retard intrinsèque, dont la dynamique n'a pas été prise en compte dans le chapitre précédent.

Il est donc important de le modéliser afin de s'assurer que le contrôleur H_∞ , déterminé précédemment, sera robuste face à une telle incertitude, autrement dit, que les performances du système pourront être garanties malgré ces incertitudes de fonctionnement.

Nous faisons le choix de modéliser trois intervalles de retard différents, soit un retard variant entre 10 μ s à 1 ms, puis de 1 à 10 ms et pour finir, de 100 à 200 ms. Nous considérons que le système défini au chapitre 2 section 2.6.3, noté G , est le système nominal de notre cas d'étude. Il est défini sous forme matricielle avec deux fonctions de transfert telles que :

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{\Delta f_{réseau}(s)}{(-\Delta P_{PV} + \Delta P_{charge})(s)} & \frac{\Delta f_{réseau}(s)}{\Delta I_{rd}^{ref}(s)} \end{bmatrix} = [G_w(s) \ G_u(s)], \quad (3-7)$$

où $G_w(s)$ correspond à la fonction de transfert décrivant le comportement de la sortie du système (i.e la fréquence du réseau) face à des perturbation en puissance et $G_u(s)$, la même grandeur face à une perturbation sur la mesure de l'entrée I_{rd}^{ref} .

En étudiant l'impact d'un retard quelconque observé pour le courant I_{rd} sur notre système nominal G , on constate que seule la fonction $G_u(s)$ est impactée par celui-ci. Par conséquence, l'incertitude liée au retard induit par le capteur sur le courant I_{rd} , peut être modélisée de la manière suivante :

$$G_{u_p} = f_{retard}(s) * G_u(s) = e^{-\theta s} * G_u(s) \text{ avec } \theta \in [\theta_{min} \ \theta_{max}], \quad (3-8)$$

où G_u représente la fonction de transfert du système nominal (sans incertitude) décrivant la mesure de l'entrée I_{rd} , G_{u_p} , la nouvelle fonction prenant en compte le retard sur la mesure de I_{rd} et θ , le retard en secondes, compris entre θ_{min} et θ_{max} .

On modélise alors l'incertitude du retard comme montré dans le paragraphe précédent ; on définit alors la nouvelle fonction qui prend en compte le retard sur la mesure de l'entrée I_{rd} de la manière suivante :

$$G_{up}(j\omega) = G_u(j\omega)(1 + \omega_I(j\omega)\Delta_I(j\omega)); \quad |\Delta_I(j\omega)| \leq 1 \quad \forall \omega, \quad (3-9)$$

où ω_I représente la fonction de pondération de l'incertitude, soit l'amplitude maximale de l'incertitude pour une plage de variation d'un retard donné, en fonction de la fréquence ; Δ_I modélise quant à elle, l'incertitude stable, linéaire, de norme bornée et invariable.

Pour chaque plage de variation sur les retards, il sera nécessaire de calculer une nouvelle fonction ω_I et donc un nouveau système perturbé G_{up} . 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 système étudié, on obtient les fonctions de pondération suivante :

$$\text{pour } \theta \in [10\mu s \text{ } 1ms], \quad (3-10)$$

$$\omega_I = \frac{(8,7 * 10^{-4})s + (4 * 10^{-3})}{(4,3 * 10^{-4})s + 1} * \frac{\left(\frac{1 * 10^{-3}}{2,07}\right)^2 s^2 + \frac{1 * 10^{-3}}{2,07} * 1,6s + 1}{s^2 + \frac{1 * 10^{-3}}{2,07} * 1,2s + 1},$$

$$\text{pour } \theta \in [1ms \text{ } 10ms], \quad (3-11)$$

$$\omega_{I\theta \in [1ms \text{ } 10ms]} = \frac{(9,5 * 10^{-3})s + (4 * 10^{-3})}{(4,7 * 10^{-3})s + 1} * \frac{\left(\frac{0,01}{2,07}\right)^2 s^2 + \frac{0,01}{2,07} * 1,6s + 1}{s^2 + \frac{0,01}{2,07} * 1,2s + 1},$$

$$\text{pour } \theta \in [100ms \text{ } 200ms], \quad (3-12)$$

$$\omega_{I\theta \in [100ms \text{ } 200ms]} = \frac{0,19s + (4 * 10^{-3})}{0,095s + 1} * \frac{\left(\frac{0,2}{2,07}\right)^2 s^2 + \frac{0,2}{2,07} * 1,6s + 1}{s^2 + \frac{0,2}{2,07} * 1,2s + 1}.$$

Pour illustrer la pertinence de cette modélisation, nous constatons sur la Figure 39 que le système perturbé défini avec la fonction incertitude et le système perturbé défini sous la forme multiplicative directe sont bien équivalents puisque leur gain respectif sont quasiment confondus. De plus, on peut constater sur la Figure 38 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 μs jusqu'à 1 ms. On obtient les mêmes résultats pour les deux autres intervalles de retard.

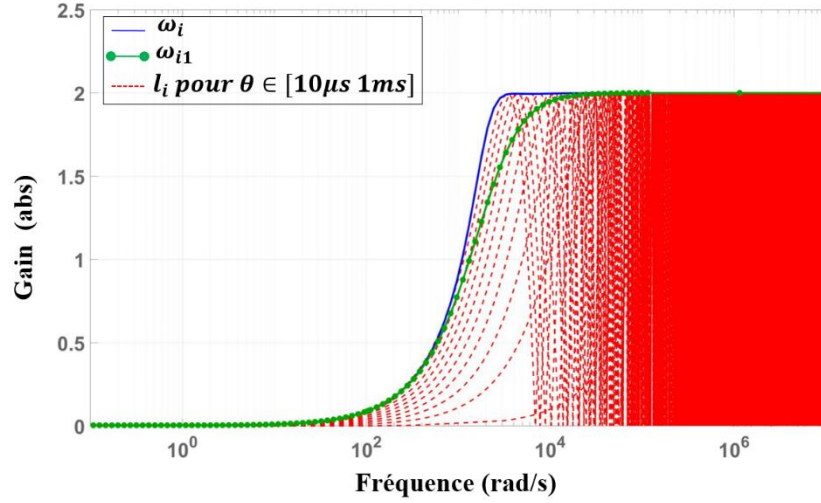


Figure 38 : Tracé des fonctions ω_{i1} , ω_i et des différentes erreurs relatives l_i pour un θ variant de $10\mu s$ jusqu'à $1ms$

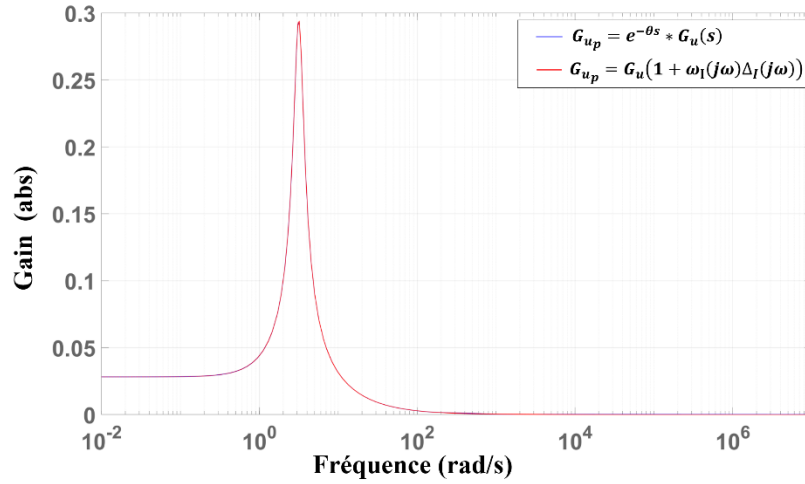


Figure 39 : Gains des systèmes perturbés avec G_{up} défini avec la fonction d'incertitude exponentielle (courbe bleue), et G_{up} défini avec la forme multiplicative directe (courbe rouge), pour un retard θ variant de $10\mu s$ jusqu'à $1ms$

Finalement, avant d'aborder la synthèse d'un correcteur robuste à ces sources d'incertitudes, nous devons remplacer la fonction G_u par sa fonction perturbé G_{up} :

$$G_p(s) = \begin{bmatrix} G_w(s) & G_{up}(s) \end{bmatrix}. \quad (3-13)$$

Le système perturbé G_p peut alors être représenté comme sur la Figure 40.

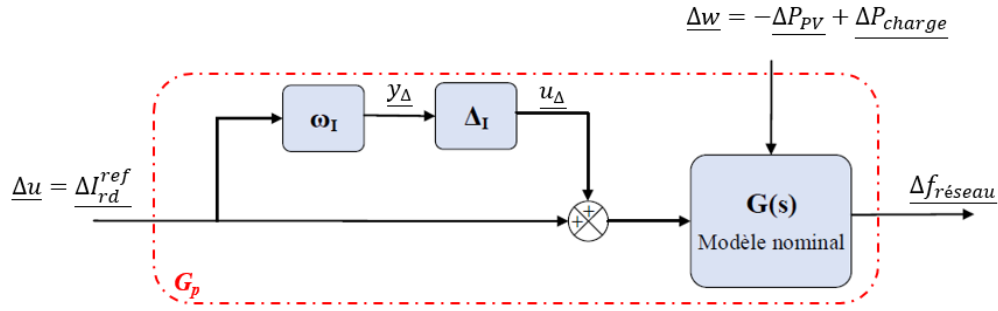


Figure 40 : Système perturbé G_p

Pour chaque plage de variation d'un retard sur le courant, on obtient donc un système perturbé différent. Maintenant que nous avons modélisé ce système intégrant une incertitude de fonctionnement liée à un capteur, il est possible de réaliser, en association avec la synthèse d'un correcteur H_∞ , une analyse de robustesse afin de voir si celui-ci sera robuste en présence de cette incertitude.

3.4. Méthodologie de l'analyse de robustesse

L'analyse de robustesse permet au concepteur de prévoir si son système, en présence d'incertitude, sera robuste en boucle fermée en stabilité et/ou en performance. C'est une démarche qui permet ainsi de garantir la stabilité et/ou les performances dynamiques du système, malgré la présence d'incertitudes d'origine paramétrique ou de modélisation.

Comme nous nous sommes intéressés, pour les raisons expliquées au chapitre 1, à la mise en place d'une structure de commande robuste basée sur la norme H_∞ , nous utiliserons par la suite la méthode dite de μ -analyse, qui est intrinsèquement adaptée à ce type de commande.

Nous allons dans un premier temps rappeler les principes de cette méthode d'analyse de robustesse puis l'appliquer pour le système étudié avec les incertitudes associées à la présence de capteurs de mesure. Enfin nous étudierons en simulation la réponse du système avec la présence de retard sur le courant de l'onduleur.

3.4.1. μ -analyse : principes théoriques

La méthode dite « μ -analyse » permet d'évaluer plus complètement la réponse dynamique du système étudié en boucle fermée en réalisant [69] :

- Une analyse de robustesse en stabilité (RS) : pour un contrôleur K donné, l'analyse permet de déterminer si le système en boucle fermée restera stable en présence d'incertitudes ;
- Une analyse de robustesse en performance (RP) : l'analyse permet de déterminer s'il sera possible de respecter les performances dynamiques du cahier des charges en présence d'incertitudes et notamment des incertitudes de fonctionnement.

Pour réaliser une telle analyse, le système doit être modélisé sous la forme dite $N-\Delta$, illustrée sur la Figure 41, [69, 73].

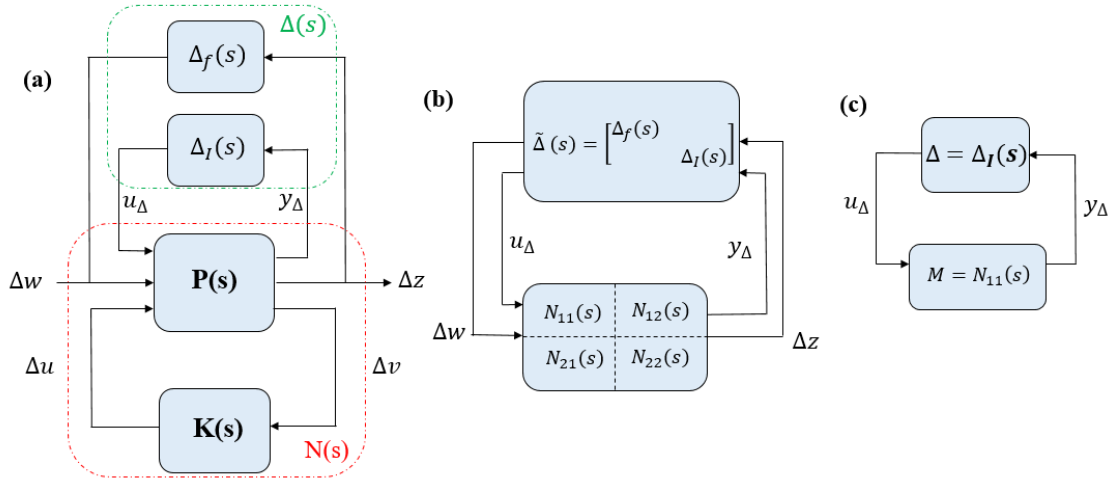


Figure 41 : (a) Configurations générales d'un système perturbé, (b) Configuration pour une analyse robuste de performance et (c) Configuration pour une analyse de robustesse en stabilité.

La matrice des incertitudes $\tilde{\Delta}(s) = \text{diag}\{\Delta_f(s), \Delta_I(s)\}$ est constituée de :

- Δ_f est une matrice complète complexe, représentant des incertitudes fictives pouvant provenir des performances du correcteur
- Δ_I les incertitudes du système qui sont définies de la manière suivante :

$$\Delta_I = \begin{bmatrix} \delta_1 I_k & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \delta_r I_{k*r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \Delta_{r+1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \Delta_{r+c} \end{bmatrix}, \quad (3-14)$$

où:

- Il existe r incertitudes réelles, liées aux incertitudes paramétriques. Chaque incertitude paramétrique est répétée dans le système de k à $k \cdot m$ fois tel que :

$$\text{diag}\{\delta_1 I_k, \dots, \delta_r I_{kr}\} \text{ avec } |\delta_i| \leq 1, i = 1, \dots, r; \quad (3-15)$$

- Il existe c incertitudes complexe, liée aux incertitudes de modélisation sur chaque entrée ou sortie du système :

$$\text{diag}\{\Delta_{r+1}, \dots, \Delta_{r+c}\} \text{ avec } \|\Delta\|_\infty \leq 1, i = r + 1, \dots, r + c. \quad (3-16)$$

Pour caractériser la robustesse de notre système via le calcul d'une grandeur appelée μ correspondant à la valeur singulière structurée, nous avons besoin de mettre le problème sous une forme LFT (« *Linear Fractional Transformation* », ou transformée linéaire fractionnelle). Cette mise en forme est expliquée dans le chapitre 2 section 2.3.1.3.

Le système peut ainsi être modélisé avec la LFT haute pour le système N , sous la forme :

$$F_u(N, \Delta_I) = (N_{21} \Delta_I (I - N_{11} \Delta_I)^{-1} N_{12} + N_{22}). \quad (3-17)$$

N étant nominalement stable, alors seul le terme $(I - N_{11} \Delta_I)^{-1}$ peut être une source potentielle d'instabilité.

Le calcul de la valeur singulière structurée notée μ consiste alors à trouver la plus petite dimension de perturbation de l'incertitude Δ_I pouvant rendre la matrice $(I - N_{11} \Delta_I)^{-1}$ singulière. Cet outil d'analyse permet donc d'estimer les marges de stabilité d'un système multivariable soumis à des incertitudes.

De façon générale, on définit le calcul de la valeur singulière structurée μ_Δ de la matrice M , où M correspond ici à N_{11} , telle que (cf. Figure 41 (c)) [88, 69]:

$$\mu_\Delta(M) = (\min_{\Delta} (\bar{\sigma}(\Delta) | \det(I - M\Delta) = 0))^{-1}, \quad (3-18)$$

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

Selon les différentes configurations en boucle fermée, présentées sur la Figure 41, le calcul de μ permet d'évaluer la stabilité nominale (NS), la performance nominale (NP), la robustesse en stabilité (RS) et la robustesse en performance (RP) du système en boucle fermée si et seulement si les conditions suivantes sont respectées (on remarque ainsi que cette approche est

non conservative, ce qui est un véritable atout par rapport aux autres méthodes d'analyse qui possède souvent un conservatisme important) [72, 69] :

$$NS \Leftrightarrow N(j\omega) \text{ est stable de manière interne ,} \quad (3-19)$$

$$RS \Leftrightarrow \mu_{\Delta_I}(N_{11}(j\omega)) < 1, \forall \omega \text{ et } NS, \quad (3-20)$$

$$NP \Leftrightarrow \mu_{\Delta_f}(N_{22}(j\omega)) < 1, \forall \omega \text{ et } NS, \quad (3-21)$$

$$RP \Leftrightarrow \mu_{\bar{\Delta}}(N(j\omega)) < 1, \forall \omega \text{ et } NS \quad (3-22)$$

Remarque :

En pratique, il n'existe pas d'algorithme calculant μ directement. Seules les bornes supérieure et inférieure de la valeur singulière peuvent être calculées. La définition de la borne supérieure est décrite plus tard dans le manuscrit, dans la section 3.6.1. La borne inférieure nous intéresse moins dans ces travaux, mais le lecteur pourra se référer à [69, 95] pour la définir plus précisément.

La fonction automatique définie dans Matlab « mussv » sera utilisée par la suite pour effectuer la μ -analyse.

3.4.2. Analyse de robustesse du système étudié en présence de retards de mesure

Dans cette partie, nous réalisons l'évaluation de la robustesse du correcteur H_∞ déterminé au chapitre 2 en utilisant le principe de la μ -analyse que ce soit dans le domaine fréquentiel ou dans le domaine temporel pour évaluer la pertinence de l'outil en simulation.

3.4.2.1 Analyse de robustesse du système étudié

Après avoir défini l'expression de l'incertitude de modélisation associée à un retard de mesure, le système peut alors être mis sous la forme $N-\Delta$, illustrée sur la Figure 42, afin de pouvoir réaliser l'analyse de robustesse.

Après vérification, le système est bien nominalement stable. On souhaite dès lors s'assurer qu'il reste robuste en stabilité et/ou en performance face à différents retards associés aux capteurs de mesure. L'analyse s'effectue ainsi pour 3 intervalles de retards différents : de 100 ms à 200 ms, de 1 ms à 10 ms, puis de 10 μ s à 1 ms. Les résultats obtenus sont présentés sur la Figure 43 pour la robustesse en stabilité.



Comme précédemment, après avoir vérifié que le système est bien nominalement stable et robuste en stabilité, on souhaite savoir s'il sera possible de garantir les performances du système en boucle fermée face à différents retards de mesure. Le calcul de la valeur singulière pour les différentes plages de variation du retard de mesure se trouvent sur la Figure 44.

87

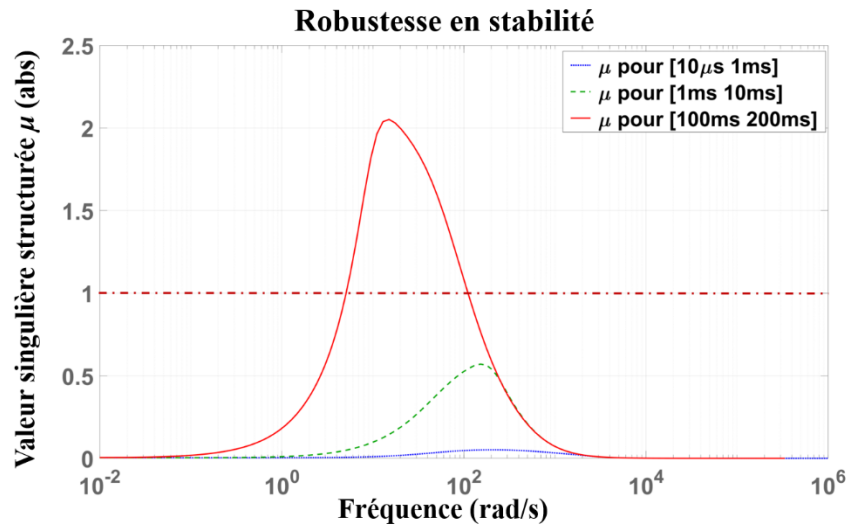


Figure 43 : Valeur singulière pour l'analyse de stabilité pour différents intervalles de retard de mesure

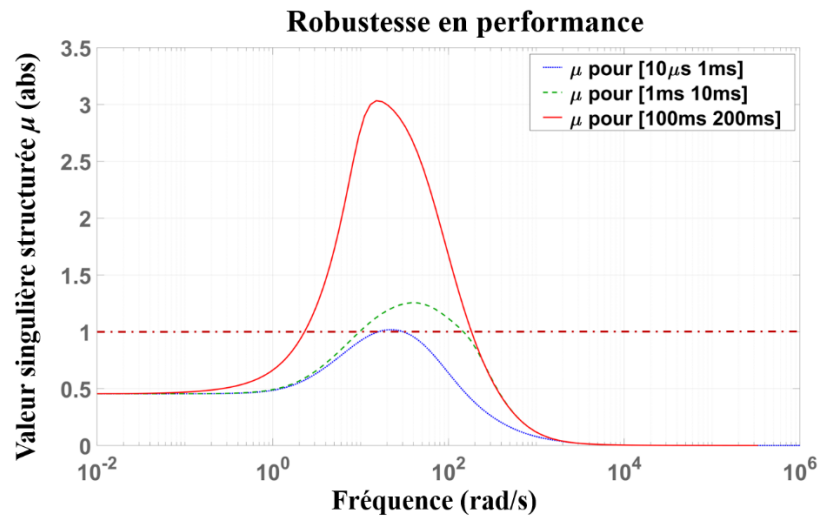


Figure 44 : Valeur singulière pour l'analyse de la performance pour différents intervalles de retard

Nous en déduisons également que les performances ne seraient garanties que pour des retards inférieurs à une dizaine de microsecondes. Le calcul de la borne minimale sur ce retard pourrait alors être déterminé par itérations successives.

Cet outil d'analyse de robustesse associé à un travail de modélisation précise des incertitudes considérées dans l'étude, permet ainsi au concepteur d'anticiper efficacement et méthodiquement de potentiels problèmes lors de l'implémentation en temps réel de son correcteur.

3.4.2.2 Analyse temporelle de l'analyse de robustesse sur le cas d'études

Après l'analyse de robustesse réalisée sur notre système pour trois plages de retard différents, on souhaite tester ce même correcteur avec des simulations temporelles afin de voir l'impact du retard sur la mesure I_{rd} suite à une perturbation sur l'équilibre en puissance.

Nous avons ainsi simulé l'impact de différents retards sur la mesure du courant de l'onduleur I_{rd} , en observant l'effet d'une perturbation sur la puissance de charge de +2 kW à 1 s, pour une puissance fournie par les panneaux solaires constante.

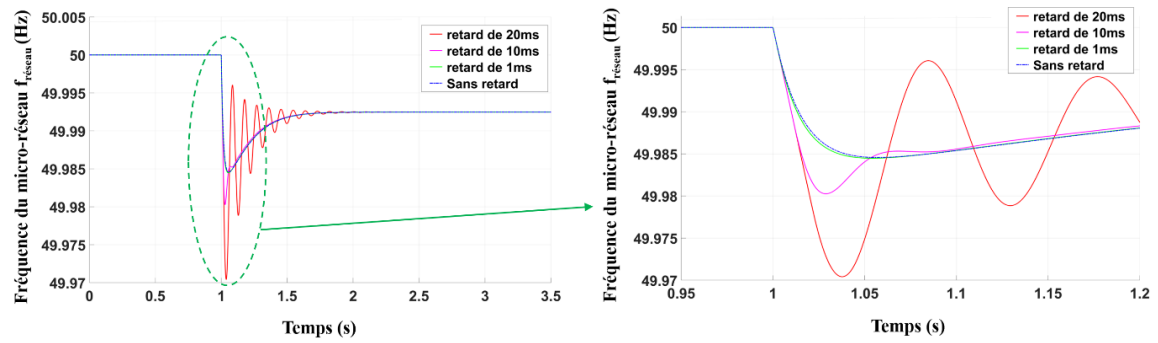


Figure 45 : Réponse de la fréquence du réseau en réponse à un échelon de puissance de charge de +2 kW pour différents retards de mesure.

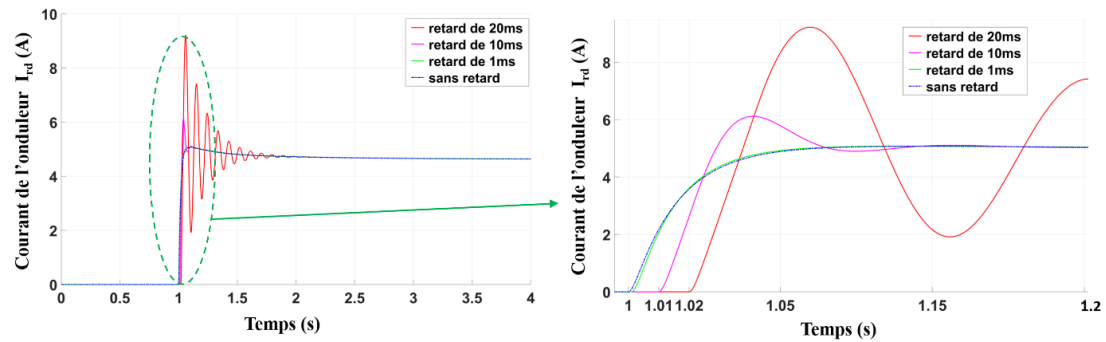


Figure 46 : Variation du courant de l'onduleur en réponse à un échelon de puissance de charge de +2 kW à 1s pour différents retards.

On peut ainsi vérifier à partir des Figure 45 à Figure 48 que plus le retard est important, plus les performances dynamiques sont dégradées ; ainsi, la fréquence $f_{réseau}$, le courant I_{rd} et la puissance P_{bat} ont un dépassement qui devient de plus en plus important pouvant atteindre 100% de la valeur finale pour le courant. De plus, on constate que plus le retard est important plus les signaux oscillent et mettent du temps à se stabiliser à leur état d'équilibre (sans retard $t_r = 0,6$ s, avec retard de 20 ms $t_r = 1,1$ s). En revanche, la fréquence du réseau respecte malgré tout la norme face à de petites variations de puissance.

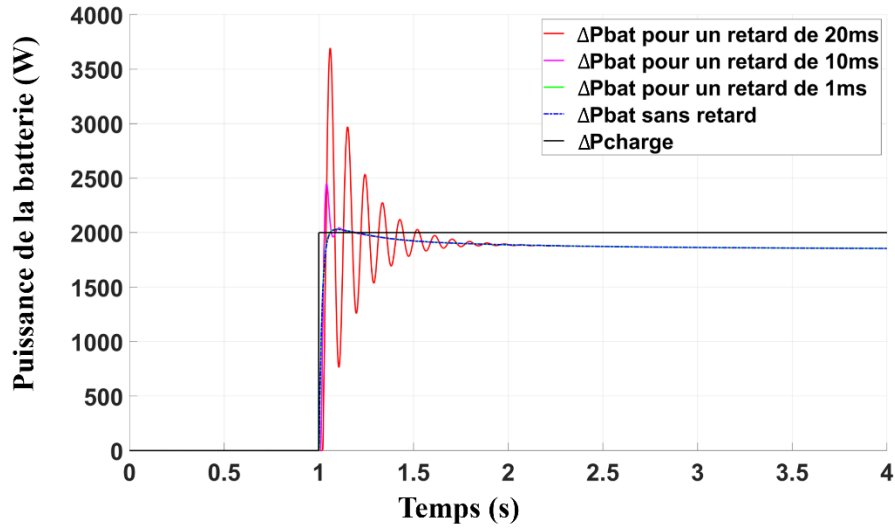


Figure 47 : Variation de la puissance de la batterie en réponse à un échelon de puissance de charge de +2 kW à 1s en fonction de diverses grandeurs de retard.

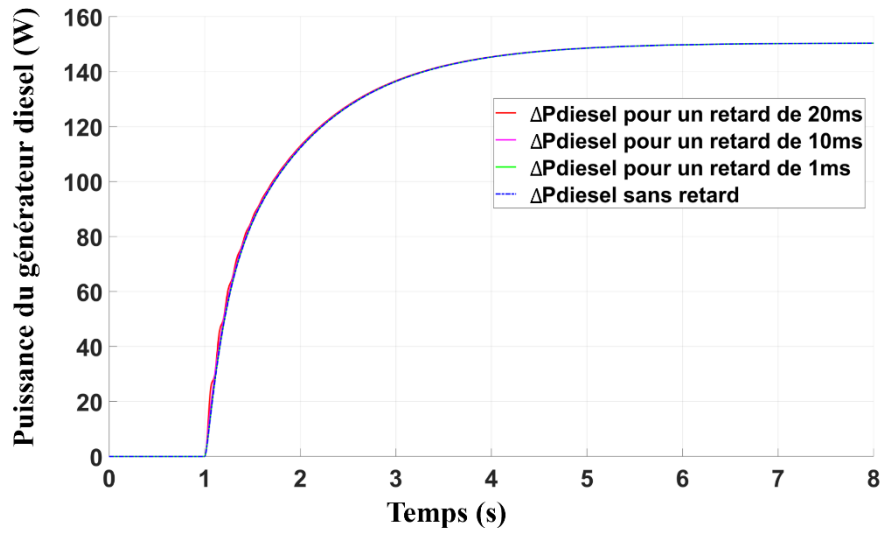


Figure 48 : Variation de la puissance du générateur diesel en réponse à un échelon de puissance de charge de +2 kW à 1s en fonction de diverses grandeurs de retard.

Après plusieurs tests réalisés sous simulation avec différentes valeurs de retard, on constate pour des retards allant au-delà de 20 ms, ce qui est bien avant les 100 ms vues avec la μ -analyse, celui-ci introduit l'apparition d'une instabilité du système. En effet le système en boucle fermée oscille à l'infini sans qu'il réussisse à converger. Bien entendu ceci est inacceptable et doit être corrigé en redéfinissant les performances de la commande problème.

Au niveau de la répartition des puissances (voir Figure 47), la batterie est et reste majoritaire dans la régulation primaire ($P_{bat} = 1850$ W et $P_{diesel} = 150$ W) face à la présence d'un retard jusqu'à 20 ms. La puissance du générateur diesel ne varie presque pas avec la présence d'un retard.

Les résultats obtenus dans le domaine temporel sont bien cohérents avec les résultats obtenus par la μ -analyse, ce qui illustre mieux l'intérêt d'un tel outil d'analyse. Cependant, le système réel présente des retards pouvant aller de 100 à 200 ms au niveau de la mesure du courant de l'onduleur, ce qui est bien supérieur à la limite d'un retard de 20 ms.

Afin de remédier à cela, nous allons essayer dans un premier temps d'analyser l'impact d'une modification du cahier des charges des performances afin de voir si nous pouvons trouver un compromis entre les performances et la robustesse du système : en dégradant un minimum les performances définies initialement, est-il alors possible de garantir la stabilité et ces performances face à des incertitudes de fonctionnement ?

3.5. Liens entre spécifications des performances et robustesse du système pour des incertitudes de fonctionnement

Les résultats évoqués précédemment ont montré que certains intervalles de retard provenant de capteurs induisent une robustesse en termes de stabilité, dans certain intervalle, mais pas en termes de performance, quelle que soit l'incertitude associée au retard. Nous cherchons donc à voir si en modifiant les spécifications de performances dynamiques, c'est-à-dire certains paramètres des fonctions de pondération, nous pouvons garantir les robustesses en stabilité et/ou en performances pour des retards donnés. La fonction de pondération $W_u(s)$ dépend du comportement réel de l'onduleur et notamment les fonctions de commutation du contrôle local des interrupteurs. Par conséquent, nous choisissons d'étudier l'influence des paramètres de $W_{perf}(s)$, caractérisant les exigences sur la fréquence du réseau.

3.5.1. Impact du critère sur le dépassement (marge de module)

Nous choisissons dans un premier temps de tester l'influence de la valeur du gain à hautes fréquences M_s de $W_{perf}(s)$ pour des retards de 1 ms à 10 ms et de 100 ms à 200 ms, sur la robustesse en termes de stabilité et de performance du système en boucle fermée. Pour cela, nous traçons dans un premier temps la valeur maximale de la borne maximale de la valeur structurée μ en fonction de M_s . Cela nous permet de voir s'il est possible de trouver un compromis entre la dynamique du système et la robustesse pour notre cas d'étude. Notons que plus la valeur de M_s est grande, plus on est prêt à tolérer un dépassement important sur la fréquence du réseau et potentiellement ne pas respecter le grid code pour certains cas applicatifs. Les résultats obtenus sont présentés sur la Figure 49.

Pour les retards entre 100 ms et 200 ms (voir Figure 49(a)), on constate que la valeur maximale de μ reste toujours au-dessus de 1 pour une plage étendue du coefficient M_s ; ce paramètre ne peut ainsi pas permettre de garantir la robustesse du système pour des retards aussi importants.

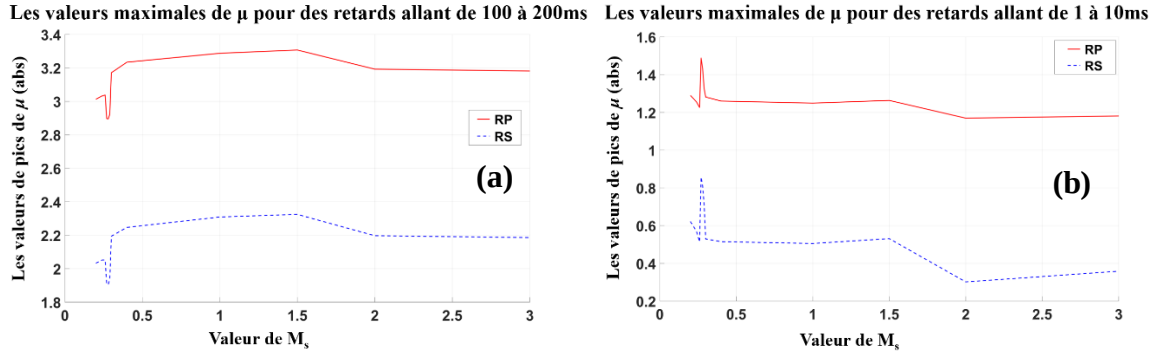


Figure 49 : Valeurs maximale de μ pour les analyses RS et RP en fonction de M_s et des retards allant de 100 ms à 200 ms (a) et de 1 ms à 10 ms (b)

Pour des retards moins importants, compris entre 1 ms et 10 ms, la Figure 49 (b) montre que la robustesse en stabilité est garantie (avec μ variant entre 0,85 et 0,30). Cependant, même au-delà des exigences du grid code, soit pour une valeur de $M_s = 3$ celle-ci signifie qu'on a un dépassement allant jusqu'à 51,5 Hz qui est déjà à 1 Hz au-dessus de la limite max du grid code européen, le système en boucle fermée n'est toujours pas RP, car μ est toujours supérieur à 1 (avec μ variant entre 1,48 et 1,2).

L'analyse approfondie de l'évolution de la valeur structurée pour ce paramètre M_s n'a pas été réalisée dans ces travaux. Les brusques variations observées pour les faibles valeurs du dépassement n'ont pas trouvé d'explication physique. Il serait intéressant d'essayer d'approfondir et de chercher à corréliser la dépendance des deux paramètres.

Nous concluons à ce stade pour notre cas d'étude, que le critère de dépassement, M_s ne peut pas être adapté pour garantir la robustesse en performance du système pour des retards allant de 10 à 200 ms. Nous étudions dans les paragraphes suivants l'influence des autres critères de performances.

3.5.2. Impact du critère sur le temps de réponse

Nous choisissons maintenant de modifier un autre paramètre caractérisant les performances dynamiques sur la fréquence du réseau. Ainsi, nous avons étudié l'influence du choix de la fréquence de coupure ω_b , traduisant le temps de réponse souhaité, sur les mêmes plages de retard que précédemment. Afin de voir l'influence de ω_b sur la robustesse en termes de stabilité et de performance du système en boucle fermée, nous traçons la valeur maximale de la borne maximale de la valeur structurée μ en fonction de ω_b . Rappelons que plus la valeur de ω_b augmente, plus on accélère la dynamique du système ; les résultats obtenus sont représentés sur les Figure 50.

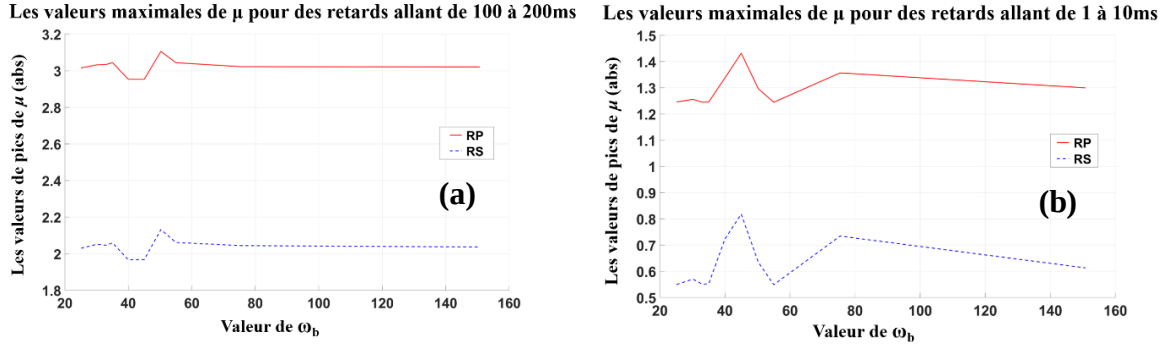


Figure 50 : (a) Valeur maximale de μ pour les analyses RS et RP en fonction de ω_b et des retards allant de 100 ms à 200 ms (a) et de 1 ms à 10 ms (b)

Pour des retards entre 100 ms et 200 ms (voir Figure 50 (a)), on constate que les valeurs de pic de μ stagnent à $\mu_{RP} = 3$ et $\mu_{RS} = 2$. De manière générale, même si les robustesses en stabilité et en performance sont quelque peu influencées par ω_b , la modification de ce paramètre ne permet pas non plus de garantir la robustesse du système pour des retards aussi importants.

Cependant, pour des retards plus petits compris entre 1 ms et 10 ms (voir Figure 50 (b)), nous montrons que la robustesse en stabilité est garantie (avec μ variant de 0,81 à 0,54), mais pas celle en performances, quelle que soit la valeur du temps de réponse.

Pour résumé, pour notre cas d'étude, la variation sur le critère de dépassement M_s ou la variation sur le critère de temps de réponse ω_b ne permettent pas de garantir la robustesse en performance du système pour des retards allant de 10 à 200 ms. Nous devons donc prendre en compte cette incertitude dans notre système dès la phase de conception du contrôleur, afin d'éviter toute non-conformité des performances lors d'une implémentation en temps réel.

3.6. Intégrer l'incertitude dès la phase de conception: la μ -synthèse

Malgré l'adaptation de certaines contraintes en performance définies dans le cahier des charges, même si cette solution ne s'est pas avérée probante dans notre cas d'étude, il est parfois difficile d'obtenir un système en boucle fermée qui soit robuste en stabilité et en performance face à une incertitude de fonctionnement.

Dans ce cas, il est donc indispensable de prendre en compte une telle incertitude dès la phase de conception du correcteur afin de garantir la robustesse du système en boucle fermée. Il faut donc aller au-delà de la μ -analyse qui s'avère bien souvent suffisante pour effectuer ces analyses de robustesse et donner des gages au concepteur dans son processus de décision [72].

Une méthode est présentée dans le paragraphe suivant qui permet de prendre en compte ces incertitudes dès la phase de synthèse du correcteur robuste. On parle ainsi de μ -synthèse, puisqu'il s'agit ici de synthétiser un correcteur robuste afin de respecter la contrainte sur la valeur structurée non pas a posteriori (μ -analyse) mais a priori [69].

3.6.1. Quelques éléments de théorie : la DK itération

La μ -synthèse présente ainsi le grand intérêt de combiner la synthèse H_∞ avec la méthode de μ -analyse afin d'obtenir le correcteur le plus optimal possible, en satisfaisant la condition de robustesse en performance (RP) suivante [69]:

$$RP \leftrightarrow \mu_\Delta(N(j\omega)) < 1, \forall \omega. \quad (3-23)$$

Il n'existe pas de manière directe de calcul numérique d'un correcteur avec la μ -synthèse, mais uniquement une approche par itérations successives avant de respecter un critère de convergence. Parmi toutes les méthodes itératives existantes, la plus utilisée et celle donnant de bons résultats est la méthode dite "DK-itération". Cette méthode consiste à utiliser le calcul de la borne supérieure de la valeur de μ_Δ définie de la manière suivante [96, 97]:

$$\mu_\Delta(N) \leq \min_{D(j\omega)} \bar{\sigma}(DND^{-1}), \quad (3-24)$$

où D_Δ correspond à l'ensemble des matrices inversibles dont la structure est complémentaire à celle de Δ et pouvant commuter avec celle-ci: $\Delta D = D\Delta$ et $D\Delta D^{-1} = \Delta$, $\forall D \in D_\Delta$. La matrice D est ainsi définie comme une matrice positive diagonale de fonctions de transfert réelles, stables, rationnelle et à phase minimale.

Rappelons que le calcul de la valeur de μ peut s'avérer complexe. Il se limite souvent au calcul de sa borne supérieure car plus simple à obtenir, convexe et restant valable pour n'importe quel type d'incertitudes, qu'elles soient réelles ou complexes. Il faut savoir qu'elle possède une limite, au-delà de trois différents blocks d'incertitude les valeurs risquent de différer mais la marge d'erreur reste moindre (max de 15%) [69].

L'objectif est alors par itération de chercher le correcteur pouvant minimiser la valeur maximale de la borne supérieure de la valeur de μ_Δ [69, 96]:

$$\min_K \max (\min_{D(j\omega)} \bar{\sigma}(DND^{-1})), \quad (3-25)$$

On traite ce problème en cherchant alternativement le correcteur K puis la matrice D ; l'algorithme est présenté sur la Figure 51. Cette méthode de résolution n'est applicable que pour des systèmes décrits sous une forme *Linear Time Invariant* (LTI) ou sous la forme d'un système linéaire à paramètres ne dépendant pas du temps.

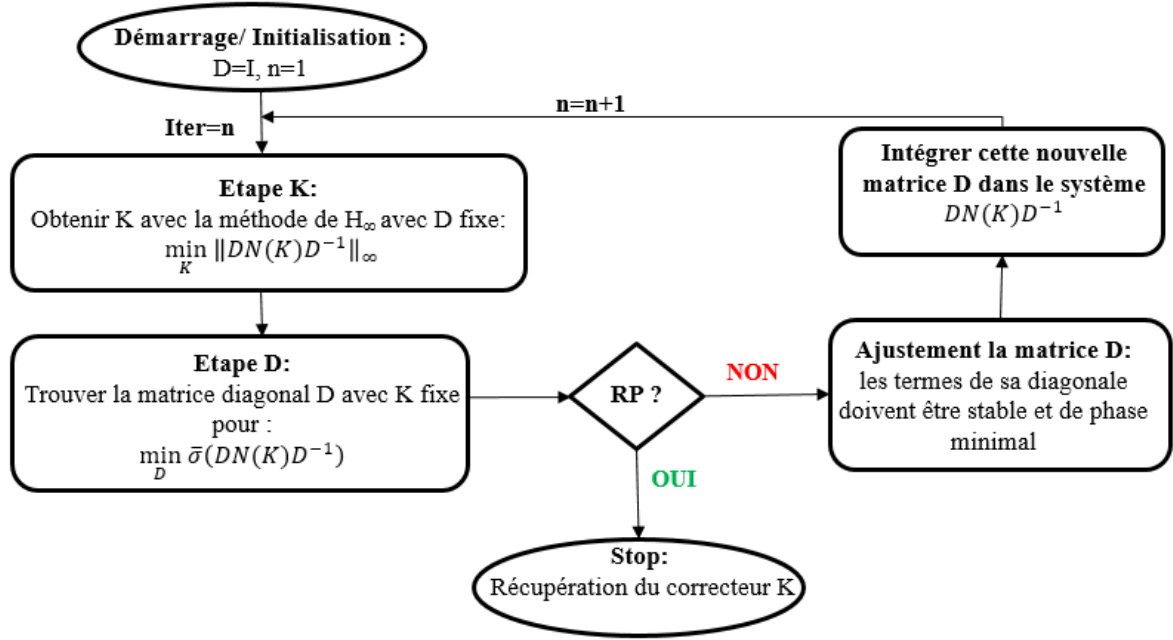


Figure 51: Les différentes étapes de la DK-itération

Pour pouvoir utiliser la μ -synthèse il faudra comme pour la μ -analyse, mettre le système sous la forme $N-\Delta$. La première étape consiste ensuite à initialiser le système en introduisant les matrices D inversibles en n'impactant pas la stabilité du système. Souvent le choix de la matrice D sera initialisé par une matrice identité $D(s)=I$.

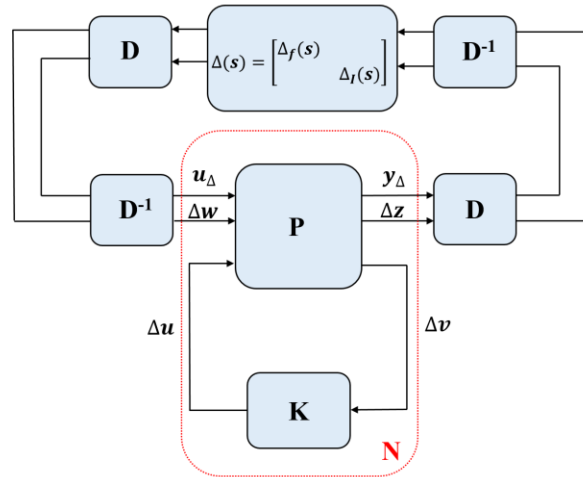


Figure 52 : Système mis sous forme $N-\Delta$ avec les matrices D

Les différentes étapes de résolution sont les suivantes [69, 97] :

- **Etape K :**

On part d'un choix pour la matrice D et on synthétise le correcteur K pour le nouveau système avec la méthode H_∞ de la manière suivante :

$$\min_K (\|DN(K)D^{-1}\|_\infty) \text{ avec } D \text{ fixe.} \quad (3-26)$$

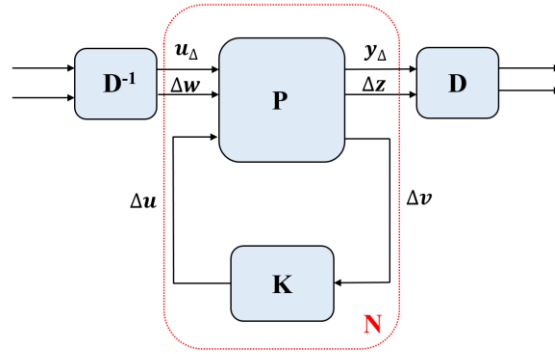


Figure 53 : Définir le correcteur pour le système DND^{-1}

- **Etape D :**

Cette fois-ci on part du correcteur K obtenu précédemment et on détermine la robustesse en performance du système, tout en cherchant la matrice diagonale $D(j\omega)$ permettant de minimiser les coûts de calcul sur une gamme de fréquences donnée ; on cherche donc à minimiser :

$$\min_{D(j\omega)} \bar{\sigma}(DND^{-1}), \text{ avec } N(K) \text{ fixe.} \quad (3-27)$$

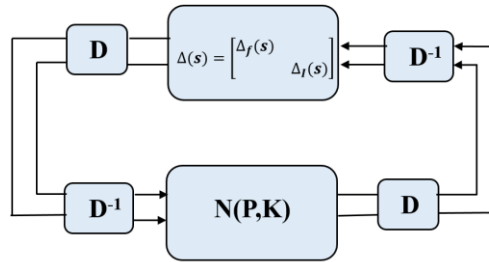


Figure 54 : Mise à l'échelle de la structure $(N-\Delta)$ avec les matrices D et D^{-1}

En fonction de l'analyse de la robustesse en performance, une nouvelle itération est alors entreprise, ou non, avant de converger vers le correcteur optimal.

- **Etape : Ajustement de la matrice D :**

Chaque élément de la matrice $D(j\omega)$ sera ajusté de manière à obtenir des fonctions de transfert stables et à phase minimale.

- **Etape : Intégration de la matrice D :**

On remplace la matrice D par la nouvelle matrice D obtenue à l'itération présente. Puis on retourne à l'étape K

Les itérations continuent jusqu'à obtenir un système en boucle fermée le plus robuste en performance ou jusqu'à que la valeur singulière μ_Δ n'évolue plus.

Sous Matlab, la fonction « *dksyn* » nous permet de synthétiser un correcteur avec la méthode de la DK-itération.

Remarque :

Avec cette méthode, la synthèse du correcteur ne garantit pas obligatoirement la stabilité du système en boucle fermée. Il est donc primordial de bien vérifier que le dernier correcteur obtenu soit bien stable. Si ce n'est pas le cas, alors le concepteur peut prendre un des correcteurs ayant une optimisation de μ_Δ moins bonne, mais qui lui garantira un correcteur stable [69].

3.6.2. Résultats obtenus avec la μ -synthèse dans le domaine fréquentiel

Après avoir synthétisé pour chaque intervalle de retards sur les capteurs, un correcteur pour notre cas d'étude et les performances initiales avec la méthode de μ -synthèse proposée, nous obtenons finalement les correcteurs suivants :

- Un correcteur noté $K\mu1$, d'ordre 11, optimisé pour des retards sur la mesure du courant I_{rd} entre 100 et 200 ms,
- Un correcteur noté $K\mu2$, d'ordre 11, optimisé pour des retards sur la mesure du courant I_{rd} entre 1 et 10 ms,
- Un correcteur noté $K\mu3$, d'ordre 9, optimisé pour des retards sur la mesure du courant I_{rd} entre 10 μ s et 1 ms.

Les fonctions de transfert ainsi que les digrammes de Bode de chacun de ces contrôles se trouvent dans les Annexes.

Comme nous pouvons le constater, l'augmentation des exigences en termes de cahier des charges implique une augmentation importante de l'ordre du système en boucle fermée. Nous aborderons cette problématique spécifique à l'implémentation en temps réel dans la dernière partie de ce chapitre.

On souhaite maintenant analyser plus précisément la robustesse en stabilité de chaque correcteur. Nous traçons ainsi l'évolution de la valeur singulière structurée pour chaque correcteur optimisé pour chaque intervalle de définition des retards de mesure. Les résultats obtenus sont présentés sur la Figure 55.

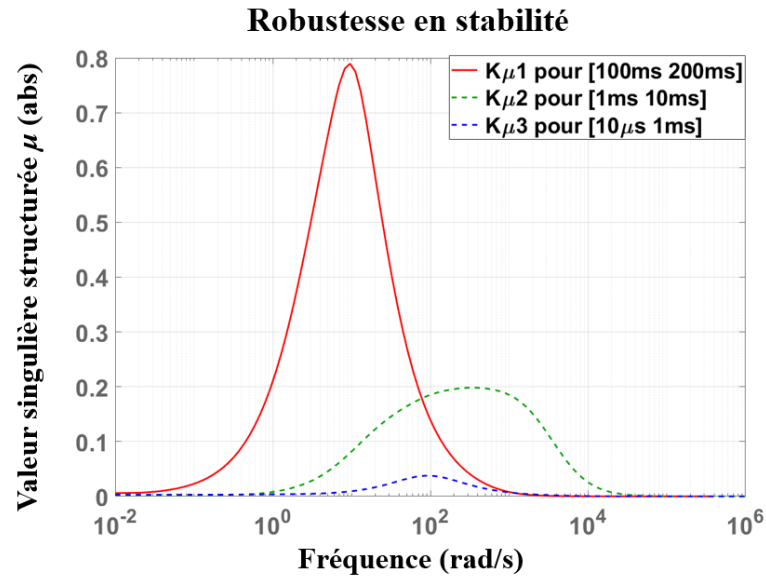


Figure 55 : Valeur singulière pour l'analyse de stabilité pour chaque correcteur obtenu avec la μ -synthèse

On constate que pour le retard allant de 10 μ s à 200 ms, la valeur singulière est bien inférieure à 1, cela signifie que le système en boucle fermée est robuste en stabilité quelle que soit la valeur du retard. Par conséquent, chaque contrôle est bien optimisé afin de permettre au système de rester stable face à une incertitude de retard donnée. On constate également que plus le retard est faible, plus le correcteur synthétisé est robuste en stabilité.

Comme précédemment, après avoir vérifié que le système est bien stable et performant dans les conditions nominales, on souhaite analyser les qualités de robustesse en performances du système pour chaque correcteur obtenu avec la méthode de μ -synthèse. Les résultats obtenus se trouvent sur la Figure 56.

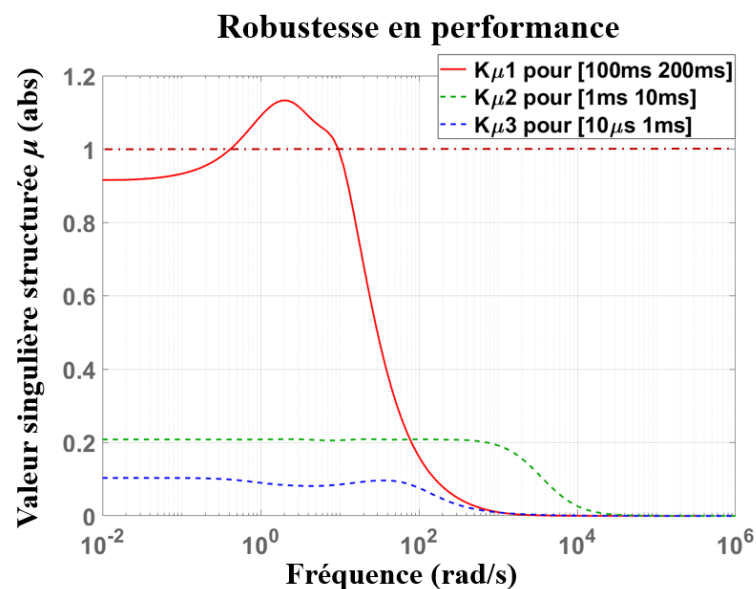


Figure 56 : Valeur singulière pour l'analyse de la performance pour chaque correcteur obtenu avec la μ -synthèse

On constate que pour un retard allant de 10 μ s à 10 ms la valeur singulière est bien inférieure à 1. Cela signifie donc qu'il sera possible de garantir les performances dynamiques du cahier des charges en présence d'incertitudes de retard données.

Cependant, pour un retard de 100 à 200 ms, la valeur singulière est de 1,18 ; ainsi, malgré la prise en compte d'une telle incertitude dans la synthèse du correcteur, les performances désirées ne seront pas satisfaites. Cette méthode permettrait de définir plus précisément la tolérance maximale à définir dans le cahier des charges du capteur afin de garantir les performances, ce qui en soi est très pertinent pour le concepteur du dispositif même si la mise en œuvre n'est pas immédiate ni automatisée car reposant sur un processus itératif.

Nous vérifions par ailleurs, comme pour la robustesse en stabilité, plus le retard est faible plus le correcteur synthétisé sera robuste en performances.

Comparons maintenant les résultats de RS et RP entre le correcteur H_∞ synthétisé au chapitre 2 et les correcteurs obtenus par la μ -synthèse, pour un retard allant de 1 à 10ms et pour un retard allant de 100 à 200 ms. Les résultats sont reportés sur la Figure 57 et la Figure 58.

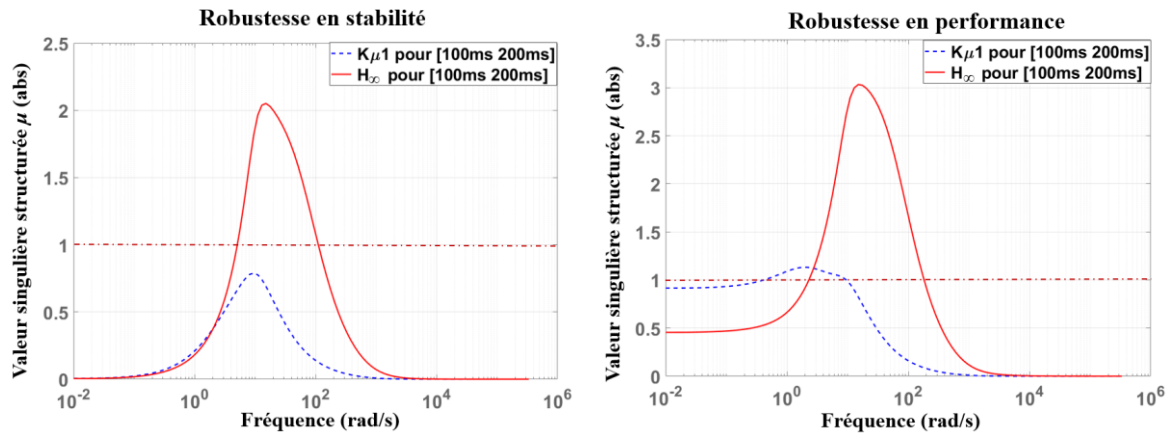


Figure 57 : Comparatif des résultats de RP et RS entre le correcteur H_∞ et le correcteur optimisé par μ -synthèse pour un retard allant de 100 à 200ms

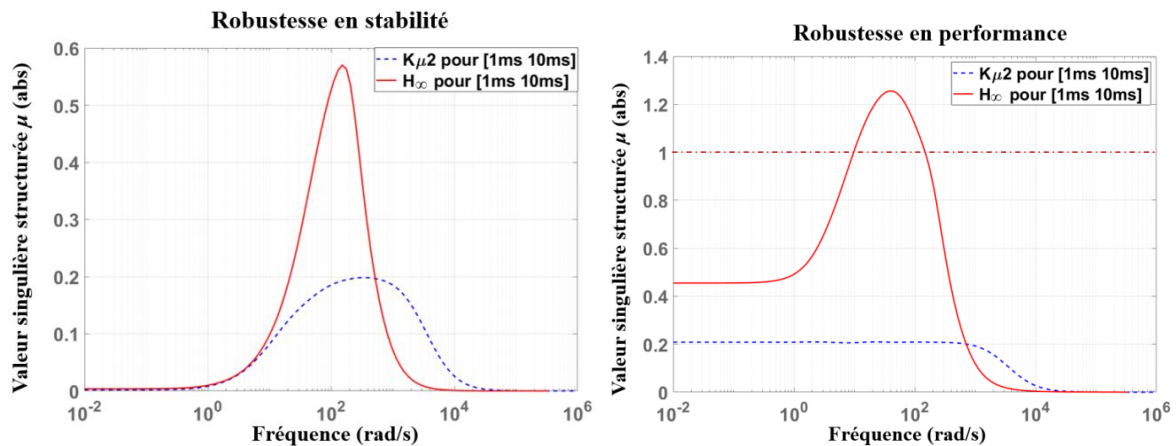


Figure 58 : Comparatif des résultats de RP et RS entre le correcteur H_∞ et le correcteur optimisé par μ -synthèse pour un retard allant de 1 à 10ms

Après analyse, on constate une amélioration très significative en termes de robustesse, entre le correcteur H_∞ et les correcteurs obtenus par la μ -synthèse. Pour un retard allant de 1 à 10 ms, avec la méthode H_∞ seule, notre système en boucle fermée ne respectait pas le cahier des charges en performances, contrairement au correcteur optimisé avec une telle incertitude par la μ -synthèse, où la robustesse en performances est toujours garantie. Pour un retard allant de 100 à 200 ms, le correcteur H_∞ ne garantissait ni la RS ni la RP en boucle fermée. Pour le correcteur optimisé avec une telle incertitude, on obtient un système robuste en stabilité mais non en performances, malgré une diminution conséquente de la borne supérieure de μ de 3,03 à 1,1. Par conséquent, pour notre cas d'étude, contrairement à la H_∞ , le correcteur obtenu par μ -synthèse permet de garantir un système stable avec la présence de forts retards au niveau des capteurs, mais avec des risques de dégradation des performances en boucle fermée. Comme nous l'avons vu, il est néanmoins possible de spécifier au fournisseur du capteur des spécifications plus précises sur les retards générés afin de garantir néanmoins ces performances.

La μ -synthèse constitue donc un excellent outil de co-design afin d'aider le concepteur du système à garantir ces contraintes de stabilité et de performances lors de l'implémentation temps réel, lorsque le correcteur H_∞ seul est insuffisant. Rappelons également que le correcteur trouvé pour chaque plage de variations de paramètres est optimal ; ne pas trouver de correcteur donne également une information pertinente pour le concepteur afin de savoir s'il est possible ou non de contrôler un système avec un cahier des charges donné.

3.6.3. Résultats obtenus avec la mu-synthèse dans le domaine temporel.

Après avoir synthétisé ces différents correcteurs et avoir analysé leur robustesse en regard avec celle du correcteur initial, nous souhaitons désormais étudier leur comportement dans le domaine temporel. Toutes les simulations seront réalisées sous le logiciel Matlab® /Simulink®, avec le même modèle de simulation du système vu précédemment ; seul le correcteur H_∞ sera remplacé par l'un des nouveaux correcteurs obtenus par la μ -synthèse, comme illustré sur la Figure 59.

3.6.3.1 Analyse de performances temporelles sans retards sur les mesures

On souhaite dans un premier temps tester les différents correcteurs, sans la présence de retards sur la mesure du courant de l'onduleur, afin d'évaluer la réponse dynamique de chacun face à une perturbation en puissance de 2 kW, simulée à 1s, pour une puissance photovoltaïque constante. Les résultats obtenus sont reportés sur les Figure 60 (a) et (b) et sur la Figure 61.

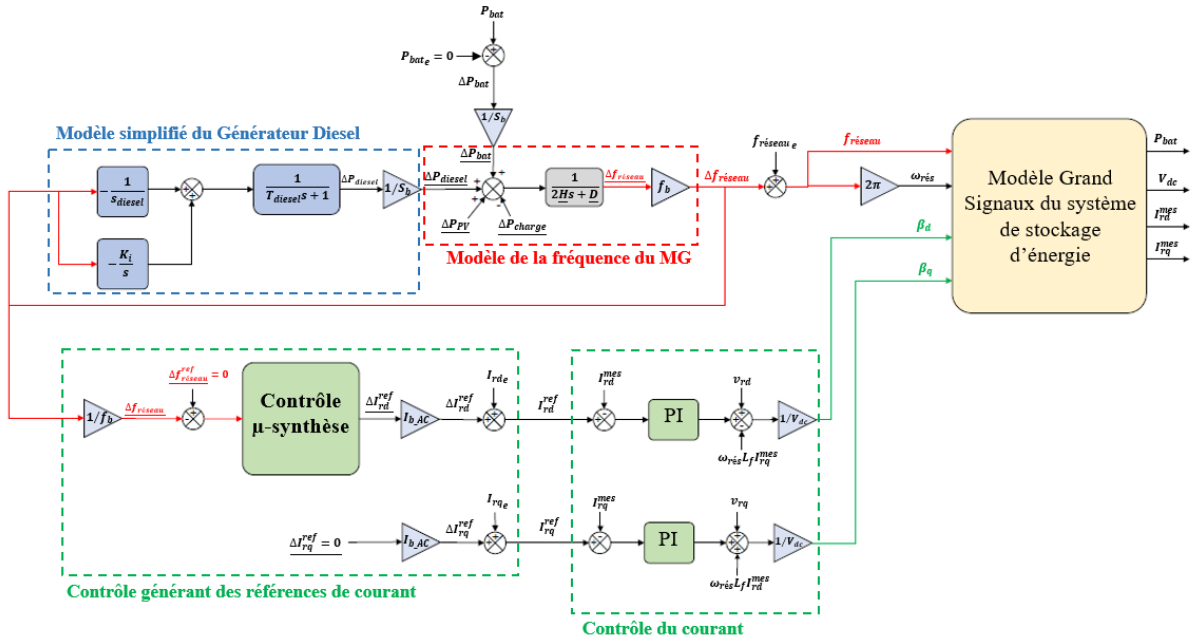


Figure 59 : Schéma de la structure de contrôle globale, avec le correcteur obtenu par « μ -synthèse ».

Au niveau de la régulation de la fréquence du réseau, les correcteurs optimisés avec la méthode de μ -synthèse pour des petits retards, $K\mu 2$ (retard de 1 à 10 ms) et $K\mu 3$ (retard de 10 μ s à 1 ms), dégradent un peu les performances par rapport à celles obtenues avec le correcteur H_∞ mais respectent toujours le gabarit de performances défini. Cependant le correcteur optimisé pour de grandes valeurs de retards $K\mu 1$ (retard de 100 à 200 ms), conduit à une valeur minimale de la fréquence du réseau de 49,78 Hz ce qui est inférieur à la valeur limite définie de notre gabarit qui est de 49,94 Hz. Mais cette valeur reste quand même bien au-dessus de 49,5 Hz, qui est la valeur limite à ne surtout pas dépasser par rapport au grid code européen.

On observe sur la Figure 61 que la réponse en puissance du système de stockage est également dégradée avec les correcteurs issus de la μ -synthèse par rapport au correcteur H_∞ . Plus le retard pris en compte est important plus le générateur diesel va fournir de la puissance. Cependant en absence du système de stockage la réponse obtenue est très oscillante avec un temps de réponse pénalisant même si l'erreur statique est moindre par rapport un système ayant un diesel et un système de stockage contrôlé avec le correcteur $K\mu 1$. D'où, même avec la présence d'un retard important sur le système de stockage, il reste intéressant de l'avoir en complément du générateur diesel.

Au niveau du courant I_{rd} de l'onduleur interfaçant le système de stockage, l'ensemble des correcteurs permettent de respecter les conditions dynamiques fixées dans le cahier des charges. Nous remarquons néanmoins que la sollicitation du stockage diminue avec l'augmentation du retard. Nous pouvons même constater que l'utilisation du correcteur $K\mu 1$, obtenu pour les retards les plus importants, conduit à un mode de fonctionnement où le stockage est rechargé via le groupe diesel.

La conclusion est alors triviale : le correcteur obtenu via la μ -synthèse n'est optimal que lorsque le système est caractérisé par des incertitudes de mesure réels sur les capteurs. Il est inutile voire contre-productif d'utiliser ces correcteurs en absence de celle-ci sur les capteurs. Ainsi « qui peut le plus ne peut pas forcément le moins » et cela remet en cause les ambitions initiales de la thèse qui était de proposer un outil générique au concepteur de dispositifs, que le système présente ou non des incertitudes. Cependant, en cas de doute sur les capteurs utilisés ou de différences importantes observées sur le système réel, l'approche permet d'améliorer significativement les propriétés de la commande robuste.

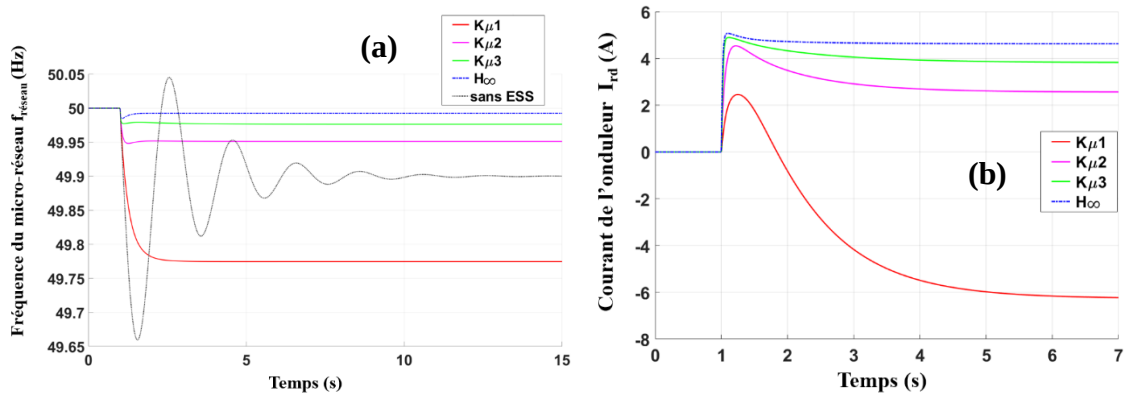


Figure 60 : Régulation primaire face à un pas de charge de 2 kW à 1s, (a) Réponse de la fréquence du réseau, (b) Réponse en du courant I_{rd} de l'onduleur

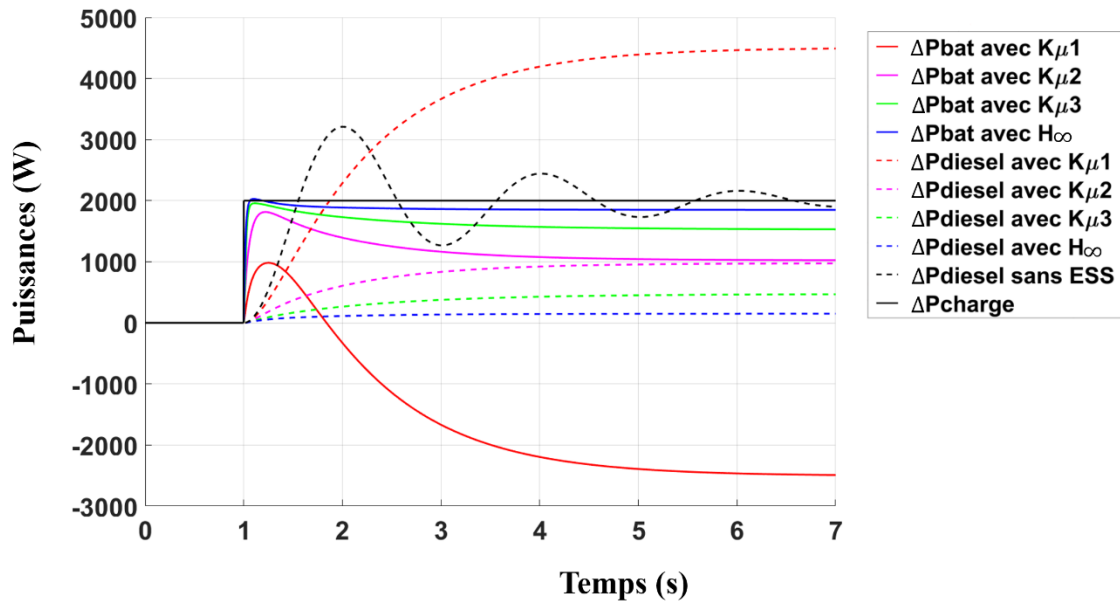


Figure 61 : Variations en puissance pour différents correcteurs pour un pas de charge de 2 kW à 1s sans retard.

3.6.3.2 Analyse de performances temporelles avec retards sur les mesures

On s'intéresse maintenant à la réponse dynamique du système suite à une perturbation petits signaux sur la puissance de la charge uniquement et en présence de retards sur la mesure du courant de l'onduleur.

Les résultats obtenus se trouvent sur les Figure 62 et Figure 63 pour les correcteurs $K\mu1$ et $K\mu2$ uniquement.

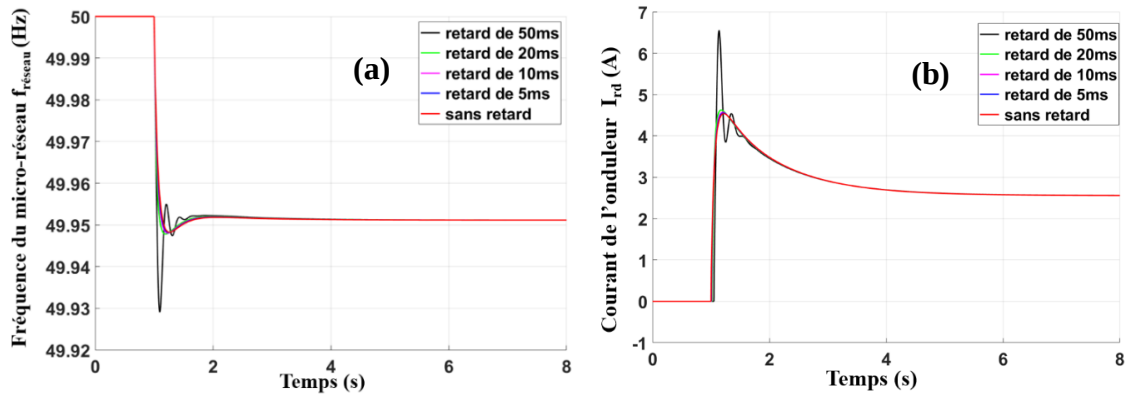


Figure 62 : Avec le correcteur $K\mu2$ (retard allant de 1 à 10ms) : réponse à un pas de charge de 2 kW à 1s et en présence de différents retards sur le courant I_{rd} . (a) fréquence du réseau, (b) courant I_{rd} de l'onduleur

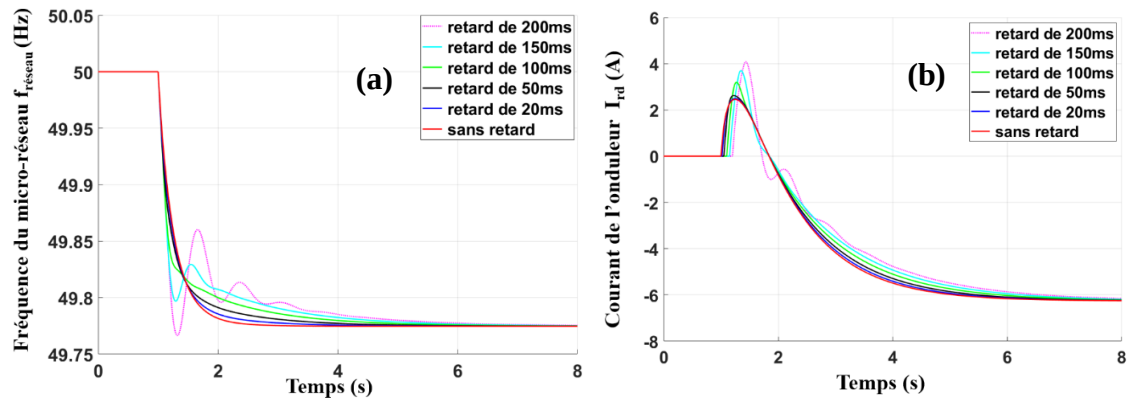


Figure 63 : Avec le correcteur $K\mu1$ (retard allant de 100 à 200ms) : réponse à un pas de charge de 2 kW à 1s et en présence de différents retards sur le courant I_{rd} . (a) fréquence du réseau, (b) courant I_{rd} de l'onduleur

Au niveau de la réponse en fréquence et du courant I_{rd} avec le correcteur $K\mu2$, le comportement est quasi identique avec des retards allant de 5 à 10 ms ou en l'absence de retard. Avec des retards plus importants que celui avec lequel on a optimisé le correcteur avec la μ -synthèse, soit ici plus de 10 ms, on constate que la dynamique se dégrade. En effet, le dépassement est de plus en plus important, quelques oscillations apparaissent mais le temps de

réponse et l'erreur statique reste conservés. Au-delà d'un retard de 50 ms, les performances sont nettement dégradées.

Au niveau de la réponse en fréquence et du courant I_{rd} pour le correcteur $K\mu I$, pour des retards faibles allant de 0 à 50 ms le comportement est toujours le même avec un très léger ralentissement au niveau du temps de réponse pour des retard plus conséquents. Pour des retards allant de 100 à 200 ms, on constate que plus le retard est important, plus le dépassement augmente avec l'apparition d'oscillations ; l'erreur statique reste cependant la même avec ou sans présence de retard.

Pour notre cas d'étude, on retrouve ainsi que plus on prend en compte de retards importants dans l'optimisation d'un correcteur avec la μ -synthèse, plus on risque de dégrader le comportement dynamique et finalement ne pas respecter notre cahier des charges au niveau des performances dynamiques.

Dans le dernier chapitre, c'est cependant ce dernier correcteur qui sera implémenté sur le banc d'essai dans la mesure où les capteurs de courant utilisés possèdent un retard intrinsèque compris entre 100 et 200 ms, et puisque seul le correcteur optimisé pour faire face à tel retard pourrait garantir une stabilité du système en boucle fermée suite à une perturbation.

Il faut également noter que l'implémentation pratique du correcteur optimisé pour des retards importants, va conduire à un fonctionnement critiquable du système avec un groupe diesel qui sera trop sollicité afin de stabiliser le plus rapidement possible le système, au point de conduire à une recharge du système de stockage. Cela est manifestement lié au temps de réponse de la batterie qui devient trop lent par rapport aux performances attendues du système global. Un nouveau dimensionnement du système serait ainsi judicieux pour minimiser l'apport du groupe diesel au réglage de fréquence dans un objectif de réduction des sollicitations sur cette source d'énergie. Nous pensons également que l'influence du temps de réponse et du statisme de ce groupe diesel pourrait être étudié afin de visualiser les équilibres de puissance opérés entre les deux dispositifs participant au contrôle de la fréquence.

Le système de stockage permet néanmoins de réduire les contraintes sur ce groupe diesel quel que soit le mode de contrôle implémenté.

Pour terminer, la μ -synthèse comme la synthèse H_∞ , conduisent à optimiser les performances et la robustesse d'un système, avec comme principal inconvénient, la mise en œuvre de correcteurs d'ordre élevé (ex : $K\mu I$ est d'ordre 11), ce qui peut être problématique pour l'implémentation pratique de ces correcteurs en terme de temps de calculs. De manière générale, un concepteur préférera utiliser des correcteurs d'ordre réduit, soit autour de 3 ou 4. Le paragraphe suivant va nous permettre de réduire l'ordre du correcteur en cherchant à trouver le meilleur compromis entre ordre et performances associées à la robustesse.

3.7. Possibilité de réduire tout en gardant l'essentiel ? Réduction d'ordre d'un système complexe

Nous avons constaté que les contrôleurs obtenus avec la méthode de μ -synthèse ou de H_∞ sont d'ordre assez élevé soit, supérieur ou égal à l'ordre du modèle mathématique du système. En effet, ces derniers sont construits sur la base du modèle physique du système essayant de s'approcher au plus près du système réel et, des exigences en performance transcrit par des fonctions de pondération [97, 69, 68].

L'implémentation pratique de tels correcteurs peut poser quelques problèmes dans certaines applications, du fait des coûts élevés en calcul, d'une mise en service plus difficile et coûteuse. Pour une implémentation en temps réel, notamment pour une application embarquée ou décentralisée, il est préférable d'avoir des contrôleurs d'ordre réduit car ceux-ci exigent moins de contraintes au niveau matériel, sont bien moins coûteux et sont plus faciles à implémenter [97, 69, 98]. Il est donc nécessaire lors de la conception du contrôle de réduire au mieux son ordre tout en gardant ses principales caractéristiques afin de ne pas dégrader fortement ses caractéristiques de robustesse ou de performances. Dans notre étude, ce point est bien sûr crucial compte-tenu des efforts déployés afin de rendre le contrôle robuste en performances face à des incertitudes liées au fonctionnement même du système. Il faudra même que nous soyons prêts à augmenter les contraintes d'implémentation pour ne pas remettre en cause le principe même du contrôle.

Dans ce dernier paragraphe, nous allons donc nous intéresser aux techniques de réduction d'ordre des systèmes afin d'en analyser la pertinence pour notre cas d'étude.

Afin d'obtenir un correcteur d'ordre réduit, il existe différentes approches consistant à (cf. Figure 64) :

- La première consiste à réduire l'ordre du modèle puis de concevoir le correcteur de celui-ci, ce qui induira une réduction d'ordre du système global. Toutefois, cette méthode peut s'avérer problématique du fait de la perte d'informations et notamment la négligence de certaines dynamiques. [99].
- Une autre méthode consiste à obtenir le correcteur d'ordre réduit directement à partir du modèle complet du système, en imposant l'ordre du correcteur. Mais le choix de l'ordre de réduction du contrôleur s'effectue avec des méthodes qui restent encore assez aléatoires et donc peu fiables [100].
- La troisième et dernière méthode consiste à créer le correcteur à partir du système complet puis de réduire son ordre. Cette méthode permet de garder toutes les informations importantes du système et le choix de l'ordre de réduction est bien plus facile à faire. C'est cette approche que nous retiendrons dans cette thèse.

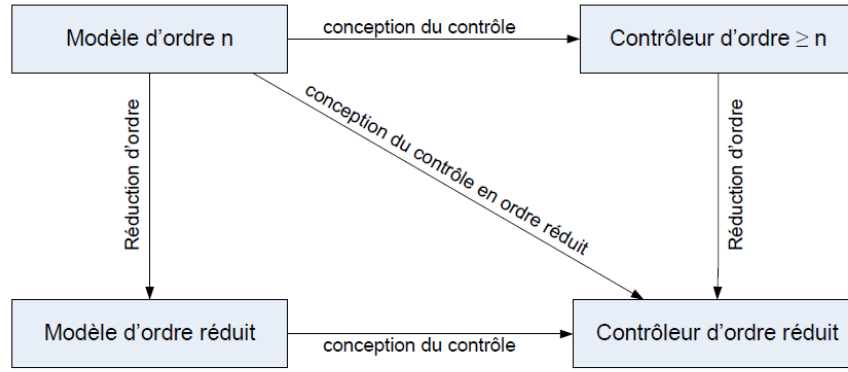


Figure 64 : Schéma des différentes méthodes de réduction d'ordre pour un correcteur [98]

Dans la littérature, il existe ainsi de nombreuses méthodes permettant de réduire l'ordre d'un système donné dont les plus connues sont [69, 98, 101, 102] :

- La troncature équilibrée (« *The balanced truncation* », (BT))
- L'approximation de la perturbation singulière (« *Singular perturbation approximation* » (SPA) ou « *balanced residualization* »)
- L'approximation avec la norme de Hankel (« *Hankel norm approximation* »)

Nous allons succinctement donner quelques éléments décrivant chacune de ces méthodes puis nous expliquerons comment bien choisir l'ordre de réduction afin de dégrader le moins possible les performances du correcteur. Pour finir nous évaluerons les performances de chaque correcteur obtenu par la μ -synthèse avant et après réduction d'ordre.

3.7.1. Méthodes de réduction d'ordre d'un système

Dans cette partie nous allons donner des explications théoriques concises pour chacune des méthodes de réduction. Si le lecteur souhaite savoir comment chaque méthode est utilisée pour réduire de manière judicieuse le correcteur d'ordre élevé, il peut se rendre à la section suivante.

Les méthodes de réduction d'ordre permettent de concevoir des systèmes d'ordre réduit à partir d'un modèle initial d'ordre élevé [69, 98, 102]. Elles sont surtout utilisées pour des systèmes linéaires invariants dans le temps. Considérons un système G d'ordre $n = \dim(A)$, sous la forme d'un système d'état linéaire :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (3-28)$$

Et sa fonction de transfert associée :

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D. \quad (3-29)$$

Le problème consiste donc à obtenir un système G_r à partir de G , d'ordre r réduit et tel que $r \ll n$:

$$\begin{cases} \dot{x}_r(t) = A_r x_r(t) + B_r u(t) \\ y_r(t) = C_r x_r(t) + D_r u(t) \end{cases} \quad (3-30)$$

avec comme fonction de transfert associée:

$$G_r(s) = C_r(sI - A_r)^{-1}B_r + D_r. \quad (3-31)$$

La réduction se fait de manière à ce que le comportement du système réduit soit le plus proche possible du modèle original afin de garder au maximum ses caractéristiques dynamiques principales.

Il faut préciser que ces méthodes ne sont valables que pour des systèmes d'ordre égal ou inférieur à 100, [98].

3.7.1.1 Equilibrage du système

Avant de pouvoir diminuer l'ordre d'un système, une première étape consiste à appliquer la méthode dite « *d'équilibrage* » qui permet de récupérer les informations sur les différents modes de celui-ci. Ceci permettra par la suite d'orienter le choix de réduction de l'ordre sans trop modifier le comportement du système initial.

En reprenant les mêmes notations liées au système G vu précédemment, on dit alors qu'il est équilibré si la solution de l'équation de Lyapunov est égale à :

$$\begin{aligned} AP + PA^T + BB^T &= 0 \\ A^T Q + QA + C^T C &= 0 \end{aligned} \quad (3-32)$$

avec $P = Q = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n) \triangleq \Sigma$ où $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_n > 0$ correspondant aux valeurs singulières de Hankel. P et Q désignent respectivement les matrices grammiennes associées à la contrôlabilité et l'observabilité du système [103].

Les valeurs singulières de Hankel correspondent aux différents modes du système, à classer entre [69]:

- les modes dits « rapides » ou « faiblement observables et contrôlables », correspondant aux valeurs singulières les plus faibles ;
- les modes dits « dominants » ou « fortement observables et contrôlables » correspondant aux plus grandes valeurs singulières, et qui doivent être impérativement conservés lors de la réduction .

En traçant graphiquement ces valeurs singulières, on peut dès lors avoir une première indication sur les valeurs singulières que l'on souhaite conserver, et donc jusqu'à quel ordre on peut réduire le système sans trop réduire la dynamique informationnelle.

Prenons comme exemple un système aléatoire d'ordre 30, sans lien avec notre cas d'étude, afin d'illustrer la notion théorique des valeurs singulières de Hankel. Après équilibrage de celui-ci, on obtient les valeurs singulières de Hankel représentées sur la Figure 65. On constate que les 15 premières valeurs singulières de Hankel sont prépondérantes sur les 15 autres. On pourrait donc s'assurer de pouvoir réduire le système d'ordre 30 à un ordre 15 sans trop modifier le comportement dynamique de celui-ci.

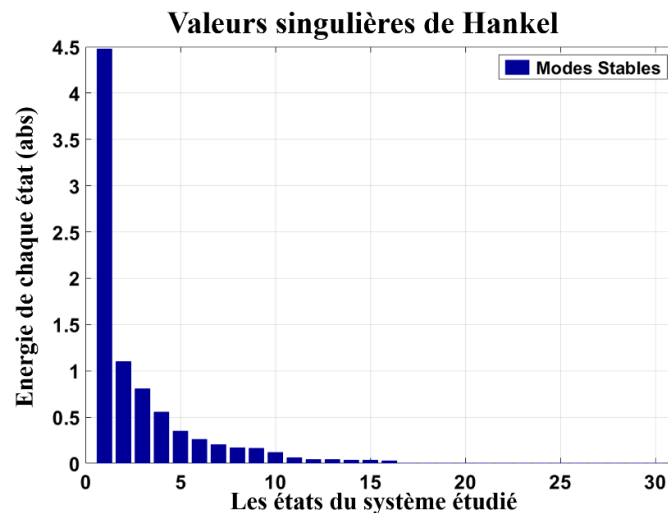


Figure 65 : Tracé des valeurs singulières de Hankel pour un système d'ordre 30.

Le lecteur pourra se référer à la référence [98] pour connaître plus précisément la méthode de calcul associée à cette étape d'équilibrage. Sous Matlab®, on peut équilibrer un système en utilisant la fonction « *balreal* », puis la fonction « *hsvd* » pour tracer les valeurs singulières de Hankel du système étudié.

3.7.1.2 La troncature équilibrée

Après avoir équilibré notre système, nous allons pouvoir maintenant le réduire de manière optimale. Pour cela, nous pouvons utiliser la méthode dite de troncature équilibrée [102, 104]. Soit un système G stable et équilibré possédant deux variables d'états $x = [x_1, x_2]$, soit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = A_{11}x_1(t) + A_{12}x_2(t) + B_1u(t) \\ \dot{x}_2 = A_{21}x_1(t) + A_{22}x_2(t) + B_2u(t) . \\ y(t) = C_1x_1(t) + C_2x_2(t) + Du(t) \end{cases} \quad (3-33)$$

Le principe de la troncature est de considérer que l'état x_2 , donc la valeur singulière de Hankel est faible, a un impact moindre sur la dynamique du système. Par conséquence, il est possible de l'éliminer. On obtient alors le nouveau système réduit G_r avec comme matrice d'état (A_{11}, B_1, C_1, D) .

Cette méthode se base sur une erreur additive, elle permet de définir la valeur max de l'erreur qui peut être atteinte entre le système initial et le système d'ordre réduit. La borne supérieure de l'erreur entre le système G et le système G_r se calcule selon :

$$\|G - G_r\|_\infty \leq 2 \sum_{i=r+1}^n \sigma_i(G) , \quad (3-34)$$

où σ_i correspondent aux valeurs singulières de Hankel du système complexe G .

L'utilisation de cette méthode est intéressante car, pour les hautes fréquences, le système d'ordre réduit garde le même comportement que le système initial, soit $G(\infty) = G_r(\infty)$. Cependant, c'est bien le régime transitoire qui peut être impacté par cette opération [98, 101, 69].

Sous Matlab la fonction « *reduce* » permet de réaliser une réduction par troncature équilibrée.

3.7.1.3 Approximation de la perturbation singulière

Après équilibrage du système il est aussi possible d'utiliser la méthode dite d'approximation de la perturbation singulière. Soit à nouveau notre système G stable et équilibré possédant deux variables d'états $x = [x_1, x_2]$.

Contrairement à la troncature, nous considérons que la dynamique de l'état x_2 est tellement rapide pour atteindre sa valeur finale, que l'on considère l'état constant et donc $\dot{x}_2 = 0$. On dit alors que l'on « résidualise » sa valeur. On obtient alors le nouveau système réduit G_r avec

comme matrice d'état (A_r, B_r, C_r, D_r) où chaque terme est défini de la façon suivante [69, 98, 102]:

$$A_r \triangleq A_{11} - A_{12}A_{22}^{-1}A_{21}, \quad (3-35)$$

$$B_r \triangleq B_1 - A_{12}A_{22}^{-1}B_2, \quad (3-36)$$

$$C_r \triangleq C_1 - C_2A_{22}^{-1}A_{21}, \quad (3-37)$$

$$D_r \triangleq D - C_2A_{22}^{-1}B_2. \quad (3-38)$$

Comme pour la troncature, la méthode est caractérisée par une erreur additive, permettant de définir la valeur max de l'erreur qui peut être atteinte entre le système initial et le système d'ordre réduit.

Contrairement à la méthode de troncature, le système réduit garde le même comportement que le système initial en régime permanent soit $G(0) = G_r(0)$. Cependant, avec cette méthode de réduction, la performance n'est pas garantie pour les hautes fréquences.

Sous Matlab la fonction « *balreal* » combiné avec la fonction « *modred* » permet de réaliser une réduction par approximation de la perturbation singulière.

3.7.1.4 Approximation par la norme de Hankel

Il existe une dernière méthode bien connue et très souvent utilisée, dite approximation par la norme de Hankel. Elle a pour principe de réduire le nombre d'états du système G initial afin d'obtenir un système G_r d'ordre réduit en faisant en sorte que le comportement d'entrée/sortie soit le moins possible modifié.

Le but est alors de trouver le modèle G_r de manière à ce que la norme de Hankel sur l'approximation de l'erreur soit la plus petite possible :

$$\|G(s) - G_r(s)\|_H = \sigma_{r+1}(G), \quad (3-39)$$

où σ_{r+1} correspond à la valeur singulière de Hankel au rang $r + 1$ du système initial G .

La méthodologie de calcul mathématique pour l'obtention du système G_r ne sera pas développé dans ce manuscrit, le lecteur peut se référer à [98] ou [104] ou [102].

Cette méthode est intéressante car pour les hautes fréquences le système réduit garde le même comportement que le système initial soit $G(\infty) = G_r(\infty)$. De plus, par rapport à la

troncature, elle permet d'obtenir un calcul de l'erreur entre les deux systèmes bien plus précise et généralement plus faible.

Sous Matlab la fonction « *hankelmr* » permet de réaliser une réduction par approximation par la norme de Hankel.

Après avoir défini sommairement la théorie de chaque méthode de réduction d'ordre, nous allons maintenant les appliquer à nos différents contrôleurs.

3.7.2. Aide au choix de l'ordre de réduction pour un correcteur

Le choix de l'ordre de réduction peut s'effectuer en fonction du besoin du concepteur. Soit l'ingénieur.e sait exactement à quel ordre il ou elle souhaite implémenter le contrôleur, le réduire directement à cet ordre-ci au risque de dégrader les performances du système. Soit il ou elle souhaite simplement réduire l'ordre de ce contrôleur en ayant une aide à la décision et sans dégrader trop fortement les performances.

Dans ce manuscrit on propose une méthodologie permettant d'aider au choix de l'ordre de réduction d'un correcteur, tout en essayant de préserver les propriétés essentielles de celui-ci. Nous appliquerons les différentes étapes sur le correcteur $K\mu 1$ issu de la μ -synthèse pour la plage de retards les plus importants et ayant le plus d'impacts sur les performances et la robustesse du système en boucle fermée. Rappelons que ce correcteur est initialement d'ordre 11. Afin qu'il soit plus facilement implémentable sur notre banc de test expérimental, nous allons évaluer les trois méthodes de réduction d'ordre vues précédemment.

3.7.2.1 Calcul des valeurs singulières de Hankel

Dans un premier temps, il est important d'évaluer la répartition des valeurs singulières de Hankel du contrôleur étudié. En effet, ces dernières nous permettent de voir les différents modes du système ainsi que la contribution de chaque état du système. C'est donc un très bon premier indicateur permettant de donner au concepteur une première idée jusqu'à quel ordre il est possible de réduire sans trop impacter le dynamique de son système.

Les valeurs singulières de Hankel du contrôleur $K\mu 1$ sont ainsi tracées sur la Figure 66.

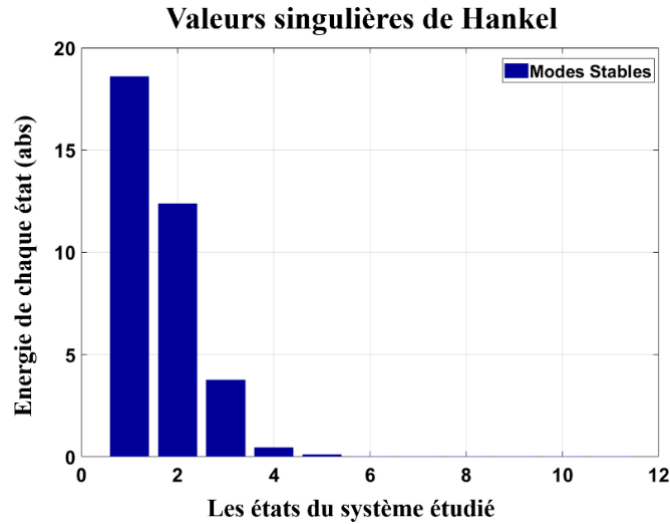


Figure 66 : Valeurs singulières de Hankel du correcteur $K\mu 1$

On constate ainsi que les modes dominants correspondent aux états 1 à 4 du système. Donc, à première vue, il serait possible de réduire notre contrôleur jusqu'à l'ordre 4 voire 5, car ils contribuent le plus sur la dynamique du système. Cependant, cette information ne nous donne aucune garantie sur le comportement final du système d'ordre réduit et notamment sur ses caractéristiques de robustesse. L'analyse doit donc être approfondie.

3.7.2.2 Calcul de la marge de robustesse

Afin de réduire l'ordre des correcteurs tout en conservant au maximum ses propriétés de performance robuste issues d'une optimisation, nous utilisons le calcul de la marge de performance robuste.

Le principe est simple : dans un premier temps on calcule la marge de robustesse en performance du système étudié avec son correcteur initial. Puis, on réduit petit à petit l'ordre du correcteur (avec l'une des trois méthodes définies précédemment) tout en recalculant à chaque fois la marge de robustesse en performance du système avec le correcteur d'ordre réduit et en s'assurant qu'elle n'est pas fortement réduite par rapport au correcteur initial. Cela constitue ainsi un guide appréciable pour aider à la décision.

Les valeurs des marges de performance robuste obtenues sont ainsi tracées pour chaque ordre de réduction du contrôleur, pour chaque méthode. A cet égard, on utilise la fonction Matlab « *robgain* » qui permet de calculer la marge de performance robuste d'un système en boucle fermée.

Les résultats obtenus pour la réduction d'ordre du correcteur $K\mu 1$ pour chaque méthode de réduction sont décrits sur les Figure 67, Figure 68 et Figure 69.

La Figure 67 montre que la méthode de troncature équilibrée permet de réduire l'ordre du correcteur à 5 avec une marge de performance robuste identique. Ce correcteur d'ordre réduit sera dénommé par la suite *Ktroncature*.

De même, la Figure 68 (resp. la Figure 69) montre que la méthode de la perturbation singulière (resp. celle par la norme de Hankel) permet de réduire l'ordre du correcteur à l'ordre 3 (resp. l'ordre 5). Ces correcteurs seront dénommés respectivement *Kspa* et *Khankel*.

Finalement, on obtient trois correcteurs d'ordre réduit suivant les méthodes vues précédemment, possédant chacun un comportement dynamique très proche voire identique à celui du correcteur initial d'ordre 11 : *Ktroncature* (d'ordre 5), *Kspa* (d'ordre 3) et *Khankel* (d'ordre 5). Les fonctions de transfert de chacun de ces contrôles réduits se trouvent dans les Annexes.

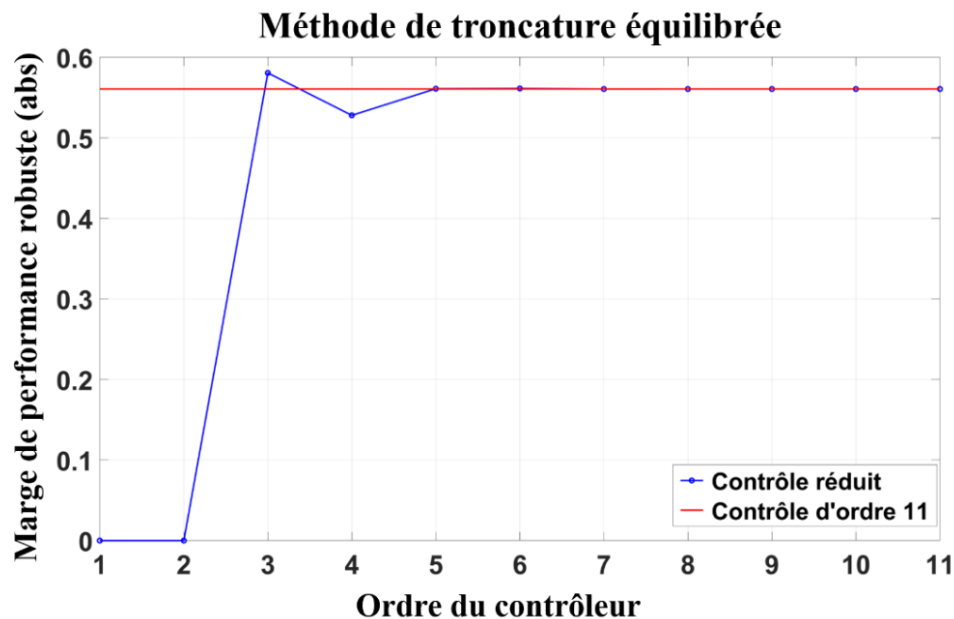


Figure 67 : Marge de performance robuste en fonction de l'ordre du contrôleur réduit avec la méthode de troncature équilibrée

Méthode d'approximation de la perturbation singulière

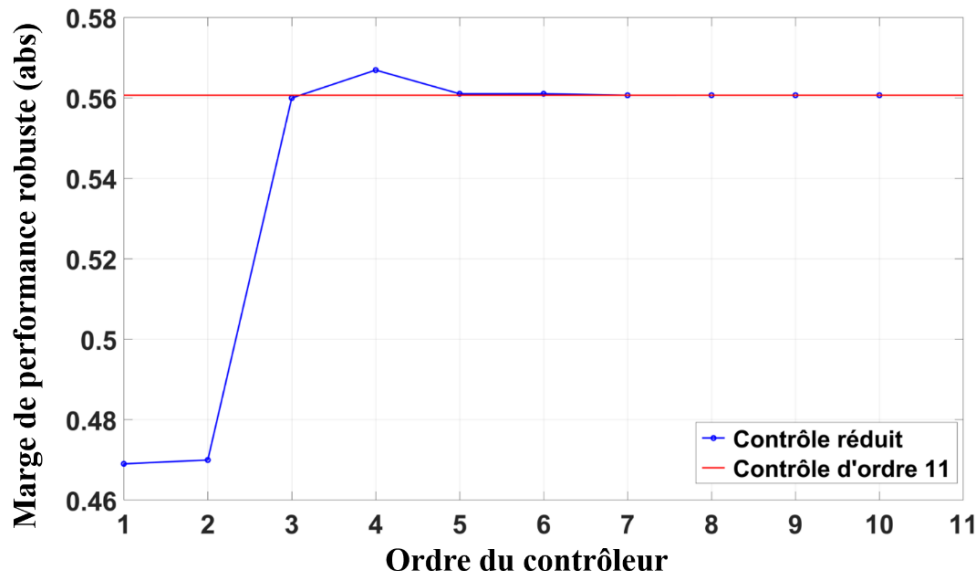


Figure 68 : Marge de performance robuste en fonction de l'ordre du contrôleur réduit avec la méthode d'approximation de la perturbation singulière

Méthode d'approximation de la norme Hankel

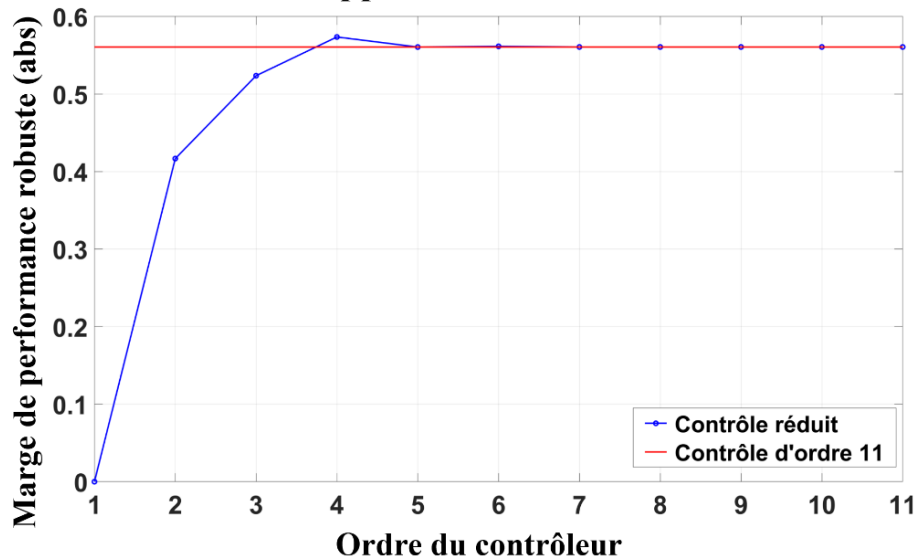


Figure 69 : Marge de performance robuste en fonction de l'ordre du contrôleur réduit avec la méthode de la norme Hankel

Remarque :

La réduction d'ordre du système peut conduire parfois à se rapprocher de la limite de stabilité voire rendre le système instable. Il est donc important de bien s'assurer de la stabilité du système après réduction d'ordre. Dans notre cas d'étude, les trois systèmes avec correcteurs d'ordre réduit sont bien stables

3.7.3. Analyse et résultats de simulation après réduction d'ordre des correcteurs

Nous allons pour conclure comparer les performances de ces différents correcteurs dans le domaine fréquentiel et temporel, avant toute implémentation en temps réel sur le banc expérimental.

3.7.3.1 Analyse fréquentielle des correcteurs robustes en performances, avant et après réduction d'ordre

Afin de comparer nos différents correcteurs d'ordre réduit, nous traçons leur réponse fréquentielle dans le diagramme de Bode.

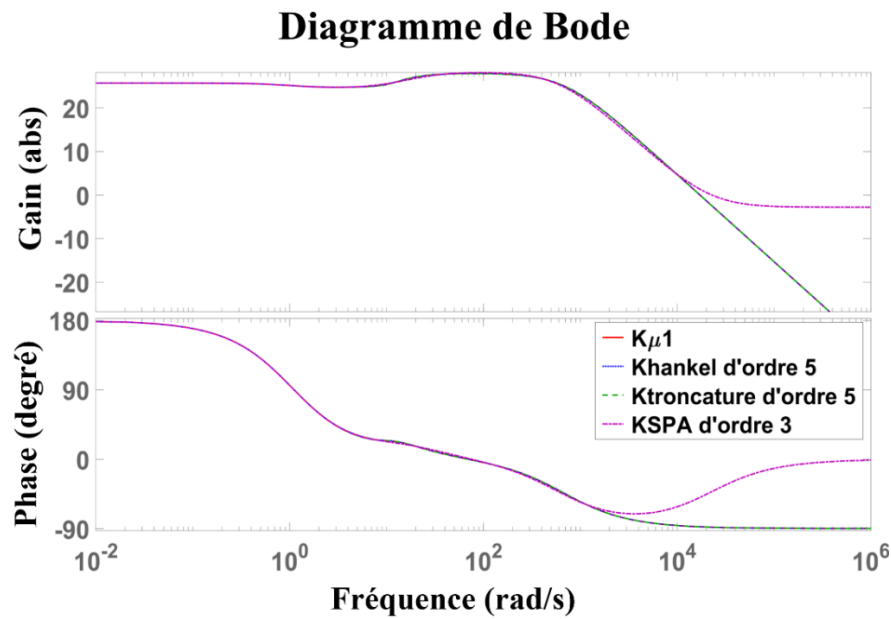


Figure 70 : Diagramme de Bode des correcteurs $K_{\mu 1}$, $K_{\text{troncature}}$, K_{spa} et K_{hankel}

La Figure 70 montre ainsi que les correcteurs $K_{\text{troncature}}$ et K_{hankel} ont des performances très proches à celles du correcteur $K_{\mu 1}$. L'erreur maximale des approximations par rapport au gain maximal, $\max\{|K_r - K_{\mu 1}|\} / \max\{|K_{\mu 1}|\}$ avec K_r représentant le correcteur d'ordre réduit obtenu par réduction d'ordre de $K_{\mu 1}$, est de 0.016% pour $K_r = K_{\text{troncature}}$ et est de 0.018% pour $K_r = K_{\text{hankel}}$. La dépendance en fréquence de ces erreurs sont illustrées sur la Figure 71.

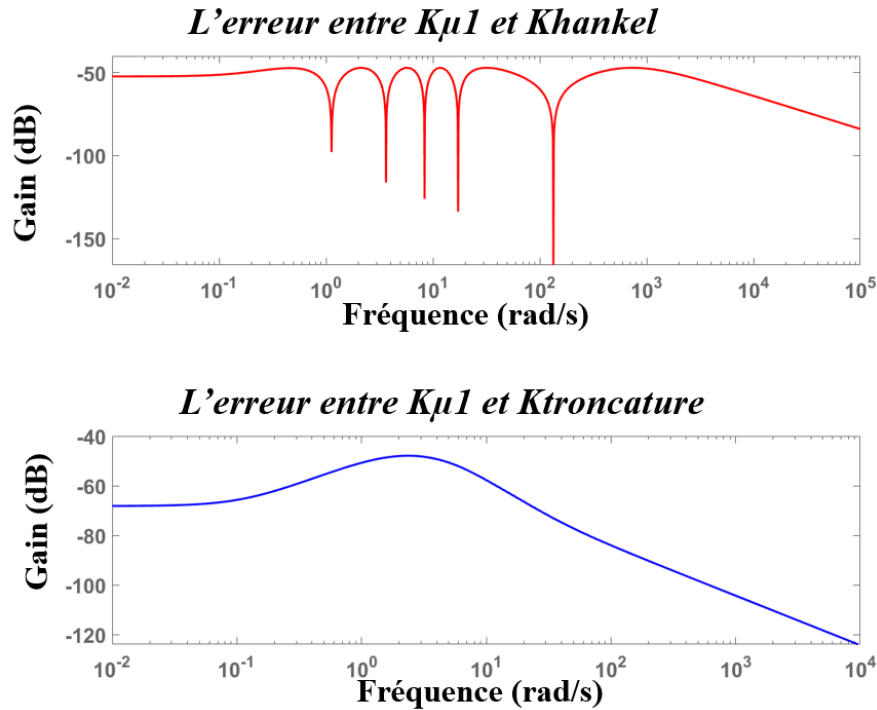


Figure 71 : L'erreur en gain entre le contrôle d'origine $K_{\mu 1}$ et les contrôles d'ordre réduit

Le correcteur K_{spa} , quant à lui, a un gain et une phase très proches de ceux du correcteur $K_{\mu 1}$ jusqu'à une pulsation de 10^3 rad/s avant de présenter de forts écarts pour les hautes fréquences. Ceci signifie que le correcteur K_{spa} a l'ordre le plus petit des différentes solutions, mais aura de piètres performances pour des transitoires à hautes fréquences par rapport au cahier des charges. Ce sera au concepteur de décider de l'opportunité ou non de l'utiliser en fonction des contraintes d'implémentation et des dynamiques du système.

3.7.3.2 Analyse temporelle des correcteurs robustes en performances, avant et après réduction d'ordre

Le but est de valider, sous Simulink, que nos correcteurs d'ordre réduit ont le même comportement dynamique face à la présence d'un retard de 200ms sur le courant I_{rd} suite à une perturbation de puissance de charge. Nous souhaitons ainsi pouvoir comparer et valider que la réduction d'ordre n'a pas impacté l'optimisation ni la dynamique du correcteur.

On réalise le même transitoire que précédemment, pour chaque contrôleur, avec une variation de puissance de charge de +2 kW. Les résultats obtenus sont représentés sur les Figure 72 et Figure 73.

De manière générale, on constate ainsi que la réduction d'ordre pour notre cas d'étude a très peu impacté la dynamique globale du système en boucle fermée.

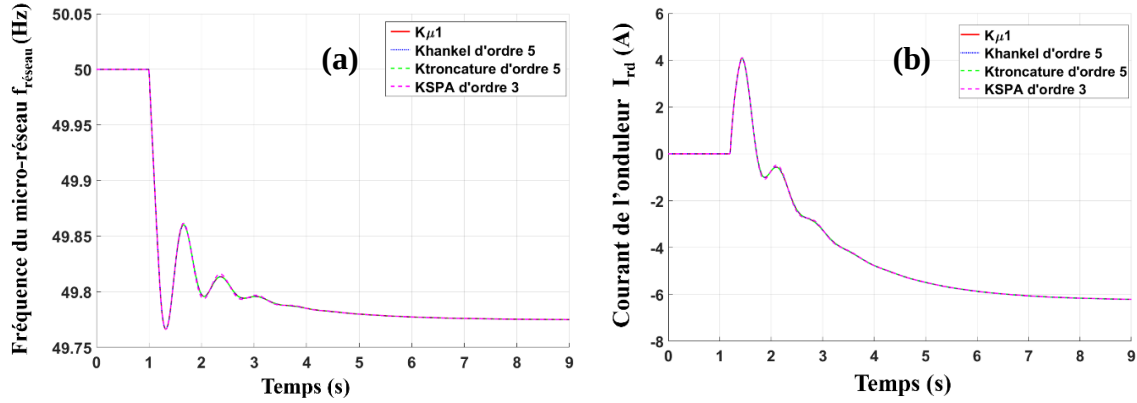


Figure 72 : Réponse à un pas de charge de +2 kW à 1s et en présence d'un retard de 200 ms sur le courant I_{rd} pour les différents correcteurs obtenus après réduction d'ordre (a) Pour la fréquence du réseau, (b) Pour le courant I_{rd} de l'onduleur

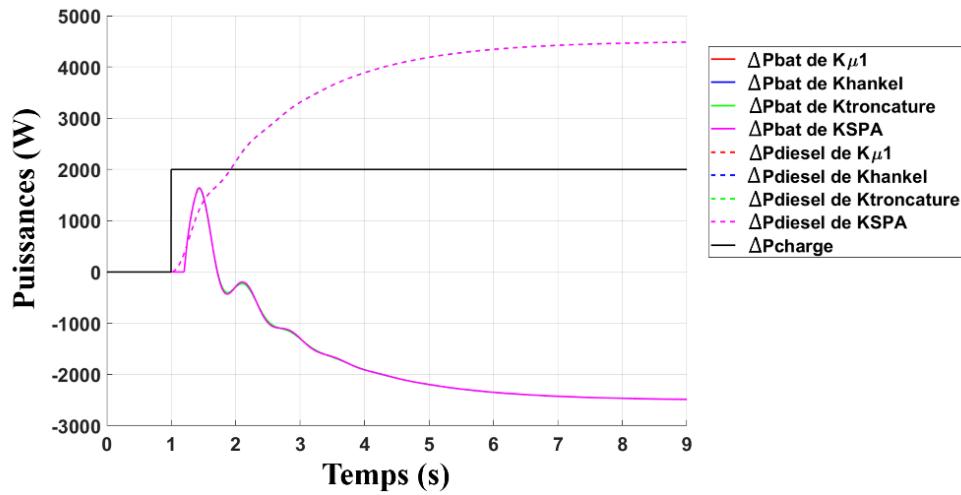


Figure 73 : Variation des puissances de la batterie et du générateur diesel en réponse à un échelon de puissance de charge de +2 kW à 1s pour les différents correcteurs.

3.8. Conclusion

A travers ce chapitre nous avons vu comment modéliser une incertitude de fonctionnement correspondant à un retard sur la mesure du courant de l'onduleur. Après avoir analysé le premier correcteur H_{∞} et identifié ses limites lorsque de telles incertitudes sont prises en compte, nous avons proposé une méthode de synthèse plus sophistiquée, appelée « μ -synthèse », afin d'intégrer la source d'incertitude dès la phase de conception du correcteur. Cette méthode a ainsi permis de proposer des correcteurs robustes en performances face à de telles sources d'incertitudes et de donner des outils de dimensionnement permettant au concepteur de fixer des contraintes à l'équipementier pour les capteurs.

L'inconvénient est associé à l'ordre de tels correcteurs qui peut s'avérer élever, ce qui conduit à des difficultés pour l'implémentation en temps réel ; il est ainsi préférable d'adopter

des méthodes de réduction d'ordre afin de choisir celle qui sera la plus pertinente en termes de conservation des performances et de la robustesse du système en boucle fermée. Notre étude a permis ainsi d'aider le concepteur dans le choix de la décision.

Le dernier chapitre de ce mémoire sera dédié à la validation de ces considérations théoriques sur le banc de test expérimental développé au sein de l'entreprise SAFT à Bordeaux.

4. VALIDATION EN TEMPS REEL DES DIFFERENTES STRATEGIES OBTENUES A L'AIDE DU BANC D'ESSAI SAFT[®]

4.1. Introduction

Les stratégies de commande obtenues précédemment ont été toutes analysées et testées à l'aide de simulations dans l'environnement Matlab/Simulink[®]. Elles ont montré leurs avantages et inconvénients pour intégrer dès la phase de conception les incertitudes d'implémentation liés notamment à la présence des capteurs et leur impact sur la dynamique du système.

Dans ce chapitre, nous allons aborder la validation expérimentale de ces dernières stratégies. Pour réaliser des tests sur le prototype d'un micro-réseau réel, ceci demande un investissement conséquent au niveau matériel (espace disponible, coût d'investissement et de maintenance etc.) et des ressources humaines. De plus l'expérimentation et la validation des stratégies de contrôle robuste en fréquence proposées ainsi que la réalisation d'un banc électrique dédié peuvent s'avérer complexes en raison de la multitude de scénarios possibles et la disparité des utilisations [83, 105]. Le prototypage rapide basé sur des systèmes de simulation en temps réel permet alors une économie au niveau du matériel mais aussi une certaine flexibilité afin de réaliser de multiples tests différents dans diverses conditions.

Les principaux avantages de l'utilisation d'un banc d'essai d'émulation en temps réel au lieu d'un véritable micro-réseau sont les suivants [83, 105] :

- Emuler un système électrique réel sans dépendre de conditions extérieures -.
- Simuler autant de stratégies de commande que l'on souhaite ;
- Réduire les coûts par rapport à des essais réalisés sur un micro-réseau réel ;
- Occuper une place moins importante,
- Simplifier et faciliter la mise en œuvre de tests,
- Réduire les risques associés aux tests, pour préserver les biens et les personnes.

Pour notre étude, le choix s'est porté sur la réalisation d'un système de simulation en temps réel hybride en puissance – PHIL (« *Power Hardware In-the-Loop* ») [105]. L'avantage de ce dispositif est qu'il permet de connecter des systèmes réels (comme, par exemple, des dispositifs de stockage d'énergie comme la batterie, ou bien des convertisseurs d'électronique de puissance, etc...) à un réseau simulé numériquement et défini sous forme de modèles équivalents. Ainsi, nous avons pu tester et valider notre stratégie de contrôle robuste avec des composants réels tel que l'onduleur interfaçant le système de stockage de l'énergie proposé par la SAFT[®].

Ce chapitre commence par une description du prototype présent au laboratoire de la SAFT[®], développé dans le cadre de ces travaux de thèse en lien avec un ingénieur de recherches, en présentant succinctement les parties matérielle et logicielle du banc d'essai. La section suivante

est consacrée à notre cas d'étude permettant de démontrer à la fois la performance du banc d'essai et la validation en temps réel de la stratégie de contrôle robuste en fréquence qui a été proposée aux chapitres 2 et 3 à l'aide de différents tests.

4.2. Présentation du dispositif expérimental de validation des stratégies de contrôle robuste

4.2.1. Présentation générale du banc expérimental

Au niveau du laboratoire de l'entreprise SAFT® à Bordeaux, le choix s'est porté sur l'émulation de la majorité des dispositifs de micro-réseau.

Le banc de test du micro-réseau présent à la SAFT® est représenté sur les Figure 74 et Figure 75 et est composé :

- d'un émulateur de réseau Cinergia® de 40 kVA,
- d'un émulateur de charge Cinergia® de 40 kVA également,
- de deux émulateurs de panneaux photovoltaïques (PV) ayant chacun une puissance de 20 kW,
- et d'un émulateur de batterie de 30kW qui peut être aussi remplacé par un système de batteries réelles produites par l'entreprise. .

L'intégration de tous ces dispositifs au réseau électrique local est facilitée en utilisant des convertisseurs électroniques de puissance industriels, en l'occurrence un onduleur triphasé Jema® pour la partie stockage et des onduleurs SMA® pour les panneaux solaires. Suivant la topologie du réseau à émuler, les convertisseurs sont nécessaires pour le contrôle du flux de puissance afin de répondre aux exigences de la demande de puissance de la charge.

Un système de supervision (SCADA) permet de faire remonter toutes les mesures, de contrôler l'état et la sécurité du système.

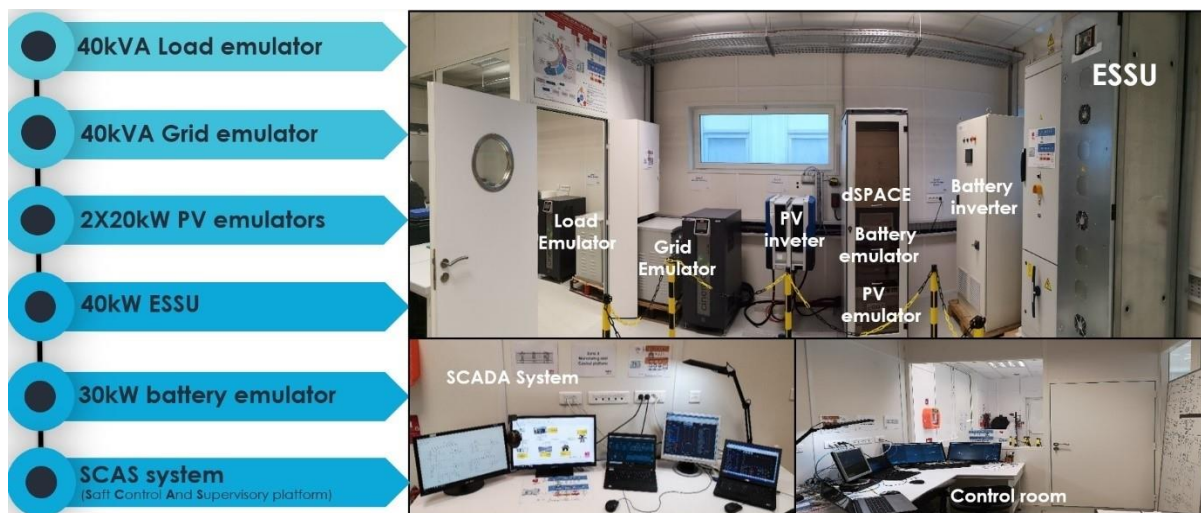


Figure 74 : Photographie de l'installation expérimentale du micro-réseau émulé à la SAFT® de Bordeaux

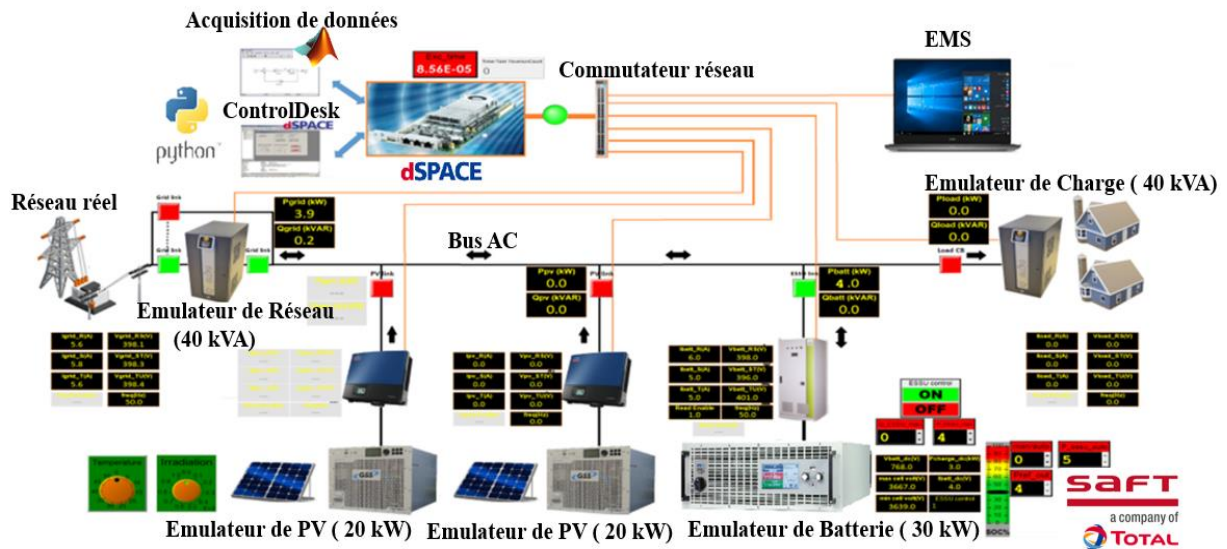


Figure 75 : Schéma du banc de tests pour les émulations en temps réel

Ce banc d'essai est assez flexible ; par exemple, il est possible de connecter une batterie réelle à la place de son émulateur. Tous les composants réels du micro-réseau sont connectés sur un bus AC.

Lorsqu'on souhaite que le micro-réseau soit en mode connecté au réseau principal, l'émulateur de réseau sera responsable de la régulation de la tension et de la fréquence du micro-réseau, tandis que d'autres unités de distribution décentralisée contrôlable, telles que le PV et la batterie, fonctionnent comme des sources de courant qui régulent leurs puissances de sortie en fonction des signaux de référence provenant des couches de contrôle de niveau supérieur telles que le PMS (« *Power Management System* ») ou/et l'EMS (« *Energy Management System* »). L'émulateur de réseau est une alimentation programmable bidirectionnelle spécialement conçue pour émuler les perturbations du réseau. Il convertit l'entrée AC du réseau principal en une sortie en AC programmable contrôlée. Il peut générer différents types de réseaux :

- Réseau électrique triphasé (3 Phases + Neutre) la tension composée peut aller de 0 à 480 V_{AC}.
- Réseau électrique monophasé (1 Phase + Neutre) V_{RMS} peut aller de 0 à 277 V
- La fréquence de réseau électrique peut varier de 10 à 400 Hz.

En mode isolé, l'émulateur de réseau sera désactivé, et l'émulateur de batterie devra alors prendre la fonction « maître » pour réguler la tension et la fréquence du bus AC du micro-réseau.

En ce qui concerne l'émulation de la centrale photovoltaïque, on utilise une alimentation électrique de 20 kW en courant continu contrôlée par un logiciel spécifique aux systèmes photovoltaïques. L'objectif principal de ce logiciel est de caractériser les courbes puissance/tension des panneaux solaires en tenant compte des effets de l'irradiation, de la température et de leur dépendance aux changements météorologiques.

Au sujet de l'émulateur de charge, il est conçu pour fonctionner comme une charge active afin de tester les équipements électriques et électroniques en fonctionnement linéaire et/ou non linéaire. Il peut émuler différents profils de puissance triphasés, soit de type résidentiels, commerciaux ou bien industriels, pendant une certaine période de temps. L'émulateur de charge fonctionne comme une source de courant et a la possibilité de communiquer avec les systèmes de contrôle en utilisant différents types de communications.

Concernant l'émulateur de batterie, il est intégré au même bus AC à l'aide d'une alimentation en courant continu bidirectionnelle et d'un convertisseur de puissance industriel. Le fonctionnement de cet émulateur de batterie est détaillé dans la partie suivante.

Enfin l'ensemble des composants pilotés ou pilotables sont équipés d'une sortie Ethernet qui permet de mesurer et transmettre les données de chacun au système de contrôle et d'acquisition de données en temps réel (« *Supervisory Control and Data Acquisition* » (SCADA) appelé SCAS, « *SAFT Supervisory and Control Platform* » au sein de l'entreprise) à l'aide du protocole Modbus TCP/IP. Le SCADA ou SCAS est un système de supervision industrielle qui traite en temps réel un grand nombre de mesures, enregistre les données et contrôle à distance les différentes installations techniques [106]. Le protocole Modbus TCP ou Modbus TCP/IP est un protocole de communication qui permet à deux ou plusieurs équipements de communiquer entre eux via un réseau Ethernet [65, 66, 106]. Grâce à ce protocole, le SCADA peut mesurer, récupérer et contrôler les différentes valeurs des équipements présents sur le banc de test.

Après avoir décrit les différents dispositifs disponibles au laboratoire de l'entreprise SAFT® à Bordeaux, nous allons maintenant décrire les tests expérimentaux réalisés afin de valider nos stratégies de contrôle.

4.2.2. Emulateur du système de stockage et des stratégies de contrôle

Les tests réalisés afin de valider les stratégies de contrôle en temps réel n'utiliseront que l'émulateur de batteries et son onduleur d'interfaçage. La crise sanitaire en 2020 et 2021 ne nous a malheureusement pas permis de déployer l'ensemble du protocole de tests prévus et notamment la validation expérimentale sur le système de stockage d'énergie réel.

Pour tester les contrôleurs développés, on utilise la configuration illustrée sur la Figure 76.

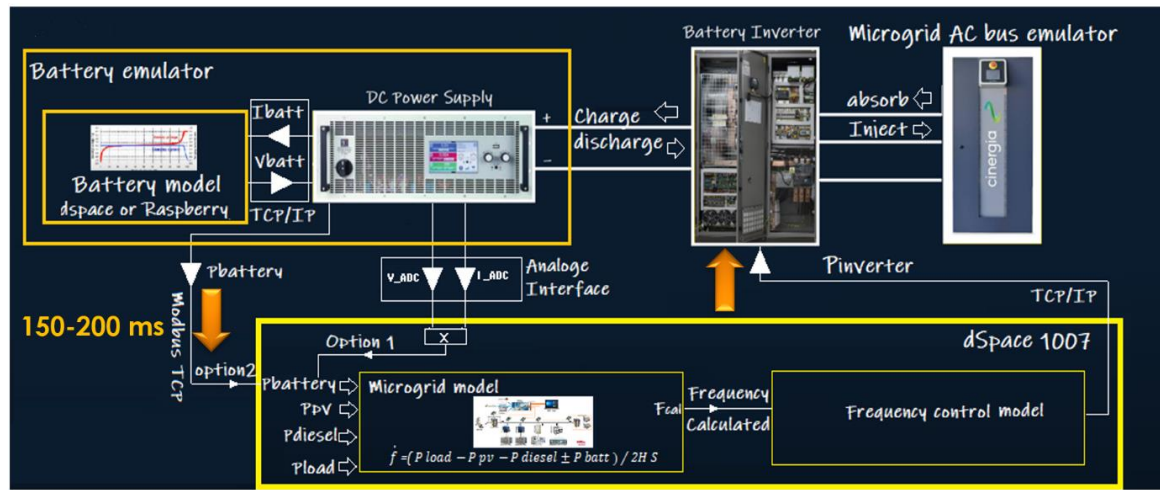


Figure 76 : Schéma de principe de l'émulateur hybride temps réel en puissance – PHIL de la batterie

L'émulateur de batterie, illustré en haut à gauche sur le Figure 76, comprend une alimentation programmable en courant continu (DC), un modèle complexe de batterie (développé par l'entreprise) et une plateforme Raspberry®. L'alimentation en courant continu est programmée pour fonctionner en mode de contrôle de la tension. Son courant de sortie est mesuré en temps réel puis transmis au modèle de batterie, fonctionnant sur la plate-forme Raspberry® (ou bien sous dSPACE® si besoin), pour obtenir la valeur de tension correspondante. Cette valeur est utilisée comme point de consigne de sortie pour l'alimentation DC afin d'émuler les caractéristiques de la batterie et notamment la courbe statique tension/courant. Ce cycle d'exécution est répété toutes les 5 ms afin de garantir que la tension de sortie reste conforme au modèle de la batterie en cas de variation dynamique rapide du courant de sortie. L'émulateur de batterie est connecté au bus AC du micro-réseau à l'aide d'un onduleur réel. Il partage avec l'onduleur et ceci toutes les 100 ms, des informations telles que l'état de charge de la batterie (SoC), la tension, le courant, la puissance et la température, le courant maximum pendant la charge et la décharge (notés par la suite IMR et IMD respectivement) de la batterie. Sur la base de ces informations, l'onduleur dispose d'une boucle de contrôle interne lui permettant de vérifier et s'assurer que les différentes grandeurs électriques et le SoC respectent bien les limites de la batterie par rapport aux données constructeurs ou aux règles de fonctionnement. En cas de fonctionnement anormal, l'onduleur n'accepte aucune demande de régulation de la part des couches supérieures de contrôle.

La deuxième partie de la Figure 76, situé en bas de l'image, correspond à la plateforme de contrôle implémentée sous dSPACE®. Elle comprend deux parties ; la première est le modèle du micro-réseau étudié, la deuxième représente le contrôle générant les références de courant pour l'onduleur. Dans le modèle de micro-réseau, les profils de puissance photovoltaïque, du générateur diesel et de la charge sont générés par simulation ; la puissance de la batterie est quant à elle mesurée expérimentalement à partir de l'émulateur de batterie. Deux méthodes sont possibles pour mesurer et transmettre la puissance de la batterie, la première via le Modbus TCP et la seconde via une interface analogique. Pour nos tests, la puissance de la batterie sera mesurée à travers le Modbus TCP, qui possède un retard de mesure aléatoire pouvant aller de 150 à 200 ms, retard correspondant au cadrage des travaux vus dans les chapitres précédents.

A noter que ce retard ne provient pas d'un capteur analogique mais d'un retard provenant de la communication de la mesure.

Sur la base de ces entrées, le modèle du micro-réseau calcule la fréquence du réseau à chaque instant. Elle est ensuite transmise à l'entrée de notre architecture de contrôle robuste (soit le contrôle H_∞ ou bien celui obtenu par μ -synthèse) qui, par la suite, impose à sa sortie une puissance de référence à l'onduleur interfaçant les batteries. Le but du test est de vérifier que la régulation primaire de la fréquence se fait correctement en regard aux simulations effectuées précédemment, et donc que la fréquence reste bien dans les limites souhaitées par rapport aux spécifications dynamiques imposées par le gestionnaire de réseau.

Enfin, sur la troisième et dernière partie, en haut à droite de la Figure 76, l'onduleur récupère la puissance de référence imposée par le contrôle avec le Modbus TCP puis impose à la batterie son courant de référence, positif ou négatif suivant le mode de fonctionnement.

4.3. Validation de la stratégie de commande par la norme H_∞

Lors de l'analyse de robustesse et des tests réalisés sous simulation, ceux-ci ont permis de prévoir que le contrôle H_∞ avec la présence d'un retard important (entre 100 et 200ms) ne pouvait être robuste ni en stabilité ni en performance (cf. chapitre 3). Nous allons valider ces résultats obtenus en simulation avec le banc expérimental.

Le Modbus TCP permettant de mesurer et de transmettre la valeur de puissance de la batterie au micro-réseau, induit un retard pouvant aller jusqu'à 200 ms, avec un caractère aléatoire et variable dans le temps. Pour notre cas d'étude, on garde les mêmes valeurs que celles définies au chapitre 2 : la puissance de référence de notre micro-réseau ainsi que le niveau de tension restent à 50 kVA et 0,4 kV respectivement. On modélise l'énergie cinétique équivalente H du réseau à 50 kW.s et on néglige toujours la constante d'amortissement de la charge étudiée.

Après implémentation du contrôle H_∞ sur le banc en temps réel, face à des perturbations de charge, on constate bien une impossibilité totale de réguler la fréquence avec la présence de tels retards et avec une inertie faible. Aucun relevé expérimental ne peut cependant le démontrer. On retrouve ainsi une situation critique où l'optimalité du correcteur est remise profondément en cause du fait de la présence de composants réels non pris en compte en amont.

Afin de pouvoir assurer la régulation de fréquence du micro-réseau avec le contrôleur H_∞ et en présence d'un retard sur la mesure, il a fallu redéfinir certaines conditions expérimentales : augmenter notamment le temps de réponse du générateur diesel à 0.22 s, et augmenter l'inertie cinétique du réseau à 500 kW.s, soit un facteur 10 par rapport à celle prise en compte en simulation. On effectue alors différents échelons de la puissance de la charge de ± 2 kW toutes les 50 secondes pour une puissance photovoltaïque fixée à 6 kW. Les résultats sont illustrés sur la Figure 77.

Ces relevés expérimentaux ont surtout pour objectif de mettre en œuvre le banc de test et de valider la pertinence de la commande robuste pour un cas d'études avant de démontrer les

résultats théoriques obtenus avec la μ -synthèse pour prendre en compte les paramètres réels du modèle.

De manière générale, les comportements obtenus sont cohérents. Lorsque l'on a une demande en puissance sur le réseau, on constate bien une diminution de la fréquence du réseau avec stabilisation de celle-ci grâce à l'apport en puissance de l'ESS et du générateur diesel. Et vice-versa en cas de diminution de la puissance de la charge. Au niveau des mesures de l'ESS, les valeurs mesurées sont cohérentes avec celles attendues en simulation, à part au niveau de la mesure de l'état de charge où on peut constater une certaine incohérence par rapport aux phases de charge et de décharge successives. Ceci est peut-être dû à un problème survenu lors de la simulation de la SoC, une investigation plus complète devra être faite afin de comprendre l'origine de cette erreur. A part cette incohérence, les autres mesures expérimentales sont correctement mesurées et exploitables.

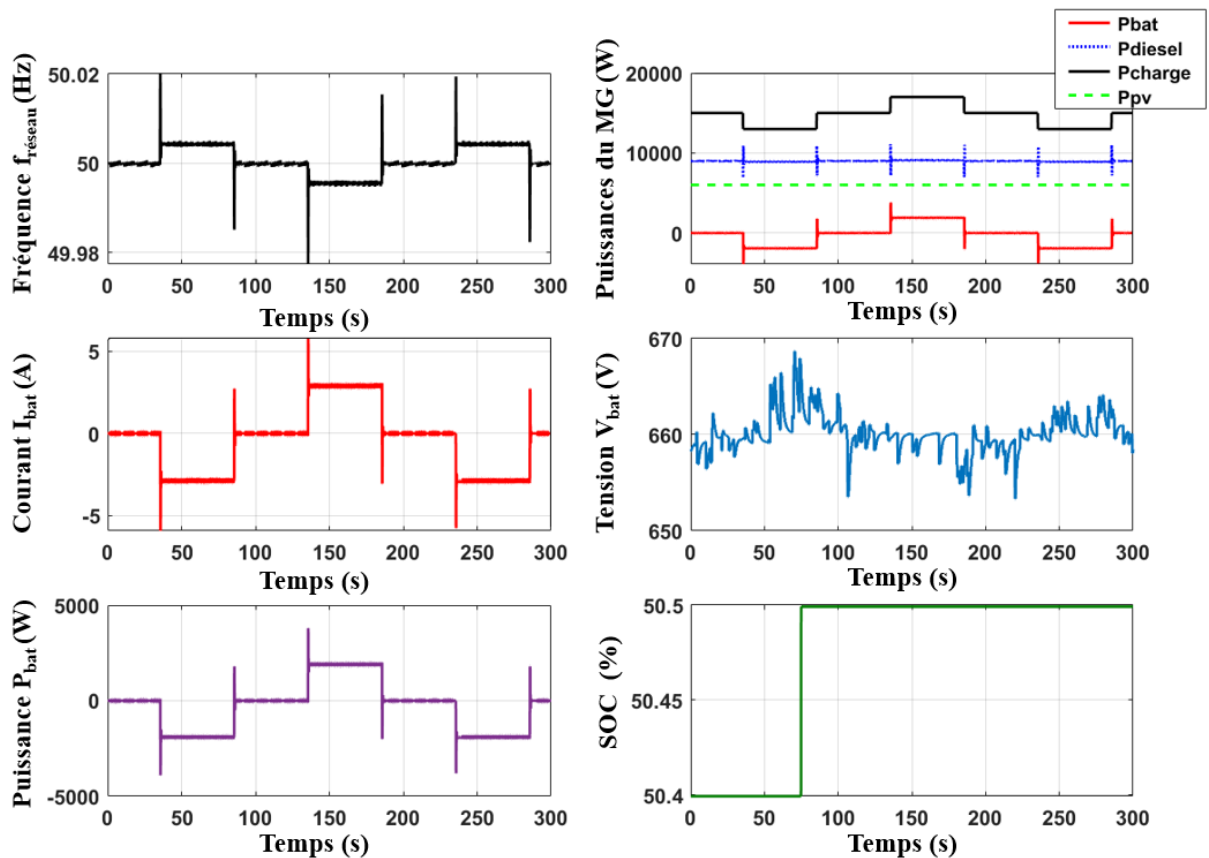


Figure 77 : Représentation de la fréquence réseau, des différentes puissances du micro-réseau, du courant, de la tension, de la puissance et du SOC de l'ESS face à des échelons de $P_{charge} = \pm 2$ kW avec le contrôle H_∞ .

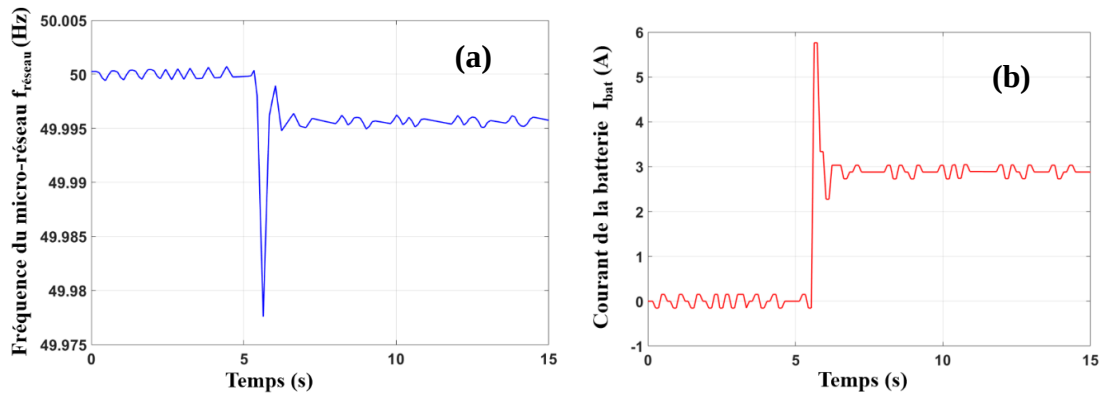


Figure 78 : Résultats expérimentaux obtenus, face à une perturbation de charge de +2 kW et en présence de retards de mesure, (a) de la fréquence du micro-réseau et, (b) du courant de l'ESS

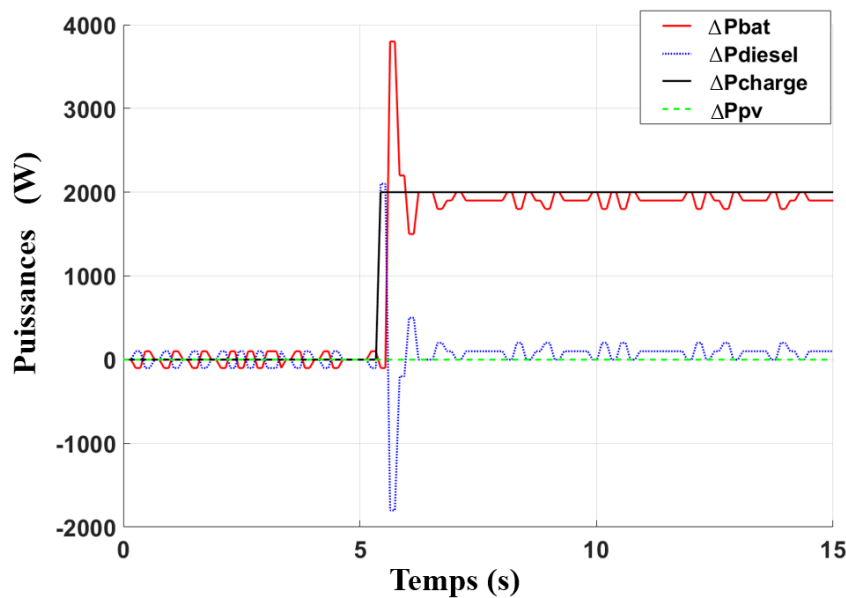


Figure 79 : Résultats obtenus des variations des différentes puissances présente dans le micro-réseau face à une perturbation de charge de +2 kW et en présence de retards de mesure

Sur la Figure 78 (a), on remarque ainsi que la régulation de la fréquence du réseau se fait parfaitement par rapport aux spécifications dynamiques. En effet, face à la variation de charge, on observe bien une diminution de la fréquence puis une stabilisation de celui-ci. En régime permanent on obtient une fréquence de 49.995 Hz ce qui est bien supérieur à la valeur du gabarit qui est de 49,94 Hz. Au niveau de la réponse en courant de la batterie, Figure 78 (b), la réponse de la batterie est très rapide et respecte un dépassement allant jusqu'à 5.8 A ce qui est bien cohérent avec les gabarits définis. Pour finir lorsqu'on observe la réaction des différentes variations de puissance du système, Figure 79, on remarque que le générateur diesel répond en premier et de manière très rapide puis, la batterie réagit au bout de 200 ms (à cause du retard) pour finalement fournir la puissance nécessaire ce qui permet de réduire la puissance du diesel très rapidement. En pratique et pour continuer ce travail, il aurait fallu augmenter plus le temps de réponse du groupe diesel pour être plus proche de la réalité, mais nous avons manqué de

temps pour poursuivre ces travaux qui n'étaient pas prioritaires par rapport aux travaux de la thèse.

Finalement, pour notre cas d'étude, le contrôle H_∞ ne peut être utilisé que sous des conditions particulières et différentes du cas d'études retenu, du fait de la présence des retards induits dans la mesure des différentes grandeurs.

4.4. Validation de la stratégie de commande par la μ -synthèse

Comme le contrôle précédent ne répond pas à nos exigences, on réalise les tests mais cette fois-ci avec le contrôle obtenu par la μ -synthèse et notamment celui noté $K_{\mu 1}$ qui a été synthétisé avec la plage de retards la plus importante (cf. chapitre 3 section 3.6.2). Pour rappel, celui-ci est optimisé avec des retards de mesure sur le courant de l'ESS allant de 100 à 200 ms. On revient aux paramètres du réseau considéré en simulations (puissance de référence de 50 kVA, énergie cinétique équivalente de 50 kW.s, temps de réponse du groupe diesel de 1 s et statisme de 5%).

On réalise à nouveau des échelons de charge de ± 2 kW toutes les 50 secondes, pour une puissance de PV fixée à 6 kW. Les résultats obtenus sont illustrés sur la Figure 80.

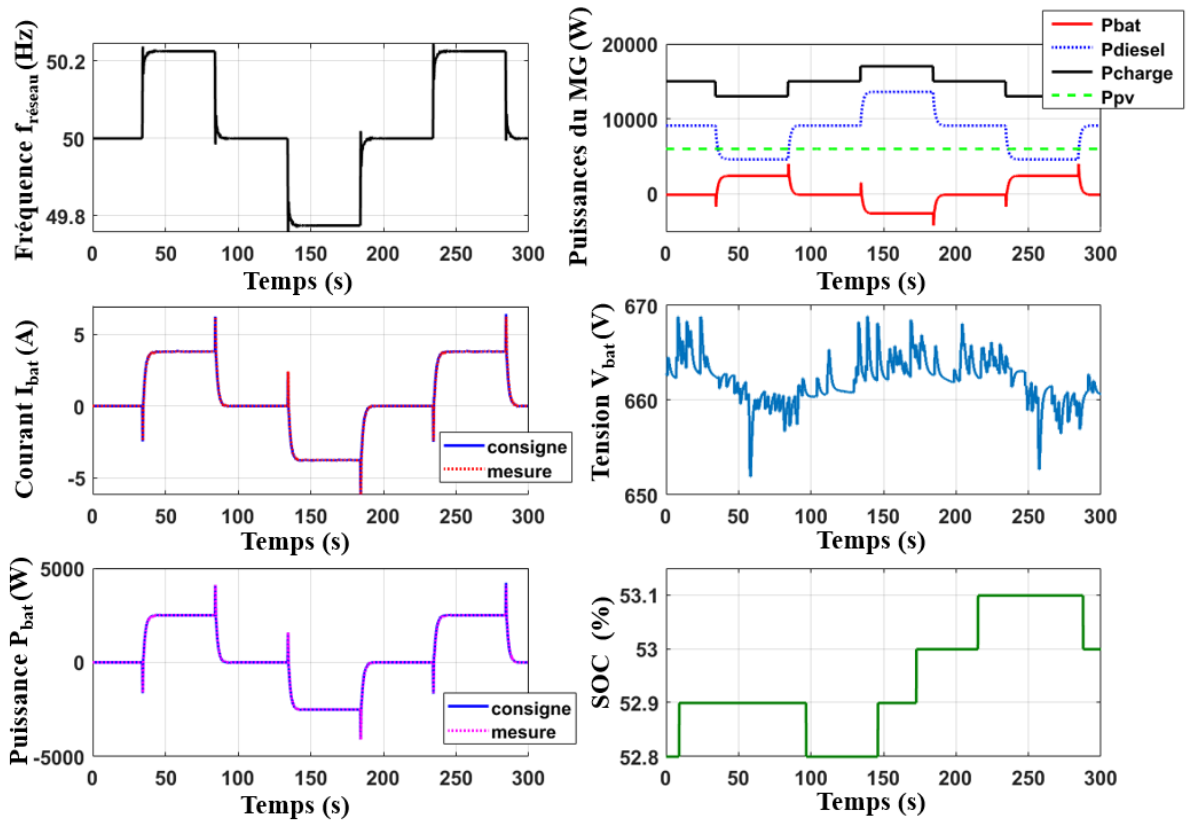


Figure 80 : Représentation de la fréquence du micro-réseau, des différentes puissances du micro-réseau, du courant, de la tension, de la puissance et du SOC de l'ESS face à des échelons de $P_{\text{charge}} = \pm 2$ kW avec le contrôle obtenu par μ -synthèse

De façon générale, les comportements obtenus sont cohérents par rapport aux résultats de simulation et il est bien possible de contrôler la fréquence du réseau en suivant les spécifications du réglage primaire malgré des retards importants sur la mesure du courant de la batterie. Toutes les mesures expérimentales sont correctement mesurées et exploitables.

4.4.1. Analyse des performances de l'asservissement en courant : mise en évidence du retard de mesure

On souhaite s'assurer qu'en présence d'un retard important sur la mesure de courant de l'ESS, celle-ci parvient néanmoins à suivre sa consigne correctement. La Figure 81 ci-dessous illustre l'évolution de la consigne en courant et de la mesure de la grandeur réelle pour un échelon de charge.

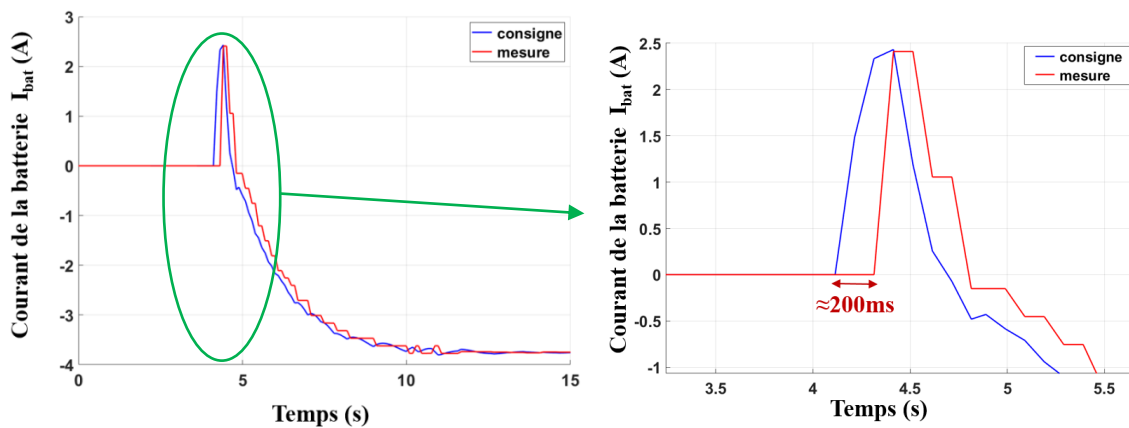


Figure 81 : Variation du courant de l'ESS avec le contrôle K_{pI} en présence de retard de mesure et face à une perturbation de charge

On observe, sur la Figure 81, la présence de notre retard de mesure et le décalage d'environ 200 ms pendant toute la phase transitoire. Il est amené à évoluer dans le temps.

4.4.2. Comparaison avec les résultats de simulation

Les figures ci-dessous vont permettre de comparer les résultats de simulation obtenus au chapitre 3 en utilisant l'environnement Matlab®/Simulink® et les relevés expérimentaux. On s'intéresse tout particulièrement à la réponse temporelle de la fréquence du micro-réseau et de la puissance de l'ESS face à des variations de puissance de charge, ainsi qu'à la répartition de puissances dans le micro-réseau en présence de retard de mesure dû au Modbus TCP.

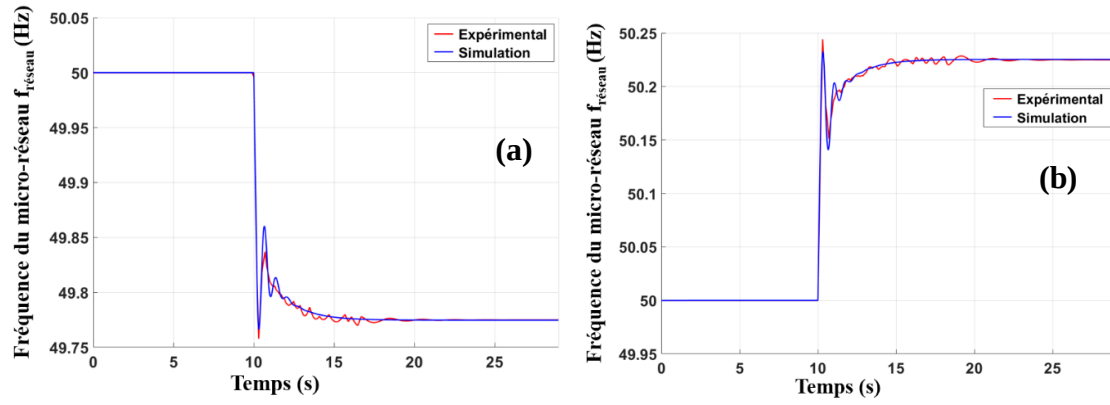


Figure 82 : Variation de la fréquence du réseau avec le contrôle $K_{\mu 1}$ en présence de retard de mesure et face à une perturbation de charge de (a) +2 kW et (b) de -2 kW

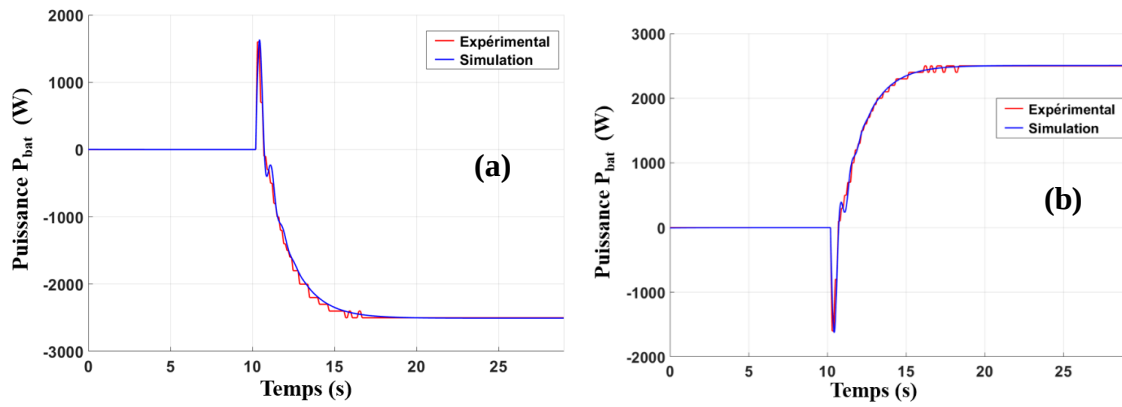


Figure 83 : Variation de puissance de l'ESS avec le contrôle $K_{\mu 1}$ en présence de retard de mesure et face à une perturbation de charge de (a) +2 kW et (b) de -2 kW

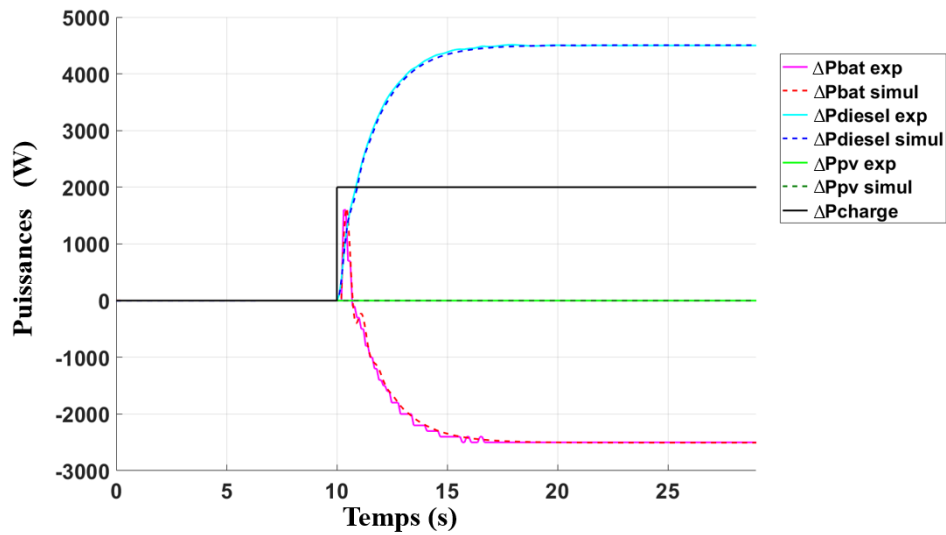


Figure 84 : Variation des différentes puissances présentent dans notre système avec le contrôle $K_{\mu 1}$ en présence de retard de mesure et face à une perturbation de charge de +2 kW

Sur la Figure 82, on remarque que quelle que soit la perturbation sur la charge, en restant dans les limites du modèle « petits signaux » de la thèse, le comportement de la fréquence du micro-réseau est similaire aux résultats de simulation. Ainsi, pour une perturbation de charge de +2 kW, la fréquence se stabilise bien vers 49,77 Hz. Pour une perturbation $P_{\text{charge}} = -2$ kW, la fréquence expérimentalement et en simulation se stabilise bien vers 50,23 Hz. On remarque juste quelques oscillations mais de très faible intensité sur la fréquence « mesurée » expérimentalement en régime transitoire.

Sur la Figure 83, la puissance de l'ESS suit également la même dynamique, que ce soit en simulation en expérimentation. De plus, à travers ces résultats, on remarque que le contrôle est robuste face à des incertitudes paramétriques venant de la batterie. En effet, certains paramètres de l'ESS, comme les résistances ou bien même la tension à vide, varient en fonction de son état de charge. Or, lors de la phase de conception, nous avons considéré que ce dernier était constant et égal à 40%. Avec le correcteur obtenu les performances sont bien garanties même avec un SoC à 52.3%. Bien sûr, il faudrait poursuivre les investigations théoriques et expérimentales pour définir plus précisément les limitations liées aux variations de SoC, mais les incertitudes paramétriques n'étaient pas au cœur de ce travail de thèse.

Enfin, on observe que les répartitions de puissance entre le générateur diesel et le système de stockage sont également cohérentes avec les résultats en simulation, ce qui démontre la qualité du modèle pris en tant que référence pour construire la stratégie de commande (cf Figure 84).

A travers ces résultats expérimentaux nous avons pu bien identifier la présence de retard aléatoire d'environ 200 ms au niveau de l'ESS provenant de la mesure du Modbus TCP. Nous avons pu valider le bon fonctionnement de notre correcteur sur notre banc de test en temps réel face à des perturbations de puissance et avec la présence d'un tel retard. En effet, le comportement global du système répond à une perturbation de la même manière qu'en simulation. Et pour finir nous avons pu constater que notre correcteur est resté robuste malgré la variation des paramètres de l'ESS. Maintenant il serait intéressant de voir si nos correcteurs d'ordre réduit obtenus au chapitre 3 section 3.6.2 resteront aussi performants et robustes que le correcteur d'origine.

4.5. Validation des performances de la réduction d'ordre des correcteurs

Suite à la validation des performances et de la robustesse du correcteur robuste aux conditions en temps réel ($K\mu 1$), nous souhaitons nous assurer que les différents contrôleurs, *Khankel*, *Kspa* et *Ktruncature*, obtenus par réduction d'ordre du contrôle $K\mu 1$ (voir chapitre 3 section 3.7.3) auront eux aussi les mêmes performances sur le banc expérimental.

Nous nous plaçons dans les mêmes conditions de test et les mêmes scénarii que ceux utilisés pour le correcteur $K\mu 1$.

Les Figure 84, Figure 85 et Figure 86 représentent toutes les grandeurs mesurées lors des tests expérimentaux en temps réel pour chacun des trois contrôleurs. Sont ainsi tracés les chronogrammes de la fréquence du micro-réseau, la puissance électrique du générateur diesel, la puissance du parc photovoltaïque (supposée constante) et, pour finir, le courant, la tension, la puissance et le SOC de l'ESS.

Pour les trois contrôleurs et de manière générale, les comportements obtenus sont cohérents et globalement, les performances sont très proches de celles obtenues le contrôleur $K\mu 1$. En effet, pour les trois contrôles, lors d'une demande en puissance de charge de +2 kW sur le réseau, on constate bien une diminution de la fréquence du réseau avec stabilisation de celle-ci autour de 49,77 Hz grâce à un apport en puissance transmise par le générateur diesel pendant que l'ESS charge pour récupérer le surplus de puissance provenant de celui-ci.

Résultats expérimentaux obtenus avec le contrôle *Khankel*

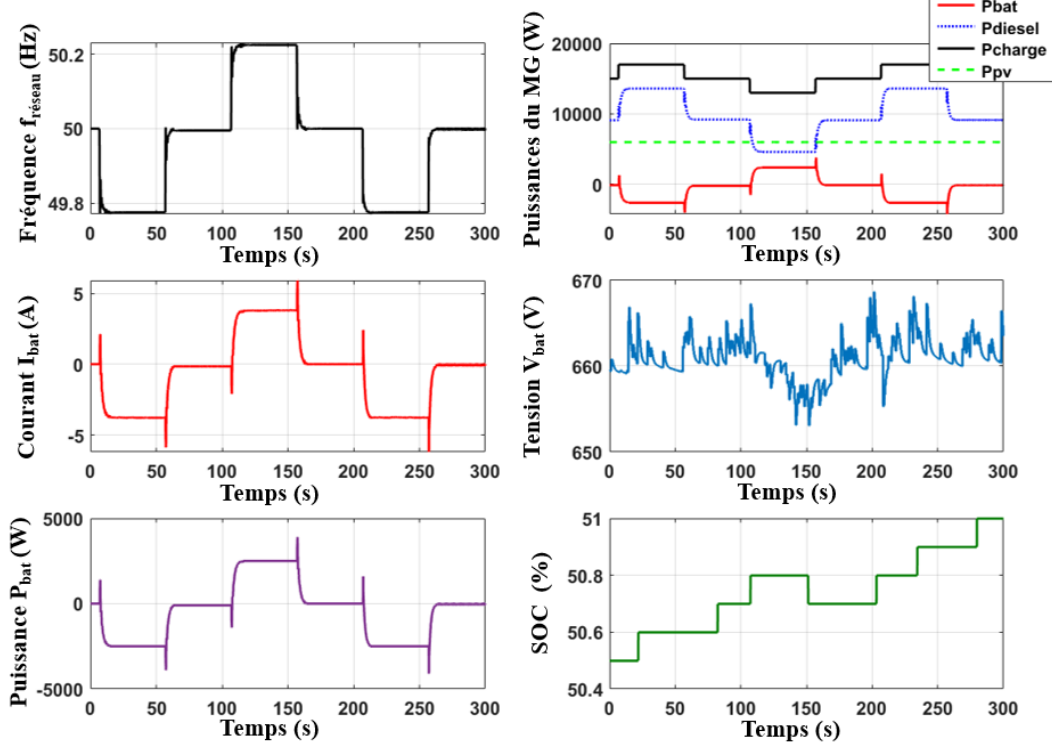


Figure 85 : Représentation de la fréquence du micro-réseau, des différentes puissances du micro-réseau, du courant, de la tension, de la puissance et du SOC de l'ESS face à des échelons de $P_{\text{charge}} = \pm 2 \text{ kW}$ avec le contrôle *Khankel*

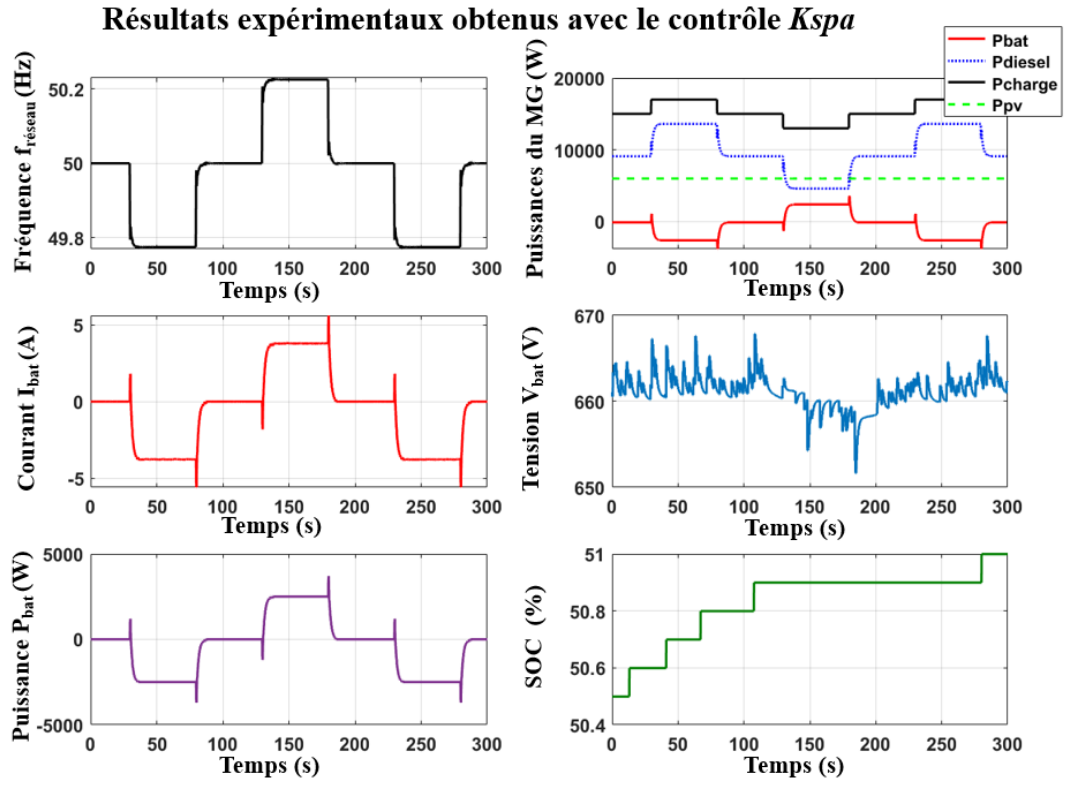


Figure 86 : Représentation de la fréquence du micro-réseau, des différentes puissances du micro-réseau, du courant, de la tension, de la puissance et du SOC de l'ESS face à des échelons de $P_{charge} = \pm 2$ kW avec le contrôle *Kspa*

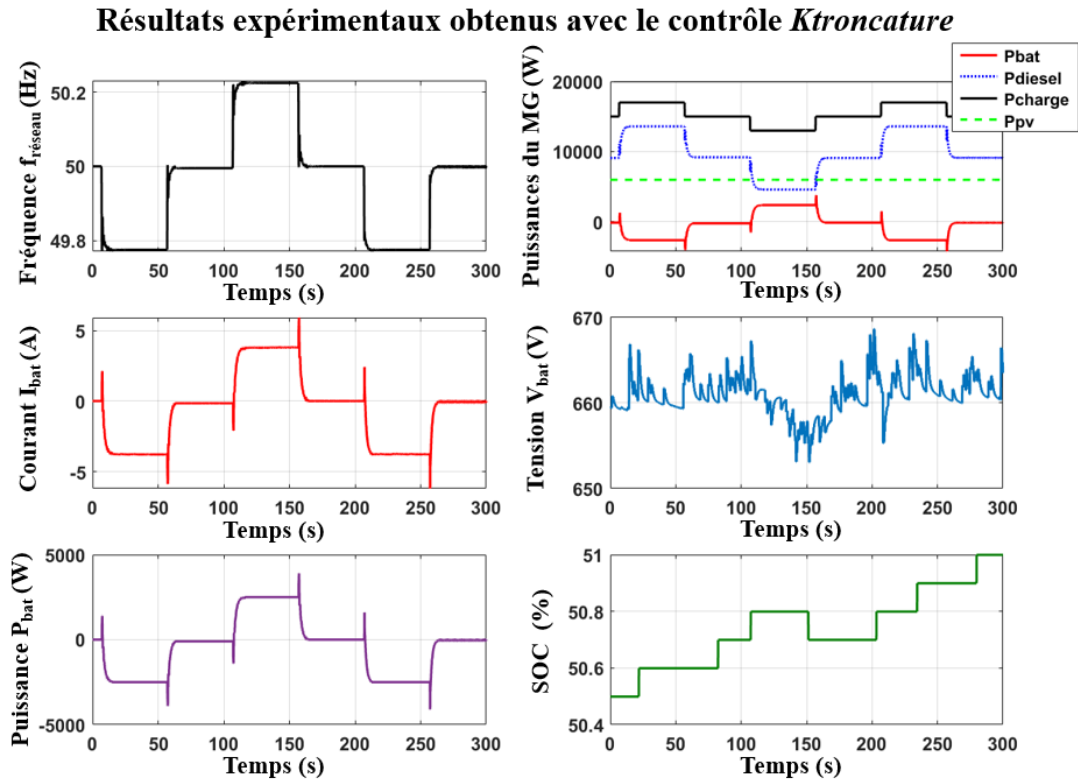


Figure 87 : Représentation de la fréquence du micro-réseau, des différentes puissances du micro-réseau, du courant, de la tension, de la puissance et du SOC de l'ESS face à des échelons de $P_{charge} = \pm 2$ kW avec le contrôle *Khankel*

Nous allons regarder plus précisément lors des transitoires les performances dynamiques de chaque correcteur afin de s'assurer sur la réduction d'ordre n'a pas trop détérioré le contrôleur d'origine. Ainsi, pour une demande de puissance de charge de +2 kW, avec la présence du retard de mesure, on observe les différents comportements obtenus expérimentalement pour chaque contrôleur. Les résultats sont présentés sur les Figure 88, Figure 89 et Figure 90.

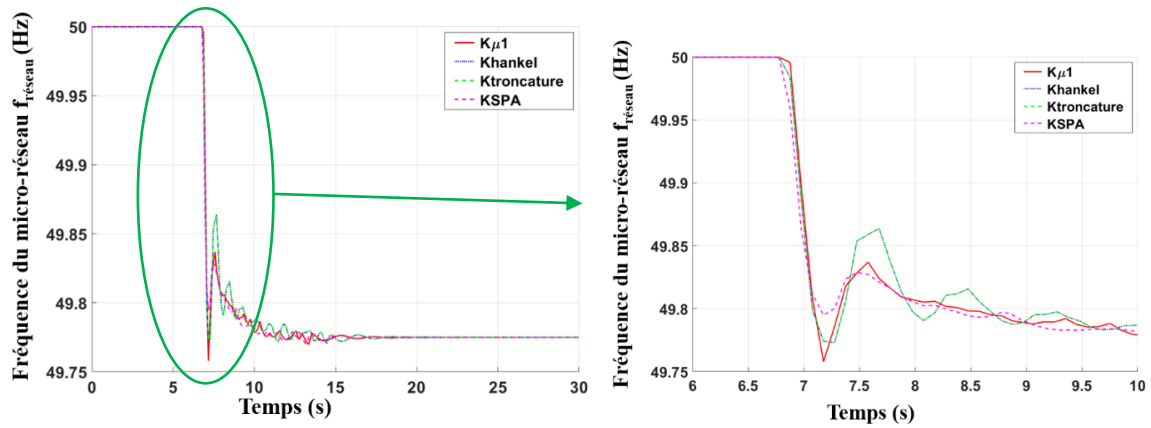


Figure 88 : Comparaison de la variation en fréquence du réseau entre les contrôles $K_{\mu 1}$, Khankel, Ktroncature et Kspa en présence de retard de mesure et face à une perturbation de charge de +2 kW

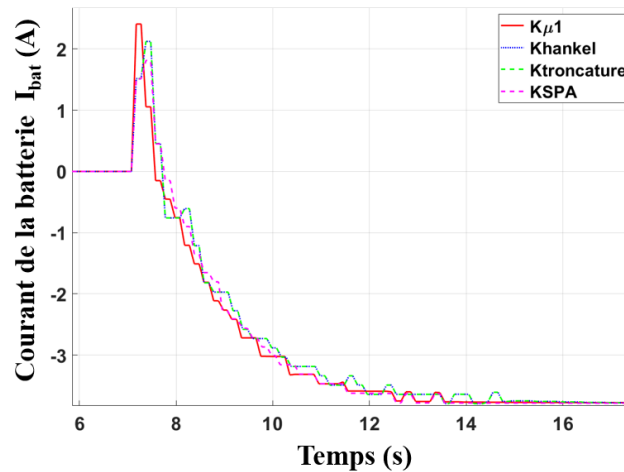


Figure 89 : Comparaison de la variation en courant de l'ESS entre les contrôles $K_{\mu 1}$, Khankel, Ktroncature et Kspa en présence de retard de mesure et face à une perturbation de charge de +2 kW

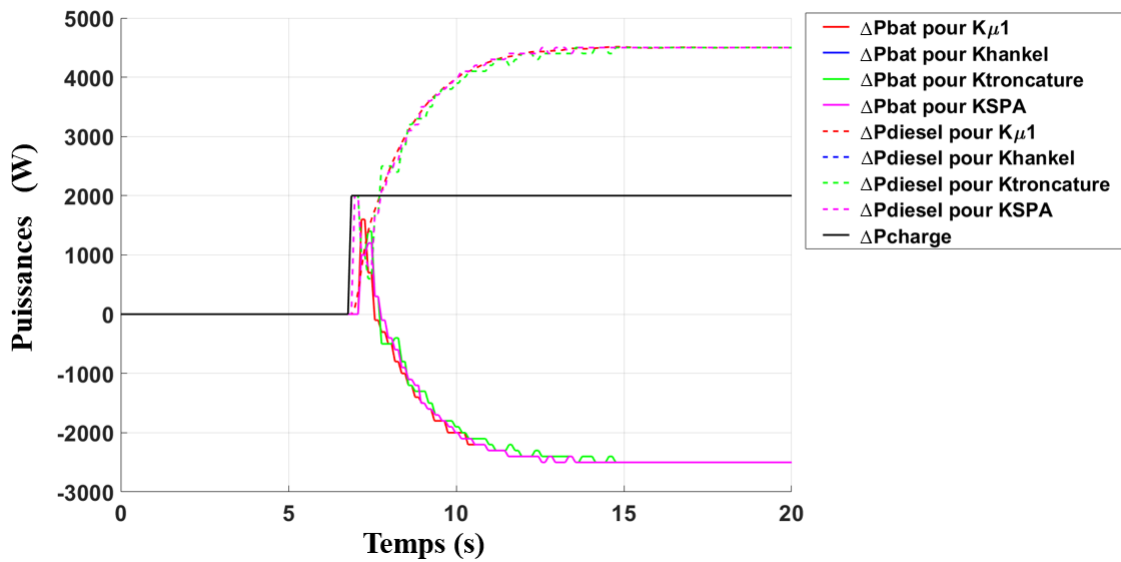


Figure 90 : Comparaison de la variation des différentes puissances du réseau entre les contrôleurs $K_{\mu 1}$, Khankel, Ktroncature et Kspa en présence de retard de mesure et face à une perturbation de charge de +2 kW

En ce qui concerne le contrôle en fréquence, Figure 88, nous constatons une légère modification du comportement obtenu avec les contrôleurs d'ordre réduit par rapport à celui obtenu avec le contrôle $K_{\mu 1}$ lors des transitoires. En effet, pour le correcteur K_{spa} , $Khankel$ ou $Ktroncature$, on remarque que les oscillations sont soit accentuées ($Khankel$ et $Ktroncature$) soit atténuées ($Kspa$). Mais globalement, même si le transitoire est un peu modifié, aucun contrôleur ne pose véritablement de problème lors de ces phases et chacun pourrait être implémenté sur des cibles en temps réel.

On retrouve ces mêmes conclusions sur le courant de la batterie et les répartitions de puissance entre les différentes sources d'énergie, même si les dynamiques de chaque contrôleur induisent des transitoires légèrement différents. Ainsi, on observe des variations au niveau des comportements transitoires avec l'introduction d'oscillations sur la réponse de l'ESS et du générateur diesel, et donc sur la fréquence. Ceci pouvait être prévisible car, lorsqu'on réalise une réduction celle-ci ne peut pas garantir de garder le comportement exact lors des réactions transitoires.

Au niveau du gain de temps lors des expériences, celui-ci n'a pas pu être observé car les processeurs utilisés étaient suffisamment puissants. Il aurait fallu refaire des tests mais cette fois-ci avec des microcontrôleurs, afin de pouvoir constater un potentiel gain de temps.

En résumé, le comportement global et les répartitions en puissance dans le micro-réseau restent très proches quel que soit l'ordre du correcteur robuste synthétisé au chapitre précédent.

4.6. Conclusion

Ce chapitre vient conclure ces travaux de thèse avec de premiers tests de validation des performances des différents contrôleurs robustes aux conditions de fonctionnement, synthétisés dans les précédents chapitres.

Nous avons ainsi pu mettre en évidence le problème lié à la présence de retards induits par des capteurs ou le traitement en temps réel des mesures de micro-contrôleurs et démontré que cela pouvait induire une impossibilité de contrôler un tel système avec des correcteurs, tel que la H_∞ , pourtant optimisés et robustes aux incertitudes paramétriques.

Nous avons par la suite pu valider expérimentalement les différents contrôleurs robustes synthétisés par la méthode de la μ -synthèse et ceux obtenus par réduction d'ordre, et constaté les bonnes performances dynamiques lors de transitoires en petits signaux.

La situation sanitaire n'a malheureusement pas permis de poursuivre plus loin les investigations expérimentales et chercher notamment les limitations d'un tel correcteur lors de transitoires plus importants ou de conditions de fonctionnement différentes.

Il est également important de noter que le cas d'études retenu n'est finalement pas suffisamment pertinent dans la mesure où, pour les transitoires étudiés, la batterie n'est finalement pas sollicitée comme un moyen complémentaire au groupe diesel, ce dernier étant encore trop fortement sollicité. Pour pallier à cela, il serait intéressant de développer un contrôle supérieur dédié au partage de puissance des différentes sources présentes dans le système. De plus, dans notre dimensionnement du micro-réseau, nous n'avons pas pris en compte le démarrage du groupe diesel qui peut être parfois assez lent lorsque celui-ci est au repos. Il serait alors pertinent d'ajouter une supercapacité en parallèle de celui-ci, afin de l'aider lors du démarrage. Pour conclure définitivement sur ces travaux, un redimensionnement complet du micro-réseau serait indispensable, sans que cela remette en cause les performances du contrôle robuste étudié précédemment.

5. CONCLUSION GENERALE :

Ces travaux de thèse avaient pour objectif de proposer une méthodologie ainsi qu'un outil d'aide à la décision et à la conception pour améliorer la robustesse du contrôle de systèmes complexes, comme peut l'être un micro-réseau, face aux incertitudes de fonctionnement qui peuvent engendrer, lorsqu'elles ne sont pas prises en compte, une perte d'optimalité et de stabilité lors de l'implémentation en temps réel. Ainsi une démarche méthodologique, dont la généralité reste à éprouver sur d'autres cas d'études, a été proposée afin de prendre en compte les incertitudes très spécifiques pour garantir les performances et la stabilité de la fréquence d'un micro-réseau stationnaire hybride lors de l'implémentation pratique du contrôleur ou plutôt du superviseur.

Plus précisément, une démarche de modélisation pour la conception d'une commande robuste H_∞ afin de garantir la stabilité de la fréquence du système de production d'énergie hybride diesel-PV-batterie lithium-ion en mode autonome a été détaillée. Après vérification des performances de cette commande dans l'environnement de simulation Matlab®/Simulink®, nous avons pu constater que le contrôleur H_∞ synthétisé permettait de garantir 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. Cette méthodologie est générique et présente un avantage considérable pour le concepteur du fait qu'elle apporte des informations claires sur l'optimalité du contrôleur synthétisé pour un problème multiobjectifs, multicontraintes et multiconvertisseurs. Cependant, cette démarche restait à être éprouvée lors de l'implémentation pratique, où de nombreuses incertitudes sur des composants non pris en compte en amont engendrent des pertes d'optimalité voire des dysfonctionnements importants selon l'enquête réalisée dans les premiers mois de la thèse auprès d'experts.

Une démarche de modélisation d'incertitude de fonctionnement a ainsi été engagée afin de pouvoir réaliser par la suite une analyse de robustesse. L'étude s'est portée plus particulièrement sur l'incertitude de fonctionnement associée à la présence de capteurs ou des moyens de communication, et plus particulièrement à un retard sur la mesure du courant du système de stockage. En effet, c'est ce retard qui a été observé et estimé plus précisément sur le banc de test expérimental dont nous disposons pour nos travaux.

Après avoir intégré dans notre modèle une telle incertitude, nous avons effectué une première analyse de robustesse, en stabilité et en performance, de notre correcteur initial avec la méthode appelée « μ -analyse ». Nous avons ainsi montré que pour notre cas d'étude, l'incertitude associée à un retard de mesure pouvait être un réel obstacle au bon fonctionnement du système. Il semble donc indispensable d'intégrer de telles incertitudes dès la phase de conception du contrôleur, afin d'éviter toute non-conformité des performances lors d'une implémentation en temps réel. Ainsi, grâce à l'outil appelé « μ -analyse », le concepteur peut anticiper efficacement et méthodiquement de potentiels problèmes lors de l'implémentation en temps réel de son correcteur.

Au-delà du constat et du travail d'anticipation qui sont ainsi proposés, nous avons évalué une méthode de synthèse plus sophistiquée, appelée « μ -synthèse », afin d'intégrer la source d'incertitude dès la phase de conception du correcteur. Cet outil de co-design, i.e. associant très

étroitement dimensionnement et commande du système, permet d'aider le concepteur du système à garantir les contraintes de stabilité et de performances lors de l'implémentation temps réel, lorsque le correcteur H_∞ seul est insuffisant en termes de robustesse. Cet outil a été relativement peu utilisé en génie électrique ces dernières années du fait de sa complexité, mais a permis de garantir les performances du système en présence d'incertitudes peu ou mal identifiées. De plus, le correcteur calculé ainsi est toujours optimal et donne une information pertinente pour le concepteur afin de savoir s'il est possible ou non de contrôler un système pour un cahier des charges et des spécifications dynamiques donnés.

Cependant, lors des tests réalisés en simulation, nous avons pu constater que le correcteur obtenu via la « μ -synthèse » n'est optimal que lorsque le système est caractérisé par des incertitudes réelles sur les capteurs. Il est donc contre-productif d'utiliser ces correcteurs en absence de telles incertitudes ; il est donc important du point de vue méthodologique d'effectuer l'analyse de robustesse avant de recourir à la méthode de « μ -synthèse ». Néanmoins, en cas de doute sur les capteurs utilisés, l'approche permet d'améliorer incontestablement les propriétés de la commande robuste. Cette méthode a ainsi permis de proposer des correcteurs robustes en performances face à des sources d'incertitudes dynamiques de fonctionnement et de donner des outils de dimensionnement permettant au concepteur de fixer des contraintes à l'équipementier fournissant les capteurs.

L'un des inconvénients du contrôle robuste est associé à l'ordre des correcteurs obtenus, qui peut s'avérer élevé (la plupart du temps, l'ordre du correcteur correspond à celui du système à commander augmenté de celui des gabarits de performances), ce qui peut être un frein à l'implémentation en temps réel. Il est donc préférable d'adopter des méthodes de réduction d'ordre afin de choisir celle qui sera la plus pertinente en termes de conservation des performances et de la robustesse du système en boucle fermée. Nous avons repris différentes méthodes de réduction d'ordre classiques et évalué leurs performances. Notre étude a ainsi permis de proposer au concepteur de l'architecture de contrôle ou de l'EMS une aide générique dans le choix de ces décisions.

Après avoir analysé et testé en simulation chaque stratégie de contrôle de fréquence proposée dans ce mémoire, nous avons procédé à leur évaluation sur un banc de test hybride temps réel, présent à l'entreprise SAFT[®] à Bordeaux. Ce banc d'essais intégrant composants réels et émulés, est un outil puissant et flexible qui nous a permis de corroborer nos analyses et résultats vus précédemment. Nous avons ainsi pu constater la présence de retards importants sur le banc liés aux retards dans la chaîne de transmission des informations, retards entraînant de nombreux problèmes de performances avec la commande H_∞ . Le contrôle obtenu avec la méthode de « μ -synthèse » quant à elle a montré ses performances et confirmé la théorie. Les correcteurs d'ordre réduit, obtenus avec les différentes méthodes de réduction d'ordre évaluées dans ces travaux, ont induit des petites perturbations sur les grandeurs commandées, notamment lors des régimes transitoires, mais sans que cela ait trop d'impact sur la dynamique du système entier.

Des pistes d'amélioration et d'autres voies de recherches ont cependant été identifiées au terme de ces travaux de thèse :

A court terme, il semble indispensable d'évaluer la généricité de la méthode sur d'autres cas d'études. Celui retenu dans ces travaux mériterait ainsi d'être revu afin de réduire la

participation du groupe diesel au profil du dispositif de stockage, ou, du-moins, évaluer les résultats obtenus pour différents points de fonctionnement. Rappelons ainsi que la commande robuste présente de nombreux avantages mais a aussi un inconvénient : elle n'est valable qu'en régime linéaire, soit pour de petites variations autour d'un point de fonctionnement. Dans le cas où la robustesse ne serait plus valable pour d'autres points de fonctionnement, nous pourrions alors envisager d'évaluer la pertinence d'une commande robuste LPV (Linear Parameter Variant) ou Linéaire à Paramètres Variants et de l'associer avec la « μ -synthèse »

Nous avons eu la chance de bénéficier d'un émulateur en temps réel de micro-réseaux sur lequel de tests ont permis de valider nos travaux théoriques. De nombreuses autres expérimentations seraient néanmoins pertinentes pour évaluer plus complètement la pertinence et le domaine de validité de ces travaux. Nous pourrions ainsi travailler avec le vrai système de stockage plutôt que son émulateur afin d'évaluer les impacts de la commande sur la batterie et vice-versa avec son fonctionnement réel.

Dans notre cas d'étude, le système de stockage était directement contrôlé par un onduleur, or, il existe d'autres configurations pour interfacer et contrôler la batterie. En perspectives, nous pourrions ainsi déployer la méthodologie sur différentes configurations, avec notamment celle consistant à contrôler le courant de la batterie avec un hacheur. Il serait intéressant de voir si la topologie du système a un rôle dans la sensibilité de la commande face aux incertitudes de fonctionnement évaluées dans le document.

Dans ces travaux, l'analyse approfondie de l'évolution de la valeur structurée (la grandeur μ calculé lors de la « μ -analyse ») en fonction des paramètres du cahier des charges, tel que le dépassement ou le temps de réponse, n'a pas été réalisée. En effet, les brusques variations observées pour de faibles dépassements ou pour des temps de réponse plus longs, n'ont pas trouvé d'explication physique. Il serait intéressant d'essayer d'approfondir et de chercher à corréliser la dépendance des paramètres du cahier des charges, et par conséquent celle des normes imposées par le grid code, avec celle des valeurs singulières. Ceci pourrait alors donner une information approfondie sur l'impact réel des normes sur les micro-réseaux et améliorer sensiblement notre démarche de co-design pour le concepteur du système

D'autres incertitudes de fonctionnement, remontées dans l'enquête de terrain auprès des expertes, pourraient également être investiguées. Nous souhaiterions notamment prendre en compte les incertitudes de fonctionnement survenant dans le temps, comme le vieillissement de certains composants critiques (convertisseur d'électronique de puissance, batteries) et potentiellement adapter les performances du contrôle afin d'améliorer leur robustesse. D'autres incertitudes pourraient être pris en compte, comme ceux associés aux boucles à verrouillage de phase permettant l'estimation de la fréquence du réseau. Une étude pourra, par la suite, être faite sur l'importance d'évaluer la faisabilité et les implications de prendre en compte en même temps plusieurs incertitudes.

Enfin, et à plus long terme, l'une des ambitions initiales de la thèse était de proposer au concepteur un outil générique de commande robuste d'un système, que ce dernier présente ou non des incertitudes de fonctionnement. Cependant nous avons pu constater qu'augmenter la complexité du contrôle n'était utile et pertinent que si le système présentait réellement cette incertitude. Le cas échéant, cela pouvait même être « contre-productif ». Une perspective serait

donc de développer un contrôle intelligent d'identification des incertitudes de fonctionnement sur le modèle de ceux utilisés en tolérance aux défauts actifs. Le contrôle pourrait ainsi s'adapter en fonction de la présence ou non d'incertitude, afin de garantir l'optimalité des performances en fonction des conditions réelles du système, voire les adapter en les dégradant en fonction de l'état du système, au bénéfice de sa robustesse et donc de son adaptabilité.

Annexes

Paramètres du micro-réseau étudié

Symbole	Descriptif	Valeurs	Unités
Micro-réseau			
S_b	La puissance de base	50	kVA
H	L'énergie cinétique équivalente	50	kW.s
Générateur Diesel			
P_{diesel}	Puissance active	9	kW
T_{diesel}	Temps de réponse	1	s
S_{diesel}	Valeur du statisme	$5 * 10^{-5}$	Hz/kW
Panneaux photovoltaïques			
P_{PV}	Puissance active	1	kW
Charge			
P_{charge}	Puissance active	10	kW
D_{charge}	Constante d'amortissement de la charge	0	kW/Hz

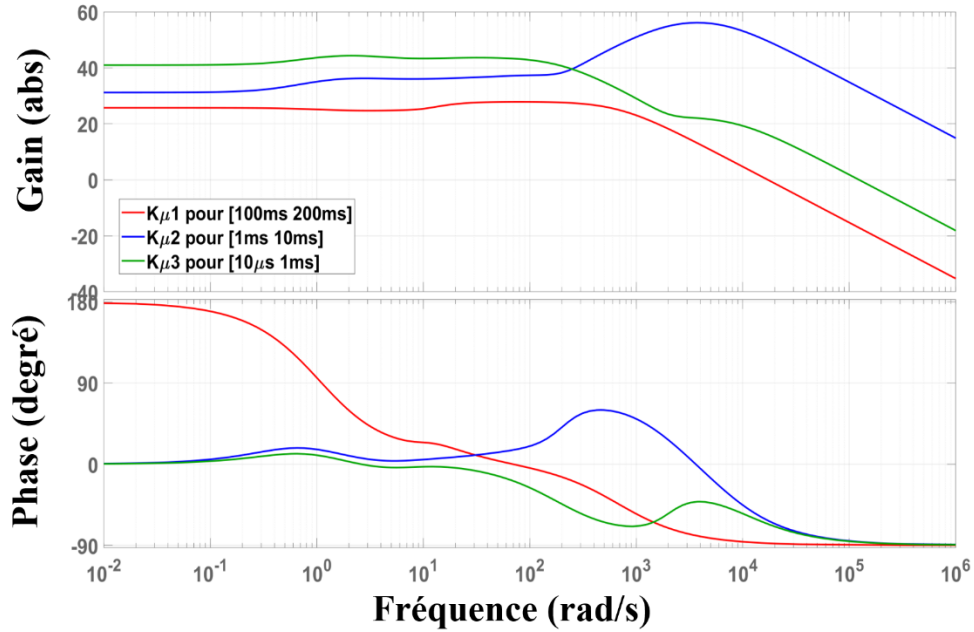
Symbole	Descriptif	Valeurs	Unités
1 élément électrochimique (SOC=40%, Température à 25C°)			
E_o	Potentiel électrochimique	3,6	V
C_r	Capacité décrivant la réponse transitoire	14,4	kF
R_d	Résistance représentant la polarisation	0,47	mΩ
R_r	Résistance ohmique de la cellule	0,75	mΩ
R_{eod}	Résistance de limitation cinétique	0	Ω
$R_{contact}$	Résistance de contact entre les cellules	0,2	mΩ
Valeur de la batterie			
n_{ms}	Nombre de module en série	30	/
n_s	Nombre d'éléments en série (1 branche)	7	/
n_p	Nombre de branche en parallèle	2	/
V_{max}	Tension maximum	867	V
V_{min}	Tension minimum	630	V
I_{max}	Courant maximum	200	A
C_{bat}	Capacité	60	Ah
P_{batmax}	Puissance maximum	80	kW
Bus DC			
V_{dc}	Tension du bus	780	V
C_{dc}	Capacité du bus	1	mF
Onduleur triphasée			
f_{sc}	Fréquence de commutation	4,8	kHz
I_{ondmax}	Courant maximum	180	A
P_{ondmax}	Puissance maximum	80	kW
Filtre de sortie			
L_f	Inductance du filtre	0,33	mH
C_f	Capacité du filtre	120	μF
L_t	Inductance coté réseau	0.14	mH

Unité normalisée : « *per unit* »

Symbole et Expression	Descriptif	Valeurs	Unités
S_b	La puissance de base	50	kVA
$f_b = f_{réseau}^{ref}$	La fréquence de base	50	Hz
$\omega_b = 2\pi * f_b$	Pulsation de base	100π	rad/s
Coté DC			
V_{bDC}	Tension de base	400	V
$I_{bDC} = \frac{S_{bDC}}{V_{bDC}}$	Courant de base	125	A
$Z_{bDC} = \frac{V_{bDC}^2}{S_{bDC}}$	Impédance de base	3,2	Ω
$C_{bDC} = \frac{1}{\omega_{bDC} * Z_{bDC}}$	Capacité de base	0.1	mF
$L_{bDC} = \frac{Z_{bDC}}{\omega_{bDC}}$	Inductance de base	10,2	mH
Coté AC			
$U_{bAC} = \sqrt{3} V_{bAC}$	Tension de base	400	V
$I_{bAC} = \frac{S_{bAC}}{\sqrt{3} U_{bAC}}$	Courant de base	72,2	A
$Z_{bAC} = \frac{U_{bDC}^2}{S_{bDC}}$	Impédance de base	3,2	Ω
$C_{bAC} = \frac{1}{\omega_{bAC} * Z_{bAC}}$	Capacité de base	0.1	mF
$L_{bAC} = \frac{Z_{bAC}}{\omega_{bAC}}$	Inductance de base	10,2	mH

Contrôles obtenus par μ -synthèse

Diagramme de Bode



$$K_{\mu 1} = \frac{1,7 * 10^4 s^{10} + 7,6 * 10^5 s^9 + 1,5 * 10^7 s^8 + 1,8 * 10^8 s^7 + 1,3 * 10^9 s^6 + 6,2 * 10^9 s^5 + 1,8 * 10^{10} s^4 + 3,6 * 10^{10} s^3 + 3,2 * 10^{10} s^2 - 4,9 * 10^{10} s - 9,4 * 10^{10}}{s^{11} + 7,4 * 10^2 s^{10} + 3,7 * 10^4 s^9 + 8,3 * 10^5 s^8 + 1,1 * 10^7 s^7 + 9,5 * 10^7 s^6 + 5,3 * 10^8 s^5 + 2 * 10^9 s^4 + 5,5 * 10^9 s^3 + 1,1 * 10^{10} s^2 + 1,1 * 10^{10} s + 4,9 * 10^9}$$

$$K_{\mu 2} = \frac{5,6 * 10^6 s^{10} + 2,9 * 10^9 s^9 + 7,2 * 10^{11} s^8 + 9,2 * 10^{13} s^7 + 4,6 * 10^{15} s^6 + 7,8 * 10^{16} s^5 + 6 * 10^{17} s^4 + 2,4 * 10^{18} s^3 + 6,4 * 10^{18} s^2 + 1,2 * 10^{19} s + 4,7 * 10^{18}}{s^{11} + 9,1 * 10^3 s^{10} + 1,8 * 10^7 s^9 + 6,6 * 10^9 s^8 + 1,1 * 10^{12} s^7 + 6,4 * 10^{13} s^6 + 1,2 * 10^{15} s^5 + 9,5 * 10^{15} s^4 + 3,9 * 10^{16} s^3 + 1,1 * 10^{17} s^2 + 2,1 * 10^{17} s + 1,3 * 10^{17}}$$

$$K_{\mu 3} = \frac{1,2 * 10^5 s^8 + 5,9 * 10^8 s^7 + 1,1 * 10^{12} s^6 + 1,2 * 10^{15} s^5 + 2 * 10^{16} s^4 + 1,1 * 10^{17} s^3 + 3,1 * 10^{17} s^2 + 8 * 10^{17} s + 3,9 * 10^{17}}{s^9 + 1,3 * 10^8 s^8 + 3,7 * 10^7 s^7 + 4,7 * 10^{10} s^6 + 8,4 * 10^{12} s^5 + 1,4 * 10^{14} s^4 + 6,9 * 10^{14} s^3 + 2,2 * 10^{15} s^2 + 5,1 * 10^{15} s + 3,5 * 10^{15}}$$

Contrôles obtenus par différentes méthodes de réduction d'ordre du contrôle $K_{\mu 1}$

$$K_{hankel} = \frac{1,7 * 10^4 s^4 + 3,3 * 10^5 s^3 + 3,1 * 10^6 s^2 + 1,1 * 10^7 s - 1,7 * 10^7}{s^5 + 713 s^4 + 1,8 * 10^4 s^3 + 2,1 * 10^5 s^2 + 1,1 * 10^6 s + 8,8 * 10^5}$$

$$K_{truncature} = \frac{1,7 * 10^4 s^4 + 3,2 * 10^5 s^3 + 3,1 * 10^6 s^2 + 1 * 10^7 s - 1,6 * 10^7}{s^5 + 713,2 s^4 + 1,8 * 10^4 s^3 + 2 * 10^5 s^2 + 1 * 10^6 s + 8,5 * 10^5}$$

$$K_{spa} = \frac{0,7 s^3 + 1,6 * 10^4 s^2 + 1,8 * 10^5 s - 2,4 * 10^5}{s^3 + 625,4 s^2 + 1,3 * 10^4 s + 1,2 * 10^4}$$

Towards a robust control adaptive to real-time conditions of a microgrid

Key-words: robust control, modelling uncertainties, microgrid, design methodology, decision-making tools

ABSTRACT: The current energy transition is accompanied by the development of microgrids to support massive implementations of renewable electricity generation systems and improve the network reliability. However, this leads to strong constraints on the management and sizing of these networks, in order to optimize their performance and make them more reliable as regards high level of uncertainties related to real-time operation. Very often, optimization of an energy management strategy is degraded or lost in its practical implementation, because of the real-life behaviour of the components used to drive or measure quantities, such as sensors. The aim of this thesis is to propose a methodology and decision-making tools for a microgrid designer, so that these functional uncertainties are integrated already at the design stage, in order to guarantee the most optimal and robust control in real situations.

The chosen case study consists of controlling an energy storage system in order to participate to the primary frequency control of a standalone microgrid, subject to perturbations due to variations of the load or/and photovoltaic production. In the first part, the thesis presents the design of the “*H-infinity*” robust frequency control of the given microgrid, without taking into account the uncertainties related to the implementation in the (nearly) real-time conditions. The strategy has been based on dynamic criteria imposed by the European “*grid code*”. Simulations have allowed us to validate the performance criteria obtained without taking into account uncertainties.

The second part of the thesis presents a methodology of modelling functional uncertainties, to allow a designer to model uncertain dynamic behaviours, related to the presence of some indispensable components. Here, we consider the functional uncertainties related to an uncertain delay from a sensor that is really employed in the studied system. After the modelling of this uncertainty, we use a “ *μ -analysis*” tool to evaluate the robustness of the system with the corresponding corrector. We thus prove the importance of taking into account the given uncertainty when designing the corrector, in order to guarantee the desired dynamic performance. The “ *μ -analysis*” tool helps designer in his decisions and allows him to predict potential future problems in the real-time implementation of the corrector, which at least degrades the optimality of the control.

In order to ensure stability and dynamic performance of the studied system in presence of functional uncertainties, we generate a robust control using the “ *μ -synthesis*” method. This method allows us to take into account the uncertainties already at the design stage of the controller. The new control is validated by simulations and its performance compared to the previous one. As robust correctors are generally of high order, their complexity becomes an obstacle for practical implementation, in particular for embedded systems. Therefore, order reduction techniques are employed to provide a more favourable solution.

The last part of the thesis presents experimental results that highlight its scientific content, namely the loss of optimality of a corrector, and validate design of a robust controller that integrates real-time components already at the conception phase.

The thesis thus proposes a new design framework for the control of microgrids or electric systems.

Vers une commande robuste adaptative aux conditions temps réel d'un micro-réseau

Mots-clés : Contrôle Robuste, Incertitudes de modélisation, Micro-réseau, Méthodologie de conception, Outil d'aide à la décision

RESUME : La transition énergétique actuelle est accompagnée par 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 avec un fort taux d'incertitudes liées au fonctionnement en temps réel. Bien souvent, l'optimisation d'une stratégie de gestion d'énergie est dégradée ou perdue lors de son implémentation pratique du fait du comportement réel des composants utilisés pour le pilotage ou la mesure des grandeurs, comme les capteurs. Cette thèse a pour objectif de proposer une méthodologie et des outils d'aide à la décision, pour un concepteur de micro-réseau, de manière à intégrer dès la phase de conception ces incertitudes de fonctionnement afin de garantir le contrôle le plus optimal et robuste possible en situation réelle.

Le cas d'étude retenu consiste à contrôler un système de stockage d'énergie pour participer au contrôle primaire de la fréquence d'un micro-réseau insulaire, confronté à des perturbations liées à des variations de charge ou/et de production photovoltaïque. Dans une première partie, la thèse présente la conception d'un contrôle robuste « *H-infini* » de la fréquence d'un micro-réseau donné, sans tenir compte des incertitudes liées à la mise en œuvre dans des conditions proches du temps réel. Cette stratégie a été élaborée à partir de critères dynamiques imposés par le « *grid code* » européen. Des simulations ont permis de valider les critères de performance obtenues sans prendre en compte d'incertitude.

Dans une seconde partie, une méthodologie de modélisation d'incertitude de fonctionnement est présentée afin de permettre au concepteur de pouvoir modéliser des comportements incertains dynamiques, liés à la présence de certaines composants indispensables. Dans cette thèse, les incertitudes de fonctionnement sont associées au retard incertain provenant de capteur de mesure réellement présent dans le système étudié. Après l'étape de modélisation de l'incertitude, un outil d'analyse appelé « *μ -analyse* » est utilisé afin de réaliser une analyse de robustesse du système avec ce correcteur, prouvant l'importance de la prise en compte de cette incertitude lors de la conception du correcteur pour garantir les performances dynamiques souhaitées. Cet outil permet d'aider le concepteur dans ses décisions et de prévoir de potentiels futurs problèmes lors de l'implémentation de correcteur en temps réel, pouvant être à minima une perte d'optimalité du contrôle.

Afin de garantir la stabilité et les performances dynamiques du système étudié avec la présence d'incertitudes de fonctionnement, une commande robuste est alors synthétisée avec la méthode dite de « *μ -synthèse* ». Celle-ci permet de prendre en compte les incertitudes dès la phase de conception du contrôleur. Une validation sous simulation est faite, ainsi qu'une comparaison avec la commande précédente. Les correcteurs robustes étant généralement d'ordre élevés, ceci devient un obstacle lors de l'implémentation, surtout pour des applications embarquées. Alors, des techniques de réduction d'ordre sont mises en œuvre pour proposer une solution plus favorable à cela.

La dernière partie de la thèse présente des résultats expérimentaux permettant de mettre en évidence sa problématique scientifique, soit la perte d'optimalité d'un correcteur, et de valider la synthèse de contrôleurs robustes intégrant les composants temps réel dès la phase de conception.

La thèse propose ainsi un nouveau cadre de conception pour le contrôle des micro-réseaux ou des systèmes électriques.

Bibliographie

- [1] Smart Grids - Le site édité par la CRE, « Les microgrids ». [en ligne]. Disponible sur : <https://www.smartgrids-cre.fr/encyclopedia/les-microgrids>.
- [2] IEA ,« World Energy Outlook 2019», World Energy Outlook Special Reports, 810pages.
- [3] Interreg Mediterranean Pegasus, « 7 Microgrid PILOTS ». [en ligne]. Disponible sur : <https://pegasus.interreg-med.eu/7-microgrid-pilots/> .
- [4] IEA, « Africa Energy Outlook 2019 », World Energy Outlook Special Reports, 288pages.
- [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] W. Su et J. Wang, « Energy Management Systems in Microgrid Operations », *The Electricity Journal*, vol. 25, no 8, pp. 45-60, octobre 2012.
- [7] E.-K. Lee et al. , «Design and Implementation of a Microgrid Energy Management System », *Sustainability*, vol 8, p1143, 2016.
- [8] F. Katiraei, R. Iravani, N. Hatziargyriou, et A. Dimeas, «Microgrids Management », *Power Energy Mag. IEEE*, vol. 6, p. 54-65, juin 2008.
- [9] F. Martin-Martínez, A. Sánchez-Miralles, et M. Rivier, « A Literature Review of Microgrids: A Functional Layer Based Classification », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol 62, p1133-53, septembre 2016.
- [10] C. J. Daly et al., « PicoGrid Smart Home Energy Management System », in *SoutheastCon 2018*, p1-3, 2018.
- [11] H. Khadilkar et al., « DC Picogrids as power backups for office buildings », in *2014 IEEE International Conference on Smart Grid Communications (SmartGridComm)*, p157-62, 2014.
- [12] Y. T. Quek, W. L. Woo, et T. Logenthiran, « Smart Sensing of Loads in an Extra Low Voltage DC Pico-Grid Using Machine Learning Techniques », *IEEE Sensors Journal*, vol. 17, n° 23, p7775-83, décembre 2017.
- [13] IRENA, « Off-grid renewable energy systems: Status and methodological issues ». Tech.. 2015. [en ligne]. Disponible sur: <https://www.irena.org/publications/2015/Feb/Off-grid-renewable-energy-systems-Status-and-methodological-issues> .
- [14] D. Y. Yamashita, I. Vechiu, et J.-P. Gaubert, « A Review of Hierarchical Control for Building Microgrids », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 118, p109523, février 2020.
- [15] D. Burmester et al., « A Review of Nanogrid Topologies and Technologies », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 67, p760-75, janvier 2017.
- [16] S. C. Joseph et al., « Smart Power Management for DC Nanogrid Based Building », in *2018 IEEE Recent Advances in Intelligent Computational Systems (RAICS)*, 2018, p142-46.
- [17] Adam Hirsch, Yael Parag, et Josep Guerrero, « Microgrids: A Review of Technologies, Key Drivers, and Outstanding Issues », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 90, p402-11, juillet 2018.

-
- [18] M. A. Jirdehi et al. , « Different Aspects of Microgrid Management: A Comprehensive Review », *Journal of Energy Storage*, vol. 30 , p101457, août 2020.
- [19] N. M. Tabatabaei, E. Kabalci, et N. Bizon, « Microgrid Architectures, Control and Protection Methods, Power Systems », *Springer International Publishing*, 2020, 781pages.
- [20] B. Nordman, « Local grid definitions ». Tech. rep. Smart Grid Interoperability Panel, *Home Building and Industrial Working Group*, 2016
- [21] E. Hossain et al., « Microgrid Testbeds around the World: State of Art », *Energy Conversion and Management*, vol. 86, p132-53, octobre 2014.
- [22] M. F. Zia, E. Elbouchikhi, et M. Benbouzid, « Microgrids Energy Management Systems: A Critical Review on Methods, Solutions, and Prospects », *Applied Energy*, vol. 222, p1033-55, juillet 2018.
- [23] UGA, Grenoble INP, « Campus GIANT: Bâtiment innovant GreEn-ER ». [en ligne]. Disponible sur : <https://ense3.grenoble-inp.fr/fr/l-ecole/batiment-green-er> .
- [24] Rev3, Laboratoire AVENUES, « projet : Micro-réseau électrique intelligent (microgrid) intégré au bâtiment ». [en ligne]. Disponible sur : <https://rev3-energie.fr/project/micro-reseau-electrique-intelligent-microgrid-integre-batiment-infrastructure-urbaine-dediee-a-recharge-vehicules-electriques-ves/> .
- [25] A. Mohammed et al., « AC Microgrid Control and Management Strategies: Evaluation and Review », *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 6, n° 2 p18-31, juin 2019.
- [26] D. E. Olivares et al., « Trends in Microgrid Control », *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, no. 4, 2014, p1905–19.
- [27] P. Gaur, et S. Singh, « Investigations on Issues in Microgrids », *Journal of Clean Energy Technologies*, vol. 5, no. 1, p. 47-51, Janvier 2017.
- [28] M. Mahmoud, « Microgrid Advanced Control Methods and Renewable Energy System Integration », *Elsevier*, October 2016, 398 pages.
- [29] E. Unamuno et J. A. Barrena, « Hybrid Ac/Dc Microgrids—Part II: Review and Classification of Control Strategies », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 52, p1123-34, décembre 2015.
- [30] H. Fontenot et B. Dong, « Modeling and Control of Building-Integrated Microgrids for Optimal Energy Management – A Review », *Applied Energy*, vol. 254, p113689, novembre 2019.
- [31] A. Bidram et A. Davoudi, « Hierarchical structure of microgrids control system », *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, no.4, 2012, pp. 1963.
- [32] L. Ortiz et al., « A Review on Control and Fault-Tolerant Control Systems of AC/DC Microgrids », , vol. 6, n° 8, août 2020.
- [33] S. Sen, V. Kumar, « Microgrid control: A comprehensive survey », *Annual Reviews in Control* , vol. 45, 2018, p118–151.
- [34] T. Morstyn, B. Hredzak, et V. G. Agelidis, « Control Strategies for Microgrids With Distributed Energy Storage Systems: An Overview », *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, n° 4, juillet 2018, p3652-66.

-
- [35] H. Farias de Barros, « Modeling and design of a virtual inertia-based grid-forming control for a remoted microgrid ». Mémoire de master, Ense3 - Grenoble INP, Université Grenoble Alpes, 2020, 25pages.
- [36] F. Blaabjerg et al. « Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.53, no.5, 2006, pp. 1398-1409.
- [37] O. Palizban et K. Kauhaniemi. « Hierarchical control structure in microgrids with distributed generation: Island and grid-connected mode », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 44, 2015, pp. 797-813.
- [38] T. L. Vandoorn et al., « Review of Primary Control Strategies for Islanded Microgrids with Power-Electronic Interfaces », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 19, mars 2013, p 613-28.
- [39] E. Rokrok, M. Shafie-khah, et J. P. S. Catalão, « Review of Primary Voltage and Frequency Control Methods for Inverter-Based Islanded Microgrids with Distributed Generation », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 82, février 2018, p 3225-35.
- [40] A. Alfergani et A. Khalil, « Modeling and control of master-slave microgrid with communication delay », in *2017 8th International Renewable Energy Congress (IREC)*, 2017, p1-6.
- [41] Y. Xing, L. Huang, et Y. Yan, « Redundant parallel control for current regulated inverters with instantaneous current sharing », *IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03.*, vol. 3, 2003, p1438-42.
- [42] U. B. Tayab et al., « A Review of Droop Control Techniques for Microgrid », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 76, septembre 2017, p717-27.
- [43] S. K. Sahoo, A. K. Sinha, et N. K. Kishore, « Control Techniques in AC, DC, and Hybrid AC–DC Microgrid: A Review », *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol.6, n° 2, juin 2018, p738-59.
- [44] S. Malik et al., « Voltage and Frequency Control Strategies of Hybrid AC/DC Microgrid: A Review », *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol.11, octobre 2016.
- [45] J. M. Guerrero et al., « Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids—A General Approach Toward Standardization », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, n° 1, janvier 2011, p158-72.
- [46] W. Shi, E. Lee, D. Yao, R. Huang, C. Chu, and R. Gadh, « Evaluating Microgrid Management and Control with an Implementable Energy Management System », *IEEE SmartGridComm*, 2014.
- [47] Y. E. García Vera, R. Dufo-López, et J. L. Bernal-Agustín, « Energy Management in Microgrids with Renewable Energy Sources: A Literature Review », *Applied Sciences*, vol. 9, n° 18, janvier 2019, p3854.
- [48] S. M. Nosratabadi, R.-A. Hooshmand, et E. Gholipour, « A Comprehensive Review on Microgrid and Virtual Power Plant Concepts Employed for Distributed Energy Resources Scheduling in Power Systems », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 67, janvier 2017, p341-63.
- [49] M. S. Mahmoud, N. M. Alyazidi, et M. I. Abouheaf, « Adaptive Intelligent Techniques for Microgrid Control Systems: A Survey », *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* vol. 90, septembre 2017, p292-305.
- [50] J. Hu et al., « Model Predictive Control of Microgrids – An Overview », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol.136, février 2021, p110422.

-
- [51] C. Bordons, F. Garcia-Torres, et M. Ridao, « Model Predictive Control of Microgrids, Advances in Industrial Control », *Springer International Publishing*, 2020, 266 pages.
- [52] T. B. Lopez-Garcia, A. Coronado-Mendoza, et J. A. Domínguez-Navarro, « Artificial Neural Networks in Microgrids: A Review », *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, vol. 95, octobre 2020, p103894.
- [53] M. A. Shahab et al., « Distributed Consensus-Based Fault Tolerant Control of Islanded Microgrids », *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol.11, n° 1, janvier 2020, p37-47.
- [54] M. Blanke et al., « Diagnosis and Fault-Tolerant Control », 2^e éd., *Berlin Heidelberg: Springer-Verlag*, 2006, 695pages.
- [55] H. Bevrani, M. R. Feizi, et S. Ataee, « Robust Frequency Control in an Islanded Microgrid: Hinfinité and μ -Synthesis Approaches », *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol.7, n° 2, mars 2016, p706-17.
- [56] 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.
- [57] 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.
- [58] 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, n° 10, octobre 2014, p5605-19.
- [59] S. A. Taher et al., « A New Approach for Soft Synchronization of Microgrid Using Robust Control Theory », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 32, n° 3, juin 2017, p1370-81.
- [60] A. Nadal, « Influence des incertitudes sur l'optimisation technico-économique de systèmes énergétiques hybrides », Thèse, Université Grenoble Alpes, 2019.
- [61] C. M. Belcastro, « Parametric uncertainty modeling: an overview », in *Proceedings of the 1998 American Control Conference. ACC (IEEE Cat. No.98CH36207)*, vol. 2, 1998, p992-96.
- [62] I. Equixor, « La méthode QQQCCP, un outil d'analyse », *Techniques de l'ingénieur*, Réf. :0447, 2016, 6.
- [63] I. Prodan et E. Zio, « A Model Predictive Control Framework for Reliable Microgrid Energy Management », *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 61, octobre 2014 p399-409.
- [64] P. Vedel, « Diagramme causes-effets d'Ishikawa », *Techniques de l'ingénieur*, Réf. :0585, 2012, 6.
- [65] A. Cagnano, E. De Tuglie, et P. Mancarella, Microgrids: « Overview and Guidelines for Practical Implementations and Operation », *Applied Energy*, vol. 258, janvier 2020, p114039.
- [66] 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, n° 6, 2019, p126.
- [67] B. Patnaik et al., « AC Microgrid Protection – A Review: Current and Future Prospective », *Applied Energy*, vol. 271, août 2020, p115210.

-
- [68] K. Zhou, J. C. Doyle, et K. Glover, « Robust and Optimal Control », *Prentice Hall*, New Jersey, 1995, 616 pages.
- [69] S. Skogestad et I. Postlethwaite, « Multivariable Feedback Control Analysis and Design », *Wiley*, *second edition*, 2005, 574pages
- [70] G. Duc et S. Font, « Commande H_∞ et μ -analyse, des outils pour la robustesse », *Hermes Science Publication*, 1999, 122pages.
- [71] 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>
- [72] M. Sautreuil, « La robustesse: Une nouvelle approche pour l'intégration des systèmes de génération aéronautique », Thèse, Université Joseph Fourier, 2009.
- [73] D. Hernandez –Torres, « Commande Robuste de Générateurs Électrochimiques Hybrides », Thèse, Université Grenoble Alpes, 2011.
- [74] G. M. A. Delille, « Contribution du Stockage à la Gestion Avancée des Systèmes Électriques : approches Organisationnelles et Technico-économiques dans les Réseaux de Distribution », Thèse, Ecole Centrale de Lille, 2010.
- [75] F. Kremer, « Amélioration de l'opérabilité des centrales électriques par l'intégration d'un système de stockage d'énergie. » Thèse, Université de Lorraine, 2021.
- [76] D. W. Gao, « Energy storage for sustainable microgrid », *Academic, Elsevier*, 2015 , 152pages.
- [77] A. A. Khodadoost Arani, G. B. Gharehpetian, et M. Abedi, Review on Energy Storage Systems Control Methods in Microgrids », *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 107, mai 2019, p745-57.
- [78] M. Faisal et al., « Review of Energy Storage System Technologies in Microgrid Applications: Issues and Challenges », *IEEE Access*, vol. 6, 2018, p35143-64.
- [79] Y. Ghanty, « Etude Du Lien Entre La Fréquence et Les Puissances Actives Pour Le Dimensionnement d'un Micro-réseau Alternatif Îloté Avec Sources d'énergie Renouvelables », Thèse, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2018.
- [80] O. Palizban et K. Kauhaniemi, « Energy storage systems in modern grids—Matrix of technologies and applications », *Journal of Energy Storage*, vol. 6, p248–259, 2016.
- [81] M. Carpintero-Rentería, D. Santos-Martín et Josep M. Guerrero, « Microgrids Literature Review through a Layers Structure », *Energies*, vol. 12, n° 22, janvier 2019, p4381.
- [82] X. Luo et al., « Review of Voltage and Frequency Grid Code Specifications for Electrical Energy Storage Applications », *Energies* 11, n° 5 (mai 2018): p1070.
- [83] 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.
- [84] P. Kundur, « Power System Stability and Control », *McGraw-Hill*, 1994, p1176.
- [85] C. Gomgert, « Simulation temps-réel des dispositifs d'électronique de puissance dédiés aux réseaux d'énergie électrique », Thèse, Institut national polytechnique de Grenoble, 2005.

-
- [86] É. Rocquigny, N. Devictor, S. Tarantola, « Uncertainty Settings and Natures of Uncertainty », *In: Uncertainty in Industrial Practice. John Wiley & Sons*, 2008.
- [87] Jiravan Mongkoltanatas, « Energy Storage for Stability of Microgrids » Thèse, Université de Grenoble, 2014.
- [88] K. Zhou et J. C. Doyle, « Essentials of Robust Control », *Prentice Hall*, 1997, 432pages.
- [89] J.-M. Dion, C. Commault, et D. H. Trinh, « Sensor Classification for the Disturbance Rejection by Measurement Feedback Problem », *IFAC Proceedings*, vol. 41, no 2, 2008, p11299-303.
- [90] S.-I. Niculescu, « Delay Effects on Stability: A Robust Control Approach, Lecture Notes in Control and Information Sciences », *Springer-Verlag*, 2001, XVI, p388.
- [91] P. Lundström, « Studies on Robust Multivariable Distillation Control, University of Trondheim », These, the Norwegian Institute of Technology, Juillet 1994.
- [92] Z.Q. Wang, P. Lundström, et S. Skogestad, « Representation of uncertain time delays in the H_∞ framework », *International Journal of Control*, vol. 59, no 3, mars 1994, p627-38.
- [93] O. Mouhib, « (In-)validation de modèles de systèmes incertains », Thèse, Université Paris XI Orsay, Paris, Supélec, France, 2004.
- [94] R. Matušů, B. Şenol, C. Yeroğlu, « Linear systems with unstructured multiplicative uncertainty: Modeling and robust stability analysis », *PLoS ONE 12(7): e0181078*, 2017.
- [95] A. Packard et J. C. Doyle, « The Complex Structured Singular Value », *Automatica*, vol. 29, janvier 1993.
- [96] G. J. Balas, J. C. Doyle, K. Glover et al., « μ -Analysis and Synthesis Toolbox User's Guide », *MathWorks Natick*, 1993.
- [97] H. Bevrani, B. Francois et T. Ise, « Microgrid Dynamics and Control », *Wiley*, 2017, 684pages.
- [98] H. Zebiri, « Hinf-Linear Parameter Varying Controllers Order Reduction : Application to semi-active suspension control », Thèse, Université de Haute Alsace - Mulhouse, 2016.
- [99] L. Kong, « Controller reduction for linear systems », Thèse , Louisiana State University, 2012.
- [100] P. Goddard, « Performance-Preserving Controller Approximation », Thèse, Trinity College Cambridge, 1995.
- [101] S. Gugercin et A. C. Antoulas, « A comparative study of 7 algorithms for model reduction », *in Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control (Cat. No.00CH37187)*, vol. 3, 2000, p2367-72.
- [102] G. Obinata et B. D. O. Anderson, « Model Reduction for Control System Design, Communications and Control Engineering », *London: Springer-Verlag*, 2001, 188pages.
- [103] O. Bachelier, « Cours d'automatique : représentations d'état linéaires des systèmes monovariabiles », Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Poitiers (ENSIP), 2017. [en ligne]. Disponible sur : https://www.lias-lab.fr/perso/olivierbachelier/reserve_docs/coursMEE2.pdf .
- [104] D.-W. Gu, P. Hr. Petkov, M. M. Konstantinov, « Robust Control Design with MATLAB® », (*Advanced Textbooks in Control and Signal Processing*)-Springer, 2005, 773pages.

[105] A. Florescu, « Gestion optimisée des flux énergétiques dans le véhicule électrique ». Thèse. Université de Grenoble, 2012.

[106] J.-M. Flaus, « Cybersécurité des installations industrielles - SCADA et Industrial IoT », *Techniques de l'ingénieur*, Réf. :S8257 V1, 2018.