

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE D'ENSEIGNEMENT SUPERIEURE ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE HOUARI
BOUMEDIENE
Faculté d'Electronique et d'Informatique



MÉMOIRE

Présenté en vue d'obtenir le diplôme de MAGISTER

EN :ELECTROTECHNIQUE
Spécialité : Systèmes Électro-énergétiques

Par : Sofiane ALLAOUA

Sujet

**Techniques et Méthodes d'intégration des actionneurs
électriques et des capteurs : Application à des
structures soumises à des excitations sismiques**

Soutenu le : 17/12/2011, devant le jury composé de :

M ^r F. BOUDJEMAA	Professeur	à l'ENP	Président
M ^r L. GUENFAF	MC/A	à l'USTHB	Directeur de Mémoire
M ^r M. HASNI	MC/A	à l'USTHB	Examineur
M ^r A. NAIT SEGHIR	MC/A	à l'USTHB	Examineur
M ^r M. HADID	MC/A	à l'ENTP	Examineur

Remerciements

Mes remerciements vont tout premièrement, au bon Dieu, qui m'a donné la santé, la patience et le courage pour que je puisse continuer ce travail.

J'adresse mes vifs remerciements à mes chers parents, qui sans leur aide, encouragement, et leur sacrifice, je ne serai jamais au stade où j'en suis.

Je remercie également Monsieur L. Guenfaf Maître de conférences à l'USTHB, pour avoir accepté d'être le directeur de ce mémoire.

Je tiens à exprimer mes plus remerciements à Monsieur F. Boudjemaa Professeur à l'ENP, pour l'honneur qu'il me fait de présider le jury de soutenance.

Mes remerciements vont particulièrement, aux membres de jury, Monsieur M. Hasni, Monsieur A. Nait Seghir et Monsieur M. Hadid, pour avoir accepté d'examiner mon travail.

Et enfin, je tiens à remercier toutes les personnes qui, de près ou de loin, ont participé à l'élaboration de ce travail.

Glossaire

A/N	Analogique/Numérique
ABS	Active Bracing System
AMD	Active Mass Driver
ATMD	Active Tuned Mass Damper
LVDT	Linear variable differential transformer
MAS	Moteur Asynchrone
MCC	Moteur à Courant Continu
N/A	Numérique/Analogique
PI	Proportionnel Intégrale
SAHD	Semiactive Hydraulic Damper
SAVA	Semiactive Vibration Absorber
SAVS	Semiactive Variable-Stiffness System
TLD	Tuned Liquid Damper
TMD	Tuned Mass Damper
VDW	Viscous Damping Wall
VE	Viscoélastique
VSD	Variable-Stiffness Device

Liste des symboles

$\underline{x}$	Vecteur de déplacement
$\bar{x}_a$	Coup du bloc masse relatif au toit
$\dot{\bar{x}}_a$	Vitesse du bloc masse relatif à la terre
$\ddot{\bar{x}}_a$	Accélération du bloc masse relatif à la terre
x_a	Déplacement du bloc masse relatif à la terre
x_n	Déplacement du toit relatif à la terre
θ_m	Angle de rotation du servomoteur
ω_m	Vitesse angulaire du servomoteur
α_m	Accélération angulaire du servomoteur
Γ	Couple fourni par le servomoteur
J_M	Moment d'inertie du rotor du servomoteur
J_B	Moment d'inertie de la visse à bille
J_C	Moment d'inertie de l'accouplement
J	Somme des moments d'inertie des parties tournantes du servomoteur
$\underline{L}$	Vecteur localisation
l_b	Distance d'un pas de la visse à bille
$\underline{x}_s$	Vecteur déplacement de la structure
$\underline{\underline{M}}$	Matrice masse
$\underline{\underline{M}}_s$	Matrice masse de la structure
m_a	Masse du bloc masse
$\underline{\underline{C}}$	Matrice amortissement
$\underline{\underline{C}}_s$	Matrice amortissement de la structure
c_a	Coefficient d'amortissement du système AMD
$\underline{\underline{K}}$	Matrice raideur
$\underline{\underline{K}}_s$	Matrice raideur de la structure
k_a	Raideur du système AMD
u	Force de contrôle
$\underline{\underline{B}}$	Matrice emplacement de la force de contrôle
$\ddot{x}_g$	Accélération terrestre
$\underline{\underline{E}}$	Matrice emplacement de l'accélération terrestre
$\underline{\underline{M}}$	Matrice masse modifiée
$\underline{\underline{B}}$	Matrice localisation du couple de contrôle fourni par le servomoteur
$\underline{z}$	Vecteur d'état
J	Index de performance
$\underline{\underline{Q}}$	Matrice de pondération de la réponse structurelle
$\underline{\underline{R}}$	Matrice de pondération de la force de contrôle
λ	Fonction multiplicatrice
H	Hamiltonien
$\underline{\underline{P}}$	Matrice de Riccati

ψ	Fonction enveloppe déterministe non-négative
$\ddot{x}$	un processus stochastique stationnaire
Φ_g	Fonction de densité spectrale d'énergie de Kanai-Tajimi
S_0	Densité spectrale constante du processus de bruit blanc
f_g	Paramètre de filtrage
ξ_g	Paramètre de filtrage
t_f	Durée de l'excitation sismique
P_n	Puissance nominale
C_n	Couple nominal du moteur
V_n	Tension nominale
I_n	Courant nominal
f	fréquence
p	Nombre de paires de pôle
Ω_{rn}	Vitesse nominale
$\cos \varphi$	Facteur de puissance
C_{em}	Couple électromagnétique du moteur
C_r	Couple résistant
f_r	Coefficient du frottement
R_r	Résistance rotorique
R_s	Résistance statorique
l_s	Inductance propre d'une phase statorique
l_r	Inductance propre d'une phase rotorique
L_s	Inductance cyclique statorique
L_r	Inductance cyclique rotorique
m_s	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
m_r	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques
m_{sr}	Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique
M	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor
σ	Coefficient de dispersion de blondel
τ_r	Constante de temps rotorique
W_{co}	Co-énergie
W_s	Energie magnétique stockée
Ψ	Flux total instantané
Ψ_{rn}	Flux nominal
P	Matrice de Park
V_d	Tension suivant l'axe d
V_q	Tension suivant l'axe q
i_d	Courant suivant l'axe d
i_q	Courant suivant l'axe q
Ψ_d	Flux suivant l'axe d
Ψ_q	Flux suivant l'axe q
δ	Angle entre le flux et le courant
$V_{sd,qref}$	Tensions de référence
$i_{sd,qref}$	Courants de référence
Ψ_{rref}	Flux de référence
θ_r	Position du rotor par rapport à l'enroulement 1 du stator
θ_s	Angle entre l'axe de la première phase de l'enroulement statorique et l'axe d
θ_{sl}	Angle entre l'axe de l'enroulement rotorique et l'axe d

Ω_s	Vitesse de synchronisme
Ω_r	Vitesse rotorique
ω_s	Pulsation électrique fondamentale des grandeurs statoriques
ω_{sl}	Vitesse de glissement
ω_r	Pulsation électrique fondamentale des grandeurs rotoriques
g	Glissement
s_a, s_b, s_c	Indices correspondants aux trois phases de l'enroulement statorique
r_a, r_b, r_c	Indices correspondants aux trois phases de l'enroulement rotorique
s_d, s_q	Indices correspondants aux deux phases de l'enroulement du stator dans l'axe (d-q)
r_d, r_q	Indices correspondants aux deux phases du rotor dans l'axe (d-q)
K_p	Paramètre de l'action proportionnelle
K_i	Paramètre de l'action intégrale
S	Opérateur de Laplace
L	Matrice gain observatrice
L_{OCF}	Matrice gain observatrice de la forme canonique de l'observateur
(A_{OCF}, C_{OCF})	Paire observable de la forme canonique de l'observateur
Q	Matrice d'observabilité
t	Temps

Sommaire

Remerciements.....	IX
Glossaire.....	IV
Liste des symboles.....	V
Sommaire.....	VIII
Introduction générale.....	1
Chapitre 1 Etat de l’art sur les actionneurs dans les structures	5
1.1 Introduction.....	5
1.2 Systèmes d’isolation de base.....	5
1.2.1 Appuis en élastomère.....	6
1.2.2 Appuis avec bouchon en plomb.....	7
1.2.3 Appuis en caoutchouc avec fort amortissement.....	7
1.2.4 Appuis en pendule frottant.....	8
1.3 Les systèmes passifs de dissipation d’énergie	9
1.3.1 Systèmes masse-amortisseurs.....	9
1.3.2 Systèmes liquide-amortisseur.....	11
1.3.3 Amortisseurs viscoélastiques.....	12
1.3.4 Amortisseurs à fluide visqueux.....	14
1.4 Systèmes d’amortisseur semi-actif.....	15
1.4.1 Masse-amortisseur semi-actif.....	15
1.4.2 Liquide-amortisseur semi-actif.....	16
1.4.3 Amortisseur de vibrations semi-actif.....	17
1.4.4 Dispositifs semi-actifs de contrôle de raideur.....	17
1.4.5 Amortisseur semi-actif à fluide visqueux.....	18
1.5 Systèmes de contrôle actif.....	19
1.5.1 Configuration de base des systèmes de contrôle actif.....	20
1.5.2 Systèmes actifs masse-amortisseur.....	23
1.5.3 Système tendon actif.....	24
1.5.4 Systems actifs d’entretoisement.....	25
1.5.5 Systèmes de Génération d’impulsions.....	26
1.6 Conclusion.....	26
Chapitre 2 Commande optimale de l’actionneur à modèle parfait	27
2.1 Introduction.....	27
2.2 Mécanisme du système AMD (Active Mass Driver).....	27
2.3 Modèle de la structure avec AMD.....	29
2.4 Algorithme de commande.....	32
2.4.1 Représentation sous forme d’état.....	32
2.4.2 Modèle spectral Clough-Penzien du mouvement de tremblement de terre.....	37
2.5 Résultats de simulation.....	48
2.6 Evaluation des performances du système AMD.....	40
2.7 Conclusion.....	49

Chapitre 3	Modèle réel de l'actionneur à servomoteur électrique en vue de la commande de la structure.....	51
3.1	Introduction.....	51
3.2	Modélisation du moteur asynchrone triphasé.....	51
3.2.1	Description du moteur asynchrone triphasé (MAS).....	51
3.2.2	Hypothèses simplificatrices.....	52
3.2.3	Equations du modèle du MAS.....	52
3.2.4	Modèle simplifié de Park.....	54
3.2.5	Représentation sous forme matricielle du MAS.....	55
3.3	Commande vectorielle du moteur asynchrone.....	58
3.3.1	Principe de la commande vectorielle.....	59
3.3.2	Procédé d'orientation du flux.....	59
3.3.3	Structure d'une alimentation en tension par orientation du flux.....	60
3.3.4	Les méthodes de contrôle par flux orienté.....	60
3.3.5	Bloc de défluxage.....	63
3.3.6	Synthèse des Régulateurs de courant.....	64
3.4	Application au système AMD.....	65
3.5	Evaluation des performances du système AMD.....	67
3.6	Conclusion.....	70
Chapitre 4	Commande active avec observateur.....	71
4.1	Introduction.....	71
4.2	Généralité sur les capteurs.....	71
4.3	Caractéristiques générales du capteur.....	71
4.4	Différents types de capteurs.....	72
4.5	Caractéristiques métrologiques.....	73
4.5.1	Etalonnage du capteur.....	74
4.5.2	Limite d'utilisation du capteur.....	74
4.6	Sensibilité.....	75
4.7	Linéarité.....	76
4.8	Capteurs électriques.....	76
4.9	Capteurs adaptés au génie civil.....	78
4.9.1	Capteur de déplacement (SGD).....	79
4.9.2	Capteur de déplacement (GHSA 750).....	81
4.9.3	Capteur de déplacement (LMI Selecom SLS 5000).....	81
4.9.4	Capteur de déplacement (LP 750).....	81
4.10	Modélisation des capteurs.....	82
4.11	Structure d'un observateur.....	83
4.12	Placement de la valeur propre de l'erreur de l'observateur.....	85
4.13	La formule du gain de l'observateur pour une forme canonique de l'observateur.....	86
4.14	La formule de Bass-Gura.....	87
4.15	Application au système AMD.....	88
4.16	Evaluation des performances de l'observateur intégré dans le système AMD.....	90
4.17	Conclusion.....	98
Conclusion générale.....		99
Références bibliographiques.....		101

Introduction générale

Les structures sont des systèmes qui portent et/ou transmettent des charges. Elles sont conçues pour accomplir ces fonctions sans subir des dommages irréparables au cours de leur durée de vie. Ces dernières peuvent être, des bâtiments, des ponts, des navires, des avions, ou des navettes spatiales. L'approche traditionnelle consiste à les concevoir avec robustesse suffisante pour résister aux charges et avec possibilité à se déformer d'une manière ductile. De telles structures ont des performances limitées, et cela en raison de trois facteurs. Tout d'abord, ces structures reposent sur l'amortissement des petits matériaux intrinsèques pour dissiper l'énergie dynamique. Il n'y a pas des directives sur la façon d'augmenter l'amortissement des matériaux de construction usuels, comme le béton armé ou l'acier. Deuxièmement, elles ont une capacité constante de résistance aux charges et de dissipation d'énergie. Donc, elles ne peuvent pas s'adapter aux excitations environnementales en constante évolution, tels que les vents ou les tremblements de terre. Troisièmement, elles sont totalement dépendantes de leur rigidité pour résister aux charges. Les limitations dans l'approche traditionnelle de conception des structures ont motivé les chercheurs à explorer des solutions alternatives.

Les concepts modernes de protection contre les tremblements de terre rejettent l'idée traditionnelle des conceptions fondées sur l'économie en faveur des conceptions fondées sur la performance. Ils mettent l'accent sur le maintien de l'intégrité structurelle et l'habitabilité même sous des séismes violents. Les systèmes de control structurel qui ont été mis en œuvre comprennent les dispositifs passifs, semi-actifs, actifs et hybrides [18]. Bien que les dispositifs actifs ont été conçus pour être plus robuste dans de nombreux aspects que les dispositifs passifs. Des considérations pratiques telles que le nombre limité de capteurs, de dispositifs de contrôle, et la fiabilité d'un système d'exploitation fonctionnant largement en mode secours, constituent encore des obstacles psychologiques à des utilisateurs potentiels. En outre l'amélioration de l'efficacité et l'emmagasinage de l'énergie nécessitent un développement matériel des systèmes de contrôle, bien que les limitations des dispositifs de mesure puissent être traitées par des algorithmes de contrôle.

Les dispositifs actifs qui ont été intensivement étudiés sont active tuned mass damper (ATMD), active mass driver (AMD) et active bracing system (ABS) [59]. Les systèmes structurels actifs qui ont été mis en pratique sont exclusivement de type ATMD ou AMD [59]. Le ATMD est une variante du système passive tuned mass damper (TMD). Le système TMD est accordé en résonance avec le mode fondamental de la structure principale en ajustant la raideur du TMD, ou le rayon du pendule suspendu. Alors que l'énergie de vibration est passée à travers le système TMD, et donc dissipée. Le système TMD nécessite un espace large pour permettre le mouvement de va-et-vient du TMD. Le TMD du type pendule est encore plus consommateur d'espace lorsqu'il s'agit des structures élancées comme les gratte-ciel. Avec un système de contrôle actif auxiliaire, le système ATMD devient plus efficace que son homologue passif par la manipulation robuste des frappes de l'amortisseur ainsi que la

possibilité de contrôler plusieurs modes de vibration. Toutefois, le système ATMD exige un actionneur avec une grande frappe, et nécessite une alimentation substantielle. Une fois la limite de frappe de l'actionneur est atteinte au cours d'un fort tremblement de terre, le système ATMD peut être enfermé pour l'autoprotection, qui, par suite peut entraîner un dysfonctionnement des systèmes de contrôle, comme observé au cours du tremblement de terre de Kobe en 1995, au Japon [11]. Le système AMD, d'autre part, est similaire à l'ATMD, sauf qu'il ne requiert aucun accord avec la structure principale. Comme le système AMD ne répond pas à la résonance de la structure principale, l'exigence de frappe de l'actionneur est considérablement réduite par rapport à l'ATMD.

Un système AMD comprend un actionneur (soit de type hydraulique ou électrique), un système de servo-contrôle, un bloc masse, des capteurs de vibrations et un système d'acquisition de données. Malgré le fait que les systèmes AMD de type hydrauliques ont été étudiés d'une manière extensive en laboratoire, ils ne sont pas favorables à partir d'un point de vue pratique en raison des problèmes de bruit, des fuites d'huile, et des exigences d'entretien élevées. En outre, les équipements périphériques tels que la pompe hydraulique, l'accumulateur et les pipelines ont besoins d'espace supplémentaire. D'autre part, les servomoteurs électriques sont relativement propres et faciles à entretenir. Avec les progrès rapides et révolutionnaires en électronique de puissance et de la microélectronique, les servomoteurs AC ou DC disponibles dans le marché ont aujourd'hui une capacité suffisante pour des applications industrielles [11].

Un système est souvent piloté simultanément par des entrées connues et inconnues. Les mesures effectuées en sortie du système ne donnent pas une information complète sur les états internes de ce système, car une partie de ces états n'est pas mesurable directement. De plus, pour des raisons purement technologiques, mais aussi pour des raisons de coût, le nombre de capteurs est limité. De ce fait, l'idée utilisée, depuis plusieurs années, est le remplacement des capteurs matériels par des capteurs logiciels ou observateurs d'état, qui permettent de reconstruire les informations internes (états, entrées inconnues, paramètres inconnus) du système à partir du modèle du système, des entrées connues et des sorties mesurées. Ce besoin d'informations internes peut être motivé par divers objectifs : identification, commande par retour d'état ainsi que surveillance et diagnostic du système. De ce fait le problème de la conception d'observateurs est au cœur du problème général de contrôle.

Le travail présenté dans ce mémoire concerne l'étude par simulation d'un système de contrôle actif et sa méthode d'intégration dans une structure en génie civil soumise à une excitation sismique. Il s'agit du système *actif masse driver* (AMD) de type électrique intégré dans une structure en génie civil de cinq étages soumise à une excitation sismique. Notre étude a pour but d'évaluer les performances d'un tel système et les possibilités d'application dans le domaine pratique.

Pour se faire, ce mémoire est organisé comme suit :

Le premier chapitre, présente un état de l'art sur les systèmes utilisés dans les structures intelligentes, comme moyen de protection contre les vents violents et les tremblements de terre, à savoir : les systèmes d'isolation de bases, utilisant des matériaux à faible rigidité

latérale, tel que le caoutchouc pour filtrer les hautes fréquences du séisme et d'empêcher la structure d'être endommagée. Les systèmes passifs de dissipation d'énergie utilisant des dispositifs mécaniques, pour atténuer les vibrations de la structure causées par les excitations du vent et du tremblement de terre. Les systèmes d'amortisseurs semi-actifs, souvent désignés comme amortisseurs contrôlables ou intelligents. Leur système adaptatif rassemble des informations concernant l'excitation et la réponse structurelle, puis ajuste le comportement de l'amortisseur sur la base de ces informations, afin d'améliorer ses performances. Les systèmes de contrôle actif utilisant des actionneurs électro-hydrauliques pour protéger les structures contre les vibrations excessives et les endommagements causés par les grands tremblements de terre, où plusieurs modes sont dominants dans la réponse structurelle.

Le deuxième chapitre est consacré pour examiner le système AMD qui se compose principalement d'un servomoteur à courant alternatif et une vis à billes. Les vis à billes, relié avec un couplage en série, est utilisé comme support de transmission pour convertir le mouvement de rotation du moteur en mouvement de translation. Lorsque le servomoteur fait un tour dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, le bloc masse avance d'un pas de la vis à billes. La distance d'un pas de la vis à billes est donc proportionnelle à la frappe de l'AMD, qui à son tour affecte les performances de contrôle du système AMD. Dans ce chapitre, l'effet de la distance du pas de la vis à bille sur les performances du système AMD électrique est exploré. Un algorithme de commande optimale instantanée directe en boucle fermée est utilisé. En plus l'effet de la valeur du coefficient de pondération sur les performances du système est exploré. Une simulation numérique est effectuée en utilisant comme modèle une structure en charpente métallique de cinq étages sous les conditions d'une excitation sismique avec une fonction de densité spectrale d'énergie de Kanai-Tajimi de l'accélération terrestre. Le système AMD prouve qu'il est très efficace pour une distance de pas bien déterminée ($l_b = 5 \text{ cm}$) où la force de contrôle et la puissance demandée sont beaucoup moins importantes. Les réductions des réponses maximales du modèle de la structure peuvent atteindre plus de 65% si le système AMD est convenablement conçu.

Pour mieux rapprocher des conditions réelles le troisième chapitre sera consacré à la modélisation et à la commande vectorielle d'un moteur asynchrone triphasé qui remplacera le servomoteur parfait. Les moteurs électriques mettent à contribution deux principes physiques de base : l'interaction entre deux champs magnétiques et l'effet de la reluctance variable, afin d'obtenir un couple [16]. Le modèle du moteur asynchrone triphasé (MAS) est un système à sept équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions dépendantes du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique. Afin de réduire la complexité de ce modèle, nous utilisons la transformation de Park, cette transformation nous ramène à la résolution d'un système à cinq équations différentielles à coefficients constants, ce qui est beaucoup plus facile. La commande numérique a conduit à leur modélisation par des méthodes matricielles, ce qui est essentielle pour la variation de vitesse. Aujourd'hui, l'utilisation à vitesse variable des machines électriques nécessite le contrôle en amplitude et en position angulaire du champ magnétique, en imposant les courants dans les bobines [16]. Dans les commandes par autopilotage fréquentielle ou (commandes scalaires), le flux n'est pas contrôlé en régime transitoire, on contrôle seulement

sa valeur maximale en régime permanent. Cela peut conduire à des surintensités dangereuses, d'où la limitation des commandes scalaires [16]. Pour obtenir des régimes transitoires performants (temps de réponse court), il faut contrôler le couple non pas seulement en régime permanent mais surtout en régime transitoire, (principe de commande vectorielle) et cela nécessite l'emploi des éléments suivants [26] :

- Des régulateurs du type PI ;
- Des matrices de transformations (Park) ;
- Des régulateurs de courants ;
- Des générateurs de signaux MLI triphasés ;
- Un processeur ;

Tous ces éléments sont nécessaires pour réaliser une commande vectorielle.

Le moteur asynchrone associé à sa commande vectorielle permet de remplacer le moteur à courant continu ou le moteur Brushless tout en étant plus robuste et moins coûteux [16].

Dans le quatrième chapitre, nous allons procéder au remplacement des capteurs matériels par des capteurs logiciels ou observateurs d'état. A cause de l'inconvénient de mesurer par des capteurs matériels les vitesses et les déplacements de tous les étages comme des états de la boucle de retour, afin de les utiliser dans la loi de commande optimale directe en boucle fermée. Parmi les solutions apportées au problème de conception d'observateurs, on peut citer l'observateur de Luenberger pour des systèmes linéaires variants ou invariants dans le temps. Ce type d'observateur est basé sur la synthèse d'un gain statique afin de stabiliser l'erreur d'estimation d'état et d'assurer la convergence de l'état de l'observateur vers l'état du système réel. Dans ce chapitre, nous présentons l'observateur d'état linéaire, aussi connu comme observateur de Luenberger, nommé d'après D. G. Luenberger, qui a fait beaucoup de travail pionnier sur l'observation d'état dans les années 1960 [49].

1 Etat de l'art sur les actionneurs dans les structures

1.1 Introduction

Ce chapitre est consacré au concept de base des systèmes utilisés dans les structures intelligentes. Ces systèmes sont : les systèmes d'isolation de bases, qui utilisent des matériaux à faible rigidité latérale, comme le caoutchouc pour réaliser une base flexible, les systèmes passifs de dissipation d'énergie qui utilisent des dispositifs mécaniques pour dissiper une partie de l'énergie structurelle d'entrée, réduisant ainsi la réponse structurelle et les dommages structurels éventuels, les systèmes d'amortisseurs semi-actifs qui sont une évolution naturelle de la technologie de dissipation passive d'énergie car ils incorporent des systèmes adaptatifs pour améliorer l'efficacité et l'intelligence, les systèmes de contrôle actif qui utilisent des dispositifs spéciaux, tels que des actionneurs électro-hydrauliques, pour générer la force de contrôle requis contre les tremblements de terre en retournant l'information sur la réponse structurelle mesurée.

Avec ces systèmes adaptatifs et / ou matériaux intelligents et ces dispositifs ajoutés à la structure, la structure devient "intelligente" car elle peut soi-même faire le monitoring et s'adapter à l'environnement. Le concept de structure intelligente a été appliqué dans l'aérospatiale et les industries mécaniques. L'application de ce concept pour la réduction de la réponse sismique des grands ouvrages de génie civil reste encore une technologie de pointe en recherche et développement.

1.2 Systèmes d'isolation de base

L'isolation de base est une application bien établie de l'approche contrôle passif. Un bâtiment monté sur un matériau à faible rigidité latérale, comme le caoutchouc, réalise une base flexible. Pendant un tremblement de terre, la base flexible est capable de filtrer les hautes fréquences du séisme et d'empêcher la structure d'être endommagée. Par conséquent, l'isolation de base est un outil efficace pour assurer la protection sismique des structures en bâtiments à faible et moyenne hauteur, car ces types de bâtiments sont caractérisés par des fréquences élevées [45].

Les composants d'isolation, usuellement appelés isolateurs ou appuis sont généralement classés comme l'un des deux grands types suivants [54]: appuis en élastomère et appuis de types glissant. Les appuis en élastomère sont typiquement composés de plaques de caoutchouc et d'acier, tandis que les appuis de type glissant reposent sur le frottement entre les surfaces spécialement traitées. Certains types d'appuis combinent les caractéristiques des appuis en élastomère et glissants, mais ces deux types de base restent les plus utilisés dans les structures en bâtiment. Une application récente d'un système d'isolation de base, combiné

avec un bâti en charpentes métalliques, avec des poutres à sections réduites, est la construction d'un hôpital presbytérien à la Californie, comme montré à la figure 1.1.

(a)



(b)



Figure 1.1 (a) La construction d'un hôpital presbytérien à la Californie et (b) Installation d'un système d'isolation de base.

1.2.1 Appuis en élastomère

Les appuis en élastomère ont été initialement fabriqués à partir du caoutchouc naturel, ensuite, leurs propriétés ont été améliorées en ajoutant des plaques ou des cales en acier [18]. Un appui en élastomère avec des cales en acier est schématiquement représenté dans la figure 1.2. L'épaisseur d'une cale d'acier est d'environ 2.5 cm, et la couche de caoutchouc entre les cales en acier varie de 7 à 20 cm. L'utilisation des cales en acier réduit considérablement la

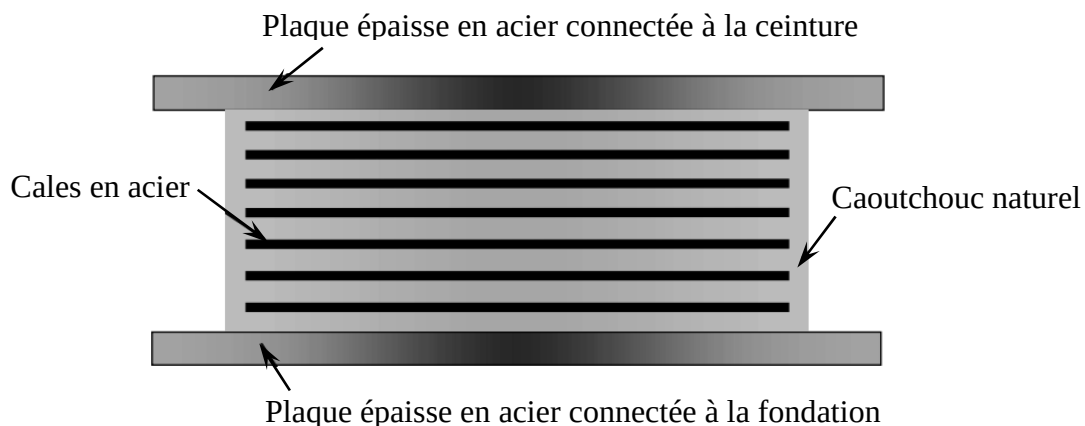


Figure 1.2 Appui en élastomère avec des cales en acier

déformation verticale de l'appui et préserve les couches de caoutchouc contre le gondolement latéral. Sachant que les cales d'acier ne protègent pas les couches de caoutchouc contre les mouvements latéraux, la rigidité latérale est beaucoup plus petite que la rigidité verticale.

En raison des propriétés flexibles du caoutchouc et de la large gamme de déformation élastique de cisaillement, l'amortissement critique des appuis en élastomère varie uniquement de 2% à 3% [18]. Par conséquent, les appuis en élastomère sont aussi appelés appuis à faible amortissement. Toutefois, en raison d'amortissement critique faible, les appuis en élastomère ont une petite résistance pour entretenir la charge, ainsi que d'autres dispositifs d'amortissement sont nécessaires afin de contrôler les grands déplacements latéraux.

1.2.2 Appuis avec bouchon en plomb

L'inconvénient des propriétés de l'amortissement faible de l'appui en élastomère peut être surmonté par l'insertion d'un noyau en plomb dans l'appui. Un trou préformé, légèrement plus petit que le bouchon en plomb, est généralement situé dans le centre de l'appui en élastomère. Une fois que le bouchon en plomb est inséré dans le trou préformé, les deux parties constituent une unité et forment un appui avec bouchon en plomb comme illustré dans la figure 1.3 [18].

Les performances de l'appui avec bouchon en plomb dépendent de la force latérale imposée. Si la force latérale est faible, le mouvement des cales en acier est limité par le noyau en plomb, et l'appui présente une rigidité latérale plus élevée [18]. Autant que la force latérale devient plus grande, les cales d'acier forcent le noyau en plomb à se déformer, et l'amortissement hystérétique est développé avec l'énergie absorbée par le noyau en plomb. Par conséquent, la rigidité latérale de l'appui est réduite. L'amortissement équivalent de l'appui avec bouchon en plomb varie de 15% à 35% [18]. Un modèle bilinéaire est habituellement utilisé pour décrire les propriétés mécaniques de l'appui avec bouchon en plomb [18].

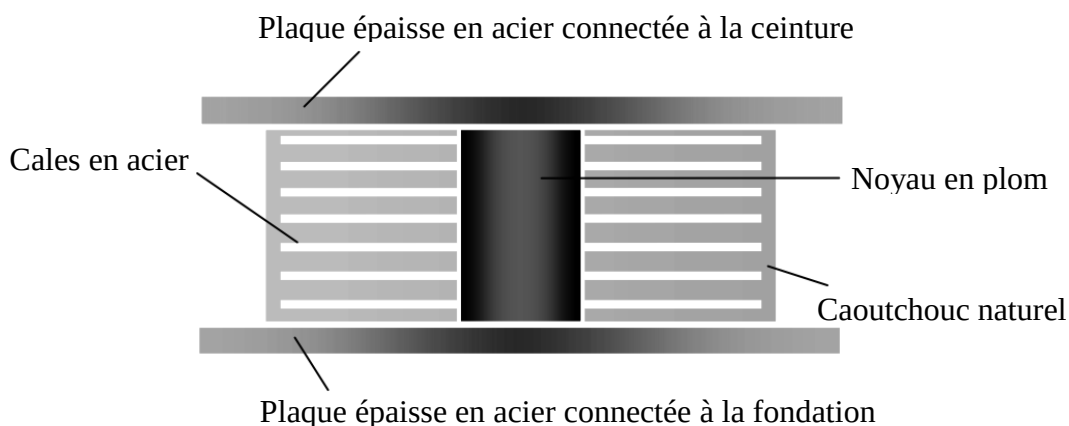


Figure 1.3 Appui avec bouchon en plomb

1.2.3 Appuis en caoutchouc avec fort amortissement

Une autre méthode efficace pour augmenter l'amortissement de l'appui est de modifier les composés du caoutchouc, peu importe si le caoutchouc est naturelle ou synthétique. Par

exemple, l'ajout du carbone noir modifie les propriétés du caoutchouc naturel et résulte par un fort amortissement [34].

L'appui en caoutchouc avec fort amortissement est composé seulement de caoutchouc et de cales en acier, mais possède une flexibilité nécessaire avec une aptitude de dissipation d'énergie [34]. La figure 1.4 montre un appui en caoutchouc avec fort amortissement de 117cm de diamètre, lequel est fabriqué par BTR Andre et installé dans l'hôpital presbytérien à la Californie (figure 1.1) [34].

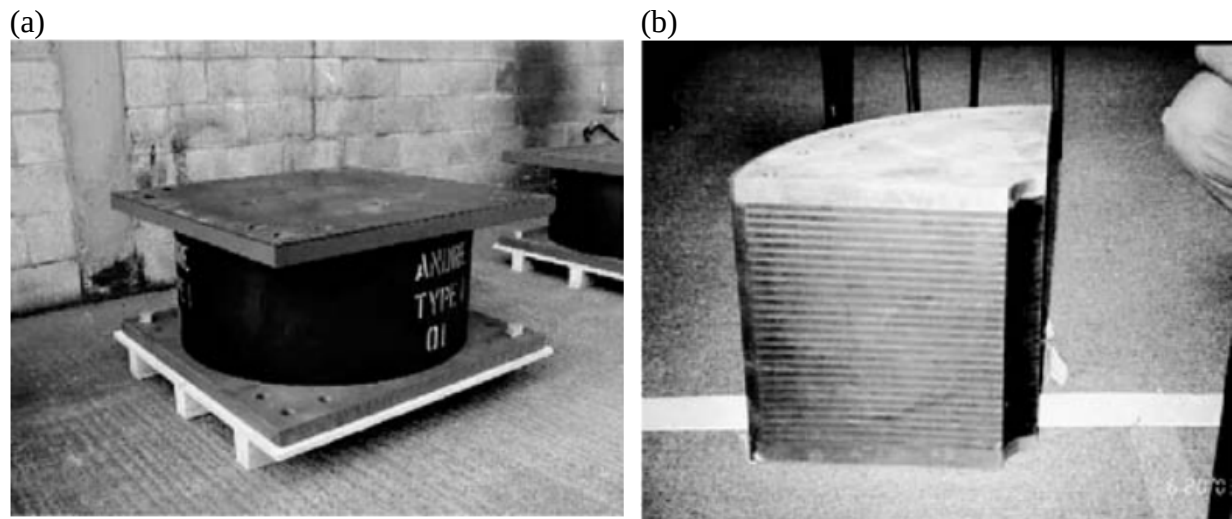


Figure 1.4 (a) Appuis en caoutchouc naturel avec fort amortissement fabriqué par BTR Andre et (b) une coupe de section de l'appui testé

L'amortissement réel d'un appui en caoutchouc avec fort amortissement est fonction de la contrainte de cisaillement de l'appui. Pour le caoutchouc naturel, les changements réels de l'amortissement sont d'environ 15% à faible contrainte de cisaillement et 10% à forte contrainte de cisaillement. Les propriétés mécaniques de l'appui en caoutchouc avec fort amortissement sont en quelque sorte affectées par les effets du vieillissement et de température. En outre, la sélection de la rigidité de l'appui et d'amortissement est limitée en raison du composé du caoutchouc lui-même [34].

1.2.4 Appuis en pendule frottant

L'appui frottant original présente des surfaces planes glissantes. La force latérale imposée est contrarié par le produit du coefficient de frottement et la charge verticale appliquée sur l'appui. L'inconvénient majeur de l'appui frottant avec des surfaces planes glissantes est que la structure n'est pas capable de revenir à sa position initiale après un tremblement de terre. C'est par ce qu'une fois la force latérale imposée est inférieure à la résistance générée par le frottement, le mouvement de la structure s'arrête et cause l'arrêt de la structure à une certaine distance du centre de l'appui [18].

Pour réduire la distance au centre de l'appui après un tremblement de terre, un appui frottant avec une surface glissante sphérique ou concave a été fabriqué [34]. Ce type d'appui est

appelé appui en pendule frottant et est illustré dans la figure 1.5. La surface sphérique glissante est normalement recouverte par un téflon avec un coefficient de frottement d'environ 3% [34]. La force latérale imposée pousse l'appui dans les deux directions horizontale et verticale. Une fois que la force latérale disparaît, une force de rappel est générée. Une composante de la charge verticale appliquée selon la direction tangentielle à la surface sphérique permet le retour de l'appui vers le centre. Le mouvement s'arrête lorsque le frottement est supérieur ou égal à la composante de la charge verticale appliquée.

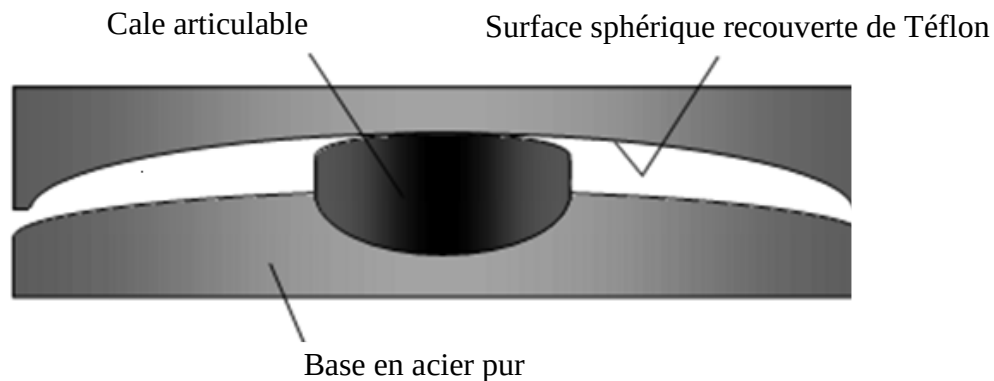


Figure 1.5 Appui en pendule de frottement

1.3 Les systèmes passifs de dissipation d'énergie

Les systèmes passifs de dissipation d'énergie utilisent des dispositifs mécaniques pour dissiper une partie de l'énergie d'entrée, réduisant ainsi la réponse de la structure et les dommages structurels éventuels. Ils ont été utilisés pour atténuer les vibrations structurelles causées par les excitations du vent et du tremblement de terre [18]. Les systèmes passifs typiques sont *tuned mass dampers* (TMDs), *tuned liquid dampers* (TLDs), *viscous-elastic dampers*, and *viscous fluid dampers* [18]. Ces systèmes ne nécessitent pas une alimentation externe en énergie ou des mesures sur le comportement de la structure. Ces structures avec de tels éléments sont intelligentes. De tels systèmes peuvent générer une plus grande force d'amortissement lorsque la réponse de la structure devient plus élevée. Toutefois, les systèmes passifs n'ont qu'une capacité limitée de contrôle [18]. Certains systèmes, tels que les TMD et les TLD, ne sont efficaces que dans une bande étroite de fréquence, car ils sont accordés à la fréquence du premier mode de la structure [18]. Ces amortisseurs peuvent être appliqués à la suppression des vibrations de la structure sous l'excitation du vent dans laquelle le premier mode domine la réponse, mais ils n'ont pas la capacité de contrôler la réponse sismique dans laquelle plusieurs modes sont importants. Les structures intelligentes utilisant des systèmes passifs ont une intelligence limitée car elles sont incapables de s'adapter à l'excitation et à la réponse globale de la structure. Les systèmes passifs dépendent du mouvement relatif de la structure pour entraîner le mécanisme de dissipation d'énergie. En plus l'énergie dissipée ne peut être liée qu'à la réponse locale de la structure (où le dispositif passif est situé) [18].

1.3.1 Systèmes masse-amortisseurs

Les systèmes masse-amortisseurs (Tuned Mass Dampers), dans leur forme la plus simple, consiste à une masse auxiliaire (m_d), un ressort (k_d), et un système pour atténuer les

vibrations (c_d) ancrés ou attachés à la structure principale, plus souvent au sommet de la structure, comme le montre la figure 1.6 [15]. Le mécanisme de base d'un TMD est un absorbeur des vibrations dynamiques, comme le montre la Figure 1.7. L'absorbeur comprend une petite masse m_d et un ressort avec une raideur k_d , et il est attaché à la masse principale m avec un ressort de raideur k . Sous une excitation sinusoïdale $P_0 \sin \omega t$, la masse principale reste stationnaire lorsque la fréquence naturelle de l'absorbeur attaché est égale à la fréquence d'excitation $\omega_n = \omega_d = \sqrt{k_d/m_d}$. Cette force extérieure $P_0 \sin \omega t$ appliquée à la masse principale peut être équilibrée par la force de rappel de la petite masse m_d .

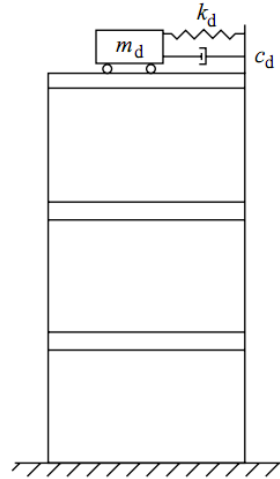


Figure 1.6 Système masse-amortisseur installé sur une structure

Les absorbeurs dynamiques sont largement utilisés dans les systèmes mécaniques. L'application d'un absorbeur dynamique ou d'un TMD à une structure de bâtiment est plus complexe lorsque les structures sont volumineuses et lourdes. Le TMD répond aux vibrations de la structure, et une partie d'énergie se transfère à l'énergie de vibration du TMD. L'amortissement du TMD dissipe son énergie de vibration, et par conséquent, l'énergie de vibration de la structure est absorbée par l'amortissement du TMD. Les TMD sont de plus en plus utilisés pour les structures sensibles aux vents pour restreindre le mouvement excessif du bâtiment et assurer le confort des occupants [15].

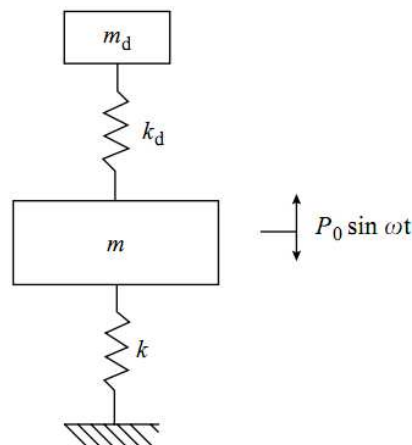


Figure 1.7 Absorbeur de vibration dynamique non amorti

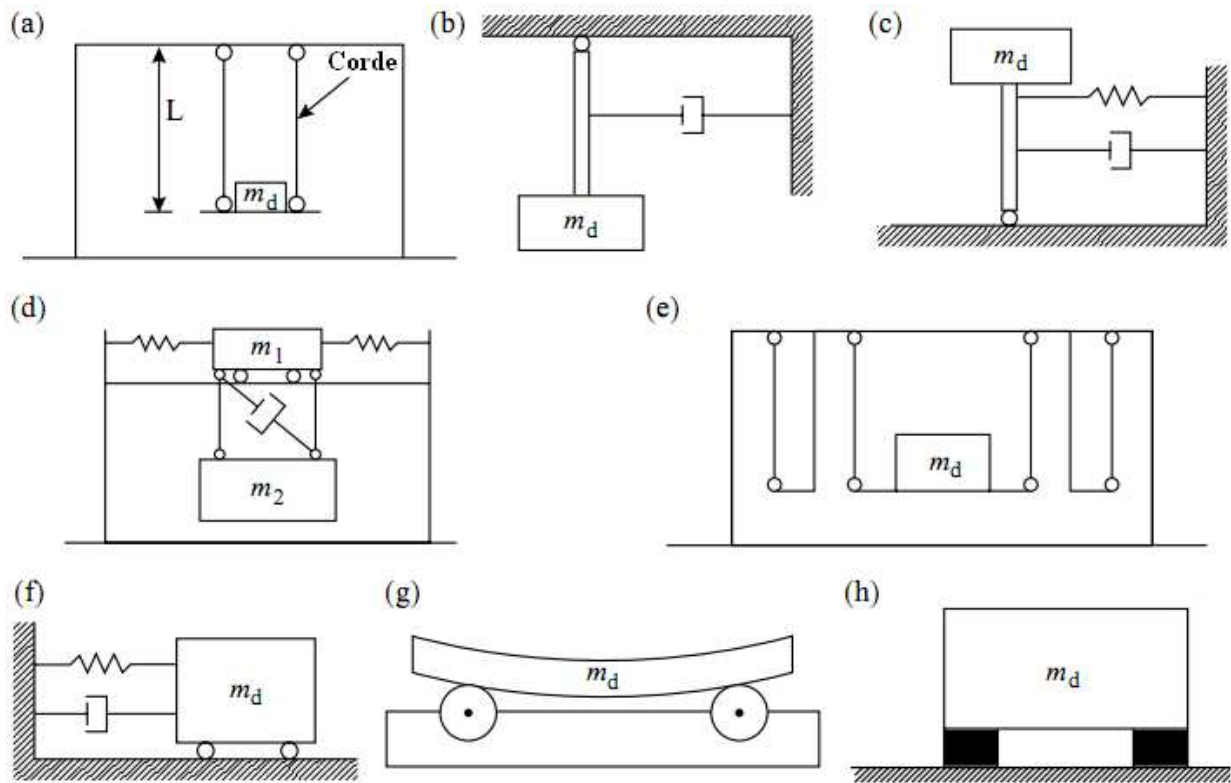


Figure 1.8 Les types caractéristiques des TMD : (a) pendule simple, (b) pendule avec amortisseur, (c) pendule inversé avec amortisseur et ressort, (d) deux systèmes mass-amortisseur, (e) amortisseur multi-niveau, (f) masse glissante avec ressort et amortisseur, (g) mass chaloupée sur des appuis rotationnels, et (h) mass sur des appuis en caoutchouc.

La figure 1.8 montre quelques exemples de nombreux types des TMD disponibles pour la mise en œuvre pratique [19]. La force de rappel peut être générée par la charge de gravité du TMD (voir les types a, b, d et e), par un ressort (voir les types c, d, et f), ou par un appui (voir les types g et h). La force d'amortissement peut être réalisé par un amortisseur (voir les types b, c, d, f) ou par des matériaux de haut amortissement tels que le caoutchouc (voir le type h).

L'applicabilité du TMD est quand même limitée par trois facteurs [40]. Tout d'abord, les TMD ne sont efficaces que pour un seul mode, ce qui les rend moins adapté pour le contrôle de la réponse sismique. Deuxièmement, ils sont sensibles au réglage. Troisièmement, ils occupent un espace relativement important. Puisque la technologie industrielle progresse, les configurations des TMD sont renforcées pour répondre à ces limitations. Un développement intéressant est d'ajouter de la capacité active au TMD de sorte qu'il peut être efficace pour les modes multiples de la réponse sismique.

1.3.2 Systèmes liquide-amortisseur

Un autre type d'absorbeur dynamique pour la suppression des vibrations de la structure est le TLD (*Tuned Liquid Damper*) [56]. Dans un TLD, l'eau ou quelque autre liquide sert de masse en mouvement, et la force de rappel est générée par la gravité. La vibration de la structure secoue le TLD et induit le mouvement du liquide à l'intérieur du récipient. La turbulence de l'écoulement du liquide et le frottement entre l'écoulement du liquide et le récipient convertit

l'énergie dynamique de l'écoulement du fluide en chaleur, absorbant ainsi l'énergie de vibration de la structure. Notant que le TLD a le même principe de base que le TMD pour absorber l'énergie de vibration de la structure et sans qu'il a des mécanismes complexes. La différence est que toutes les caractéristiques du système auxiliaire du TLD (masse, amortissement, et le mécanisme de restauration) sont fournies par le liquide.

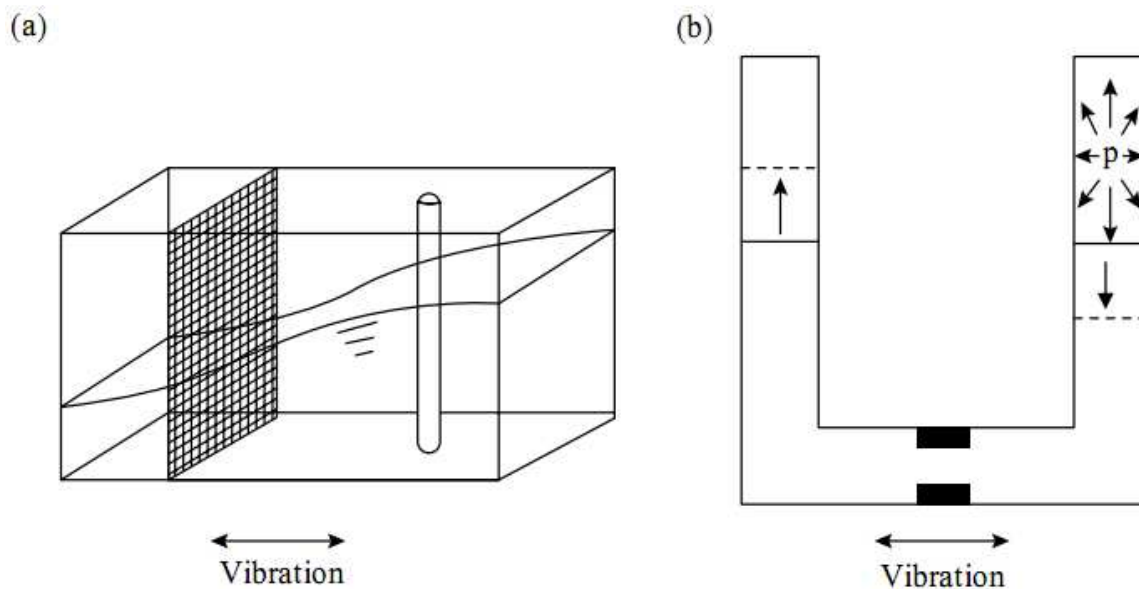


Figure 1.9 Systèmes liquide-amortisseur : (a) amortisseur de ballottage avec mailles et tiges, et (b) amortisseur en colonne avec orifice

La figure 1.9 montre deux types de TLD. L'amortisseur de ballottage, contenant des mailles et des tiges pour fournir un amortissement utile. Sa fréquence naturelle est ajustée en modifiant la dimension du récipient ou la profondeur du liquide. L'Amortisseur en colonne, qui génère une turbulence à haut-écoulement à travers l'orifice pour fournir un amortissement utile. Sa fréquence naturelle est ajusté en modifiant la forma de la colonne et la pression de l'air.

D'une façon similaire aux TMD, les TLD ont été utilisés pour supprimer les vibrations du vent des grandes structures [56]. Les TLD ont deux avantages. Un seul TLD peut être efficace dans toutes les directions des vibrations latérales, et l'eau utilisée pour les TLD peuvent servir un double objectif comme la protection contre incendies. D'autre part, les TLD ont deux propriétés défavorables. Ils ont besoin de plus d'espace car les liquides ont moins de densité de masse que dans les matériaux utilisés dans les TMD, comme le béton ou l'acier. Les TLD présentent également une réponse fortement non linéaire en raison des orifices et de ballottage du liquide. Cette non-linéarité inhérente complique le processus d'analyse et de conception pour les systèmes TLD. Ainsi, plusieurs efforts de recherche ont été focalisés sur les paramètres optimaux et les non-linéarités dans les systèmes TLD.

1.3.3 Amortisseurs viscoélastiques

Les amortisseurs viscoélastiques (VE) utilisent l'amortissement élevé des matériaux VE pour dissiper l'énergie à travers la déformation de cisaillement [13]. Ces matériaux comprennent le

caoutchouc, le polymère et les substances vitreuses. Un amortisseur de type VE est constitué de couches VE liées à des plaques d'acier comme le montre la figure 1.10a. Les composants de l'amortisseurs VE sont respectivement montés sur une structure comme une partie de corde (figure 1.10b) et un système d'entretoisement diagonal (figure 1.10c). La déformation de cisaillement se produit et l'énergie est dissipée lorsque les vibrations structurelles induisent un mouvement relatif entre les brides extérieures en acier et la plaque centrale.

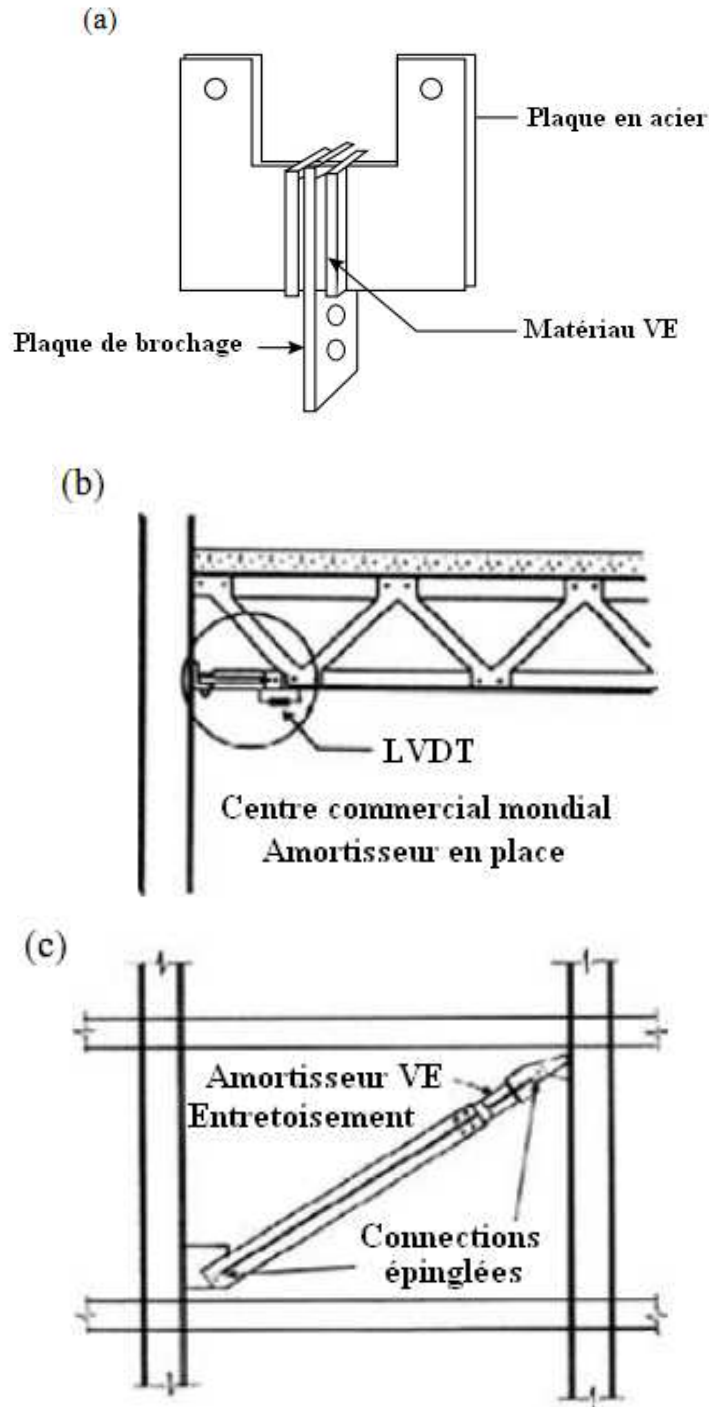


Figure 1.10 Amortisseur Viscoélastique (VE) : (a) détail de l'amortisseur, (b) installation comme corde, et (c) installation comme entretoisement diagonal

Les amortisseurs VE offrent un avantage distinct par rapport aux TLD dont lequel ils se comportent généralement d'une façon linéaire. Ils utilisent des matériaux VE linéaires, ce qui simplifie le processus d'analyse et de conception. Ce comportement linéaire permet également aux amortisseurs VE d'absorber l'énergie des vibrations causées soit par les grands tremblements de terre ou les petites excitations comme le vent, le trafic routier, ou les tremblements de terre légère. Toutefois, les amortisseurs VE ont l'inconvénient d'être dépendants de la fréquence et de la température. Cela peut poser un problème dans le processus de conception, car les propriétés des matériaux VE ne peuvent être exprimées que par le *module de stockage du cisaillement* (mesure de l'énergie stockée et récupérée par cycle) et le *module de perte du cisaillement* (mesure de l'énergie dissipée par cycle) [52].

1.3.4 Amortisseurs à fluide visqueux

La conception la plus prometteuse des amortisseurs à fluide visqueux est illustrée dans la figure 1.11 [7]. La figure 1.11a montre une simple conception qui est obtenue avec un amortisseur classique, et la dissipation se produit par la conversion de l'énergie cinétique en chaleur puisque un piston se déplace et déforme un liquide très visqueux [7]. Ce type de configuration d'amortisseur peut fournir le mouvement et la dissipation d'énergie dans les six degrés de liberté car les vibrations dans n'importe quelle direction peuvent secouer le fluide visqueux. Une autre conception de superstructures (voir la figure 1.11b), le mur d'amortissement visqueux (*viscous damping wall*) (VDW). Il a été développé par la société Sumitomo Construction au Japon [28]. Le piston VDW est une plaque d'acier contrainte de se déplacer dans son plan dans un récipient rectangulaire étroite en acier remplies de fluide

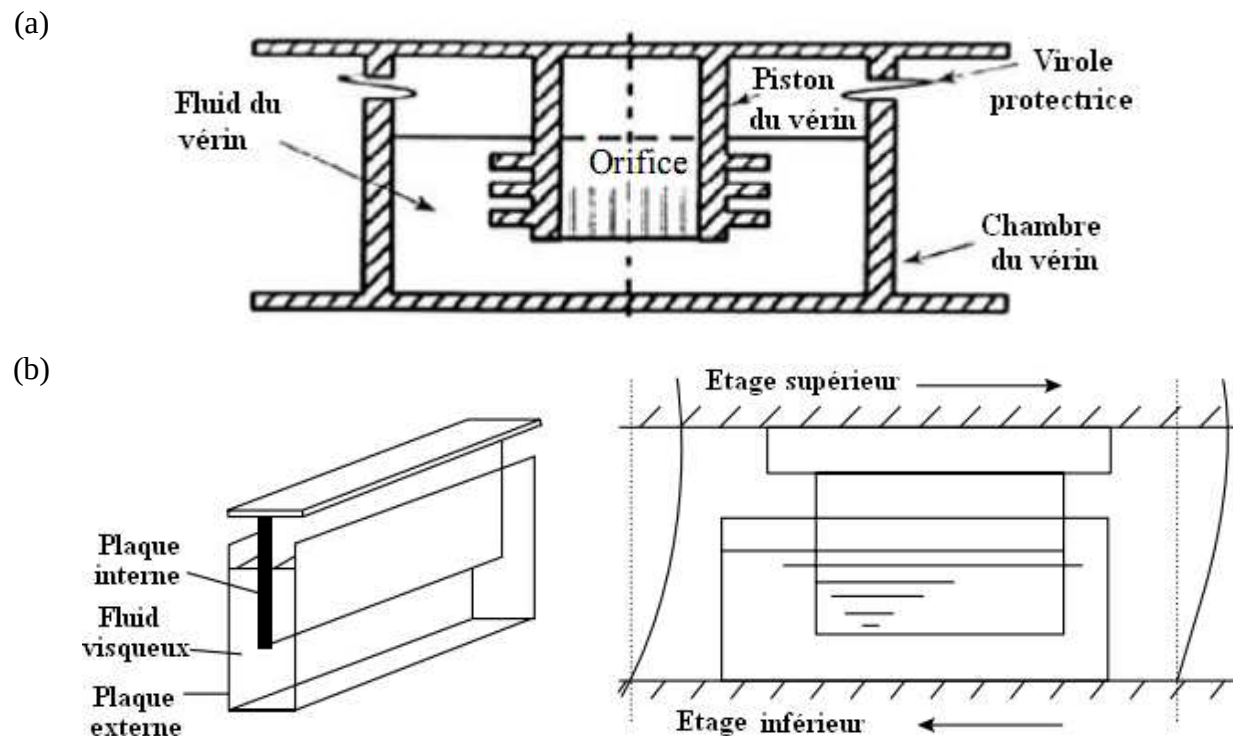


Figure 1.11 Les types caractéristiques des amortisseurs à fluide visqueux : (a) amortisseur à

fluide visqueux GERB, et (b) mur d'amortissement visqueux visqueux. Pour installer un VDW, le piston est attaché à l'étage supérieur, et le récipient est fixé à l'étage inférieur. Les mouvements inter-étages déforment le fluide; donc, la friction entre la plaque intérieure et le fluide visqueux dissipe l'énergie.

Similairement aux amortisseurs VE, les amortisseurs à fluide visqueux se comportent d'une façon linéaire, mais ils sont dépendants de la température et la fréquence [28]. Des joints à haute résistance sont nécessaires pour surmonter les fuites de fluide visqueux. Le coût reste relativement faible tandis que l'efficacité est élevée. Ainsi, les amortisseurs à fluide visqueux sont prometteurs pour des applications de génie civil.

1.4 Systèmes d'amortisseur semi-actif

Les amortisseurs semi-actifs sont une évolution naturelle de la technologie de dissipation passive d'énergie car ils intègrent des systèmes adaptatifs pour améliorer l'efficacité et l'intelligence. Ils sont souvent considérés comme amortisseurs contrôlables ou intelligents. Leur système adaptatif rassemble des informations concernant l'excitation et la réponse de la structure, puis ajuste le comportement de l'amortisseur sur la base de ces informations pour améliorer ses performances [32]. Un système d'amortissement semi-actif est constitué de capteurs, un microcontrôleur, un actionneur de commande, et un dispositif d'amortissement passif. Les capteurs mesurent l'excitation et / ou les réponses de la structure. Le microcontrôleur traite les mesures et génère un signal de commande à l'actionneur. Ensuite, l'actionneur agit pour ajuster le comportement du dispositif passif. Notez que l'actionneur est utilisé pour contrôler le comportement du dispositif passif au lieu d'appliquer une force directement sur la structure: ainsi, il ne nécessite qu'une petite alimentation telle que des batteries [32]. C'est un grand avantage par ce que la source d'alimentation principale de la structure du bâtiment peut s'effondrer lors des événements sismiques, et l'actionneur n'a pas de potentiels nocifs tels que la déstabilisation de la structure. Bien que les amortisseurs semi-actifs soient un peu plus complexes que les amortisseurs passifs, ils sont toujours faciles à fabriquer. Leur fonctionnement est fiable et capable de donner des résultats meilleurs que les amortisseurs passifs. La capacité de contrôle des amortisseurs semi-actifs est encore limitée car ils ne peuvent fonctionner que dans la capacité maximale des dispositifs passifs correspondants. Les systèmes de contrôle semi-actifs sont moins développés que les systèmes de contrôle passif. Toutefois, en raison que les amortisseurs semi-actifs combinent les avantages des deux systèmes de contrôle passif et actif avec un coût supplémentaire faible par rapport aux amortisseurs passifs, ils semblent être une approche prometteuse pour le contrôle de la réponse sismique des structures de génie civil [25].

1.4.1 Masse-amortisseur semi-actif

En 1983, Hrovat et al ont proposé un TMD semi-actif pour le contrôle des vibrations induites par le vent dans les immeubles de grande hauteur (figure 1.12) [25]. Ce système se compose d'un TMD et d'un actionneur installé au sommet de la structure principale. Le TMD semi-actif a une masse m_d , un amortissement c_d , et une raideur k_d . La structure principale est représentée par la masse m , l'amortissement c et la raideur k . L'actionneur, noté SA, génère la force de commande u . Cette force ajuste l'amortissement du TMD tel qu'il soit toujours

optimal à une excitation variable. Comme la masse m_d du TMD est beaucoup plus petite que la masse de la structure m , la force de contrôle actif est utilisée pour modifier la force d'amortissement du TMD (qui est beaucoup moins petite que la force d'inertie du TMD), une petite puissance externe est nécessaires pour atteindre cet ajustement. Les TMD semi-actifs sont encore au stade de recherche et développement.

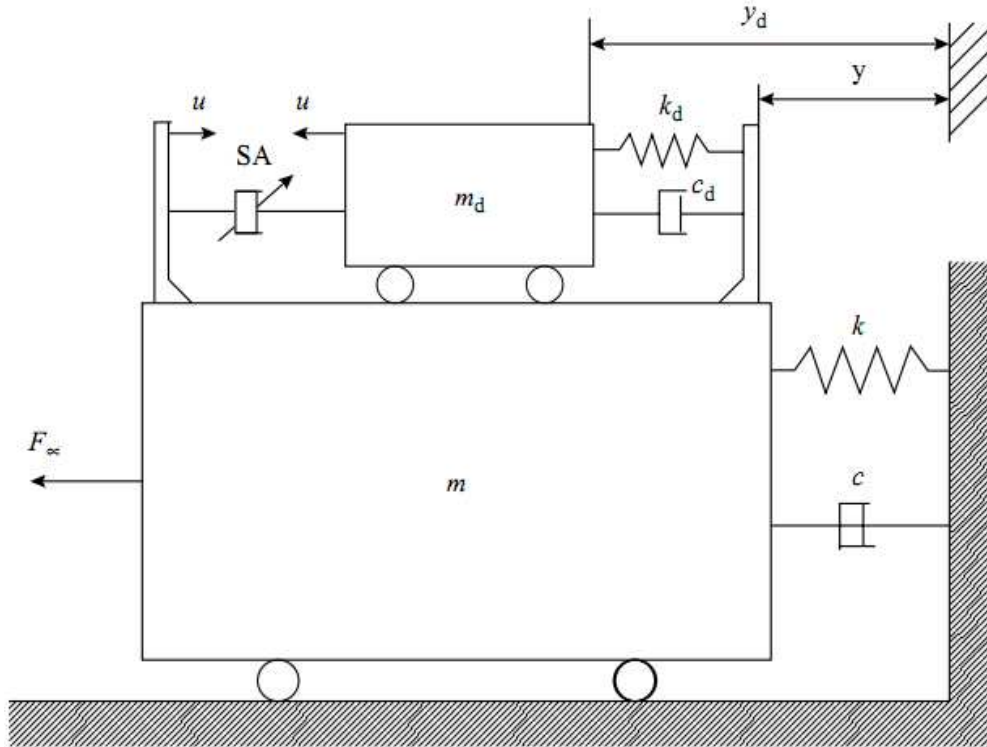


Figure 1.12 TMD semi-actif

1.4.2 Liquide-amortisseur semi-actif

Le TLD semi-actif régule simplement le réglage du liquide en fonctionnement. Sur la base des deux grands types de TLD discutés à la section 1.3.2, les chercheurs ont mis au point le TLD ballotté semi-actif et le TLD à colonne [38]. Le TLD ballotté semi-actif, tel que proposé par Lou et al. en 1994 [38], a ajouté une série de cloisons tournable dans le réservoir de liquide d'un TLD ballotté. Un actionneur est utilisé pour ajuster l'orientation de ces cloisons sur la base des algorithmes prédéfinis. Lorsque les cloisons sont en position horizontale, le réservoir du liquide conserve sa longueur d'origine, et en position verticale, le réservoir du liquide est divisé en un certain nombre de réservoirs plus courts. Sachant que la fréquence naturelle du liquide contenu se modifie suivant la longueur du réservoir, le réglage du TLD peut être commandé par la rotation des cloisons à une position d'inclinaison désirée. Avec ce mécanisme, aucun actionneur puissant n'est nécessaire car il est seulement utilisé pour faire tourner les cloisons légères. La performance du TLD peut donc être améliorée à faible coût. Le TLD à colonne semi-actif, tel que proposé par Yalla et Kareem en 2002 [60], utilise un orifice variable dans un TLD à colonne pour maintenir des conditions optimales d'amortissement. Un actionneur électropneumatique est utilisé pour entraîner une vanne à

bille pour changer la section du TLD à colonne en fonction de l'algorithme de contrôle, réglant ainsi les propriétés de l'amortisseur pour obtenir de meilleures performances. Similairement aux TMD semi-actifs, les TLD semi-actifs restent une priorité de la recherche et de développement d'appareils.

1.4.3 Amortisseur de vibrations semi-actif

Une méthode efficace pour parvenir à un dispositif d'amortissement réglable est l'utilisation d'une vanne à orifice variable pour ajuster le débit d'un amortisseur hydraulique. Ce concept a

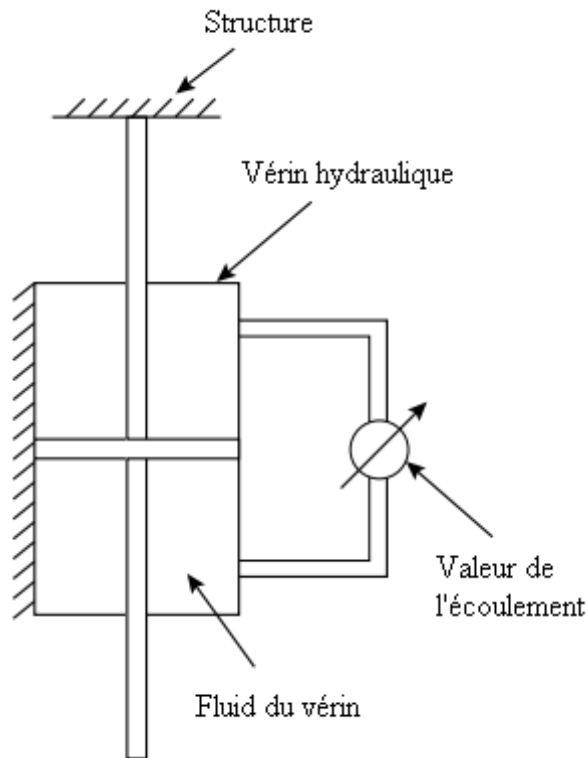


Figure 1.13 Amortisseur semi-actif de vibrations

conduit à l'émergence des amortisseurs de vibrations semi-actif (*semiactive vibration absorbers*) (SAVA), aussi appelés amortisseurs hydrauliques semi-actifs (*semiactive hydraulic damper*) (SAHD) [48]. Comme représenté schématiquement à la figure 1.13. Un tel dispositif permet à la fois le réglage de l'amortissement et la rigidité. La capacité d'amortissement est générée à partir du fluide visqueux, et la rigidité est réglée par l'ouverture de la vanne de débit. Si la vanne est fermée, le SAVA fonctionne comme un ressort avec rigidité. Si la vanne est ouverte, le fluide peut circuler facilement à travers le tube et fournit peu de raideur à la structure. Le SAVA a été appliqué en automobile pour améliorer le roulement et la tenue de route [29]. Les applications du SAVA aux bâtiments et aux ponts incluent des expériences pour le contrôle de la réponse sismique et la mise en œuvre.

1.4.4 Dispositifs semi-actifs de contrôle de raideur

Le système à raideur variable semi-actif (*semiactive variable-stiffness* (SAVS) system), également appelé dispositif à raideur variable (*variable-stiffness device* (VSD)) par les

auteurs, a été étudié et mis en œuvre au Japon [36]. Comme représenté schématiquement à la figure 1.14, ce dispositif est monté sur un système d'entretoisement de la structure. Le VSD se compose d'un vérin hydraulique équilibrée, une tige de piston à double effet, une électrovanne de commande normalement fermée, et un tube reliant les deux chambres du vérin. L'électrovanne peut être mise ouverte ou fermée. Lorsque l'électrovanne est ouverte, le fluide s'écoule librement et libère la connexion poutre-entretoisement, ce qui diminue la rigidité de la structure. Lorsque l'électrovanne est fermée, le fluide ne peut pas s'écouler et serre effectivement la poutre à l'entretoisement, ce qui augmente la rigidité de la structure. Avec ce mécanisme, un VSD ajuste la rigidité du système d'entretoisement de la structure de façon à minimiser les réponses structurelles de type résonant au cours d'un séisme.

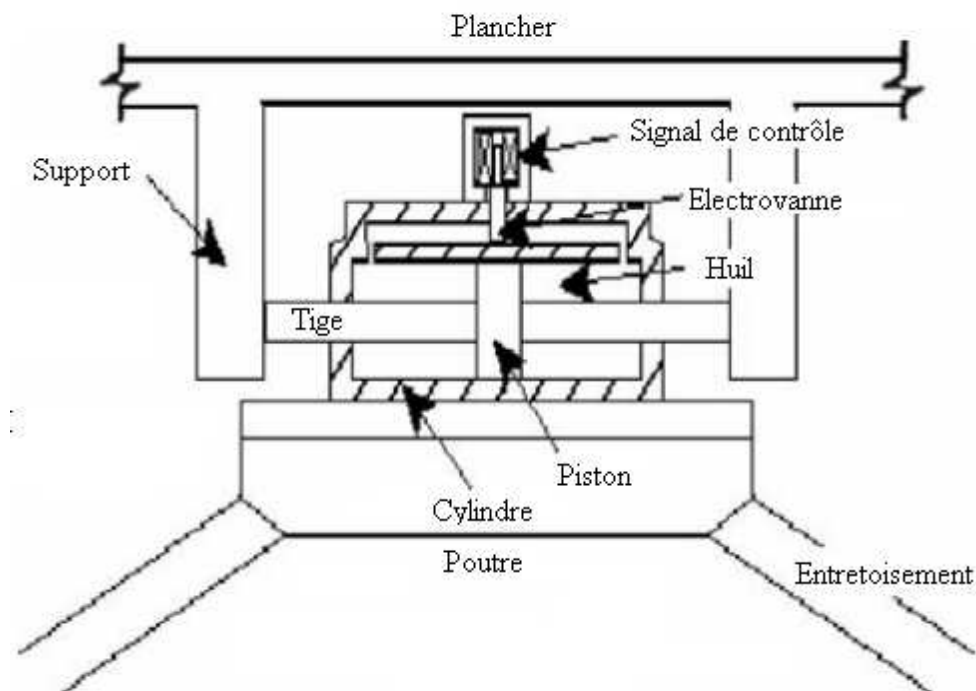


Figure 1.14 Dispositif semi-actif à raideur variable

1.4.5 Amortisseur semi-actif à fluide visqueux

Un amortisseur semi-actif à fluide visqueux pour le contrôle de la réponse sismique de la structure est illustré schématiquement à la figure 1.15 [18]. Des études Théoriques et expérimentales ont été menées. Cet appareil utilise une électrovanne normalement fermée pour contrôler l'intensité du fluide à travers une boucle de dérivation. L'énergie est dissipée par le frottement entre le flux, la boucle by-pass, et les orifices dans la tête du piston. Lorsque l'ouverture de l'électrovanne est grande, le fluide peut circuler facilement à travers l'électrovanne, et une petite force d'amortissement se développe. Lorsque l'ouverture est petite, le liquide ne peut pas circuler facilement à travers l'électrovanne, et l'amortisseur fournit une force de contrôle plus grande. Le comportement de l'amortisseur est contrôlé en ajustant l'ouverture de l'électrovanne en fonction de l'algorithme de contrôle. Une petite

puissance électrique externe fournie par la source d'alimentation est nécessaire. Le concept a été utilisé pour un cas d'étude des essais d'un pont [33].

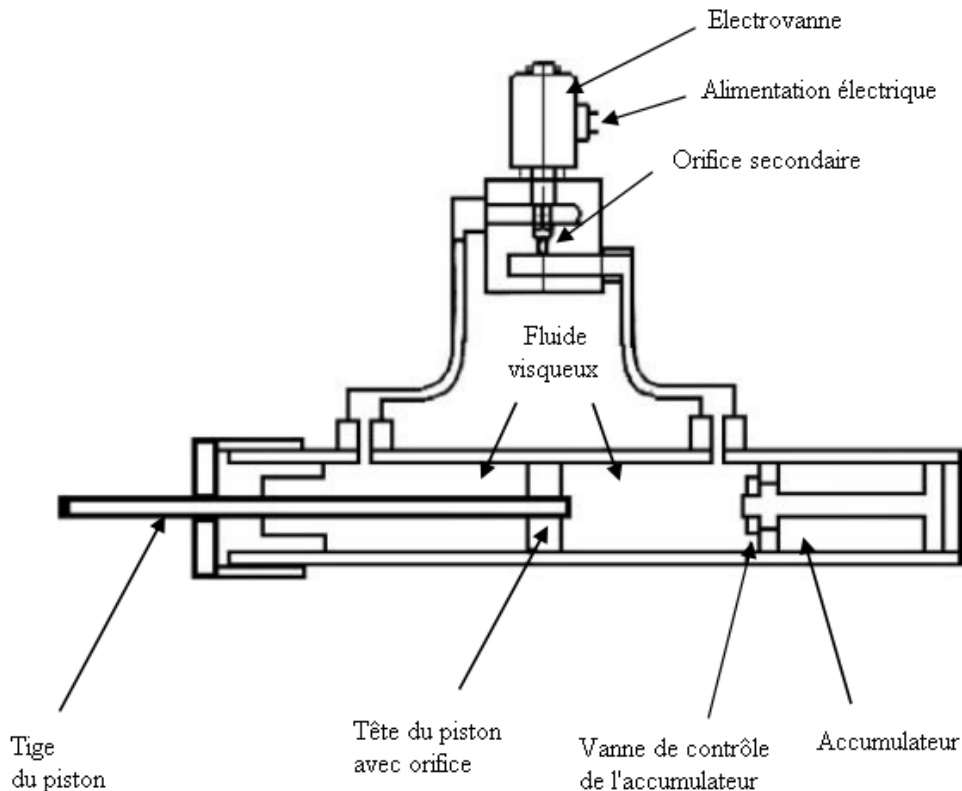


Figure 1.15 Construction d'un amortisseur semi-actif à fluide visqueux

1.5 Systèmes de contrôle actif

Les sections 1.3 et 1.4 ont présenté les structures intelligentes utilisant des systèmes de contrôle passifs et semi-actifs. Les deux systèmes sont rentables et fiables pour fonctionner, mais leurs capacités et / ou intelligences sont limitées pour le contrôle de la réponse sismique de la structure. Les systèmes passifs ont des mécanismes simples et sont faciles à fabriquer, mais ils ne sont pas suffisamment adaptés à une excitation externe en constante évolution. Certains d'entre eux, tels que les TMD et les TLD, ne sont efficaces que pour la suppression des réponses des structures avec un seul mode dominant, comme les vibrations des structures induites par le vent [12]. Les amortisseurs semi-actifs ont un système adaptatif intégré, mais ils ne peuvent fonctionner que dans la capacité maximale des dispositifs passifs sur lesquels ils sont basés [12]. Ainsi, il y a clairement un besoin pour un système d'adaptation plus puissant pour protéger les structures contre les vibrations excessives et les endommagements causés par les grands tremblements de terre, où plusieurs modes sont dominants dans la réponse de la structure. Cela a conduit à l'émergence des structures intelligentes avec un contrôle actif de la réponse sismique. Cette technique innovante utilise des dispositifs spéciaux, tels que des actionneurs électro-hydrauliques, pour générer la force de contrôle requis contre les tremblements de terre en retournant l'information sur la réponse mesurée de

la structure. Cette force de contrôle peut servir comme un amortissement supplémentaire, réduisant ainsi les vibrations structurelles causées par les excitations de la circulation, du vent, et du tremblement de terre.

Les systèmes de contrôle actifs ont été largement utilisés pour supprimer les bruits et les vibrations structurelles dans les industries mécaniques et aérospatiales [43]. Leur application à de grandes structures de génie civil est un domaine novateur sous recherche et développement. Le contrôle actif de la réponse sismique a reçu une attention considérable ces dernières années en raison de ses avantages suivants [51]:

- Efficacité accrue du contrôle : En théorie, les systèmes actifs peuvent être aussi puissants que souhaité. Dans la pratique, le degré d'efficacité du contrôle est seulement limité par la capacité de l'actionneur. L'industrie moderne peut produire des actionneurs capables de générer des forces de contrôle beaucoup plus grandes que les amortisseurs passifs ou semi-actifs.
- Adaptabilité à des mouvements du sol : Un système de contrôle actif peut mesurer les mouvements du sol, puis ajuster ses efforts de contrôle.
- Sélectivité des objectifs de contrôle : Le système de contrôle peut être conçu pour de différents objectifs, tels que la sécurité de la structure ou le confort humain.
- Applicabilité aux différents mécanismes d'excitation : Le contrôle actif couvre une large gamme de fréquences, c'est tous les modes importants de la structure. Un système de contrôle actif peut réduire efficacement la réponse structurelle sous des excitations de vents et / ou des tremblements de terre.

Bien que le contrôle actif soit un nouveau domaine avec moins de recherche et de développement que le contrôle passif des structures, de grands progrès ont été réalisés en raison de sa forte capacité et son adaptabilité. Les progrès continuent d'être faits sur le contrôle actif de la réponse sismique comme le montre un certain nombre de publications [27]. Le contrôle actif de la réponse sismique a atteint un stade d'applications pratiques. Les chercheurs ont développé plusieurs dispositifs de contrôle actif, tels que les tendons actifs, AMD, entretoisement actif, et les systèmes de génération d'impulsions.

1.5.1 Configuration de base des systèmes de contrôle actif

Un système de contrôle actif est entièrement adaptatif. Ces structures intelligentes utilisent une alimentation externe pour générer la force de contrôle, qui est directement appliquée à la structure afin de réduire sa réponse. Puisque les structures en bâtiment sont généralement de grande taille, d'énormes équipements de génération de force et de grandes sources d'alimentation externes sont nécessaires pour le contrôle actif. Ainsi, un système de contrôle actif est généralement conçu principalement pour augmenter l'amortissement de la structure avec des modifications mineures de la rigidité. La figure 1.16 illustre schématiquement la configuration de base d'un tel système, qui se compose de trois types d'éléments: capteur (s), actionneur (s), et dispositif de contrôle avec un algorithme de contrôle prédéterminé.

Les capteurs dans un système de structure intelligente sont semblables aux organes de sensation dans le corps humain. Le capteur (s) peut être localisé à la base de la structure pour mesurer l'excitation externe, ou sur la structure elle-même pour mesurer les variables de la réponse de la structure, tels que les déplacements, vitesses, accélérations, et forces de contrôle. Les dispositifs de contrôle peuvent avoir aussi des capteurs intégrés pour surveiller leur comportement. Par exemple, un vérin hydraulique peut avoir un capteur de déplacement intégré pour mesurer le déplacement relatif du piston du vérin vis-à-vis du cylindre. Les transformateurs différentiels variables linéaires (LVDT), les capteurs de vitesse, les accéléromètres, et les cellules de charge, qui mesure respectivement, le déplacement, la vitesse, l'accélération et la force, sont les capteurs les plus courants pour les systèmes de structures intelligentes. Ces capteurs peuvent fonctionner comme des dispositifs linéaires proportionnels dans la gamme de fréquences de 0,1-100 Hz, qui couvre la bande de fréquence de la vibration des structures sous les excitations du séisme ou du vent. La sortie du capteur est généralement sous forme de signaux de tension qui sont envoyés au dispositif de contrôle pour le traitement.

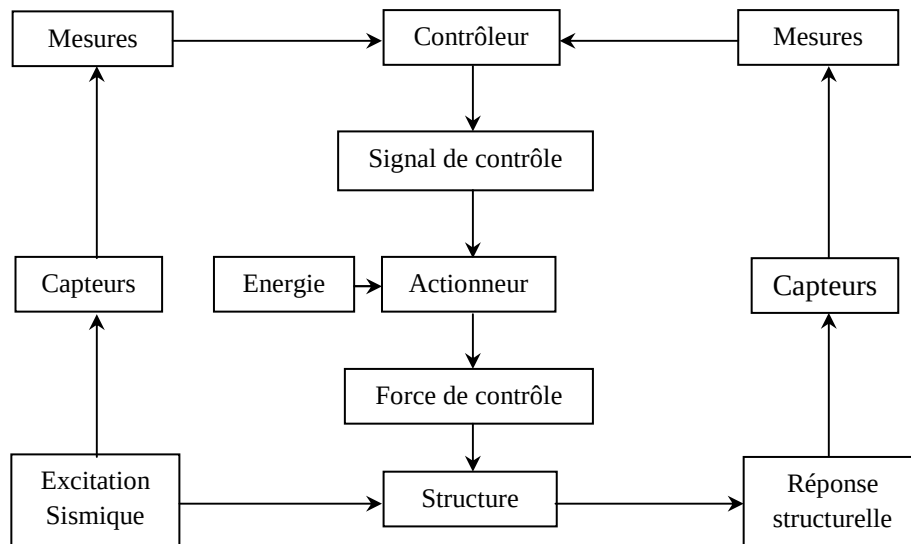


Figure 1.16 Diagramme schématique d'un système de contrôle actif

Le dispositif de contrôle dans un système de structure intelligente est similaire au cerveau humain. Il reçoit les mesures des capteurs, les analyse, et génère des signaux de contrôle nécessaires (également appelées contrôle commande) pour piloter l'actionneur sur la base d'un algorithme de contrôle prédéterminé. Donc, le dispositif de contrôle est un générateur d'information qui produit des signaux de commande par une fonction de retour des mesures des capteurs. Dans le stade de la conception, le modèle mathématique du dispositif de contrôle est formulé par la théorie du contrôle, et la loi de contrôle de la boucle de retour est déterminée par des algorithmes de contrôle. Pour la mise en œuvre physique, il y a des dispositifs de contrôle analogiques et numériques. Les dispositifs de contrôle analogiques sont des dispositifs qui mettent en œuvre une loi de commande en boucle fermée formulée dans un domaine de temps continu. Tous les composants physiques d'un tel dispositif de contrôle

fonctionnent d'une manière continue. Les dispositifs de contrôle numériques ont un microcontrôleur en tant que composant principal. Grâce aux progrès de la microélectronique, la technologie numérique a dépassé celle des dispositifs de contrôleur analogiques. La figure 1.17 montre la configuration d'un microcontrôleur numérique, qui comprend des convertisseurs analogique / numérique (A / N) et numérique / analogique (N / A). Un signal continu dans le domaine temporel à partir des capteurs est échantillonné par un convertisseur A / N. Le signal est transformé en une séquence de valeurs de sortie mesurée qui représentent chaque instant d'échantillonnage. Le microcontrôleur numérique utilise ensuite ces valeurs pour calculer une valeur souhaitée pour la séquence de contrôle. Cette séquence est convertie en un autre signal temporel continu par un convertisseur N / A pour alimenter les actionneurs. S'il y a trop peu de mesures issues des capteurs comme entrées du dispositif de contrôle, un observateur est utilisé pour estimer la réponse des variables non mesurées du système.



Figure 1.17 Configuration d'un microcontrôleur numérique

Lorsque seules les variables de la réponse structurelle sont continuellement mesurées, la configuration de contrôle est référée à un contrôle en boucle fermée parce que ces mesures sont utilisées pour faire des corrections continues aux forces de contrôle appliquées. Lorsque seules les entrées du tremblement de terre sont mesurées, un contrôle direct peut être utilisé, et les forces de contrôle sont régulées par l'excitation mesurée.

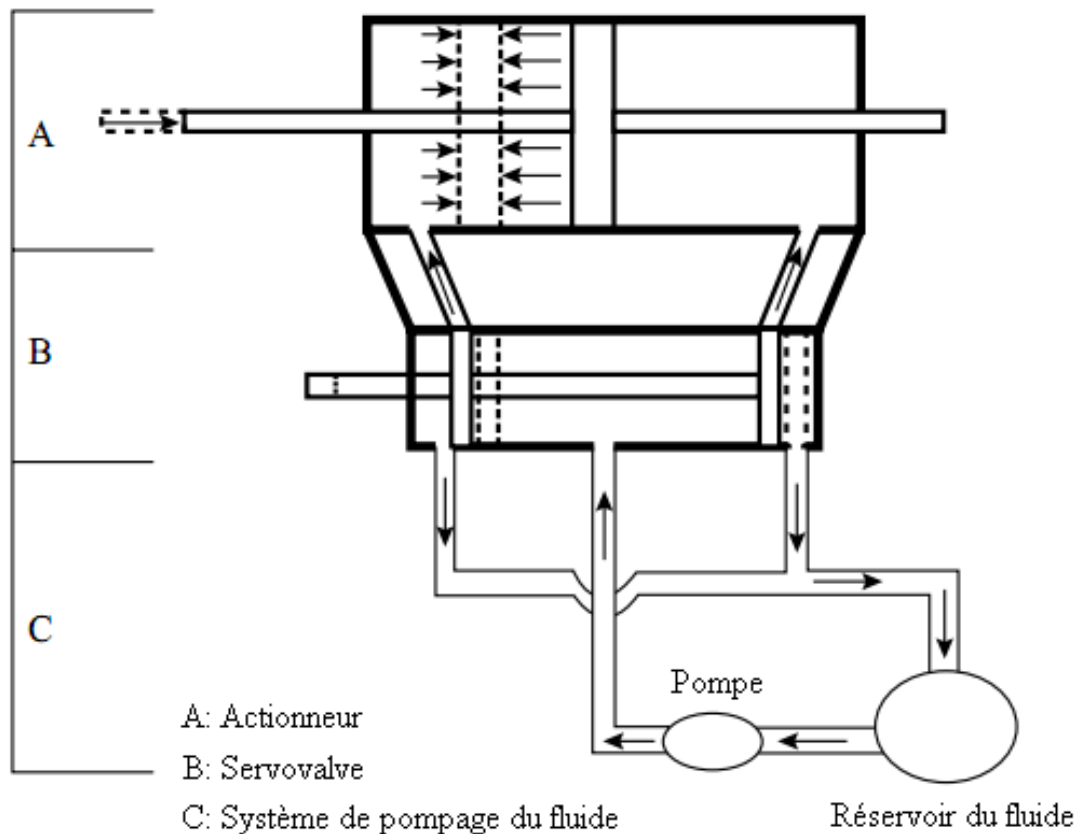


Figure 1.18 Actionneur hydraulique contrôlé par une servovalve

Les actionneurs sont similaires aux mains et aux pieds du corps humain. Les actionneurs produisent les forces de contrôle requises en fonction des signaux de contrôle du cerveau-le dispositif de contrôle. Pour le contrôle de la structure, la grande taille des structures de génie civil nécessite des actionneurs importants capables de générer une force de commande importante. Les actionneurs électro-hydrauliques et les générateurs d'impulsions utilisent tous les deux des sources d'alimentation externes. La figure 1.18 montre un schéma d'un actionneur hydraulique commandé par une servovalve utilisé par les systèmes de structure intelligente pour le contrôle de la réponse sismique [18].

1.5.2 Systèmes actifs masse-amortisseur

Un système AMD est aussi appelé *active mass driver*. Il a évolué à partir du TMD avec l'introduction d'un mécanisme de contrôle actif. Comme déjà vu précédemment, les TMD sont seulement efficaces pour le contrôle de la réponse de la structure lorsque le premier mode est dominant, comme les vibrations des structures induites par le vent. Le développement de l'AMD se concentre sur la recherche du contrôle de la réponse sismique de la structure avec une large bande de fréquence. Il est attendu que les structures avec des AMD vont démontrer une efficacité renforcée sur les structures avec des TMD. Un modèle conceptuel d'une structure contrôlée par un AMD est illustré à la figure 1.19 [18], avec une comparaison schématique entre l'AMD et le TMD. Un seul actionneur est installé entre le principal (c.-à-d. structure) et l'auxiliaire (c.-à-d. TMD). Le mouvement du système auxiliaire peut être commandé par l'actionneur pour augmenter l'efficacité du contrôle.

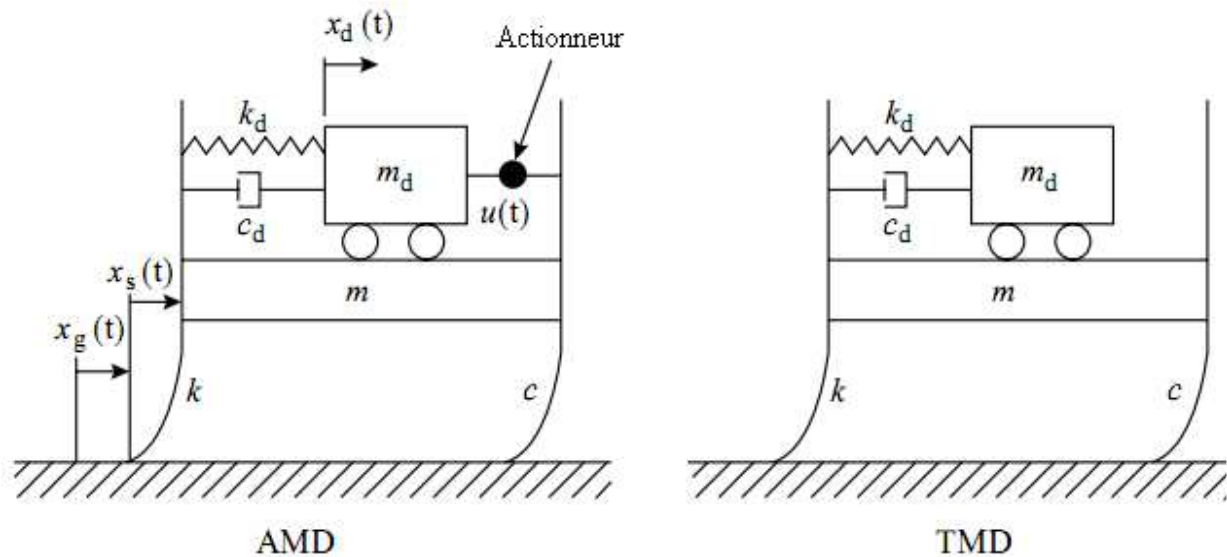


Figure 1.19 Comparaison schématique entre deux structures intelligentes utilisant active mass damper (AMD) et tuned mass damper (TMD)

Les systèmes AMD ont été proposés dans le début des années 1980 et ont été théoriquement étudiés. Comme le montre le modèle conceptuel (voir la figure 1.19), un actionneur est installé sur la structure contrôlée par l'AMD [9, 47]. Cet actionneur est installé entre le système principal (c.-à-d. structure) et auxiliaire (c.-à-d. TMD). Le mouvement de ce dernier peut être commandé par l'actionneur pour augmenter l'efficacité du contrôle du système. L'étude théorique s'est focalisée sur le fonctionnement de l'actionneur pour soumettre la réponse du système primaire le plus efficacement avec la loi de commande optimale pour trouver le gain approprié de la boucle de retour de l'AMD. Les chercheurs ont également réalisé de nombreux essais sur les systèmes AMD sur des tables vibrantes pour le contrôle de la réponse sismique et la mise en œuvre à grande échelle du système AMD [61].

Les systèmes AMD ont un avantage économique dans les structures à grande échelle du fait que la force de contrôle est moindre avec un actionneur plus petit par rapport aux autres systèmes actifs. L'actionneur dans un système AMD est utilisé pour piloter la masse auxiliaire, alors que l'actionneur dans d'autres systèmes actifs agit généralement directement sur la structure. Cependant, l'efficacité du contrôle d'un système AMD est efficace à la fréquence fondamentale et ne l'est pas à des fréquences plus élevées.

1.5.3 Système tendon actif

Les systèmes de contrôle des tendons actifs se composent d'un ensemble de tendons précontraint dont la tension est contrôlée par un servomécanisme électro-hydraulique [40]. La figure 1.20 montre une configuration typique d'un système de contrôle actif utilisant des tendons actifs. Les tendons actifs sont installés entre deux étages d'une structure de bâtiment. Le cylindre du vérin est fixé à l'étage inférieur. L'une d'extrémité du tendon est reliée à l'étage supérieur et l'autre extrémité au piston du vérin. Sous l'excitation du tremblement de terre, les vibrations de la structure induit la dérive inter-étages qui anime le mouvement relatif

du piston du vérin par rapport au cylindre du vérin. Ce mouvement relatif modifie la tension des tendons précontraints, appliquant ainsi la force de contrôle dynamique à la structure afin de réduire sa réponse sismique.

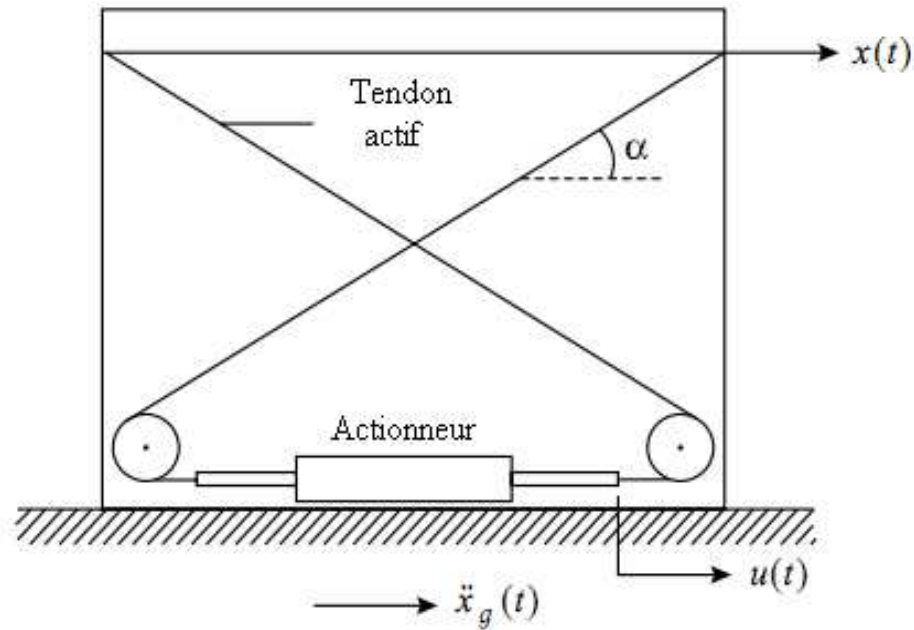


Figure 1.20 Diagramme schématisé d'un système de tendon actif

Le contrôle des tendons actifs a été étudié analytiquement et expérimentalement. La mise en œuvre à grande échelle d'un système de tendon actif sur un bâtiment de 6 étages et de 600 tonnes a été testée à Tokyo, Japon [51]. Les deux résultats expérimentaux et de simulation montrent une réduction significative de la réponse sismique des structures intelligentes utilisant des systèmes de tendons actifs. Les tendons actifs peuvent fonctionner dans les deux modes, en impulsions et en temps continu. Ainsi, le contrôle du tendon actif peut accueillir à la fois des algorithmes en temps continu et de contrôle d'impulsion. Un autre avantage est que les tendons de ce système peuvent utiliser les structures actuelles, ce qui minimise la nécessité d'ajouts et de modifications de la structure.

1.5.4 Systèmes actifs d'entretoisement

Un système actif d'entretoisement utilise les entretoises structurelles existantes pour installer un dispositif de contrôle actif (c.-à-d. actionneur) sur une structure [18]. Trois types de systèmes d'entretoisement, en diagonale, entretoises en K, et entretoises en X, peuvent être utilisés (les mêmes que ceux pour les amortisseurs passifs). Des vérins hydrauliques contrôlés par des servovalves, capables de générer une force de commande importante sont montés sur le système d'entretoisement entre deux étages adjacents. La figure 1.21 montre un système de contrôle actif d'entretoise avec un vérin hydraulique monté sur une entretoise en K. Le cylindre du vérin est boulonné au plancher de la structure, et le piston du vérin est relié à l'entretoise. Ce système se compose d'une servovalve, un instrument de contrôle de la servovalve, un vérin hydraulique, un système d'alimentation hydraulique, des capteurs, et un microcontrôleur avec un algorithme de contrôle prédéterminé. Les capteurs mesurent le

mouvement de la structure dû à l'excitation du tremblement de terre. Le microcontrôleur utilise l'algorithme de contrôle pour traiter ces mesures et pour générer le signal de commande. La servovalve utilise alors le signal de commande pour réguler la direction et l'intensité de l'écoulement. Ce qui donne une différence de pression dans les deux chambres du vérin. La force de commande est donc générée par la différence de pression pour résister aux charges sismiques sur la structure.

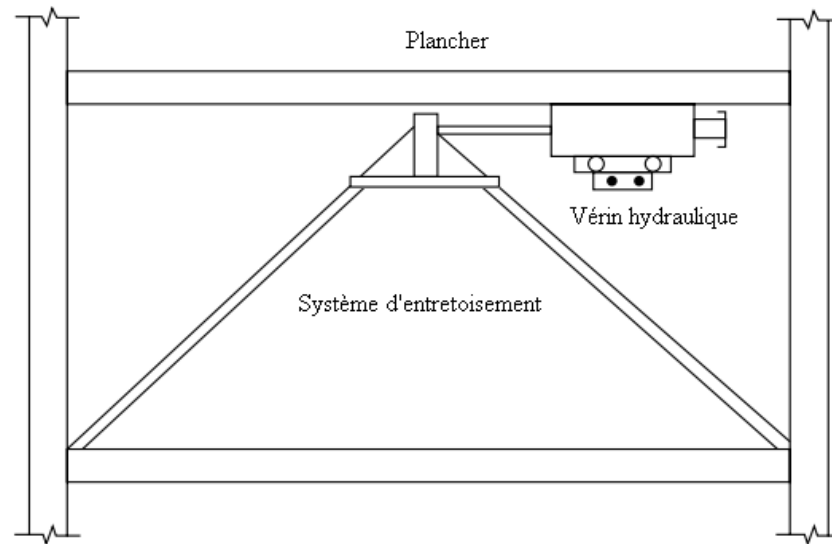


Figure 1.21 Système d'entretoisement actif avec un vérin hydraulique

Les systèmes actifs d'entretoisement ont été étudiés analytiquement et expérimentalement [53]. Les systèmes actifs d'entretoisement offrent les mêmes avantages que les systèmes de tendons actifs: les modifications de la structure sont réduites au minimum par ce que les membres de la structure existante peuvent être utilisés pour installer l'actionneur.

1.5.5 Systèmes de Génération d'impulsions

Un système de génération d'impulsions utilise un générateur d'impulsions au lieu d'un vérin hydraulique [18]. Les générateurs d'impulsions utilisent des mécanismes pneumatiques pour produire une force active de contrôle. De tels mécanismes utilisent l'air comprimé pour produire une force d'actionnement de type pulsé, différente de vérins hydrauliques utilisant un fluide à haute pression. Un système de structure intelligente peut être réalisé par l'installation des générateurs d'impulsions à plusieurs endroits dans une structure. Lorsqu'une vitesse relative importante est détectée à l'un de ces endroits, le vérin pneumatique à cet endroit est déclenché, et une force de contrôle opposée à la vitesse est appliquée à la structure. Les chercheurs ont mené des tests de table vibrante sur une structure en acier de six étages avec un générateur d'impulsions au sommet, et les résultats ont montré que les générateurs d'impulsions ont été un dispositif prometteur pour le contrôle de la réponse sismique [44]. Les générateurs d'impulsions utilisent l'énergie du gaz comprimé et ne sont pas chers [18]. Cependant, l'énergie du gaz ne peut pas être assez puissante pour entraîner les structures de bâtiment de grande échelle. En outre, les systèmes de génération d'impulsions peuvent avoir une non-linéarité élevée puisque la force générée par les vérins pneumatiques peut déviée de la forme d'impulsion rectangulaire idéale.

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents systèmes utilisés dans les structures intelligentes comme moyens de protection contre les vents violents et les tremblements de terre. Nous avons vu que les systèmes d'isolation de base sont des outils efficaces pour assurer la protection sismique des structures en bâtiments à faible et moyenne hauteur, caractérisés par des fréquences élevées. Nous avons ainsi présenté les structures intelligentes utilisant des systèmes de contrôle passifs et semi-actifs. Les deux systèmes sont rentables et fiables pour fonctionner, mais leurs capacités et / ou intelligences sont limitées pour le contrôle de la réponse sismique de la structure. Les systèmes passifs ont des mécanismes simples et sont faciles à fabriquer, mais ils ne sont pas suffisamment adaptés à une excitation externe en constante évolution, car ils ne sentent pas l'excitation et la réponse, et n'utilisent pas une alimentation externe. Les amortisseurs semi-actifs ont un système adaptatif intégré, mais ils ne peuvent fonctionner que dans la capacité maximale des dispositifs passifs sur lesquels ils sont basés. Ensuite nous avons présenté les systèmes de contrôle actif qui ont montré plus d'avantages tel que l'efficacité accrue du contrôle, l'adaptabilité à des mouvements du sol, la sélectivité des objectifs de contrôle, et l'applicabilité aux différents mécanismes d'excitation.

En raison de ces avantages, le chapitre suivant sera consacré à l'étude d'un type des systèmes de contrôle actif, et le choix d'une technique d'intégration dans une structure en génie civil soumise à des excitations sismiques.

2 Commande optimale de l'actionneur à modèle parfait

2.1 Introduction

Le système AMD examinés dans cette étude se compose principalement d'un servomoteur à courant alternatif et une vis à billes. La vis à billes, relié avec un couplage en série, est utilisé comme support de transmission pour convertir le mouvement de rotation du moteur en mouvement de translation. Lorsque le servomoteur fait un tour dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, le bloc masse est avancé d'un pas de la vis à billes. La distance d'un pas de la vis à billes est donc proportionnelle au coup de l'AMD, qui à son tour affecte les performances du système AMD.

Dans ce chapitre, l'effet de la distance du pas de la vis à bille sur les performances du système AMD électrique est étudié. Un algorithme de commande optimale directe instantanée en boucle fermée est adopté. Ainsi avec une étude de l'effet de la valeur du coefficient de pondération sur les performances du système. Une simulation numérique est effectuée en utilisant une structure en charpente métallique de cinq étages sous les conditions d'une excitation sismique avec une fonction de densité spectrale d'énergie de Kanai-Tajimi de l'accélération terrestre. Le système AMD a montré qu'il est très efficace pour une distance de pas bien déterminée ($l_b = 5 \text{ cm}$) où la force de contrôle et la puissance demandée sont beaucoup moins importantes. Les réductions des réponses maximales du modèle de la structure peuvent atteindre plus de 65% si le système AMD est convenablement conçu. Malgré l'inconvénient que les vitesses et les déplacements de tous les étages doit être mesurés comme des états de la boucle de retour pour les utilisés dans la loi de commande optimale direct en boucle fermée, ce système est recommandé pour une implémentation pratique.

2.2 Mécanisme du système AMD

Le système AMD examiné dans cette étude se compose principalement d'un servomoteur à courant alternatif, une vis à billes et un bloc masse, comme le montre la figure 2.1 [11]. La vis à billes (figure 2.2) liée en série avec un accouplement (figure 2.3) est utilisée comme un moyen de transmission pour convertir le mouvement rotationnel du moteur en mouvement de translation. Lorsque le servomoteur fait un tour dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, le bloc masse est avancé d'un pas de la vis à billes.

Le frottement entre les interfaces de la vis et ses supports peut être minimisé par les billes portantes circulant dans des courses en acier trempé, formées par les rainures concaves hélicoïdales et l'écrou d'accouplement [11]. Lorsque la vis et l'écrou tournent l'un contre l'autre, les billes portantes sont détournées d'une extrémité vers l'extrémité opposée de l'écrou

à bille, via le tube guidant de retour. Cette procédure de recirculation permet un déplacement illimité de l'écrou au tour de la vis. Le bloc masse, porté par quatre roulements d'appui, est relié avec l'écrou sur la vis à billes, qui l'entraîne sur les rails en mouvement linéaire. La distance d'un pas de la vis à billes est proportionnelle au coup de l'AMD. Le coup maximale du bloc masse est de ± 10 cm contraint par les fin de cours de prévention [11].

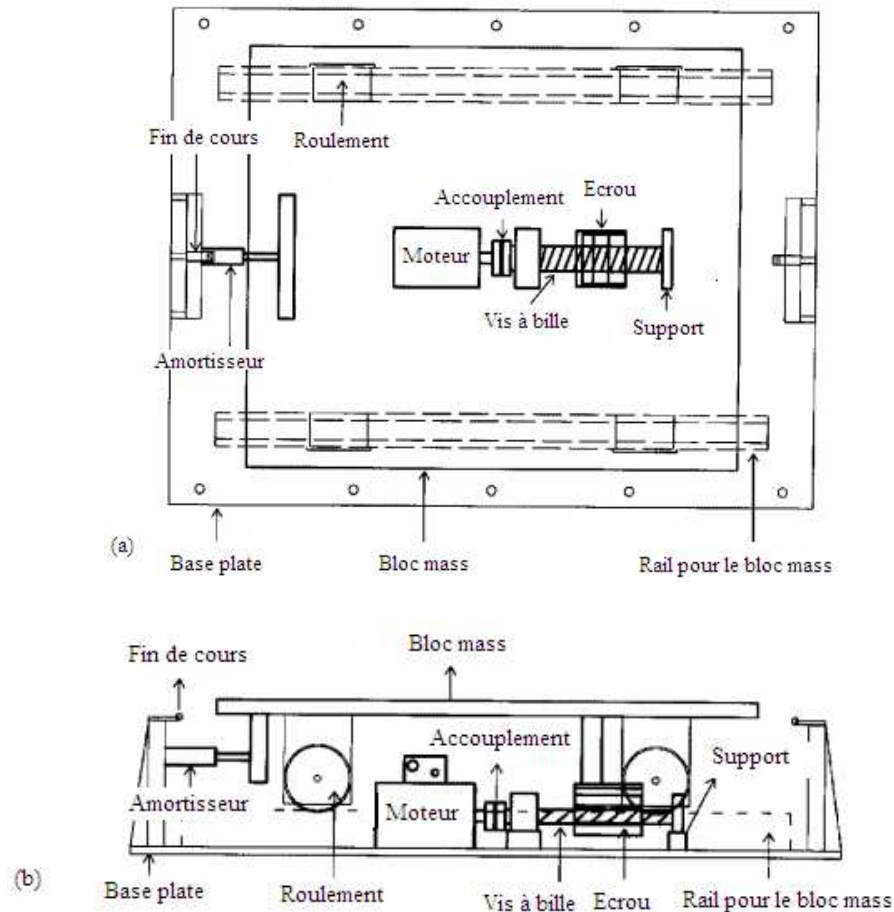


Figure 2.1 Configuration du système AMD (a) coupe horizontale ; et (b) coupe verticale

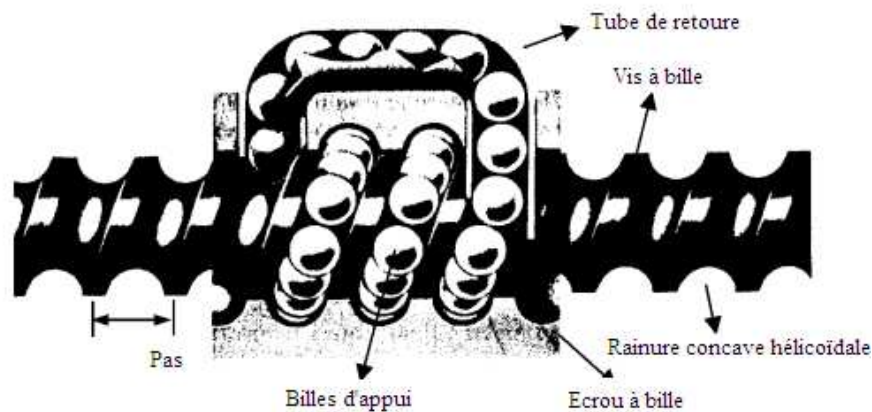


Figure 2.2 Les composants de la Vis à bille

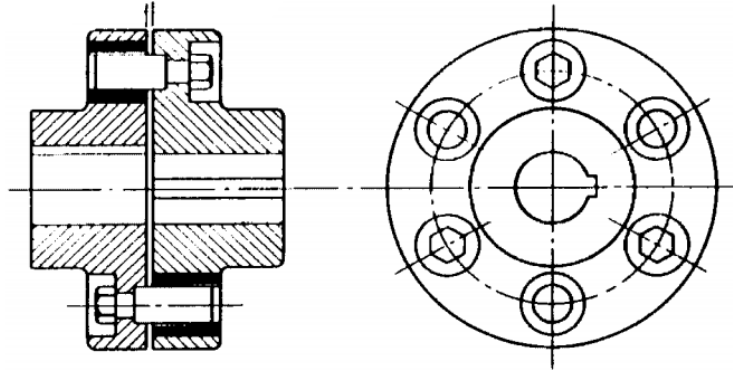


Figure 2.3 Accouplement

2.3 Modèle de la structure avec AMD

Un système dynamique structurel implémenté avec un système AMD (figure 2.4) et soumis à un mouvement de tremblement de terre $\ddot{x}_g(t)$, et une force de contrôle $u(t)$, peut être décrit comme suit [22, 23, 37] :

$$\underline{\underline{M}} \ddot{\underline{x}}(t) + \underline{\underline{C}} \dot{\underline{x}}(t) + \underline{\underline{K}} \underline{x}(t) = \underline{\underline{B}} u(t) - \underline{\underline{E}} \ddot{x}_g(t) \quad (2.1)$$

Où:

1. $\underline{x}$ est le vecteur déplacement de dimension (6×1)
2. $\underline{\underline{M}}$ est la matrice masse de dimension (6×6)
3. $\underline{\underline{C}}$ est la matrice amortissement de dimension (6×6)
4. $\underline{\underline{K}}$ est la matrice raideur de dimension (6×6)
5. $u(t)$ est la force de contrôle
6. $\underline{\underline{B}}$ est la matrice emplacement de la force de contrôle de dimension (6×1)
7. $\ddot{x}_g(t)$ est l'accélération de la terre
8. $\underline{\underline{E}}$ est la matrice emplacement du mouvement de la terre de dimension (6×1)

La force de contrôle, $u(t)$, peut être aussi exprimée en terme de couple, Γ , du servomoteur. Supposant la conservation de l'énergie, le travail fait par le servomoteur en un tour est égale à celui du bloc masse avancé d'un pas. Donc, le couple Γ fournie par le servomoteur et la force de translation u , appliquée au bloc masse, satisfont [11]:

$$\Gamma = \frac{l_b}{2\pi} u \quad (2.2)$$

Où l_b est la distance d'un pas de la vis à bille

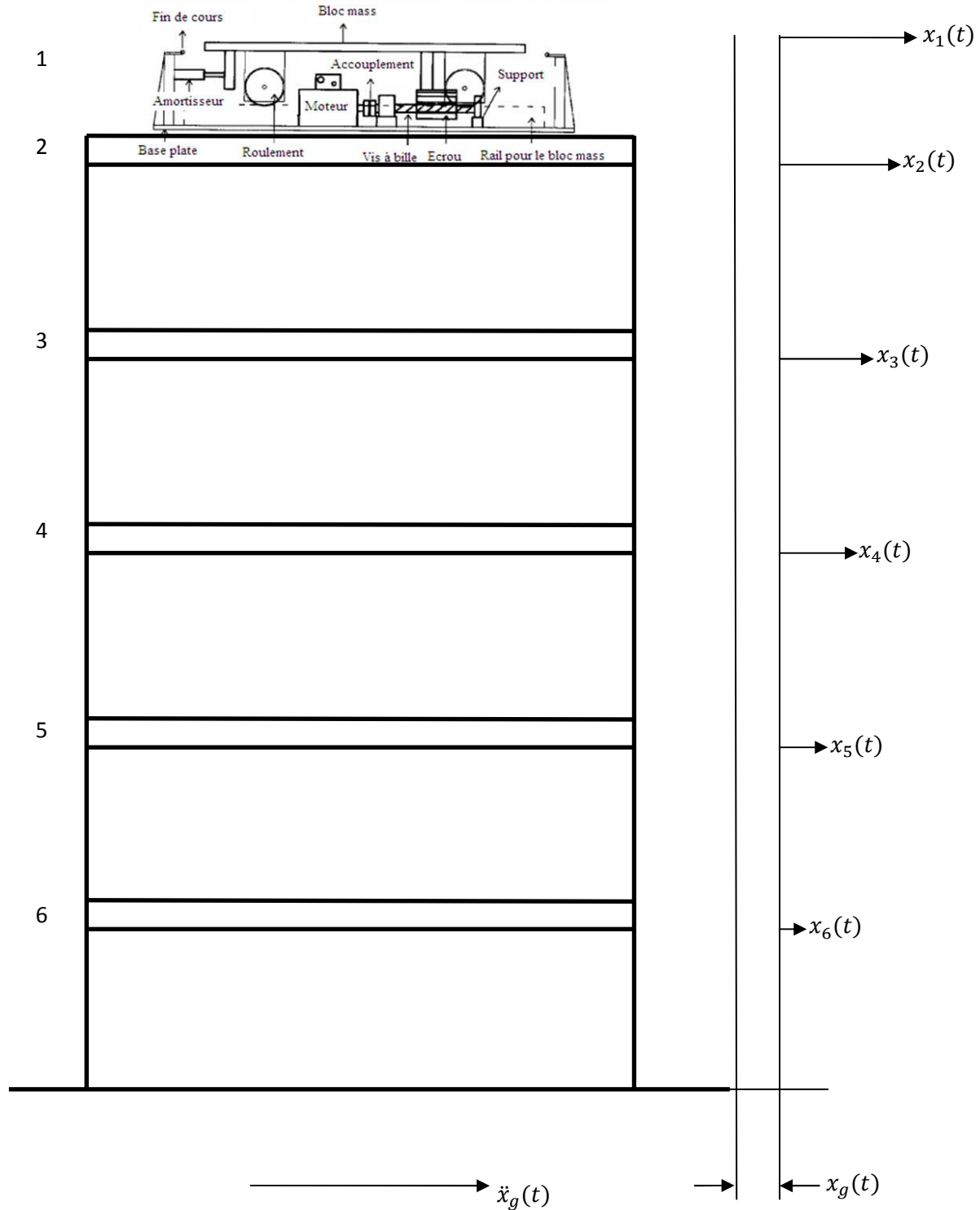


Figure 2.4 Un système structurel dynamique implémenté avec un système AMD

La force de réaction de u à la structure est la force de contrôle actif. Si l'inertie des parties tournantes, y compris le rotor du servomoteur, la vis à billes et l'accouplement est prise en considération, l'équilibre du couple est modifié comme suit [11]:

$$\begin{aligned}\Gamma &= \frac{l_b}{2\pi}u + (J_M + J_B + J_C)\alpha_m \\ &= \frac{l_b}{2\pi}u + J\alpha_m\end{aligned}\quad (2.3)$$

Où, J_M , J_B et J_C sont respectivement, les moments d'inertie du rotor du servomoteur, de la vis à bille et de l'accouplement ; $J = J_M + J_B + J_C$ est la somme des moments d'inertie des parties tournante. Au moment où le servomoteur fait un tour, le bloc masse est avancé d'un pas de la vis à bille. D'où le frappe du bloc masse relatif à l'étage où il est attaché peut être calculé comme :

$$\bar{x}_a = x_a - x_n = \underline{L}^T \underline{x} = \frac{l_b \theta_m}{2\pi} \quad (2.4)$$

Où $\bar{x}_a$ est la frappe du bloc masse relatif au toit ; x_a est le déplacement du bloc masse relatif à la terre; x_n est le déplacement du toit relatif à la terre ; $\underline{L} = [1 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$ est le vecteur localisation (6×1); θ_m est l'angle de rotation du servomoteur. La vitesse du bloc masse relatif au toit peut être calculée en dérivant les deux côtés de l'équation (4) par rapport au temps comme :

$$\dot{\bar{x}}_a = \underline{L}^T \dot{\underline{x}} = \frac{l_b}{2\pi} \dot{\theta}_m = \frac{l_b}{2\pi} \omega_m \quad (2.5)$$

Où $\dot{\bar{x}}_a$ est la vitesse du bloc masse relative au toit, et $\omega_m = \dot{\theta}_m$ (rad/sec) est la vitesse angulaire du servomoteur. D'une façon similaire, l'accélération du bloc masse relative au toit peut être représentée comme :

$$\ddot{\bar{x}}_a = \underline{L}^T \ddot{\underline{x}} = \frac{l_b}{2\pi} \dot{\omega}_m = \frac{l_b}{2\pi} \alpha_m \quad (2.6)$$

Où $\ddot{\bar{x}}_a$ est l'accélération du bloc masse relative au toit, et $\alpha_m = \dot{\omega}_m$ (rad/sec)² est l'accélération angulaire du servomoteur. En remplaçant l'équation (2.6) dans l'équation (2.3), le couple fourni par le servomoteur peut être exprimé comme :

$$\Gamma = \frac{l_b}{2\pi}u + \frac{2\pi}{l_b} J \underline{L}^T \ddot{\underline{x}} \quad (2.7)$$

En outre, la force du contrôle actif appliquée à la structure peut être calculée de l'équation (2.7) comme :

$$u = \frac{2\pi}{l_b} \Gamma - \left(\frac{2\pi}{l_b}\right)^2 J \underline{L}^T \ddot{\underline{x}} \quad (2.8)$$

En remplaçant la force de contrôle actif de l'équation (2.8) dans l'équation (2.1), l'équation du mouvement du système dynamique implémenté avec le système AMD entraîné par le servomoteur, peut être exprimée comme suit :

$$\underline{\underline{M}} \ddot{\underline{x}}(t) + \underline{\underline{C}} \dot{\underline{x}}(t) + \underline{\underline{K}} \underline{x}(t) = \underline{\underline{B}} \Gamma(t) - \underline{\underline{E}} \ddot{x}_g(t) \quad (2.9)$$

Où $\underline{\underline{M}} = \underline{\underline{M}} + \left(\frac{2\pi}{l_b}\right)^2 J \underline{\underline{B}} \underline{\underline{L}}^T$ est la matrice masse modifiée de dimension (6×6), prenant en considération l'inertie des parties tournantes du système AMD ; et $\underline{\underline{B}} = \left(\frac{2\pi}{l_b}\right) \underline{\underline{B}}$ est la matrice localisation de dimension (6×1) du couple de contrôle fourni par le servomoteur.

2.4 Algorithme de commande

Les algorithmes de contrôle pour les systèmes linéaires sont bien développés et ont été bien étudiés dans la littérature [22, 23, 37]. Les algorithmes de contrôle optimal sont basés sur la minimisation des index de performance quadratiques dont l'objectif est de maintenir l'état du système désiré tout en minimisant l'effort de contrôle.

2.4.1 Représentation sous forme d'état

L'équation (2.9) peut être reformulée en $2n$ d'équations d'état avec un seul degré de liberté donnée comme suit [22, 23]:

$$\dot{\underline{\underline{z}}}(t) = \underline{\underline{A}}_c \underline{\underline{z}}(t) + \underline{\underline{B}}_c \Gamma(t) + \underline{\underline{E}}_c \ddot{x}_g(t) \quad (2.10)$$

Où $\underline{\underline{z}}(t) = [\underline{\underline{z}}_1(t) \quad \underline{\underline{z}}_2(t)]^T$

Avec

$$\underline{\underline{z}}_1(t) = [x_1(t) \quad x_2(t) \quad \dots \quad x_6(t)]^T ; \text{ et } \underline{\underline{z}}_2(t) = [\dot{x}_1(t) \quad \dot{x}_2(t) \quad \dots \quad \dot{x}_6(t)]^T$$

$$\underline{\underline{A}}_c = \begin{bmatrix} \underline{\underline{0}} & \underline{\underline{I}} \\ -\underline{\underline{M}}^{-1} \underline{\underline{K}} & -\underline{\underline{M}}^{-1} \underline{\underline{C}} \end{bmatrix} ; \underline{\underline{B}}_c = \begin{bmatrix} \underline{\underline{0}} \\ \underline{\underline{M}}^{-1} \underline{\underline{B}} \end{bmatrix} ; \underline{\underline{E}}_c = \begin{bmatrix} \underline{\underline{0}} \\ -\underline{\underline{M}}^{-1} \underline{\underline{E}} \end{bmatrix}$$

$\underline{\underline{0}}$ et $\underline{\underline{I}}$ dénotés respectivement matrice nulle et identité de dimension appropriée. Le diagramme bloc de l'équation (2.9), reformulée en $2n$ d'équations d'état avec un seul degré de liberté, est illustré dans la figure 2.5.

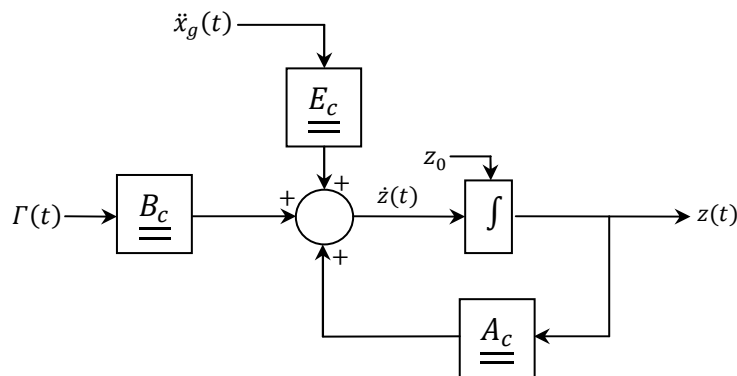


Figure 2.5 Diagramme bloc de l'équation d'état

Pour un système linéaire, ces index de performance peuvent être définis comme suit [22] :

$$J = \int_0^{t_f} \left[\underline{z}^T(t) \underline{Q} \underline{z}(t) + \underline{\Gamma}^T(t) \underline{R} \underline{\Gamma}(t) \right] dt \quad (2.11)$$

Dans laquelle $\underline{Q}$ est la matrice de pondération de dimension $(2n \times 2n)$ pour la réponse structurelle qui doit être au moins semi-définie positive, et $\underline{R}$ est la matrice de pondération de dimension $(r \times r)$ pour la force de contrôle qui doit être une matrice définie positive. Et t_f est la durée de l'excitation.

Pour minimiser les index de performance donnés par l'équation (2.11) soumise aux contraintes de mouvement représentée par l'équation d'état (2.10), ces deux équations sont associées avec la fonction multiplicatrice $\lambda(t)$ [22].

$$\tilde{J} = \int_0^{t_f} \left\{ \left[\underline{z}^T(t) \underline{Q} \underline{z}(t) + \underline{\Gamma}^T(t) \underline{R} \underline{\Gamma}(t) \right] + \underline{\lambda}^T(t) \left[\underline{A}_c \underline{z}(t) + \underline{B}_c \underline{\Gamma}(t) + \underline{E}_c \ddot{x}_g(t) - \dot{\underline{z}}(t) \right] \right\} dt \quad (2.12)$$

Définissant le Hamiltonien comme suit :

$$H[\underline{z}(t), \underline{\Gamma}(t), \underline{\lambda}(t), \ddot{x}_g(t), t] = \underline{z}^T(t) \underline{Q} \underline{z}(t) + \underline{\Gamma}^T(t) \underline{R} \underline{\Gamma}(t) + \underline{\lambda}^T(t) \left[\underline{A}_c \underline{z}(t) + \underline{B}_c \underline{\Gamma}(t) + \underline{E}_c \ddot{x}_g(t) \right] \quad (2.13)$$

Où $\lambda(t)$ est un vecteur de dimension $2n$ représentant les variables du co-état. Intégrant par parties le dernier terme du côté droit de l'équation (2.12), nous obtenons

$$\tilde{J} = \int_0^{t_f} \left\{ \left[\underline{z}^T(t) \underline{Q} \underline{z}(t) + \underline{\Gamma}^T(t) \underline{R} \underline{\Gamma}(t) \right] + \underline{\lambda}^T(t) \left[\underline{A}_c \underline{z}(t) + \underline{B}_c \underline{\Gamma}(t) + \underline{E}_c \ddot{x}_g(t) \right] \right\} dt + \int_0^{t_f} \dot{\underline{\lambda}}^T(t) \underline{z}(t) dt - \underline{\lambda}^T(t) \underline{z}(t) \Big|_0^{t_f} \quad (2.14)$$

et remplaçant l'équation (2.13) dans l'équation (2.14), nous obtenons

$$\tilde{J} = \int_0^{t_f} \{ H[\underline{z}(t), \underline{\Gamma}(t), \underline{\lambda}(t), \ddot{x}_g(t), t] + \dot{\underline{\lambda}}^T(t) \underline{z}(t) \} dt - \underline{\lambda}^T(t_f) \underline{z}(t_f) + \underline{\lambda}^T(0) \underline{z}(0) \quad (2.15)$$

Prenant la variation du rapport $\tilde{J}$

$$\delta \tilde{J} = -\underline{\lambda}^T(t_f) \delta \underline{z}(t_f) + \underline{\lambda}^T(0) \delta \underline{z}(0) + \int_0^{t_f} \left\{ \left[\dot{\underline{\lambda}}^T(t) + \frac{\partial H}{\partial \underline{z}(t)} \right] \delta \underline{z}(t) + \frac{\partial H}{\partial \underline{\Gamma}(t)} \delta \underline{\Gamma}(t) \right\} dt \quad (2.16)$$

La condition initiale $\underline{z}(0) = 0$ est donnée du vecteur d'état constant et de là $\delta \underline{z}(0) = 0$ et $\underline{z}(t_f) = 0$, donc $\delta \underline{z}(t_f) = 0$. Puisque l'équation (2.16) doit être nulle pour toutes variations arbitraire $\delta \underline{z}$ et $\delta \underline{\Gamma}$, i.e., $\delta \tilde{J} = 0$, donc

$$\frac{\partial H}{\partial \underline{\Gamma}} = 0, \quad 0 \leq t \leq t_f \quad (2.17)$$

$$\dot{\underline{\lambda}}^T = -\frac{\partial H}{\partial \underline{z}} \quad (2.18)$$

avec la condition limite $\underline{\lambda}(t_f) = 0$, le remplacement de l'équation (2.13) dans les équations (2.17) et (2.18) résulte dans les conditions nécessaires pour les solutions optimales [22]

$$\underline{\dot{\lambda}}(t) = -2\underline{Q}\underline{z}(t) - \underline{A}^T \underline{\lambda}(t) \quad (2.19)$$

$$\underline{\Gamma}(t) = -\frac{1}{2}\underline{R}^{-1}\underline{B}_c^T \underline{\lambda}(t) \quad (2.20)$$

Le système d'équation donné par les équations (2.10), (2.19) et (2.20) fourni les solutions optimale pour le vecteur de contrôle, $\underline{\Gamma}(t)$, le vecteur d'état de la réponse $\underline{z}(t)$ et le vecteur de co-état $\underline{\lambda}(t)$.

Pour le cas général dans lequel le vecteur de contrôle est régulé par le vecteur d'état de la réponse et l'excitation externe, nous pouvons prouver que le vecteur de co-état prend la forme suivante [22] :

$$\underline{\lambda}(t) = \underline{P}(t)\underline{z}(t) + \underline{q}(t); \quad \underline{\lambda}(t_f) = 0 \quad (2.21)$$

Où le premier terme du côté droit indique le contrôle en boucle ouverte et le second terme représente le contrôle en boucle fermée. La matrice $\underline{P}(t)$ et le vecteur $\underline{q}(t)$ sont déterminés en remplaçant l'équation (2.21) dans les équations (2.10), (2.19) et (2.20) menant à l'expression suivante

$$\begin{aligned} & \left[\underline{\dot{P}}(t) + \underline{P}(t)\underline{A} - \frac{1}{2}\underline{P}(t)\underline{B}_c\underline{R}^{-1}\underline{B}_c^T \underline{P}(t) + \underline{A}^T \underline{P}(t) + 2\underline{Q} \right] \underline{z}(t) + \\ & \underline{\dot{q}}(t) - \left[\frac{1}{2}\underline{P}(t)\underline{B}_c\underline{R}^{-1}\underline{B}_c^T - \underline{A}^T \right] \underline{q}(t) + \underline{P}(t)\underline{E}_c \ddot{x}_g(t) = \underline{0} \end{aligned} \quad (2.22)$$

Dans le cas où le vecteur de la force de contrôle $\underline{\Gamma}(t)$, est régulé par les deux, le vecteur d'état de la réponse $\underline{z}(t)$ et l'accélération terrestre $\ddot{x}_g(t)$, l'équation (2.22) peut être exprimée comme suit [22] :

$$\underline{\dot{P}}(t) + \underline{P}(t)\underline{A} - \frac{1}{2}\underline{P}(t)\underline{B}_c\underline{R}^{-1}\underline{B}_c^T \underline{P}(t) + \underline{A}^T \underline{P}(t) + 2\underline{Q} = \underline{0}; \quad \underline{P}(t_f \rightarrow \infty) = \underline{0} \quad (2.23)$$

$$\underline{\dot{q}}(t) - \left[\frac{1}{2}\underline{P}(t)\underline{B}_c\underline{R}^{-1}\underline{B}_c^T - \underline{A}^T \right] \underline{q}(t) + \underline{P}(t)\underline{E}_c \ddot{x}_g(t) = \underline{0}; \quad \underline{q}(t_f \rightarrow \infty) = \underline{0} \quad (2.24)$$

Où $\underline{P}(t)$ est la matrice de Riccati. Les applications dans l'engineering des structures, ont montré que la matrice $\underline{P}(t)$ est typiquement constante (i.e., chaque élément de $\underline{P}(t)$ demeure constant) pendant toute la durée de l'excitation sismique et chute rapidement à zéro à t_f . Dans ce cas, l'équation transitoire modifiée de Riccati (2.23) se réduit à une équation de matrice de Riccati avec états fixes.

$$\underline{P}\underline{A} - \frac{1}{2}\underline{P}\underline{B}_c\underline{R}^{-1}\underline{B}_c^T \underline{P} + \underline{A}^T \underline{P} + 2\underline{Q} = \underline{0} \quad (2.25)$$

et l'équation (2.24) devient comme suit :

$$\dot{\underline{q}}(t) - \left[\frac{1}{2} \underline{\underline{P}} \underline{\underline{B}}_c \underline{\underline{R}}^{-1} \underline{\underline{B}}_c^T - \underline{\underline{A}}^T \right] \underline{q}(t) + \underline{\underline{P}} \underline{\underline{E}}_c \ddot{x}_g(t) = \underline{0} \quad (2.26)$$

Après la résolution de $\underline{\underline{P}}$ (équation 2.25) et $\underline{q}(t)$ (équation 2.26) et le remplacement dans la solution du problème d'optimisation posé par l'équation (2.11) avec l'équation (2.10) agissant comme contrainte, la loi du contrôle optimale linéaire peut être écrite comme suit :

$$\underline{\Gamma}(t) = -\frac{1}{2} \underline{\underline{R}}^{-1} \underline{\underline{B}}_c^T \underline{\underline{P}} \underline{z}(t) - \frac{1}{2} \underline{\underline{R}}^{-1} \underline{\underline{B}}_c^T \underline{q}(t) \quad (2.27)$$

Pour le contrôle en boucle fermée où le vecteur de contrôle est gouverné seulement par le vecteur d'état de la réponse $\underline{z}(t)$, i.e., $\underline{q}(t) = 0$, l'équation (2.27) peut être réduite comme

$$\underline{\Gamma}(t) = -\frac{1}{2} \underline{\underline{R}}^{-1} \underline{\underline{B}}_c^T \underline{\underline{P}} \underline{z}(t) \quad (2.28)$$

La figure 2.6 montre un schéma bloc du contrôle optimale en boucle fermée.

Où :

$$\underline{\Gamma}(t) = -K \underline{z}(t) \quad (2.29)$$

avec $K = \frac{1}{2} \underline{\underline{R}}^{-1} \underline{\underline{B}}_c^T \underline{\underline{P}}$

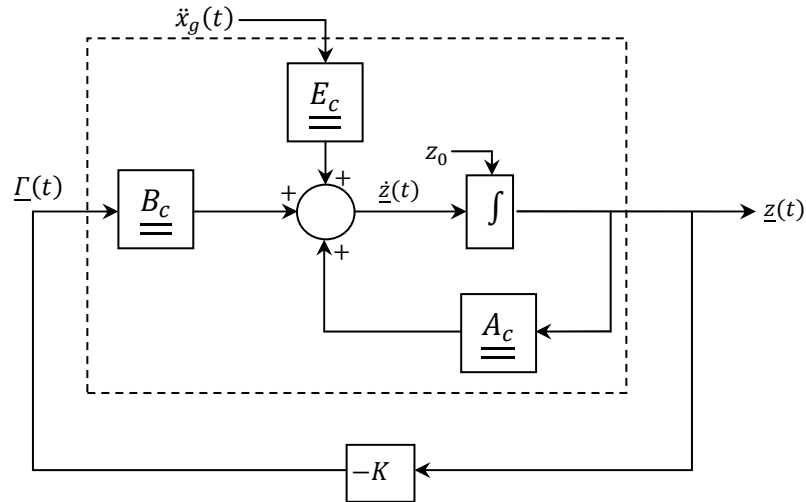


Figure 2.6 Schéma bloc du contrôle optimale en boucle fermée

2.4.2 Modèle spectral de Clough-Penzien du mouvement de tremblement de terre

Modélisant l'accélération terrestre d'un grand tremblement de terre, $\ddot{x}_g(t)$, comme processus stochastique non-stationnaire uniformément modulé [22, 23]

$$\ddot{x}_g(t) = \psi(t) \ddot{x}(t) \quad (2.30)$$

Où $\psi(t)$ est une fonction enveloppe déterministe non-négative et $\ddot{x}(t)$ est un processus stochastique stationnaire avec une valeur moyenne nulle et une fonction de densité spectrale d'énergie de Kanai-Tajimi de l'accélération terrestre

$$\Phi_g(f) = \left[\frac{1 + 4\xi_g^2 \left(\frac{f}{f_g}\right)^2}{\left[1 - \left(\frac{f}{f_g}\right)^2\right]^2 + 4\xi_g^2 \left(\frac{f}{f_g}\right)^2} \right] S_0 \quad (2.31)$$

Où S_0 est la densité spectrale constante du processus de bruit blanc d'entrée et f_g , ξ_g sont les paramètres de filtrage. Toutefois, le spectre de vitesse et de déplacement, lesquels sont dérivés du spectre d'accélération qui décrit par l'équation (2.31), ont de fortes singularités à la fréquence zéro. Ces singularités peuvent être enlevées en utilisant un filtre passe-haut, comme suggéré par Clough and Penzien. En utilisant un tel filtre passe-haut de second ordre, le spectre de Kanai-Tajimi est modifié comme suit [37]:

$$\Phi_g(f) = \left[\frac{1 + 4\xi_g^2 \left(\frac{f}{f_g}\right)^2}{\left[1 - \left(\frac{f}{f_g}\right)^2\right]^2 + 4\xi_g^2 \left(\frac{f}{f_g}\right)^2} \right] \left[\frac{\left(\frac{f}{f_c}\right)^2}{\left[1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2\right]^2 + 4\xi_c^2 \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \right] S_0 \quad (2.32)$$

De différents types de fonctions d'enveloppe $\psi(t)$ ont été utilisés dans la littérature. Une fonction d'enveloppe particulière donnée dans ce qui suit sera utilisée [37].

$$\psi(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ \left(\frac{t}{t_1}\right)^2 & 0 \leq t < t_1 \\ 1 & t_1 \leq t < t_2 \\ e^{-c(t-t_2)} & t > t_2 \end{cases} \quad (2.33)$$

où t_1 , t_2 et c sont des paramètres qui doivent être choisis d'une façon appropriée pour refléter la forme et la durée de l'accélération du tremblement de terre.

2.5 Résultats de simulation

La structure objective considérée pour l'évaluation du système AMD est un modèle de structure en charpente métallique à 5 étages. Les paramètres du système du modèle de la structure sont donnés dans le tableau 2.1 [11]. En considérant que le système AMD électrique est placé sur le toit du modèle de la structure pour le contrôle de la réponse sismique, les paramètres dans le système d'équation (2.9) peuvent être aussi exprimés comme [11]:

$\underline{x} = \begin{bmatrix} x_a \\ x_s \end{bmatrix}$ est le vecteur déplacement de dimension (6×1) , où x_a est le déplacement du bloc masse (relatif à la terre), et x_s et le vecteur déplacement de la structure (relatif à la terre) ;

$\underline{\underline{M}} = \begin{bmatrix} m_a & 0 \\ 0 & \underline{\underline{M}}_s \end{bmatrix} + \left(\frac{2\pi}{l_b}\right)^2 J \underline{\underline{B}} \underline{\underline{L}}^T$ est la matrice masse de dimension (6×6) , où $\underline{\underline{M}}_s$ est la matrice masse de la structure, $m_a = 400 \text{ kg}$ est la masse du bloc masse, laquelle est de 10% de la masse totale de la structure ; $J = 0.0018 \text{ kg.s}^2.m$ est le moment d'inertie du système du servomoteur ; $\underline{\underline{L}} = -\underline{\underline{B}} = [1 \quad -1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T$; $l_b = 5 \text{ cm}$ est le pas de la vis à bille qui correspond à un tour du servomoteur ;

Tableau 2.1 Paramètres du modèle de la structure à 5 étages

Mode	1	2	3	4	5
Fréquence (Hz)	2.79	9.58	17.83	27.22	36.09
Coefficient d'amortissement (%)	0.35	3.44	2.63	2.91	3.21
Formes de mode					
5f	0.5667	-0.4994	0.4455	-0.0868	-0.4943
4f	0.6314	-0.1747	-0.1903	0.0275	0.7257
3f	0.3580	0.2274	-0.7430	-0.2589	-0.4423
2f	0.3247	0.7856	0.4600	-0.2422	0.0356
1f	0.2159	0.2266	-0.0408	0.9306	-0.1794
Matrices du système					
Matrice masse $\text{kg.s}^2/m$	82.03	0	0	0	0
	0	84.32	0	0	0
	0	0	84.32	0	0
	0	0	0	84.32	0
	0	0	0	0	84.68
Matrice raideur kg/m	1307200	-1581400	610500	75100	134400
	-1581400	2358800	-1274200	-33600	-507600
	610500	-1274200	1625200	-220500	-196500
	75100	-33600	-220500	567300	-547300
	134400	-507600	-196500	-547300	2306500
Matrice amortissement kg.s/m	471.65	-440.90	83.43	-36.69	-5.44
	-440.90	684.32	-343.50	-63.44	-148.62
	83.43	-343.50	593.06	-73.81	-69.73
	-36.69	-63.44	-73.81	374.31	-143.03
	-5.44	-148.62	-69.73	-143.03	790.01

$\underline{\underline{C}} = \begin{bmatrix} c_a & -c_a \underline{\underline{L}}^T \\ -c_a \underline{\underline{L}} & \underline{\underline{C}}_s + \underline{\underline{L}} c_a \underline{\underline{L}}^T \end{bmatrix}$ est la matrice d'amortissement de dimension (6×6) , où $\underline{\underline{C}}_s$ est la matrice d'amortissement de la structure ; $c_a = 204.96 \text{ kg.s/m}$ est le coefficient d'amortissement du système AMD, est $\underline{\underline{L}} = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T$;

$\underline{\underline{K}} = \begin{bmatrix} k_a & -k_a \underline{\underline{L}}^T \\ -k_a \underline{\underline{L}} & \underline{\underline{K}}_s + \underline{\underline{L}} k_a \underline{\underline{L}}^T \end{bmatrix}$ est la matrice de raideur de dimension (6×6) , où $\underline{\underline{K}}_s$ est la matrice de raideur de la structure, et k_a la raideur du système AMD ($k_a = 0$ dans ce cas) ;

$\underline{\underline{E}} = \begin{bmatrix} m_a \\ m_s \mathbf{1} \end{bmatrix}$ est la matrice localisation de la force de tremblement de terre de dimension (6×1) , avec $\mathbf{1} = [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$; et $\underline{\underline{B}} = \frac{2\pi}{l_b} \underline{\underline{B}}$ est la matrice localisation de la force de contrôle en terme de couple de dimension (6×1) .

Dans le contrôle optimal en boucle fermée qu'on a adopté, la matrice de pondération $Q = \begin{bmatrix} \underline{\underline{K}} & \underline{\underline{0}} \\ \underline{\underline{0}} & \underline{\underline{M}} \end{bmatrix}$ est adoptée pour garder les interprétations physiques significatives du premier terme de l'équation (11), comme la somme de l'énergie de traction et l'énergie cinétique de la structure vibrante. R se réduit à un scalaire, du fait qu'un seul système AMD est implémenté.

Les valeurs des paramètres associés avec le modèle d'accélération du tremblement de terre sont les suivants [22]: $t_1=3$ sec, $t_2=13$ sec, $c=0.26 \text{ sec}^{-1}$, $\xi_g=0.65$, $\omega_g=19. \text{ rad/sec}$, $\xi_c=0.6$, $\omega_c=2. \text{ rad/sec}$ and $S_0=0.8 \cdot 10^{-2} \text{ m}^2/\text{sec}^2$.

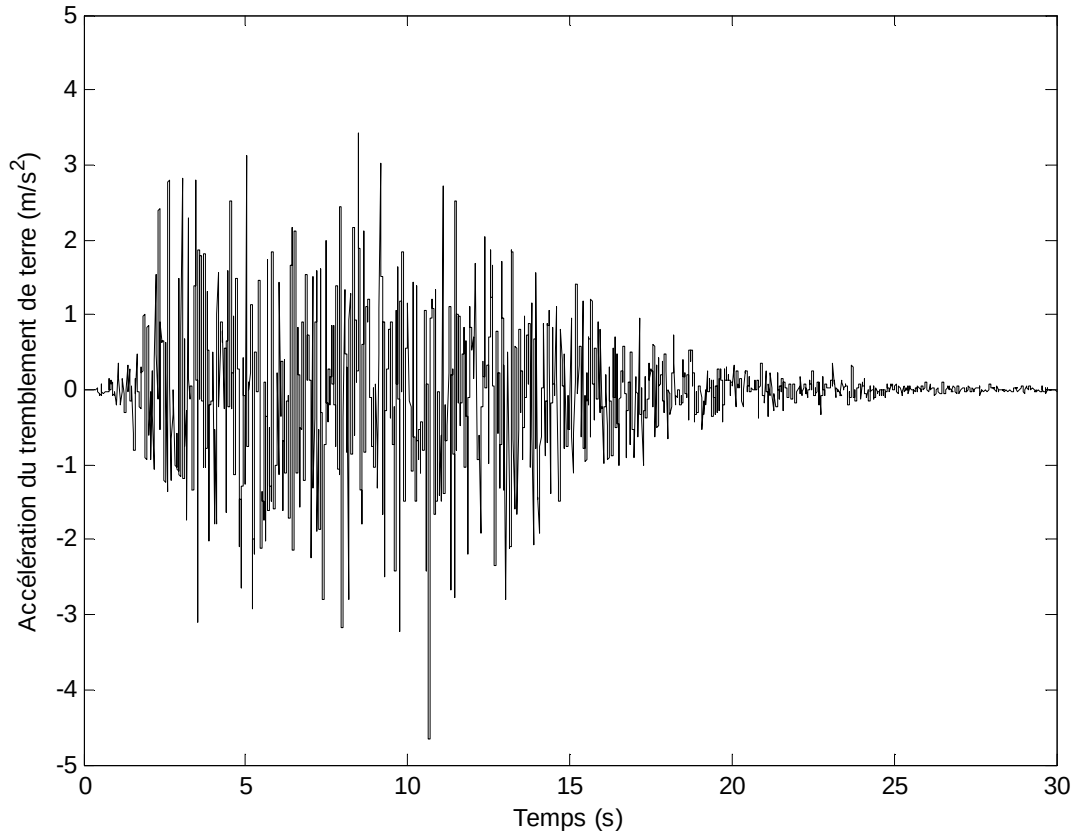


Figure 2.7 Excitation sismique simulée

2.6 Evaluation des performances du système AMD

Dans cette étape, les effets de la longueur du pas de la vise à billes sur les performances du système sont étudiés. L'efficacité du contrôle à des distances différentes du pas (l_b) de la vise à billes pour de différents facteurs de pondération R est premièrement évaluée. La figure 2.8

illustre les courbes d'efficacité en termes de réduction maximale de l'accélération du toit. L'efficacité du contrôle augmente lorsque R diminue, tandis que les cas optimaux ont lieu lorsque le pas de la vis à bille $l_b = 5 \text{ cm}$, indifférents de R . Pour le cas de $R = 10^{-5}$ avec $l_b = 5 \text{ cm}$, une réduction de 66% a été atteinte, ainsi que pour le cas de $R = 10^{-4}$ avec $l_b = 5 \text{ cm}$, une réduction de 65% a été atteinte. Les courbes d'efficacité en termes de réduction maximale de déplacement du toit sont montrées sur la figure 2.9. Encore L'efficacité du contrôle augmente lorsque R diminue. La tendance de variation des courbes est similaire à celle pour l'accélération du toit, et de même, les cas optimaux ont lieu lorsque le pas de la vis à bille $l_b = 5 \text{ cm}$, indifférents de R . Pour le cas de $R = 10^{-5}$ avec $l_b = 5 \text{ cm}$, une réduction de 80% a été atteinte, ainsi que pour le cas de $R = 10^{-4}$ avec $l_b = 5 \text{ cm}$, une réduction de 78% a été atteinte.

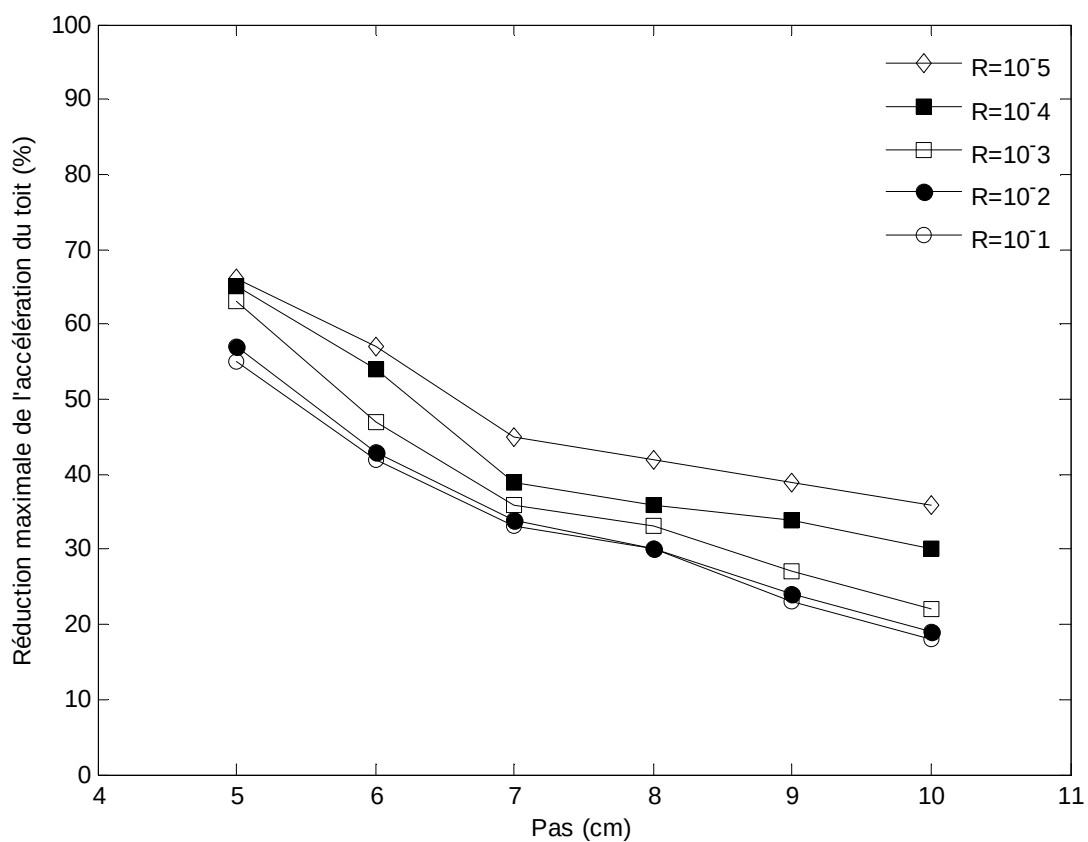


Figure 2.8 Courbes d'efficacité de la réponse d'accélération du toit

Le couple maximal, la force maximale de contrôle et la puissance maximale demandée du système AMD à des distances de pas l_b différentes pour des facteurs de pondération R différents sont aussi évalués. Le couple maximal montré dans la figure 2.10, similairement aux courbes d'efficacité de contrôle, augmente lorsque R diminue. Pour les deux cas de $l_b = 5 \text{ cm}$ avec $R = 10^{-5}$ ou $R = 10^{-4}$, où les efficacités de contrôle optimal ont lieu, le couple maximal demandé du servomoteur est minimal.

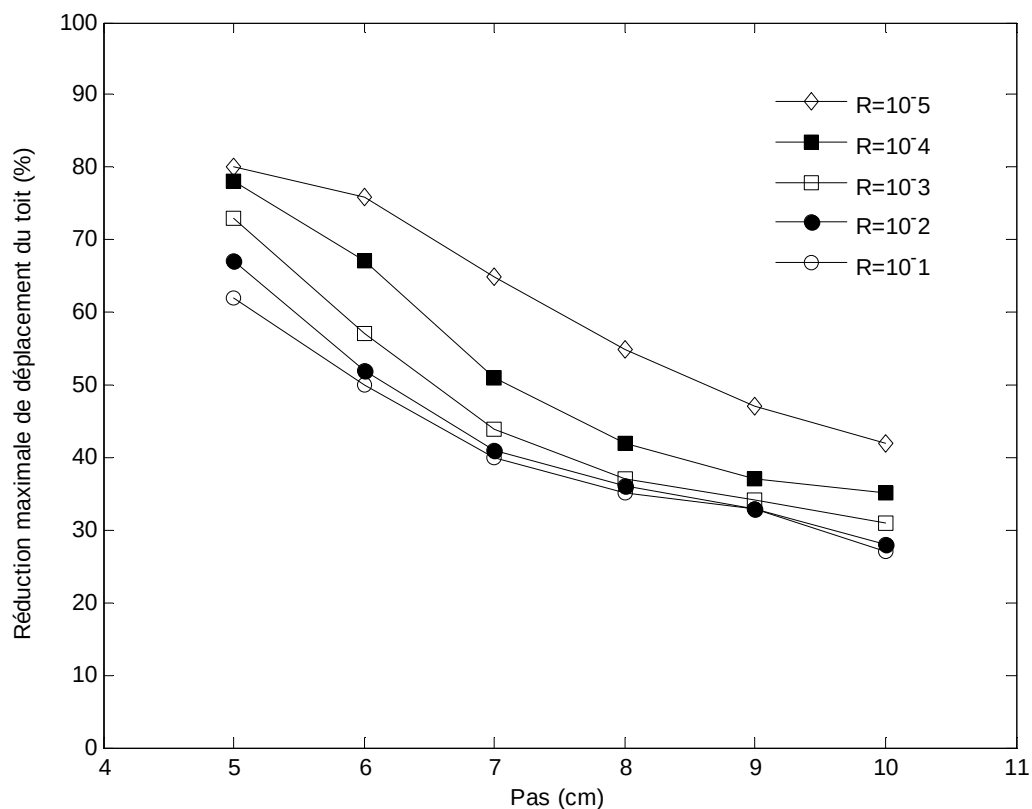


Figure 2.9 Courbes d'efficacité de la réponse de déplacement du toit

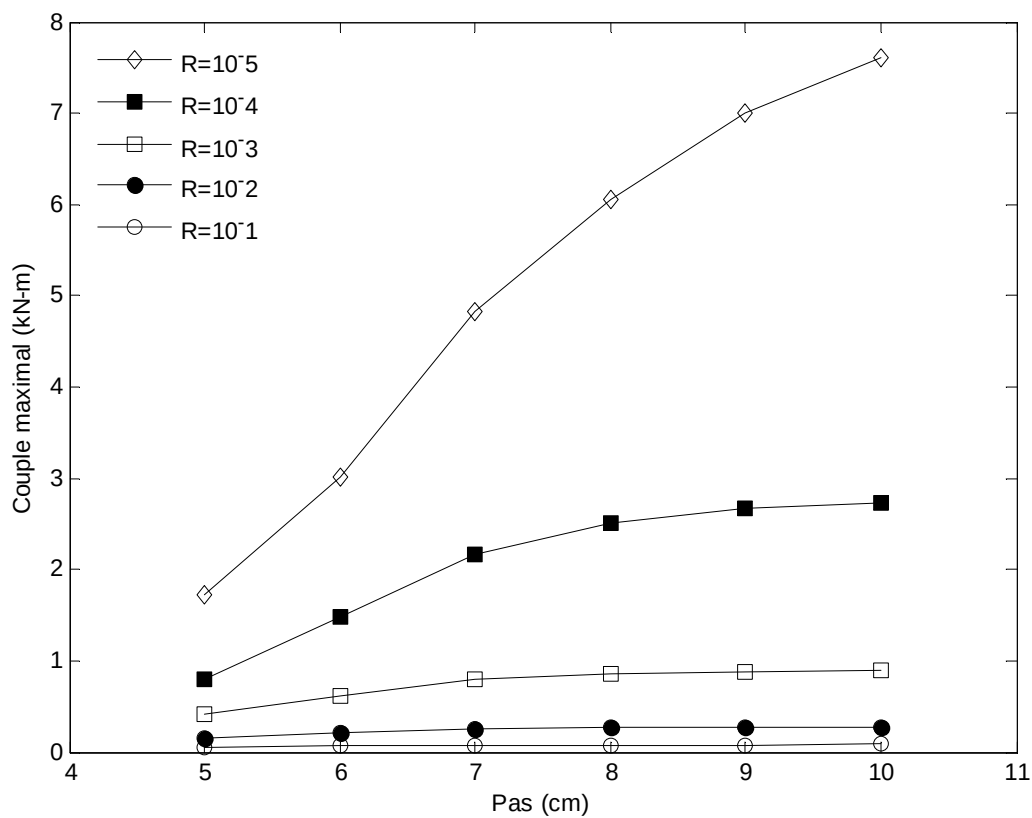


Figure 2.10 Effets du pas sur le couple

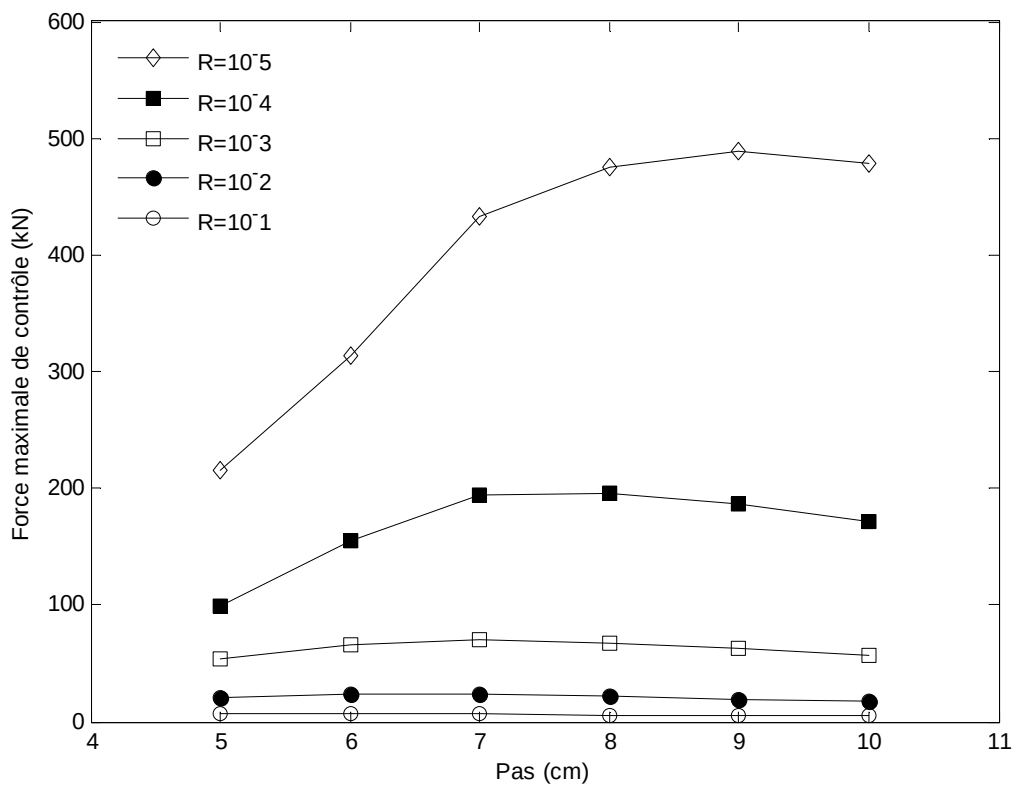


Figure 2.11 Effets du pas sur la force de contrôle demandée

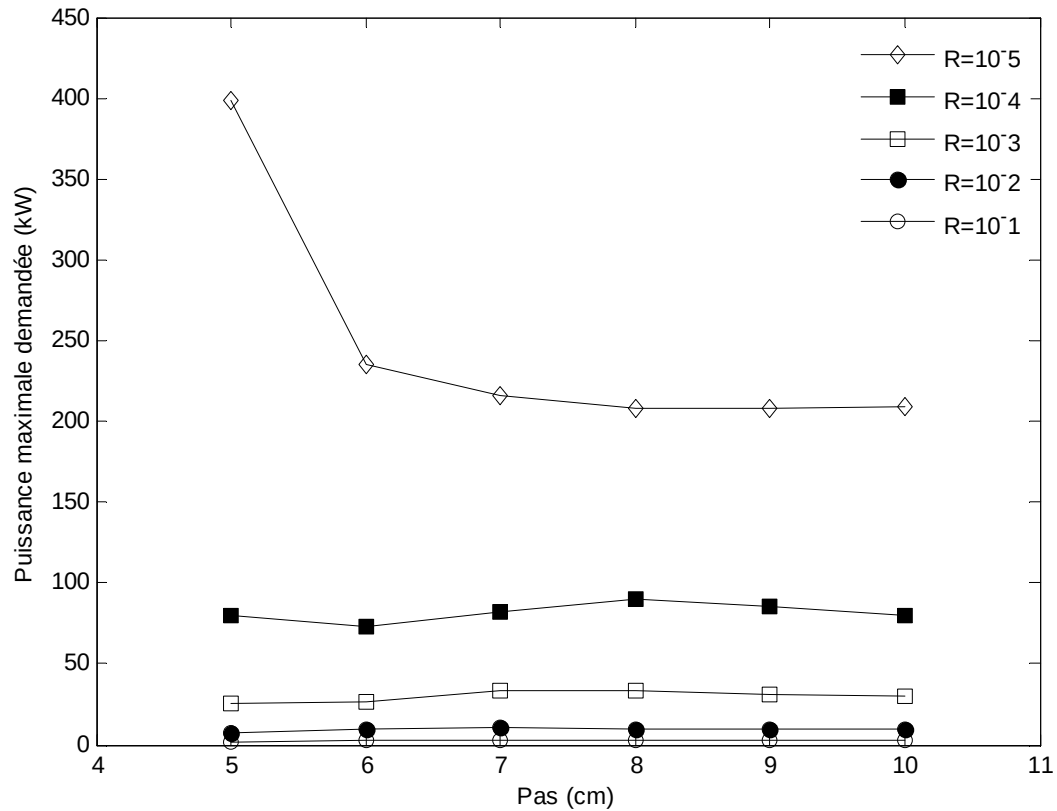


Figure 2.12 Effets du pas sur la puissance demandée

Ceci indique que le système AMD est efficace lorsque la distance du pas de la vise à billes et le facteur de pondération sont ajustés d'une façon appropriée. La force de contrôle maximale représentée dans la figure 2.11 augmente lorsque R diminue, tandis qu'elle a tendance à augmenter avec la distance du pas, indifférent de R . La figure 2.12 illustre la puissance maximale demandée du servomoteur. La puissance est calculée comme $P = \max \left| \Gamma \left(\frac{l_b}{2\pi} \dot{\tilde{x}}_a \right) \right|$ [11]. Encore la puissance maximale demandée augment lorsque R diminue. Pour le cas de $l_b = 5 \text{ cm}$ avec $R = 10^{-4}$ la puissance maximale demandée du servomoteur est d'environ 5 fois plus petite que pour le cas avec $R = 10^{-5}$. La figure 2.13 montre une comparaison des évolutions du couple pour les deux cas de $l_b = 5 \text{ cm}$ avec $R = 10^{-5}$ ou $R = 10^{-4}$. Dans le deuxième cas où $R = 10^{-4}$, le couple maximal demandé est 2 fois plus petit que celui où $R = 10^{-5}$.

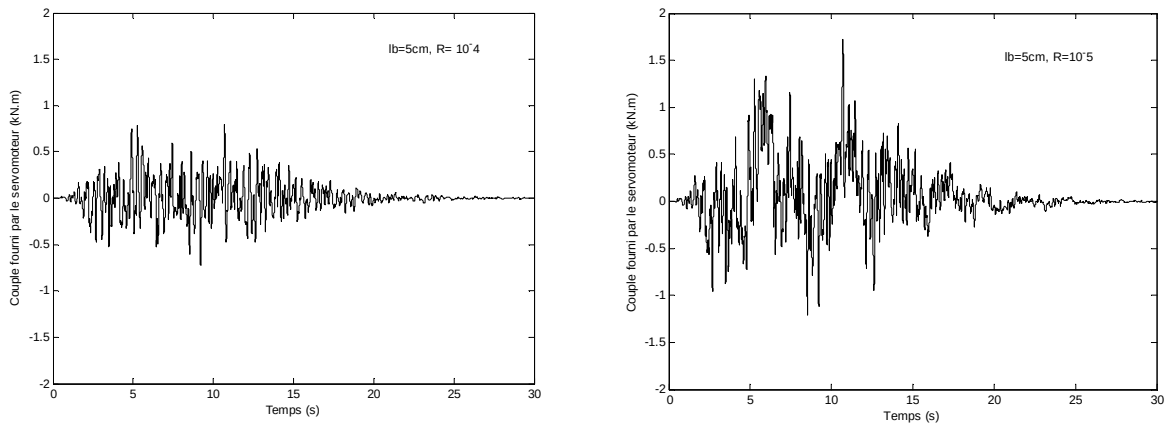


Figure 2.13 Comparaison des évolutions du couple fourni par le servomoteur ($l_b = 5 \text{ cm}$)

Pour le cas de $l_b = 5 \text{ cm}$ avec $R = 10^{-5}$ et $R = 10^{-4}$, les figures, 2.14, 2.15, 2.16 et 2.17 montrent respectivement une comparaison des réponses d'accélération du premier, deuxième, troisième et quatrième étage. Ainsi que, les figures 2.19, 2.20, 2.21 et 2.22 montrent respectivement une comparaison des réponses de déplacement du premier, deuxième, troisième et quatrième étage.

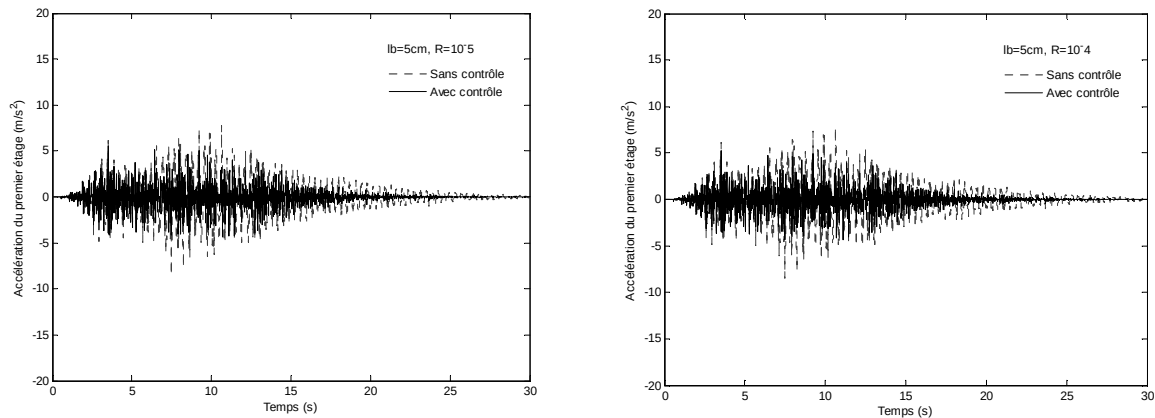


Figure 2.14 Comparaison des réponses d'accélération du premier étage ($l_b = 5 \text{ cm}$)

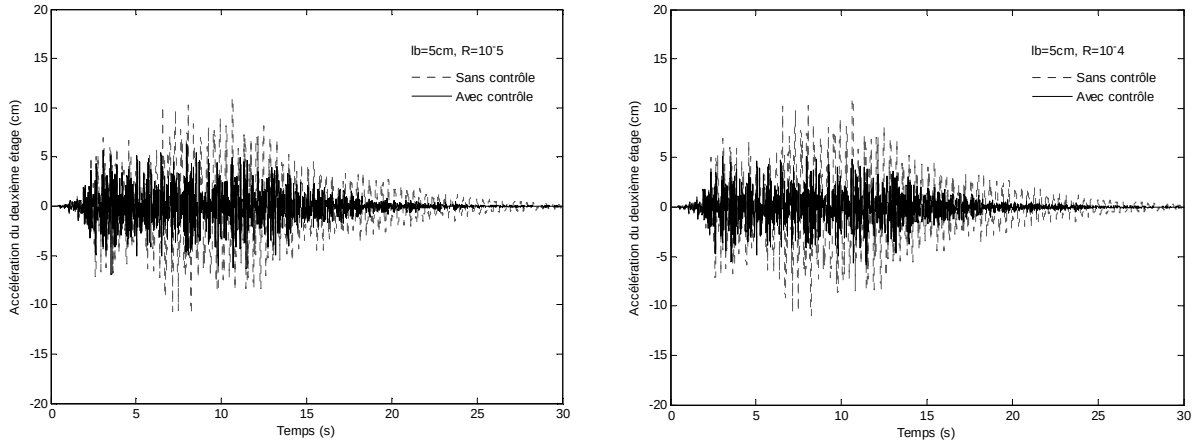


Figure 2.15 Comparaison des réponses d'accélération du deuxième étage ($l_b = 5 \text{ cm}$)

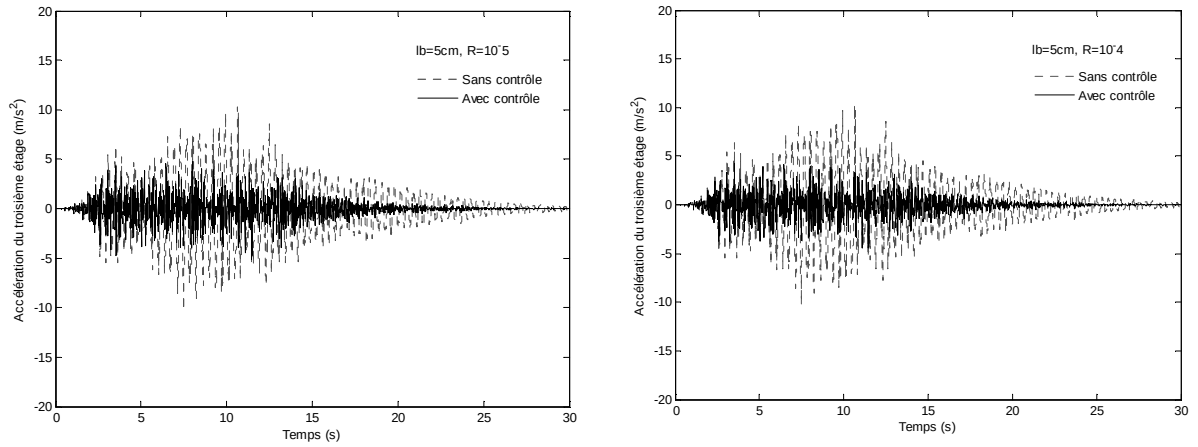


Figure 2.16 Comparaison des réponses d'accélération du troisième étage ($l_b = 5 \text{ cm}$)

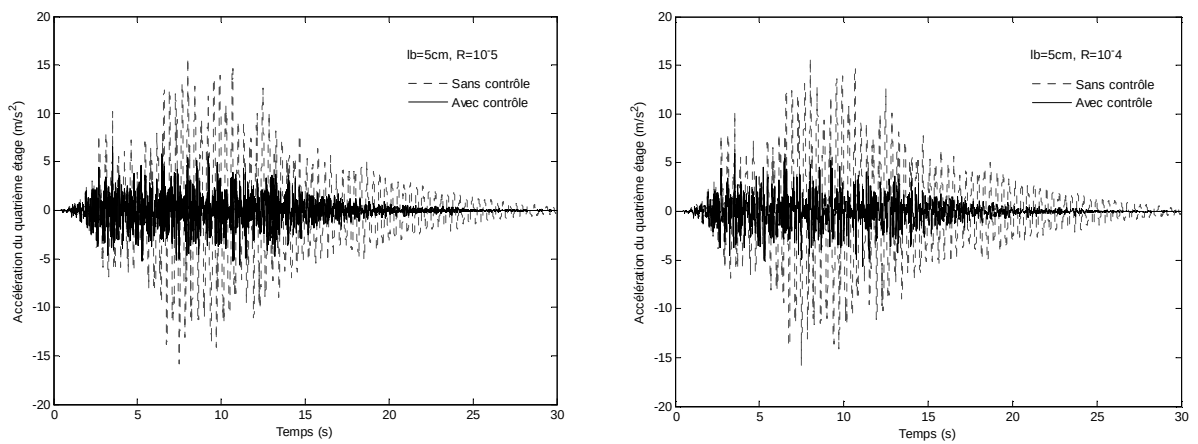


Figure 2.17 Comparaison des réponses d'accélération du quatrième ($l_b = 5 \text{ cm}$)

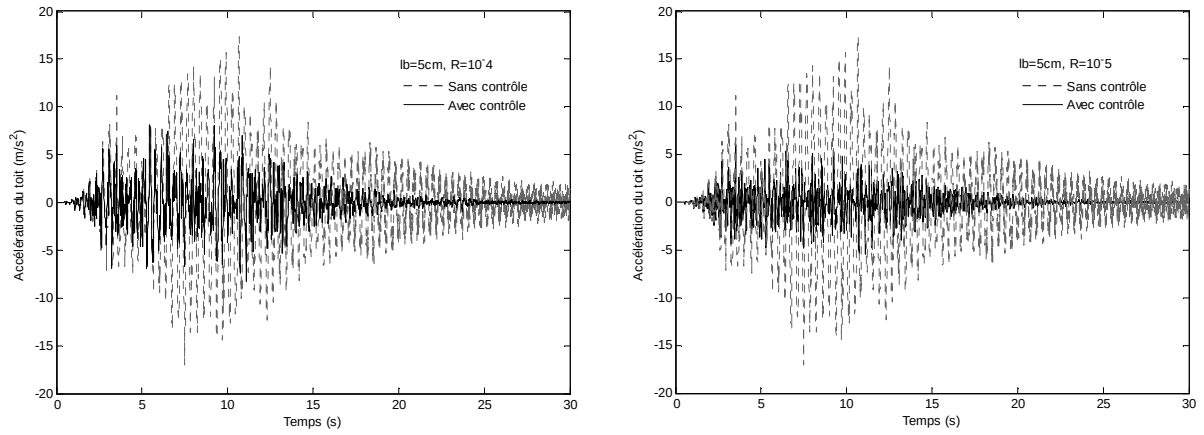


Figure 2.18 Comparaison des réponses d'accélération du toit ($l_b = 5 \text{ cm}$)

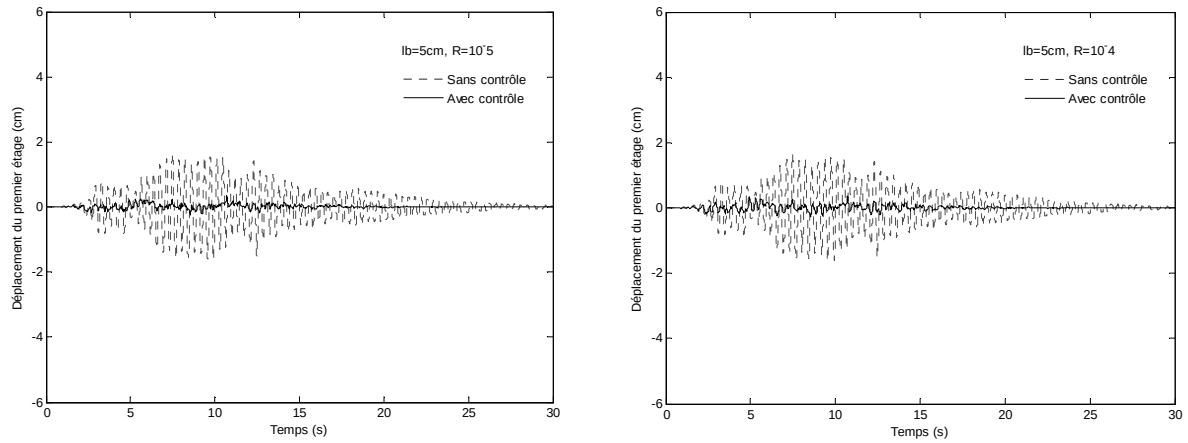


Figure 2.19 Comparaison des réponses de déplacement du premier étage ($l_b = 5 \text{ cm}$)

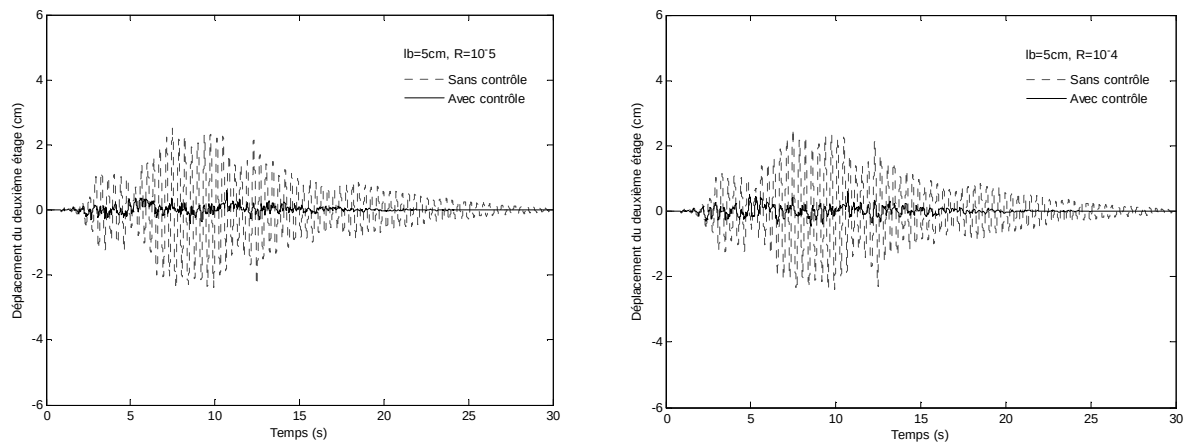


Figure 2.20 Comparaison des réponses de déplacement du deuxième étage ($l_b = 5 \text{ cm}$)

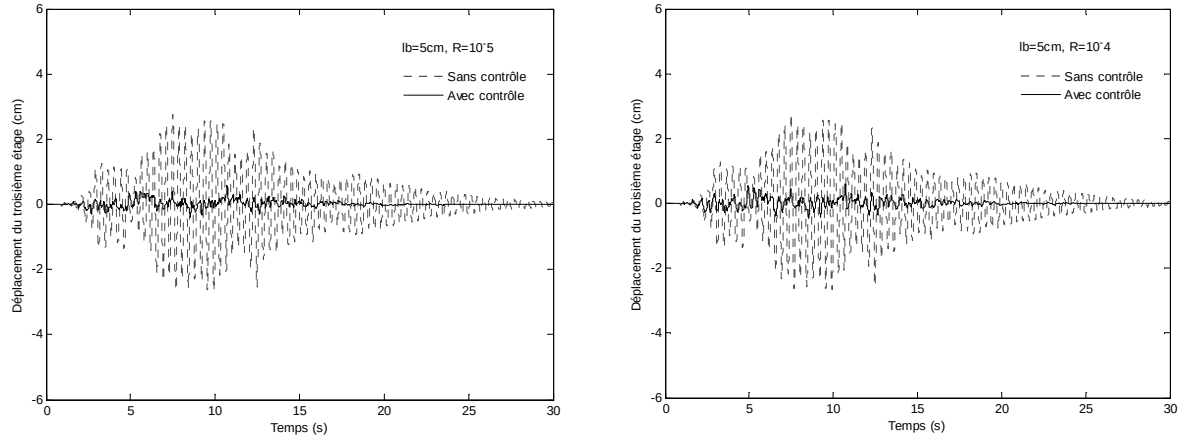


Figure 2.21 Comparaison des réponses de déplacement du troisième étage ($l_b = 5 \text{ cm}$)

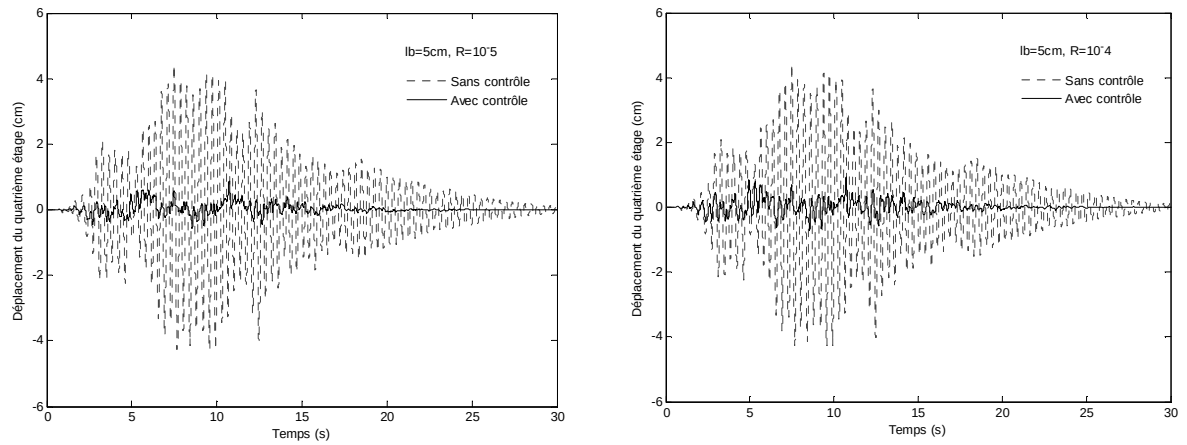


Figure 2.22 Comparaison des réponses de déplacement du quatrième étage ($l_b = 5 \text{ cm}$)

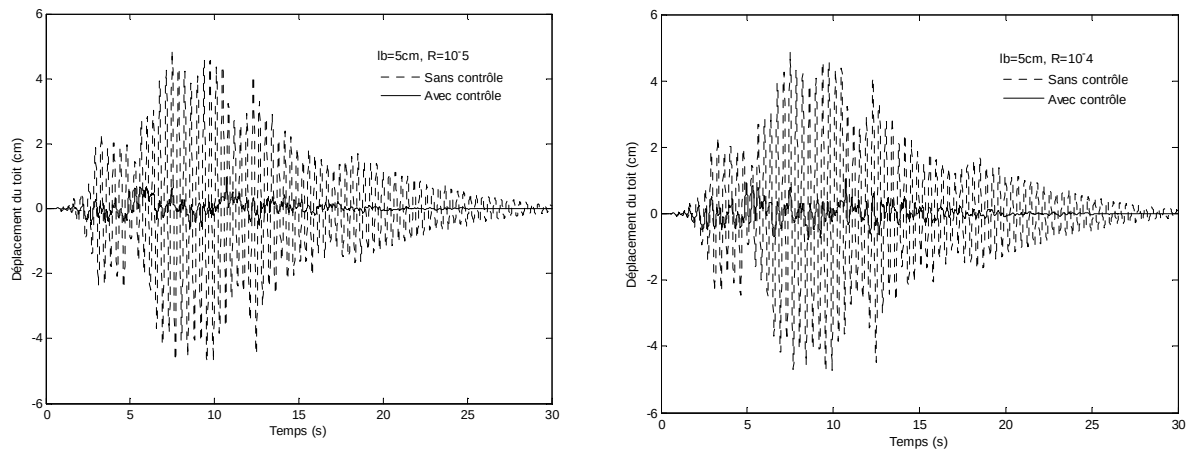


Figure 2.23 Comparaison des réponses de déplacement du toit ($l_b = 5 \text{ cm}$)

L'évolution de l'accélération du toit et l'évolution de déplacement du toit pour le cas de $l_b = 5 \text{ cm}$ avec $R = 10^{-5}$ et $R = 10^{-4}$ sont aussi illustrées respectivement dans les figures 2.18 et 2.23, où des réductions importantes de 66% pour ($R = 10^{-5}$) et 65% pour ($R = 10^{-4}$) dans l'accélération du toit, et 80% pour ($R = 10^{-5}$) et 78% pour ($R = 10^{-4}$) dans le déplacement du toit ont été atteintes. Si la distance du pas de la vise à billes et le facteur de pondération sont ajustés d'une façon approprié, l'efficacité du contrôle du système AMD peut être grandement augmentée.

La figure 2.24 montre un schéma bloc du contrôle optimal en boucle fermée, introduisant la dynamique de l'actionneur AMD à travers la fonction de transfert $F(S) = \frac{1}{1+\tau s}$.

Avec τ : temps de réponse de l'actionneur AMD.

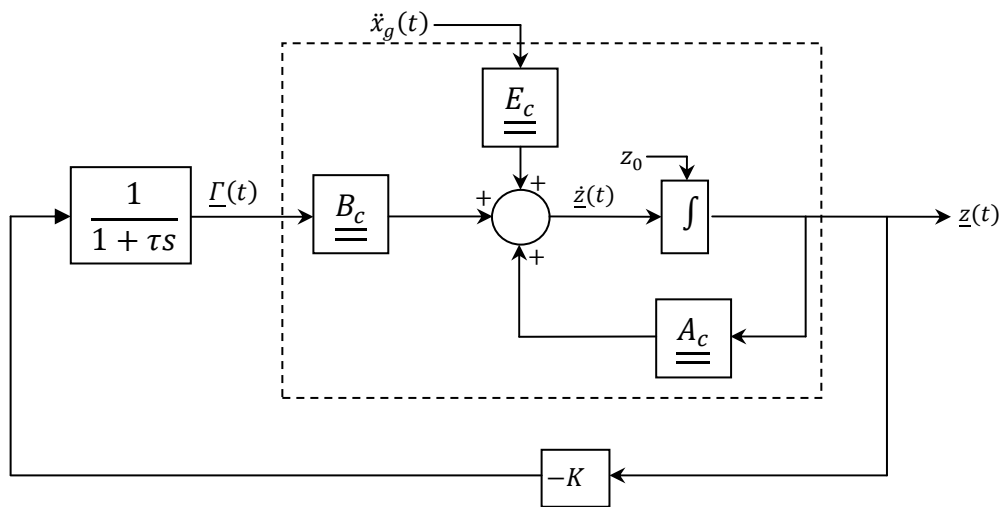
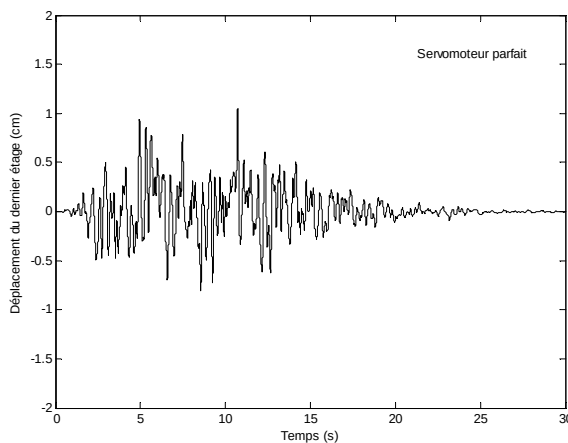


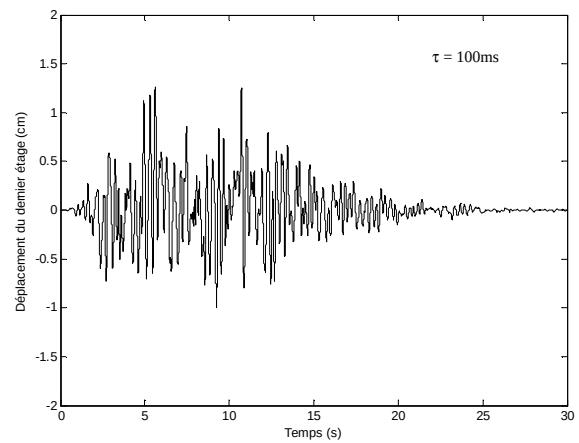
Figure 2.24 Schéma bloc du contrôle optimal en boucle fermée introduisant la dynamique de l'actionneur AMD

Les figures 2.25 (a, b, c, d) montrent les réponses de la structure en termes de déplacement du toit pour de différents temps de réponse de l'actionneur AMD. La réponse de la structure est dotant plus importante que le temps de réponse de l'actionneur est important.

(a)



(b)



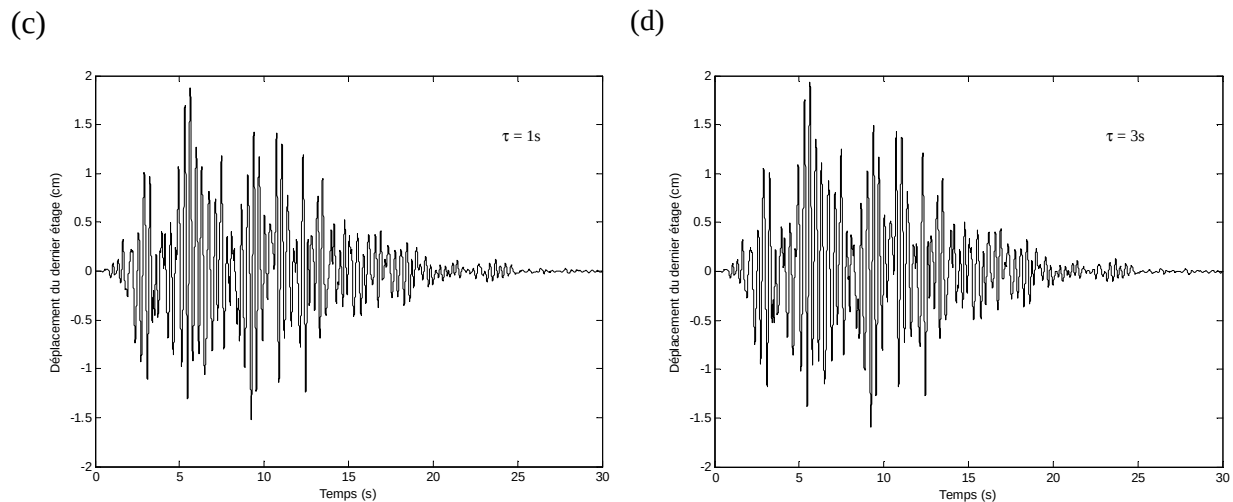


Figure 2.25 Déplacements du dernier étage pour de différents temps de réponse

2.7 Conclusion

Ce chapitre a été consacré pour l'étude d'un système AMD comprenant un servomoteur électrique pour le contrôle structurel actif. Les effets de la distance de la vis à billes sur les performances du système ont été explorés. En plus, une loi de commande optimale directe instantanée en boucle fermée a été également développée. La faisabilité du système proposé a été vérifiée à travers une simulation numérique d'un modèle de structure à cinq étages sous les conditions d'une excitation sismique avec une fonction de densité spectrale d'énergie de Kanai-Tajimi de l'accélération terrestre. En accord avec les résultats de simulation, les conclusions sont résumées comme suit :

1. L'amplification de la frappe désirée du bloc masse et la puissance demandée par le servomoteur peut être ajustés à travers le pas de la vis à billes et le facteur de pondération, lesquels par la suite affectent l'efficacité et le rendement du système.
2. Le système AMD s'est avéré pour être très efficace pour une distance de pas bien déterminée ($l_b = 5 \text{ cm}$) mais pour des valeurs différentes du facteur de pondération ($R = 10^{-5}$ et $R = 10^{-4}$ dans cet exemple numérique), mais le cas où $R = 10^{-4}$ est le plus favorable puisque il demande moins de force de contrôle et de puissance. Les réductions des réponses maximales du modèle de la structure peuvent atteindre plus de 65% pour l'accélération et plus de 75% pour le déplacement si le système AMD est convenablement conçu.
3. Sauf l'inconvénient que les vitesses et les déplacements de tous les étages ont été mesurés comme des états de la boucle de retour pour les utilisés dans la loi de commande optimale direct en boucle fermée, il est recommandé comme étant favorable pour une implémentation pratique.

Dans tout ce chapitre, on a considéré que le servomoteur électrique à courant alternatif est parfait, ce qui n'est jamais vrai dans l'implémentation pratique. L'introduction de la dynamique de l'actionneur montre que la réponse de la structure est dotant plus importante que

le temps de réponse de l'actionneur est important. Pour mieux rapprocher des conditions réelles du fonctionnement du servomoteur, le prochain chapitre sera donc consacré pour la modélisation et la commande d'un moteur asynchrone triphasé à la place du servomoteur parfait.

3 Modèle réel de l'actionneur à servomoteur électrique en vue de la commande de la structure

3.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, on a considéré que le servomoteur électrique à courant alternatif est parfait, ce qui n'est jamais vrai dans l'implémentation pratique. Pour mieux rapprocher des conditions réelles du fonctionnement du servomoteur, ce chapitre sera donc consacré pour la modélisation et la commande vectorielle d'un moteur asynchrone triphasé qui remplacera dans ce qui suit le servomoteur parfait.

Les moteurs électriques mettent à contribution deux principes physiques de base, l'interaction entre deux champs magnétiques et l'effet de la reluctance variable, afin d'obtenir un couple [16]. Aujourd'hui, la commande numérique a conduit à leur modélisation par des méthodes matricielles, ce qui est essentielle pour la variation de vitesse.

Le modèle du moteur asynchrone triphasé (MAS) est un système à sept équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique.

Afin de réduire la complexité de ce modèle, nous utilisons la transformation de Park. Cette transformation nous ramène à la résolution d'un système à cinq équations différentielles à coefficients constants, ce qui est beaucoup plus facile.

3.2 Modélisation du moteur asynchrone triphasé

3.2.1 Description du moteur asynchrone triphasé (MAS)

Le moteur asynchrone que nous allons étudier, est composé d'un enroulement triphasé logé au stator, et un enroulement triphasé au rotor [24], comme le montre la figure 3.1.

Avec :

: Inductance propre d'une phase statorique

: Inductance propre d'une phase rotorique

: Inductance mutuelle entre deux phases statoriques

: Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques

: Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique

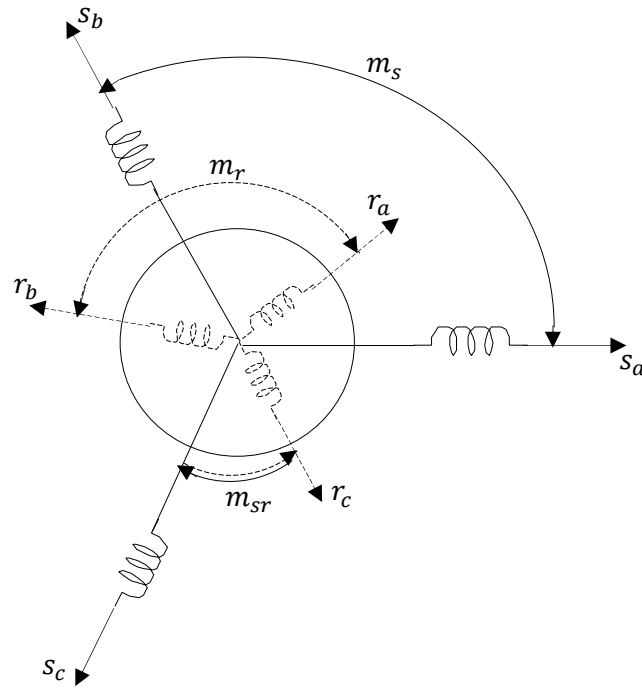


Figure 3.1 Représentation des enroulements du MAS

3.2.2 Hypothèses simplificatrices

Le MAS n'est pas un système simple à étudier, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement comme la saturation, l'effet de peau et d'autres phénomènes complexes.

Cependant, pour avoir un modèle mathématique simple, traduisant fidèlement le fonctionnement du moteur, nous allons tenir compte des hypothèses simplificatrices suivantes [39]:

- Le moteur est de construction symétrique.
- Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté au stator et au rotor, donc les pertes fer (par courant de Foucault et les pertes par hystérésis) sont négligées.
- On admet que le circuit magnétique n'est pas saturé, condition pour que le flux soit une fonction linéaire du courant.
- La densité de courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs pour négliger l'effet de peau.
- On néglige les harmoniques d'espace de la force magnétomotrice.
- Les variations des résistances statoriques et rotoriques en fonction de la température sont négligeables.

3.2.3 Equations du modèle du MAS

Considérons l'un des six enroulements du MAS représenté dans la figure 3.2, et exprimons la relation entre la tension V qui lui est appliquée, le courant i et le flux totalisé Ψ .

Avec n : la normale au vecteur flux.

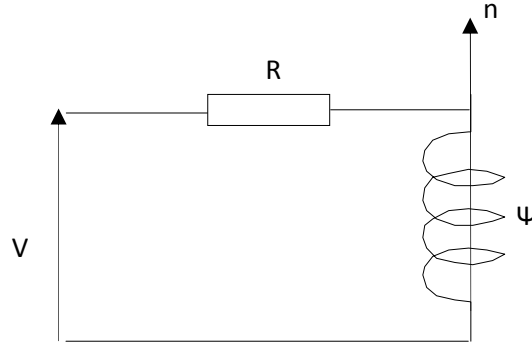


Figure 3.2 Modèle d'une phase avec force électromotrice

En appliquant la convention du signe récepteur on aura [39] :

$$v = R * i + \frac{d\Psi}{dt} \quad (3.1)$$

pour l'ensemble des phases on déduit :

$$[v_{sa,b,c}] = [R_s] * [i_{sa,b,c}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{sa,b,c}] \quad (3.2)$$

$$\text{Où } [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$[v_{ra,b,c}] = [R_r] * [i_{ra,b,c}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{ra,b,c}] \quad (3.3)$$

$$\text{Où } [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Les expressions du flux sont :

$$[\Psi_{sa,b,c}] = [L_s][i_{sa,b,c}] + [M_{sr}][i_{ra,b,c}] \quad (3.4)$$

$$\text{Où } [L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}; [M_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(p\theta_r) & \cos(p\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(p\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(p\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos p\theta_r & \cos(p\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(p\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(p\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos p\theta_r \end{bmatrix}$$

$$[\Psi_{ra,b,c}] = [L_r][i_{ra,b,c}] + [M_{rs}][i_{sa,b,c}] \quad (3.5)$$

$$\text{Où } [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}; [M_{rs}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(p\theta_r) & \cos(p\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(p\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(p\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(p\theta_r) & \cos(p\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(p\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(p\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(p\theta_r) \end{bmatrix}$$

$$\text{D'où : } \begin{bmatrix} [\Psi_{sa,b,c}] \\ [\Psi_{ra,b,c}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} [i_{sa,b,c}] \\ [i_{ra,b,c}] \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Finalement :

$$[v_{sa,b,c}] = [R_s][i_{sa,b,c}] + \frac{d}{dt}\{[L_s][i_{sa,b,c}] + [M_{sr}][i_{ra,b,c}]\} \quad (3.7)$$

$$[v_{ra,b,c}] = [R_r][i_{ra,b,c}] + \frac{d}{dt}\{[L_r][i_{ra,b,c}] + [M_{rs}][i_{sa,b,c}]\} \quad (3.8)$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par la dérivée partielle de la coénergie notée W_{co} par rapport à θ , au courant $[i]$ constant [39].

Or, en vertu de l'hypothèse de linéarité du matériau magnétique, la coénergie W_{co} est égale à l'énergie magnétique stockée notée W_s .

$$W_{co} = W_s = \frac{1}{2}[i]^t \cdot [L(\theta)] \cdot [i] \quad (3.9)$$

$$C_{em} = p \cdot \left(\frac{\partial W_{co}}{\partial \theta} \right)_{[i]} = \frac{1}{2}[i]^t \cdot \frac{d}{d\theta}([L(\theta)]) \cdot [i] \quad (3.10)$$

$$\text{Avec : } [L(\theta)] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [i] = \begin{bmatrix} [i_{sa,b,c}] \\ [i_{ra,b,c}] \end{bmatrix}$$

Les sous matrices : $[L_s]$ et $[L_r]$ sont des matrices à coefficients constants.

Après simplification on obtient :

$$C_{em} = p([i_{sa,b,c}] \cdot \frac{d}{d\theta}([M_{sr}] \cdot [i_{ra,b,c}])) \quad (3.11)$$

L'équation mécanique est donnée par [39]:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega_r \quad (3.12)$$

Où

J : Moment d'inertie

C_r : Couple résistant

f_r : Coefficient du frottement

Ω_r : Vitesse rotorique

3.2.4 Modèle simplifié de Park

La transformation de Park est une transformation qui permet de passer des variables physiques liées rigidement au stator et au rotor, à des variables de calcul correspondant à un référentiel de système de coordonnées (d, q) tournant à la vitesse ω [27].

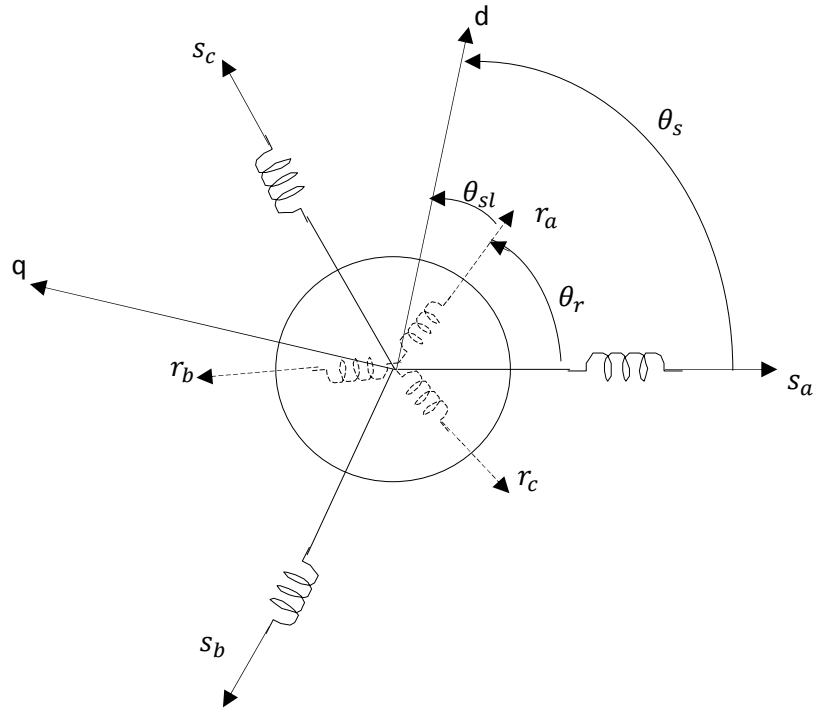


Figure 3.3 Représentation dans le repère de Park des enroulements du MAS

La transformation de Park est définie par la matrice [39]:

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Pour l'enroulement statorique :

$$P(\theta_s) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Pour l'enroulement rotorique :

$$P(\theta_{sl}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{sl} & \cos(\theta_{sl} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{sl} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_{sl} & -\sin(\theta_{sl} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{sl} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$\theta_{sl} = \theta_s - \theta_r$$

On a: $[V_{abc}] = [R] [i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{abc}]$ (3.16)

Avec : $[V_{abc}] = [p]^{-1} [V_{dq}], [i_{abc}] = [p]^{-1} [i_{dq}], [\Psi_{abc}] = [p]^{-1} [\Psi_{dq}]$ (3.17)

On remplace dans l'équation (3.16) on obtient

$$[p]^{-1} [V_{dq}] = [R] [p]^{-1} [i_{dq}] + \frac{d}{dt} ([p]^{-1} [\Psi_{dq}]) \quad (3.18)$$

Soit en multipliant à gauche par $[p]$

$$V_{dq} = [R] [i_{dq}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{dq}] + [p] \frac{d}{dt} [p]^{-1} [\Psi_{dq}] \quad (3.19)$$

$$V_{dq} = [R] [i_{dq}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{dq}] + [p] \frac{d}{d\theta} [p]^{-1} \frac{d\theta}{dt} [\Psi_{dq}] \quad (3.20)$$

On démontre que [27]: $[p] \frac{d}{d\theta} [p]^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ (3.21)

$$\begin{cases} V_d = R \cdot i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \cdot \Psi_q \\ V_q = R \cdot i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \cdot \Psi_d \end{cases} \quad (3.22)$$

En appliquant la transformation de Park au système d'équations (3.7) et (3.8) du MAS on aboutit au système suivant :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s * i_{sd} + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} * \Psi_{sq} \\ V_{sq} = R_s * i_{sq} + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} * \Psi_{sd} \\ 0 = R_r * i_{rd} + \frac{d\Psi_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_{sl}}{dt} * \Psi_{rq} \\ 0 = R_r * i_{rq} + \frac{d\Psi_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_{sl}}{dt} * \Psi_{rd} \end{cases} \quad (3.23)$$

Selon les caractéristiques et les objectifs d'application, il est commode de fixer l'orientation du repère de façon adéquate afin de faire apparaître dans le modèle certaines grandeurs dont on désire plus particulièrement suivre l'évolution [39].

- **Repère lié au champ tournant:** Ce type de repère est très utilisé dans les applications nécessitant l'étude de la commande d'un moteur asynchrone.

Notre application par la suite sera consacrée à la commande du MAS, pour cela on choisit le repère lié au champ tournant.

Les équations électriques de la MAS dans le repère lié au champ tournant, avec $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$, $\frac{d\theta_{sl}}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_{sl}$, sont données par le système suivant [39]:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s * i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s * \psi_{sq} \\ V_{sq} = R_s * i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s * \psi_{sd} \\ 0 = R_r * i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_{sl} * \psi_{rq} \\ 0 = R_r * i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \omega_{sl} * \psi_{rd} \end{cases} \quad (3.24)$$

Les expressions des flux deviennent :

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s * i_{sd} + M * i_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s * i_{sq} + M * i_{rq} \\ \psi_{rd} = L_r * i_{rd} + M * i_{sd} \\ \psi_{rq} = L_r * i_{rq} + M * i_{sq} \end{cases} \quad (3.25)$$

Avec

$L_s = l_s - m_s$: Inductance cyclique statorique

$L_r = l_r - m_r$: Inductance cyclique rotorique

$M = \frac{3}{2} m_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor

3.2.5 Représentation sous forme matricielle du MAS

On remplace le système d'équation (3.25) dans le système d'équations (3.24) et on met le système trouvé sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} * \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_s & 0 & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & -\omega_{sl} M & R_r & -\omega_{sl} L_r \\ \omega_{sl} M & 0 & \omega_{sl} L_r & R_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Par besoin d'utilisation dans la commande vectorielle, on remplace le vecteur d'état précédent $[i_{sd} i_{sq} i_{rd} i_{rq}]^t$ par $X = [i_{sd} i_{sq} \psi_{rd} \psi_{rq}]^t$

avec

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{\Psi_{rd}}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_{sd} \\ i_{rq} = \frac{\Psi_{rq}}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_{sq} \end{cases} \quad (3.27)$$

On remplace le système d'équation (3.27) dans le système d'équation (3.24) on trouve :

$$\begin{cases} \Psi_{sd} = L_s \sigma \cdot i_{sd} + \frac{M}{L_r} \Psi_{rd} \\ \Psi_{sq} = L_s \sigma \cdot i_{sq} + \frac{M}{L_r} \Psi_{rq} \end{cases} \quad (3.28)$$

Avec $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion de blondel [27]

On remplace le système d'équation (3.27) et (3.28) dans (3.26) et on trouve

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s \sigma & 0 & \frac{M}{L_r} & 0 \\ 0 & L_s \sigma & 0 & \frac{M}{L_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_s \sigma & 0 & -\omega_s \frac{M}{L_r} \\ \omega_s L_s \sigma & R_s & \omega_s \frac{M}{L_r} & 0 \\ -\frac{M}{\tau_r} & 0 & \frac{1}{\tau_r} & -\omega_{sl} \\ 0 & -\frac{M}{\tau_r} & \omega_{sl} & \frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

$$\begin{cases} C_{em} = p \frac{M}{L_r} [\Psi_{rd} \cdot i_{sq} - \Psi_{rq} \cdot i_{sd}] \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega_r \end{cases} \quad (3.30)$$

3.3 Commande vectorielle du moteur asynchrone

Aujourd'hui, l'utilisation à vitesse variable des machines électriques nécessite le contrôle en amplitude et en position angulaire du champ magnétique, en imposant les courants dans les bobines [16].

Dans les commandes par autopilotage fréquentielle ou (commandes scalaires), le flux n'est pas contrôlé en régime transitoire, on contrôle seulement sa valeur maximale en régime permanent. Cela peut conduire à des surintensités dangereuses, d'où la limitation des commandes scalaires [16].

Pour obtenir des régimes transitoires performants (temps de réponse court), il faut contrôler le couple non pas seulement en régime permanent mais surtout en régime transitoire, (principe de commande vectorielle) et cela nécessite l'emploi des éléments suivants [26] :

- Des régulateurs de type PI ;
- Des matrices de transformations (Park) ;
- Des régulateurs de courants ;
- Des générateurs de signaux MLI triphasés ;
- Un processeur ;

Tous ces éléments sont nécessaires pour réaliser une commande vectorielle.

Le moteur asynchrone associé à sa commande vectorielle permet de remplacer le moteur à courant continu ou le moteur Brushless tout en étant plus robuste et moins coûteux [16].

3.3.1 Principe de la commande vectorielle

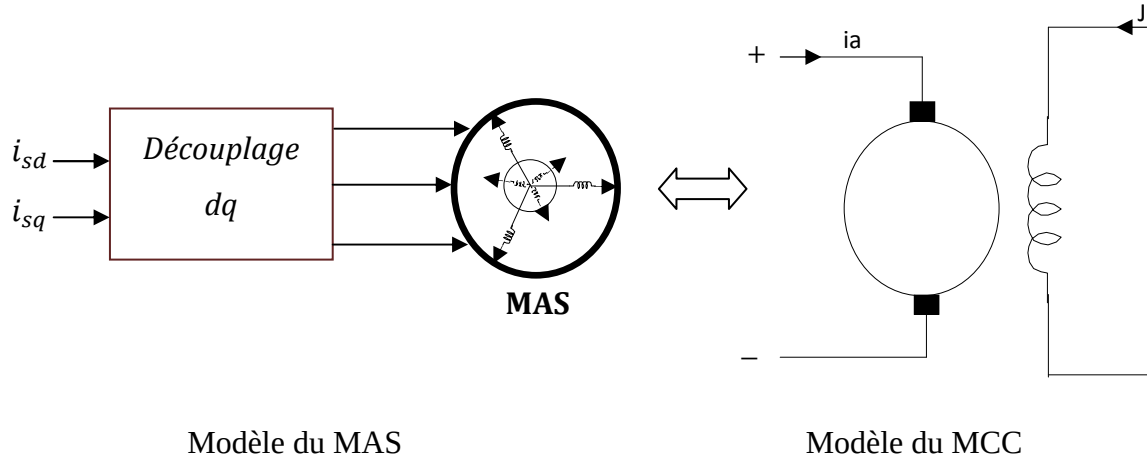


Figure 3.4 Principe de la commande vectorielle

Cette méthode est basée sur le choix d'un repère de référence, lié au flux rotorique. Si on décompose le courant statorique en ses composantes, i_{sd} , suivant le flux rotorique et i_{sq} en quadrature avec ce flux, on met en évidence une commande découplée du flux et du couple. On obtient alors un fonctionnement comparable à celui d'un moteur à courant continu à excitation séparée (figure 3.4), où le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit contrôle le couple [1].

3.3.2 Procédé d'orientation du flux

On a 3 possibilités d'orientation du flux [26]:

- Orientation du flux rotorique : $\Psi_{rd} = \Psi_r$ et $\Psi_{rq} = 0$
- Orientation du flux statorique : $\Psi_{sd} = \Psi_s$ et $\Psi_{sq} = 0$
- Orientation du flux magnétisant : $\Psi_{md} = \Psi_m$ et $\Psi_{mq} = 0$

Les résultats des différents travaux ont montré que l'algorithme de commande le plus simple et le plus efficace est celui d'orientation du flux rotorique. Pour cela nous optons pour ce dernier.

Rappelons que l'expression du couple électromagnétique, dans le repère lié au champ tournant, est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} [\Psi_{rd} \cdot i_{sq} - \Psi_{rq} \cdot i_{sd}] \quad (3.31)$$

L'orientation du flux est le résultat d'une réflexion basée sur l'expression du couple. Comme nous pouvons le constater, ce couple est le résultat du produit vectoriel des flux au rotor par les courants au stator. Si on définit la variable δ comme étant l'angle situé entre les flux et les courants, nous obtenons une autre forme d'écriture qui est [26]:

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} [\Psi_{rd} \cdot i_{sq} - \Psi_{rq} \cdot i_{sd}] = \frac{pM}{L_r} \Psi_r \cdot i_s \sin \delta \quad (3.32)$$

Où le module du flux au rotor s'écrit Ψ_r , le module du courant au stator s'écrit i_s .

L'obtention d'un couple maximum consiste donc à imposer un angle de 90° entre le flux du rotor et les courants au stator. Pour ce faire, on introduit le terme d'orientation du flux car on s'imposera de placer le flux perpendiculairement au courant afin d'obtenir le couple maximum issu du produit vectoriel [26].

D'une autre façon, on impose le flux Ψ_{rq} à zéro, de sorte que le résultat du produit vectoriel donne :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} \Psi_{rd} \cdot i_{sq} \quad (3.33)$$

3.3.3 Structure d'une alimentation en tension par orientation du flux

Afin de montrer que la commande par orientation du flux permet un découplage des grandeurs du MAS (couple et flux), nous proposons le schéma de commande suivant :

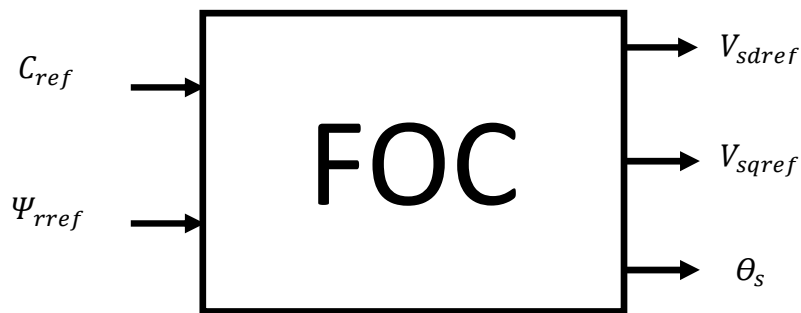


Figure 3.5 Bloc de commande par flux orienté

Ce bloc de commande par flux orienté est obtenu à partir de l'inversion du modèle du MAS, où les grandeurs de commande (V_{sdref} , V_{sqref} , θ_s), sont obtenues à partir des deux grandeurs de référence (C_{emref} et Ψ_{rref}) [1].

3.3.4 Les méthodes de contrôle par flux orienté

Le principe de la commande vectorielle nécessite la connaissance de la position exacte du flux à orienter à tout instant et de le faire coïncider avec l'axe directe « d » tournant à la même vitesse de synchronisme. Pour y parvenir, deux approches sont envisageables [35]:

➤ Commande vectorielle directe

Le contrôle direct du flux, développé par Blaschke, est basé sur la connaissance du module du flux rotorique et de sa position. Dans les travaux de Blaschke, le flux rotorique est déduit à partir du flux dans l'entrefer et du courant statorique. Le flux d'entrefer est mesuré avec des sondes à effet hall logées dans le bobinage statorique. Le module du flux rotorique déduit est utilisé comme retour de la boucle de flux et l'orientation permet de ramener les composantes directe et transverse du courant au repère fixe. La commande directe ne fait pas explicitement apparaître les paramètres électriques de la machine. Cependant, l'emplacement des sondes ou des bobines supplémentaires dans le bobinage statorique influe sur le coût de la machine et sur la robustesse (nécessité des moteurs asynchrones spéciaux et la sensibilité des capteurs vis-à-vis de la température) [35].

➤ Commande vectorielle indirecte

Le contrôle indirect, proposé par Hasse, utilise un modèle inverse déduit du moteur exprimé dans le repère du flux rotorique. Dans ce cas précis, et si le moteur est contrôlé en courant, le découplage est obtenu par le fait que le flux et le couple moteur sont contrôlés indépendamment par les composantes des vecteurs statorique. Le passage du repère tournant vers le repère fixe nécessite la connaissance de la position du vecteur flux rotorique, cette dernière est calculée par la loi d'autopilotage [35].

Dans ce travail, nous utilisons la commande indirecte. L'immense avantage de cette méthode réside dans le fait qu'on n'utilise pas l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position.

En prenant maintenant comme hypothèse que le flux au rotor est suivant l'axe d (c'est-à-dire que $\Psi_{rd} = \Psi_r$ et $\Psi_{rq} = 0$), on remplace dans le système d'équation (3.30) nous obtenons le système d'équations réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s\sigma & 0 & \frac{M}{L_r} \\ 0 & L_s\sigma & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Psi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_s\sigma & 0 \\ \omega_s L_s\sigma & R_s & \omega_s \frac{M}{L_r} \\ 0 & -\omega_{sl} M & R_r \\ \omega_{sl} M & 0 & \omega_{sl} L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Psi_r \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

$$\begin{cases} C_{em} = p \frac{M}{L_r} \Psi_{rd} \cdot i_{sq} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega_r \end{cases} \quad (3.35)$$

Le terme $\frac{d\Psi_r}{dt}$ est négligé [8] on a donc :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{\Psi_r}{M} \\ i_{sq} = \frac{\omega_{sl} \tau_r \Psi_r}{M} \end{cases} \quad (3.36)$$

et

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s \sigma & 0 \\ 0 & L_s \sigma \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_s \sigma & 0 \\ \omega_s L_s \sigma & R_s & \omega_s \frac{M}{L_r} \\ -\frac{M}{\tau_r} & 0 & \frac{1}{\tau_r} \\ 0 & -\frac{M}{\tau_r} & \omega_{sl} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Psi_r \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

On remplace le système d'équation (3.36) dans le système d'équation (3.35), on trouve :

$$\begin{cases} V_{sdref} = R_s \cdot i_{sd} + L_s \sigma \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s L_s \sigma \cdot i_{sq} \\ V_{sqref} = R_s \cdot i_{sq} + L_s \sigma \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s L_s \sigma \cdot i_{sd} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Psi_{rref} \\ C_{emref} = p \frac{M}{L_r} \Psi_{rref} \cdot i_{sqref} \\ \omega_{sl} = \frac{M}{\tau_r \Psi_{rref}} i_{sqref} \end{cases} \quad (3.38)$$

Avec ω_{sl} : vitesse de glissement

L'expression du couple donné par le flux de référence et les courants statoriques en quadrature ne sont pas parfaitement indépendants. Pour cela, il est nécessaire d'introduire des nouvelles variables pour découpler le couple et le flux [1].

On pose :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + L_s \sigma \frac{di_{sd}}{dt} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + L_s \sigma \frac{di_{sq}}{dt} \end{cases} \quad (3.39)$$

Le système d'équations, exprimé par les tensions statorique (V_{sd}, V_{sq}) sont directement reliées aux courants statoriques (i_{sd}, i_{sq}). Pour compenser l'erreur commise lors du découplage des tensions de références (V_{sdref}, V_{sqref}) de la consigne du flux Ψ_{rref} .

$$\begin{cases} V_{sdref} = V_{sd} - \omega_s L_s \sigma \cdot i_{sq} \\ V_{sqref} = V_{sq} + \omega_s L_s \sigma \cdot i_{sd} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Psi_{rref} \end{cases} \quad (3.40)$$

Les termes $\omega_s L_s \sigma \cdot i_{sq}$, $\omega_s L_s \sigma \cdot i_{sd}$, $\omega_s \frac{M}{L_r} \Psi_{rref}$ sont appelés termes de couplage [8]. On peut les compenser grâce à l'introduction, à la sortie des régulateurs de courant de termes calculés qui correspondent à ces termes mais de signes contraires et nous obtenons à leurs sorties les tensions (V_{sd}, V_{sq}).

L'introduction des régulateurs de courant n'est nécessaire que si l'on veut obtenir une dynamique élevée. Ils permettent aussi d'assurer une meilleure robustesse pour les perturbations internes ou externes [8],

Dans ce travail, on utilise des régulateurs proportionnel-intégrale (PI)

Sachant que la relation imposée par le flux Ψ_{rq} nul : $\omega_{sl} = \frac{M}{\tau_r \Psi_r} i_{sq}$, sachant que nous avons la contrainte suivante sur les pulsations : $\omega_s = \omega_r + \omega_{sl}$, nous en déduisons l'angle θ_s appliqué au MAS. Ainsi, cet angle est estimé par :

$$\theta_s = p\theta_r + \int \frac{M}{\tau_r \Psi_r} i_{sq} dt \quad (3.41)$$

Généralement, on utilise les références plutôt que les mesures à cause des perturbations (bruit, harmoniques MLI).

$$\theta_s = p\theta_r + \int \frac{M}{\tau_r \Psi_{rrref}} i_{sqref} dt \quad (3.42)$$

$$\begin{cases} i_{sdref} = \frac{1}{2M} \left(\Psi_r + \tau_r \frac{d\Psi_r}{dt} \right) \\ i_{sqref} = \frac{L_r C_{emref}}{pM \Psi_{rrref}} \\ \omega_{sl} = \frac{M}{\tau_r \Psi_{rrref}} i_{sqref} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega_r \end{cases} \quad (3.43)$$

3.3.5 Bloc de défluxage :

La figure 3.6 montre la structure de commande du moteur asynchrone par flux orienté.

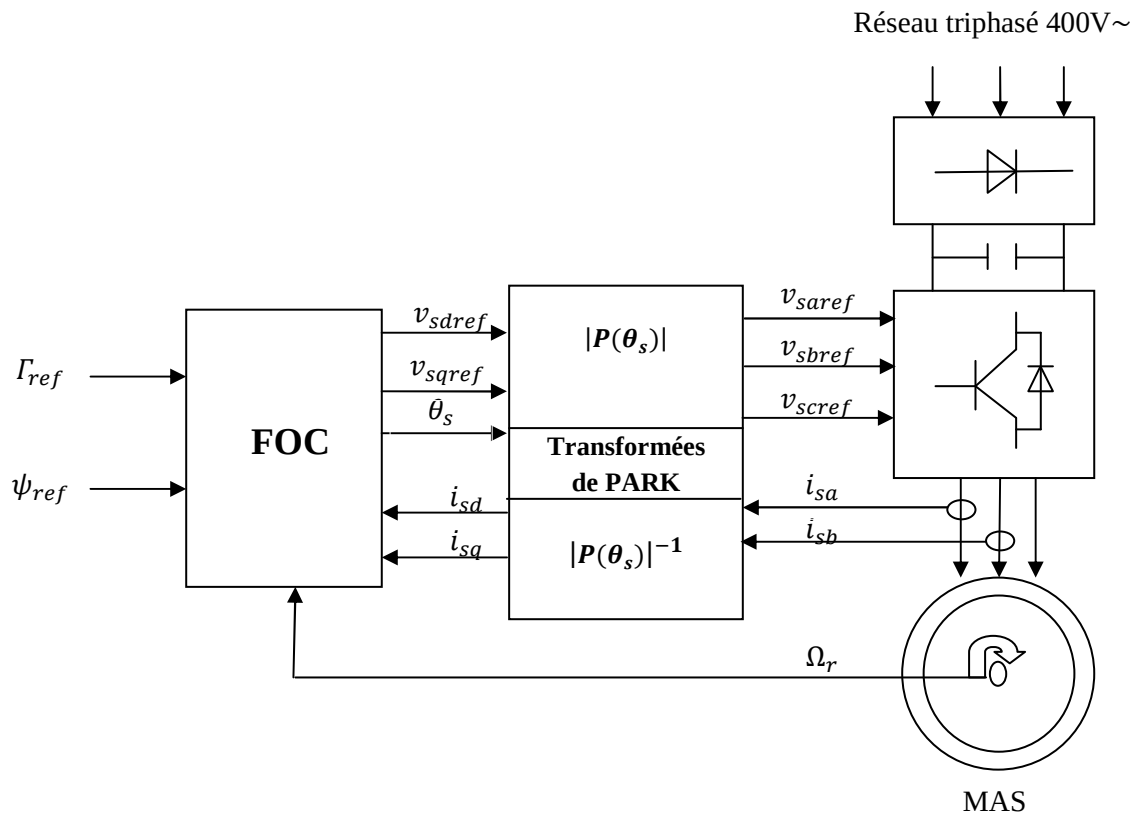


Figure 3.6 Structure de la commande du moteur asynchrone par flux orienté

Le flux de référence Ψ_{rref} est généralement maintenu constant à sa valeur nominale Ψ_{rn} pour une vitesse de rotation inférieure ou égale à la vitesse nominale Ω_{rn} . Pour des vitesses supérieures, le flux diminue quand la vitesse augmente dans l'ordre de limiter la tension aux bornes de la machine. Pour cela, on définit le flux de référence comme suit [1]:

$$\Psi_{rref} = \begin{cases} \Psi_{rn} & \text{Si } |\Omega_r| \leq \Omega_{rn} = \frac{\omega_r}{p} \\ \frac{|\Omega_{rn}|}{|\Omega_r|} \cdot \Psi_{rn} & \text{Si } |\Omega_r| \geq \Omega_{rn} \end{cases} \quad (3.44)$$

3.3.6 Synthèse des Régulateurs de courant

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer la meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations extérieures et des variations des paramètres de la machine [8].

Les régulateurs utilisés dans notre étude sont des correcteurs à action proportionnelle intégrale (PI). Ce type de régulateurs est les plus utilisés dans l'industrie [1].

La fonction de transfert de ce régulateur est donnée par :

$$R(S) = \frac{K(1+TS)}{TS} \quad \text{ou} \quad R(S) = K_p + \frac{K_I}{S} \quad (3.45)$$

avec :

$$K_p = K ; \quad \text{et} \quad K_I = \frac{K}{T}$$

Le découplage effectué dans le système, nous permet de procéder à la régulation des courants statoriques (i_{sd} et i_{sq}) avec la même fonction de transfert.

$$\begin{cases} G(S) = \frac{i_{sd}(s)}{V_{sd}(s)} = \frac{i_{sq}(s)}{V_{sq}(s)} = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \frac{L_s \sigma}{R_s} S} \\ = \frac{1}{R_s(1+T_s \cdot S)} \end{cases} \quad (3.46)$$

La boucle de régulation des courants est présentée comme suit :

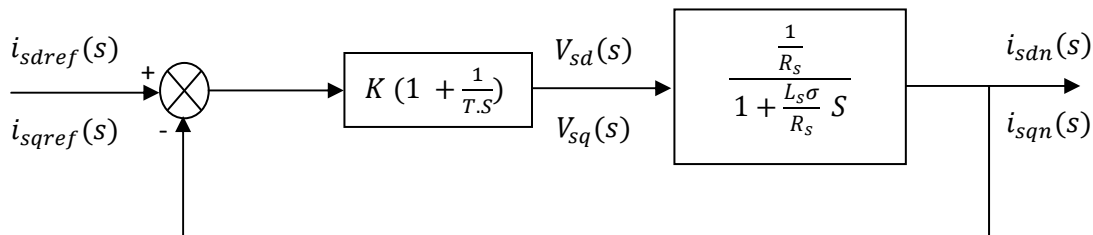


Figure 3.7 Boucle de régulation de courant

Pour ramener le système en boucle fermée à un système de premier ordre, on choisit une action intégrale à la constante du temps du système en boucle ouverte ($T = T_s$).

Le gain est calculé d'une façon à avoir une meilleure dynamique du système caractérisé par le temps de réponse t_e .

On choisit un temps de réponse t_e trois fois plus petit que celui du système non corrigé par le temps et on obtient les résultats suivants.

$$\begin{aligned} T &= T_s \\ K &= \frac{3R_s T_s}{t_e} \end{aligned} \quad (3.47)$$

Et on a aussi :

$$t_e = T_s ; \quad K = 3R_s \quad \text{D'où} \quad K_P = 3R_s ; \quad K_I = \frac{3R_s}{T_s} \quad (3.48)$$

3.4 Application au système AMD

La figure (3.8), montre la structure du système AMD entraîné par un moteur asynchrone triphasé, commandé par une commande à flux orienté et intégré dans le modèle de structure en charpente métallique à 5 étages étudié au chapitre précédent. En considérant comme au chapitre précédent, que le système AMD électrique est placé sur le toit du modèle de la structure, pour le contrôle de la réponse sismique.

Puissance nominale	$P_n = 100 \text{ kW}$
Nombre de paires de pôles	$P = 4$
Couple nominal	$C_n = 1.4 \text{ kN.m}$
Tension nominale	$V_n = 220 \text{ V}$
Facteur de puissance	$\cos \varphi = 0.8$
Résistance statorique	$R_s = 71.4 \text{ m}\Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 6.6 \text{ m}\Omega$
Inductance cyclique statorique	$L_s = 13.6 \text{ mH}$
Inductance cyclique rotorique	$L_r = 1.1 \text{ mH}$
Inductance mutuelle cyclique	$M = 3.7 \text{ mH}$
Moment d'inertie	$J = 0.7 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$f_r = 0.001 \text{ N.m.rd.s}^{-1}$
Fréquence	$f = 50 \text{ Hz}$
Vitesse nominale	$\Omega_n = 70 \text{ rd.s}^{-1}$

Tableau 3.1 Paramètres du moteur asynchrone triphasé

Les caractéristiques du moteur asynchrone triphasé utilisé pour l'entraînement du système AMD, peuvent être choisies en s'appuyant sur les résultats obtenus au chapitre précédent. L'efficacité du contrôle à des distances différentes du pas (l_b) de la vise à billes pour de différents facteurs de pondération R a montré que le cas optimal a lieu lorsque $l_b = 5 \text{ cm}$ avec $R = 10^{-4}$, où la puissance maximale demandée du servomoteur est d'environ 5 fois plus petite que pour le cas avec $R = 10^{-5}$. Par conséquent la puissance du moteur asynchrone triphasé doit être égale à la puissance maximale demandée ($P = \max \left| \Gamma \left(\frac{l_b}{2\pi} \dot{\tilde{x}}_a \right) \right|$). De même, le couple de contrôle fourni par le moteur asynchrone doit être égal ou couple maximal nécessaire. Les paramètres du moteur asynchrone triphasé sont incluses dans le tableau 3.1.

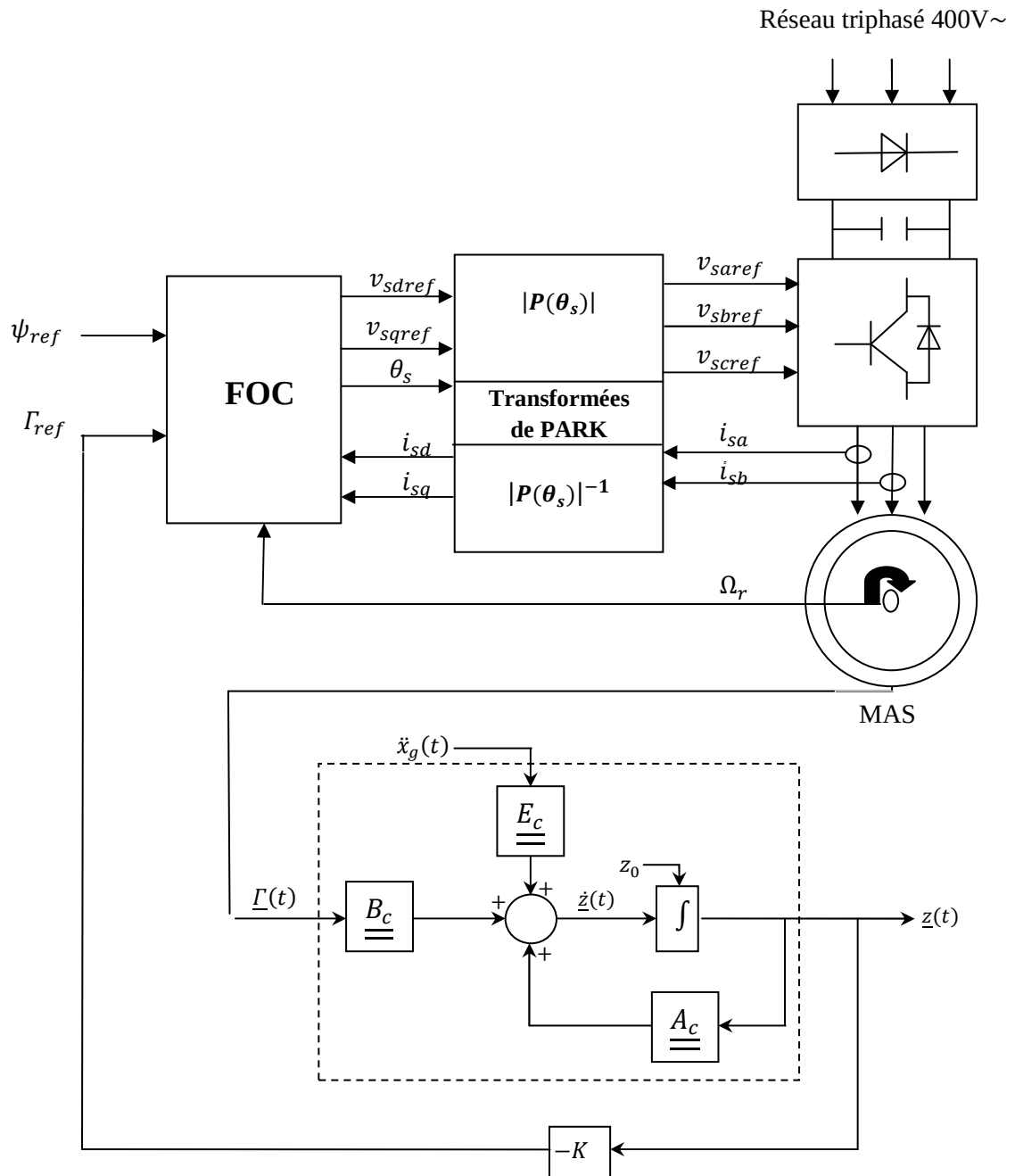


Figure 3.8 Structure de la commande du moteur asynchrone par flux orienté intégrée dans le système AMD

3.5 Evaluation des performances du système AMD

Dans cette étape, les performances du système AMD utilisant un moteur asynchrone triphasé comme un système d'entraînement du bloc masse remplaçant le servomoteur électrique parfait sont étudiées. Les figures 3.9 et 3.10 donnent respectivement les réponses indicielle et impulsionnelle de la commande (couple fourni par le servomoteur) pour une valeur du couple de référence égale au couple nominale. On voit que la commande suit bien ça référence, avec un temps de réponse inférieur à 0.7 s pour une réponse indicielle, et un temps de réponse beaucoup plus petit pour une réponse impulsionnelle. La figure 3.11, donne une comparaison entre le couple de référence fourni par la loi de commande optimale directe instantanée en boucle fermée et le couple réel fourni par le moteur asynchrone triphasé commandé par une loi de commande par flux orienté. Cette comparaison montre que le couple réel fourni par le MAS suit bien sa référence. Les ondulations du couple sont dû principalement au fait que le MAS est alimenté à travers des convertisseurs statiques. L'évolution de l'accélération du toit et l'évolution de déplacement du toit pour le cas de $l_b = 5 \text{ cm}$ avec $R = 10^{-4}$ où le couple et la puissance maximale demandés sont beaucoup moins importants sont aussi illustrées respectivement dans les figures 3.11 et 3.12, où des réductions importantes de 65% dans l'accélération du toit, et 78% dans le déplacement du toit, semblables à celles obtenues en utilisant un servomoteur électrique parfait ont été atteintes.

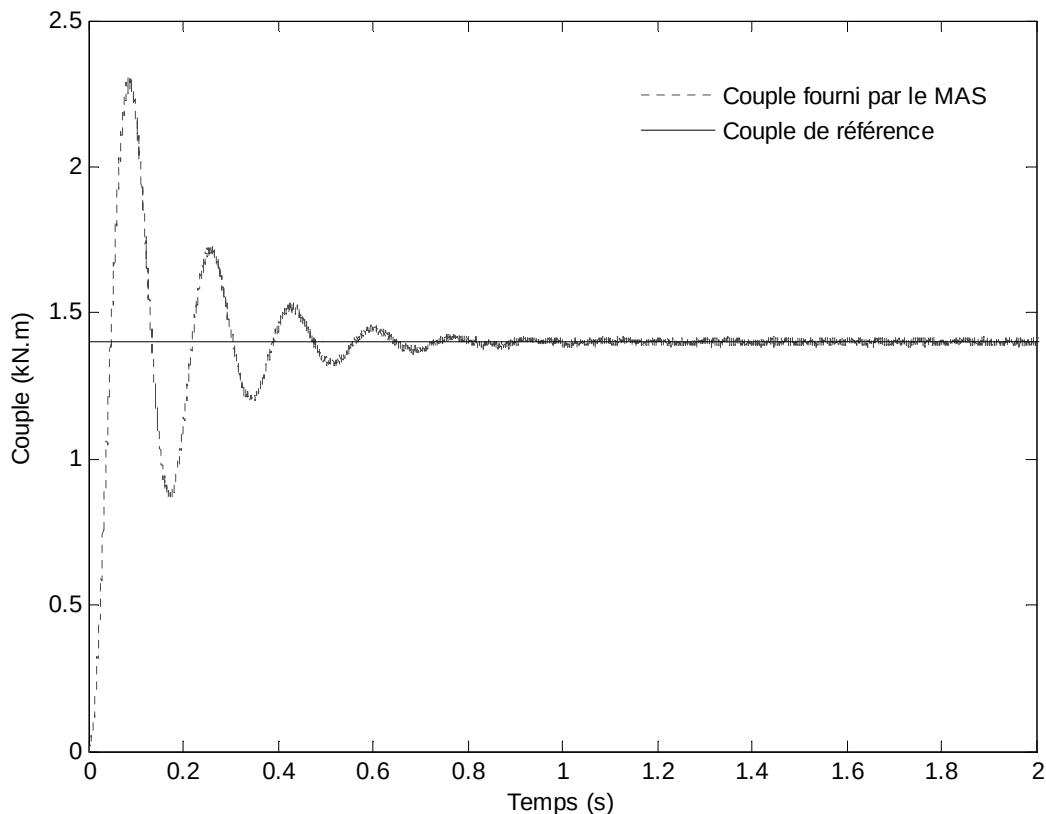


Figure 3.9 Réponse indicielle du couple fourni par le MAS

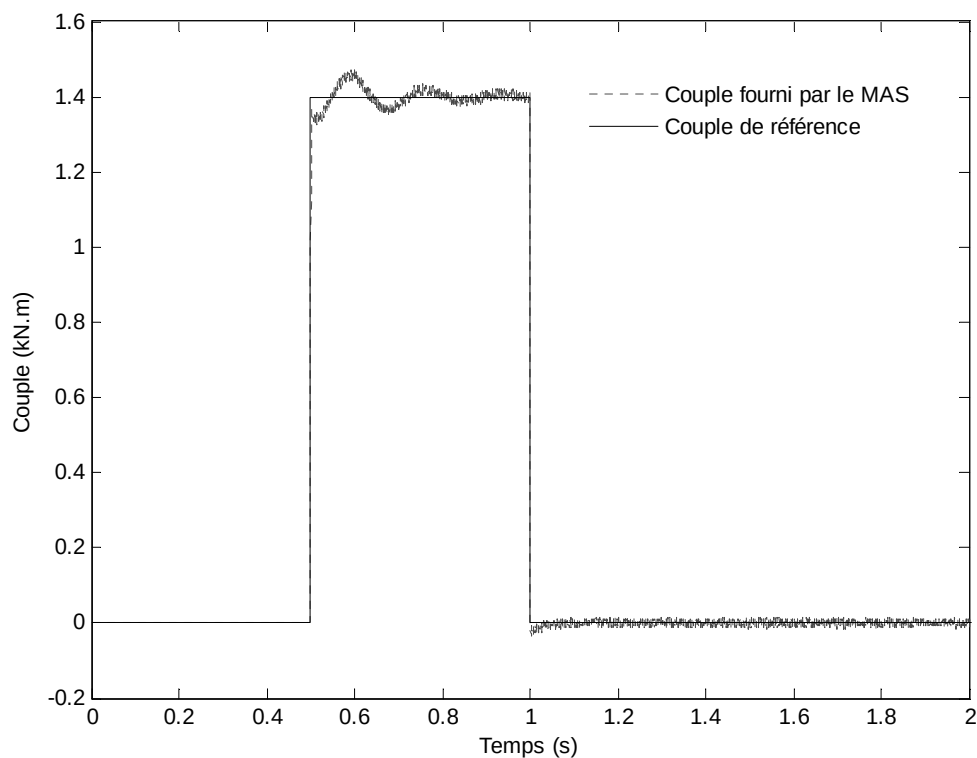


Figure 3.10 Réponse impulsionnelle du couple fourni par le MAS

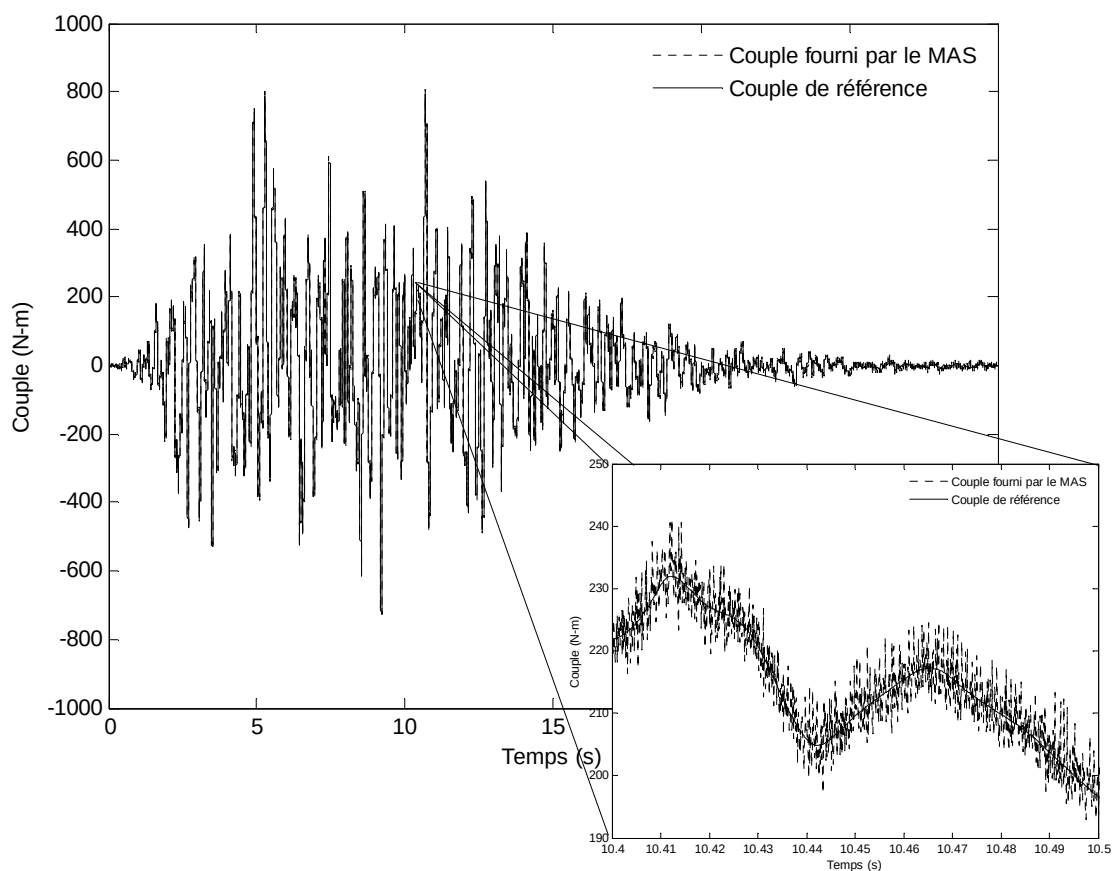


Figure 3.11 Comparaison entre le couple de référence et le couple fourni par le MAS

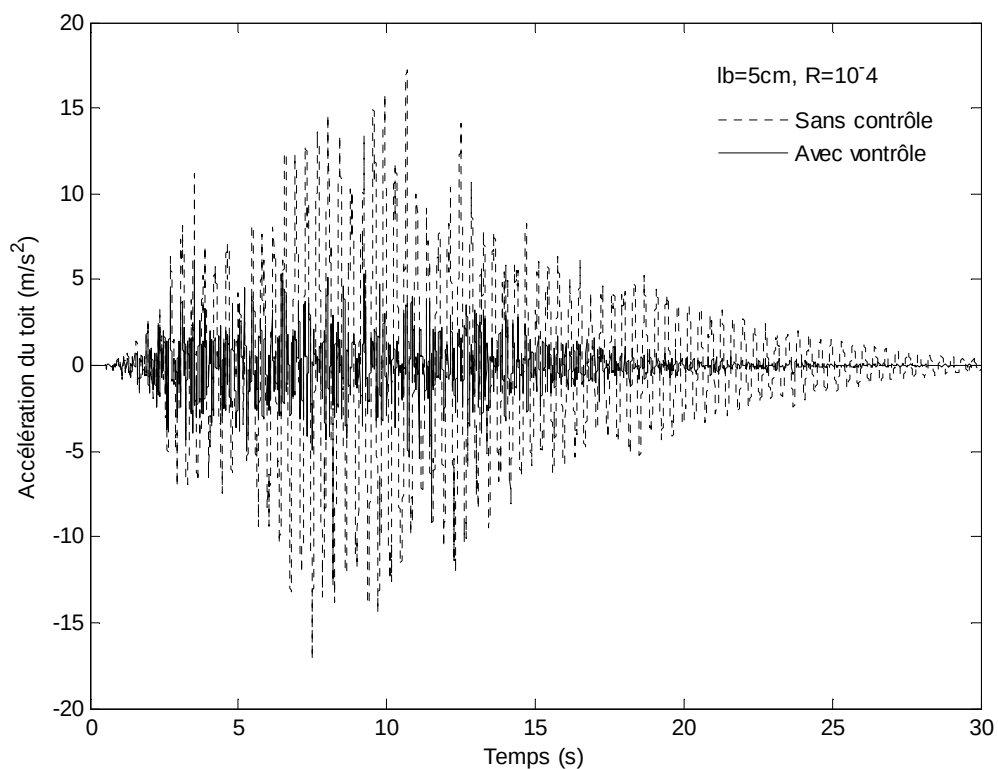


Figure 3.12 Réponse de l'accélération du toit ($l_b = 5 \text{ cm}, R = 10^{-4}$)

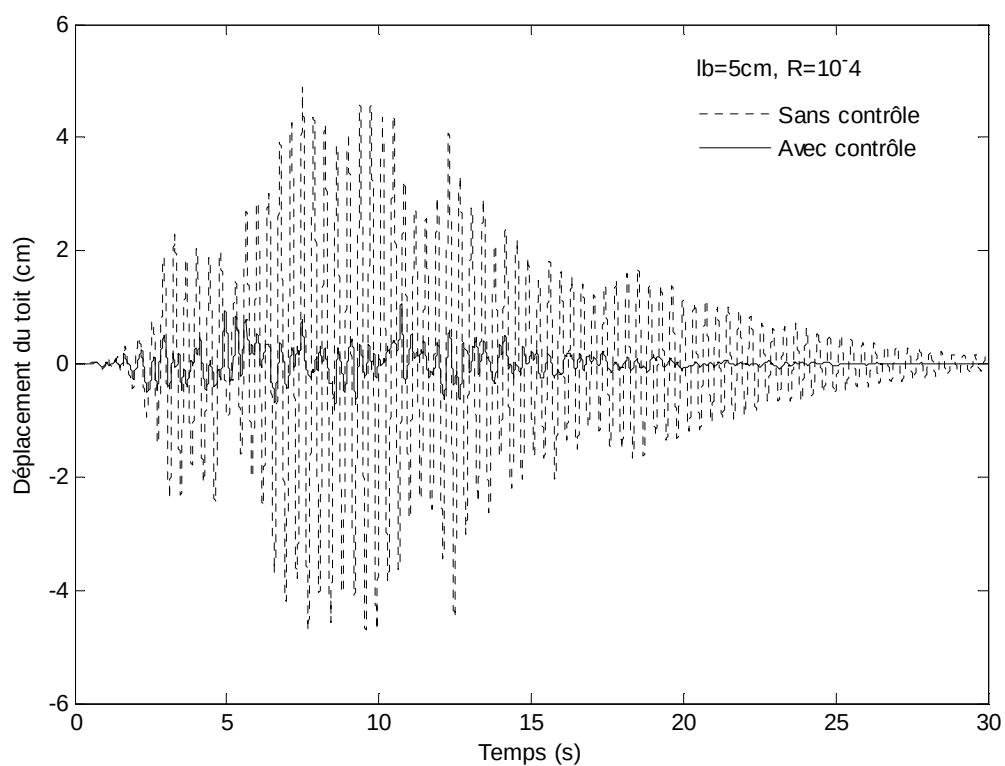


Figure 3.13 Réponse de déplacement du toit ($l_b = 5 \text{ cm}, R = 10^{-4}$)

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre on a procédé à la modélisation et la commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé. Dans une première partie, nous avons présentés la modélisation du moteur asynchrone triphasé en utilisant les hypothèses simplificatrices permettant d'avoir une description mathématique des différentes grandeurs du moteur dans un repère à deux axes (Park).

Une seconde partie a été consacrée à l'étude de la commande vectorielle du MAS. Cette commande est développée par la technique d'orientation du flux rotorique qui permet de contrôler indépendamment le flux et le couple. Ceci nous a permis d'obtenir des performances dynamiques comparables à celles du servomoteur électrique parfait. En suite les performances du moteur asynchrone intégré dans le système AMD ont été comparées avec celles obtenues en utilisant un servomoteur électrique parfait.

4 Commande active avec observateur

4.1 Introduction

Au deux chapitres précédents (chapitre 2 et 3), nous avons procédé à l'évaluation des performances du système AMD électrique utilisant respectivement un servomoteur électrique parfait et un moteur asynchrone triphasé, et intégré dans un modèle de structure en charpente métallique à cinq étages, soumis à une excitation sismique. A travers cette évaluation, on a pu constater que, les vitesses et les déplacements de tous les étages doivent être mesurés par capteurs matériels comme des états de la boucle de retour, pour les utilisés dans la loi de commande optimale directe en boucle fermée. Dans ce chapitre, nous allons procéder au remplacement de ces capteurs matériels par des capteurs logiciels ou observateurs d'état. Parmi les solutions apportées au problème de conception d'observateurs, on peut citer l'observateur de Luenberger pour des systèmes linéaires variants ou invariants dans le temps. Ce type d'observateur est basé sur la synthèse d'un gain statique afin de stabiliser l'erreur d'estimation d'état et d'assurer la convergence de l'état de l'observateur vers l'état du système réel. Nous présentons l'observateur d'état linéaire, aussi connu comme observateur de Luenberger, nommé d'après D. G. Luenberger, qui a fait beaucoup de travail pionnier sur l'observation d'état dans les années 1960 [49].

4.2 Généralité sur les capteurs

Un capteur est le résultat de l'exploitation ingénieuse d'une loi physique constituant sa base. C'est de ces lois en effet que découlent les propriétés spécifiques de chaque type de capteur : performance, domaine d'application et règles de bonne utilisation. Il est considéré comme la source déterminante du signal électrique, et utilisé comme un détecteur dont ses caractéristiques imposent le circuit électrique adapté au type de signal délivré.

Le rôle du capteur consiste dans la transmission d'information à un dispositif mécanique et au système de contrôle. Il est considéré comme un système linéaire qui transforme une entrée x en une sortie électrique y pouvant être variable dans le temps en tension ou en courant. Dans ce cas, le capteur doit avoir une sensibilité m qui détermine la relation entre x et y et sera défini comme un capteur idéal.

4.3 Caractéristiques générales du capteur

Le capteur possède plusieurs caractéristiques, nous commençons par le mesurande :

C'est une grandeur numérique désignée par l'ensemble des opérations expérimentales de mesure qui peut être soit un déplacement soit une température, soit une pression etc. Lorsque le mesurage utilise des moyens électroniques de traitement de signal, il est nécessaire de produire à partir du mesurande une grandeur électrique qui en soit une représentation aussi

exacte que possible. Ceci signifie que la grandeur électrique et ses variations apportent toute l'information nécessaire à la connaissance du mesurande.

Par contre et lorsque le dispositif est soumis à l'action d'un mesurande non électrique, nos caractéristiques seront de nature électrique tel que la charge, la tension, le courant. Là, on parle des grandeurs d'entrée et de sortie en introduisant la relation suivante :

$$S = f(m) \quad (4.1)$$

Où

S : la grandeur de sortie qui représente la réponse du capteur.

m : la grandeur d'entrée qui est l'excitation.

4.4 Différents types de capteurs

En tant qu'élément de circuit électrique, le capteur se présente vu de sa sortie soit comme un générateur soit comme une impédance, alors on peut distinguer trois types de capteur :

a. Capteur actif

Le capteur actif est généralement fondé dans son principe sur un effet physique qui assure la conversion en énergie électrique de la forme d'énergie propre au mesurande.

b. Capteur passif

Il s'agit d'impédance dont l'un des paramètres déterminants est sensible au mesurande. Dans ce genre de capteur, les paramètres géométriques ou dimensionnels de l'impédance peuvent varier si le capteur comporte soit un élément mobile dont chaque position correspond à une valeur de l'impédance. La mesure de celle-ci permet de connaître la position et c'est pratiquement le principe des capteurs de position et de déplacement. Soit un élément déformable, dans ce cas la déformation résulte des grandeurs telles que la pression, l'accélération et qui sont appliquées directement ou indirectement au capteur.

c. Capteur composite

Pour des raisons de coût ou de facilité d'exploitation, un troisième type de capteur se présente non pas sensible au mesurande mais à l'un de ses effets. Le corps d'épreuve est le dispositif qui, soumis au mesurande étudié assure une première traduction en une autre grandeur physique non électrique, le mesurande secondaire qu'un capteur traduit alors en grandeur électrique. En outre, le capteur de par ses conditions d'emplois, peut se trouver soumis non seulement au mesurande mais à d'autres grandeurs physiques dont les variations sont susceptibles d'entraîner un changement de la grandeur électrique de sortie qu'il n'est pas possible de distinguer de l'action de mesurande. Ces grandeurs physiques qu'on peut appeler des parasites auxquelles la réponse du capteur peut être sensible sont les grandeurs d'influence. On peut citer quelques unes :

- La température qui modifie les caractéristiques électriques, mécaniques et dimensionnelles des composants du capteur.
- La pression, l'accélération et les vibrations susceptibles de créer dans certains éléments constitutifs du capteur des déformations et des contraintes qui altèrent la réponse.
- L'humidité à laquelle certaines propriétés électriques peuvent être sensibles et qui risque de dégrader l'isolation entre composant du capteur.
- Les champs magnétiques variables ou statiques ; créent des f.e.m d'induction qui se superposent au signal utile, les seconds peuvent modifier une propriété électrique.

4.5 Caractéristiques métrologiques

Les seuls mesurandes dont la valeur est parfaitement connue sont les grandeurs étalons puisque leur valeur est fixée par conversion. La valeur de tout autre mesurande ne peut être connue qu'après traitement par une chaîne de mesure. C'est la valeur vraie de mesurande qui détermine l'excitation du capteur, mais l'expérimentation n'a accès qu'à la réponse globale de la chaîne de mesure ; cette réponse exprimée en unité de mesurande, est la valeur mesurée, l'écart entre valeur mesurée et valeur vraie est l'erreur de mesure.

L'erreur qu'on peut rencontrer lors de la mesure des valeurs peut se classer en :

a. Erreurs systématiques

Pour une valeur donnée du mesurande, une erreur systématique est soit, constante, soit à variation lente par rapport à la durée de mesure. Elle introduit donc un décalage constant entre valeur vraie et valeur mesurée. Leur cause est généralement la connaissance erronée ou incomplète de l'installation de mesure ou sa mauvaise utilisation.

b. Erreurs accidentelles

L'apparition de ces erreurs comme leur amplitude et leur signe sont considéré comme aléatoires et les causes entraînant ce genre d'erreur sont diverses et liées à plusieurs facteurs tel que la détermination intrinsèque des caractéristiques instrumentales. Ce type d'erreur comporte quatre catégories.

- Erreurs de mobilisation.
- Erreurs de lecture.
- Erreurs d'hystérésis.
- **Erreurs** de quantification.

On peut même trouver des erreurs dues à la prise en compte par la chaîne de mesure de signaux parasites de caractère aléatoire.

4.5.1 Etalonnage du capteur

Il comprend l'ensemble des opérations qui permettent d'explicitier, sous forme graphique ou algébrique, la relation entre les valeurs du mesurande et celle de la grandeur électrique de sortie et ceci compte tenu de tous les paramètres additionnels susceptibles de modifier la réponse du capteur et qui peuvent être soit des grandeurs physique liées au mesurande soit elles sont indépendantes, d'où on peut classer l'étalonnage selon quatre groupes :

L'étalonnage simple qui s'applique à un mesurande défini par une grandeur physique unique et à un capteur non sensible ou non soumis à des grandeurs d'influence, il y a aussi l'étalonnage direct ou absolu les diverses valeurs sont fournies soit par des étalons soit par des éléments de référence. Par contre dans le troisième type d'étalonnage appelé indirect ou par comparaison, on utilise un capteur de référence dont on possède la courbe d'étalonnage et dont on est assuré de la stabilité. Le capteur utilisé comme référence et celui à étalonner sont soumis dans les mêmes conditions, simultanément si possible à l'action de mesurande identique dont le capteur de référence permet de connaître les valeurs. Le dernier type d'étalonnage est appelé multiple, il est caractérisé par une série de chacun des paramètres actifs additionnels, et ceci lorsque le mesurande ne permet pas de définir la réponse du capteur.

4.5.2 Limite d'utilisation du capteur

Les contraintes mécaniques, thermiques ou électriques auxquelles un capteur est soumis entraînent, lorsque leurs niveaux dépassent des seuils définis une modification des caractéristiques du capteur, telle qu'elles étaient connues par étalonnage préalable ou spécification du constructeur, il est donc indispensable que l'utilisateur soit averti des diverses limites d'utilisation d'un capteur et des risques qu'il encourt à les dépasser [20].

On définit trois domaines d'utilisation, le premier est appelé domaine nominal d'emploi, il correspond aux conditions normales d'utilisation du capteur, ses limites sont les valeurs extrêmes que peuvent atteindre de façon permanente ou le mesurande ou les grandeurs physiques qui lui sont associées et ceci sans que soient modifiées les diverses spécifications qui caractérisent le fonctionnement du capteur.

Ce domaine est suivi par un autre appelé domaine de non détérioration, celui-là se présente lorsque les valeurs soit du mesurande soit des grandeurs physiques dépassent les limites du domaine nominal d'emploi mais restent inférieures aux bornes du domaine de non détérioration, les caractéristiques métrologiques du capteur risquent d'être modifiées ; cette altération est cependant réversible ; le capteur retrouvant ses caractéristiques spécifiées lorsque les conditions de fonctionnement redeviennent celle du domaine d'emploi. On outre et lorsque les valeurs du mesurande dépassent les limites du domaine de non détérioration, on se trouve dans le domaine de non destruction ou les caractéristiques du capteur sont modifiées de façon irréversible ; la réutilisation du capteur dans son domaine nominal d'emploi nécessite donc un nouvel étalonnage.

4.6 Sensibilité

C'est une spécification déterminante dans le choix du capteur elle est représentée par S est définie autour d'une valeur m_i constante du mesurande, par le rapport de la variation ΔS de la grandeur de sortie à la variation Δm du mesurande qui lui a donné naissance ; tel que :

$$S = \left[\frac{\Delta S}{\Delta m} \right]_{m = m_i} \quad (4.2)$$

La valeur de la sensibilité, dans des conditions d'emploi spécifié est généralement fournie par le constructeur, elle est influée par la température et la fréquence du mesurande elle permet à l'utilisateur :

1. D'estimer l'ordre de grandeur de la réponse du capteur.
2. De choisir le capteur de façon que la chaîne de mesure dans son ensemble satisfasse aux conditions de mesure imposée.

Alors on peut classer la sensibilité selon la caractéristique du mesurande en deux domaines. Le premier appelé régime statique, dans lequel le mesurande a une valeur constante ou très lentement variable. L'étalonnage statique du capteur consiste en le relevé, pour différentes valeurs constantes du mesurande m_i , des valeurs correspondantes de la grandeur électrique S_i lorsque celle-ci atteint son régime permanent. Ceci conduit à définir la sensibilité en régime statique en un point de fonctionnement Q_i , comme le rapport de l'incrément ΔS à l'incrément Δm qui le provoque, elle est donc égale à la pente de la caractéristique statique au point de fonctionnement lorsque celle-ci n'est pas une droite. Ce rapport est indépendant du point de fonctionnement Q_i et égal à la sensibilité S uniquement dans le cas où la caractéristique statique est une droite passant par l'origine. Le second domaine est dit dynamique, dans lequel la sensibilité peut être définie lorsque le mesurande est une fonction périodique du temps :

$$m(t) = m_0 + m_1 \cos(\omega t) \quad (4.3)$$

Où m_0 est une valeur constante à laquelle est superposée une variation sinusoïdale d'amplitude m_1 et de fréquence f .

Q_0 = point de repos sur la courbe statique d'étalonnage.

S_1 = amplitude de variation de la sortie provoquée par la partie variable du mesurande.

Dans ces conditions la grandeur de sortie S a en régime permanent même périodicité que le mesurande.

La sensibilité dans ce cas est définie par l'expression suivante :

$$r_i = \left[\frac{S_1}{m_1} \right]_{Q_0} \quad (4.4)$$

4.7 Linéarité

Un capteur est dit linéaire dans une plage déterminée de mesurande S_i sa sensibilité y est indépendante de la valeur du mesurande. Dans la plage de linéarité du capteur, le signal électrique tout au long de la chaîne est proportionnel à la variation du mesurande dès lorsque les divers dispositifs associés au capteur (pont, amplificateur) sont eux même linéaire ; il en résulte alors une plus grande simplicité dans le traitement du signal permettant d'accéder à la valeur numérique de la variation du mesurande. L'intérêt de la linéarité est tel que, lorsque le capteur n'est pas linéaire on se trouve amené à inclure dans la chaîne de mesure des dispositifs de correction dis de linéarisation dont le rôle est de rendre le signal proportionnel aux variations du mesurande.

En régime statique la variation du mesurande est limitée, alors que dans le régime dynamique le mesurande varie à la fréquence f et a pour expression :

Système 1^{er} ordre :

$$S(f) = S(0) \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} \quad (4.5)$$

Système 2^{er} ordre

$$S(f) = S(0) \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2\right]^2 + 4\xi^2 \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} \quad (4.6)$$

On peut considérer une autre caractéristique importante dans les capteurs concernant sa rapidité, elle permet d'apprécier de quelle façon la grandeur de sortie suit dans le temps les variations du mesurande. Dès l'instant où le mesurande se trouve appliqué au capteur ou bien subit une variation brusque, l'établissement du régime permanent subséquent et précède d'un régime transitoire dont l'importance doit pouvoir être appréciée pour une réalisation correcte des mesures. La rapidité est donc liée au temps nécessaire pour que la contribution du régime transitoire à la grandeur de sortie devienne négligeable dans des conditions bien définies.

Le temps de réponse est aussi important dans la réaction du capteur, c'est l'intervalle de temps qui s'écoule après une variation brusque du mesurande jusqu'à ce que la variation de la sortie du capteur ne diffère plus de sa valeur finale d'un écart supérieur à une limite ε % conventionnellement fixée, donc un temps de réponse doit toujours être spécifié avec l'écart ε % auquel il correspond $\tau_r(\varepsilon \%)$.

4.8 Capteurs électriques

Sachant que la famille des capteurs contient plusieurs types utilisés dans divers applications en industrie, on va s'intéresser à ceux spécialisés dans la mesure des vibrations, cette dernière est détectée par trois types de capteurs, les premiers sont les capteurs de déplacement, sont destinés à la mesure et le repérage de la position, pour cela il existe deux méthodes :

- Le capteur fournit un signal en fonction de la partie liée à l'objet mobile.
- À chaque déplacement le capteur délivre une impulsion, le repérage se fait par le comptage de ces impulsions.

Selon le type du capteur le déplacement est repéré directement comme c'est le cas du capteur résistif, il est composé d'une résistance fixe et un curseur, son principe est basé sur le déplacement du curseur en donnant une position précise de l'objet mobile. Il n'exige pas un circuit de traitement spécifique mais sa finesse court un risque de dégradation à cause des frottements internes. Par contre et dans les capteurs inductifs le déplacement a une relation avec la variation magnétique c'est-à-dire la variation du flux dans un enroulement de mesure. Il est placé dans un circuit alimenté de tension sinusoïdale dont la fonction est limitée et d'où l'information sera traduite.

Le deuxième type c'est les capteurs de vitesse, ils mesurent généralement d'une façon indirecte par l'influence que la vitesse exerce:

- Sur une caractéristique physique d'un corps d'épreuve.
- Sur un phénomène physique dont elle est l'un des paramètres, et dont le corps d'épreuve est le siège.

Le corps d'épreuve peut être le fluide ou l'un des éléments constitutifs du capteur, lorsque ce dernier est le fluide, sa vitesse détermine sa pression, et lorsque le corps d'épreuve est un élément de capteur placé dans le fluide, la vitesse de ce dernier en détermine une caractéristique physique telle que la température.

Le dernier type est les capteurs d'accélération, ce genre de capteur permet d'obtenir une grandeur électrique ou une information visualisable pour un opérateur, ils font appel soit :

- La mesure directe d'une force.
- La mesure indirecte par le biais du déplacement ou de la déformation d'un corps.

Les trois types de capteur peuvent être régis par la piézoélectricité, ce phénomène consiste en l'apparition d'une polarisation électrique, ou la polarisation d'une polarisation déjà existante dans certains diélectriques anisotropes naturels (quartz, tourmaline) ou artificiels (sulfate de lithium) lorsqu'ils sont déformés sous l'effet d'une force de direction convenable. Si l'on constitue un condensateur en déposant une paire d'armatures opposées et donc une différence de potentiel, proportionnelle à la force appliquée. Un tel dispositif permet la mesure des forces, et de toute grandeur physique susceptible de s'y ramener : accélération, vibration et il constitue donc un capteur piézoélectrique.

Les piézoélectriques sont utilisés pour améliorer les performances du capteur et de l'actionneur dans le cadre du contrôle actif en structure. Les quatre constantes piézoélectriques reflètent les vecteurs force T et tension S ce qui traduit une entrée mécanique ; suivie par une transformation en une sortie électrique sous forme de densité D ou champ électrique E . La modélisation et la conception de ce dernier doit obligatoirement considérer les matériaux comme des diélectriques parfaits avec une grande rigidité, cette

propriété permet l'implémentation de deux électrodes métalliques de chaque cotés afin d'acquérir un état orienté et dimensionné.

Pour un piézoélectrique utilisé comme actionneur il est nécessaire d'appliquer un champ électrique E autour de ses électrodes et sa géométrie peut être considérée comme un simple condensateur. Le schéma suivant illustre le principe des piézoélectriques.

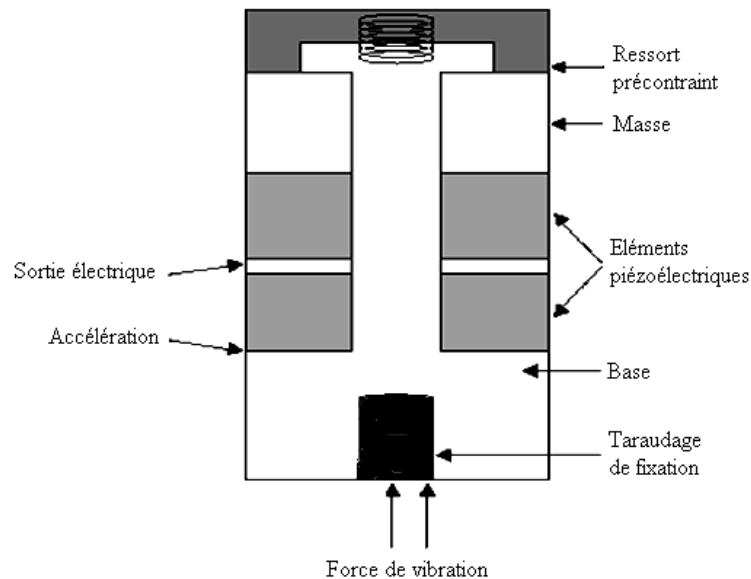


Figure 4.1 Principe des piézoélectriques

L'avantage premier des éléments piézoélectriques est le fait de leurs intégrations facile au niveau des structures, seulement les temps de réponses entre la mesure du signal localisée à un endroit et l'actionneur localisé à un autre point peut causer beaucoup de problème. Ils ont une large échelle de mesure et ils sont sensibles aux vibrations de faible amplitude.

On pourra trouver des capteurs sous forme de fibre optique. L'intérêt des capteurs en fibre optique indépendamment des interférences électriques, sa géométrie, sa légèreté ; sa petite taille mais aussi la multiplicité est la transmission des informations du système, tout au long du câble constituant l'élément. Le schéma suivant illustre les différents types de la fibre optique. Elle est caractérisée par la largeur des bandes de fréquences et le bruit étant assez faible, mais dans le cas où la fibre est intrinsèque, le phénomène est directement mesuré et le changement d'intensité à la sortie donne la magnitude de la perturbation, par contre dans le cas extrinsèque c'est seulement la fibre qui sert à réceptionner l'énergie et capter l'information d'une région externe.

4.9 Capteurs adaptés au génie civil

La catégorie à laquelle on s'intéressera contient des capteurs de différentes formes et différents modèles. Notre choix se basera sur la rapidité de réponse, la fiabilité du matériel et d'autres caractéristiques

4.9.1 Capteur de déplacement (SGD)

C'est un capteur linéaire destiné à la mesure du déplacement, il présente une grande précision faisant partie à la série (LVDT). Sa composition principale comporte quatre lames actives montées en pont de Wheatstone et une impédance nominale de $350\ \Omega$. Ce montage assure une très grande stabilité de température, ce qui garantit un bon fonctionnement du capteur dans des environnements où la température dépasse une certaine norme.

Le capteur SGD est utilisé dans des applications différentes tel que l'automatique, les applications en génie civil où il est placé comme un détecteur de déplacement, il peut se placer dans des circuits contenant des matériels soit digitaux soit analogiques.



Figure 4.2 Capteur de déplacement (SGD)

Il est monté à l'intérieur sous forme d'un pont de Wheatstone, sa sensibilité étant donnée délicate, il délivre une mesure très exacte. Le montage en pont est naturellement dérivé du montage potentiométrique lorsque l'on cherche à éliminer la composante permanente de la tension de mesure et qu'il ne constitue en fait qu'un montage potentiométrique double avec mesure différentielle de tension [20]. C'est pour ça on retrouve dans l'étude des ponts des méthodes de linéarisation et de compensation des grandeurs d'influence semblables à celles utilisées dans les montages potentiométriques. L'intérêt des ponts résulte précisément de la nature différentielle de la mesure qui la rend moins sensible aux bruits et dérives de la source.

La structure générale de ce pont est schématisée comme suit

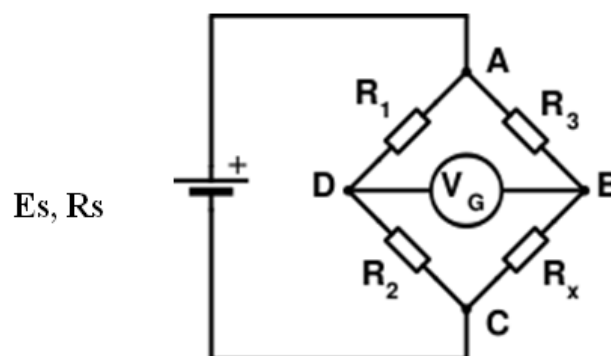


Figure 4.3 Pont de Wheatstone

E_s et R_s caractérise la source, R_g est la résistance du dispositif de détection de l'équilibre du pont ou de mesure de son déséquilibre.

Le pont est dit équilibré lorsque

$$V_D = V_B \quad (4.7)$$

L'expression du courant égale à

$$i = A / B \quad (4.8)$$

Avec

$$A = R_2 R_3 + R_1 R_4$$

$$B = R_1 R_4 (R_2 + R_3) + R_2 R_3 (R_1 + R_4) + R_s (R_1 + R_3) (R_2 + R_4) + R_d (R_1 + R_2) (R_3 + R_4) + R_s R_d (R_1 + R_2 + R_3 + R_4)$$

Le courant est nul lors de l'équilibre, ce qui correspond à la condition classique suivante :

$$R_1 R_x = R_2 R_3 \quad (4.9)$$

Cette condition d'équilibre ne dépend que des résistances du pont, et indépendante totalement des deux autres résistances (la source et détecteur du déséquilibre).

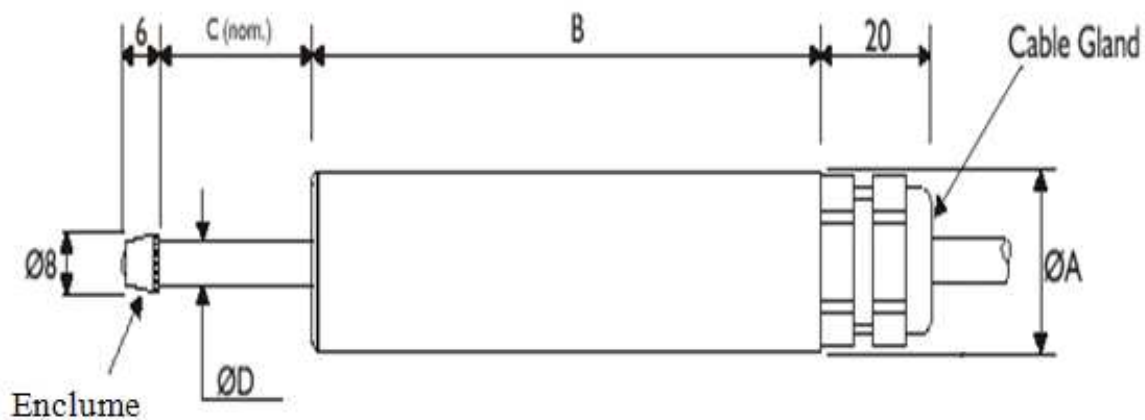


Figure 4.4 Principe de fonctionnement de (SGD)

L'enclume qui se déplace le long du tronçon B à savoir la mesure prise du à une vibration détectée, et la variation en millimètre donnera le déplacement. Le tableau suivant donne les caractéristiques du capteur qui sont les suivantes :

	ØA	B	C	ØD
5	17.4	88.8	6	4.8
10	17.4	88.8	11	4.8
25	17.4	104.5	26	4.8
50	17.4	157	51	4.8
100	25.4	266	105	4

Tableau 4.1 Caractéristiques du SGD**4.9.2 Capteur de déplacement (GHSA 750)**

Il est dit palpeur, il présente une étendue de mesure +/- 1.25 mm à +/- 50 mm, il est utilisé en industrie en différentes applications, ses caractéristiques sont les suivantes :

Non linéarité : 0.25% PE

Indice de sécurité : IP 68

Répétabilité 0.6 µm

Température d'utilisation : - 55°C à 105°C

Sensibilité de température : - 0.02% / °C

4.9.3 Capteur de déplacement (LMI Selecom SLS 5000)

Il délivre une mesure de déplacement sans contact, en utilisant le laser, il a une étendue de mesure de 6 à 1000 mm, il présente les caractéristiques suivantes :

Gamme de marche : De 50 à 1250 mm

Offset : 47 à 750 mm

Précision : < 0.05% EM

Réponse en fréquence : 2 KHZ

Sortie analogique : 0 – 20 mA ou 4 – 20 mA

Sortie numérique : RS422

Alimentation : + 18 à + 32 V

4.9.4 Capteur de déplacement (LP 750)

Il est robuste comme la série LVDT avec des dimensions et un prix d'un potentiomètre, il se caractérise par sa petite taille (quelques millimètres), son étendue de mesure avec le traitement numérique interne du signal le rend important. Ses caractéristiques sont les suivantes :

Etendue de mesure : 100 à 635 mm

Alimentation : 24 Vcc (14 à 26 Vcc)

Sortie : 4 – 20 mA (2 fil) ou 10 Vcc

Longueur du corps : 1.4 x l'étendu de mesure.

Non linéarité : 0.25% PE

Répétabilité 0.025 μm

Température d'utilisation : - 40 °C à 85°C

Sensibilité de température : - 0.03% / °C

Indice de sécurité : IP 68

4.10 Modélisation des capteurs

Elle se fait par le biais des équations de transfert qui régissent les capteurs électriques, ces derniers délivrent l'information qui convient à l'actionneur, on peut trouver des équations linéaire du premier ordre et du second ordre.

Nous utilisons une fonction de transfert du premier ordre telle que

$$C(S) = \frac{k}{1+\tau_c S} \quad (4.10)$$

Avec τ_c : temps de réponse du capteur

La figure 4.5 montre le schéma bloc du contrôle optimal en introduisant la dynamique des capteurs.

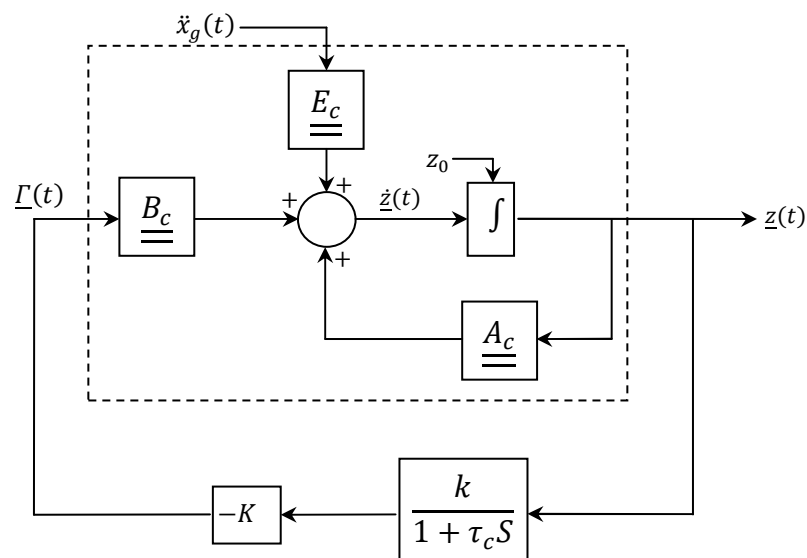


Figure 4.5 Schéma bloc du contrôle optimal en boucle fermée introduisant la dynamique des capteurs

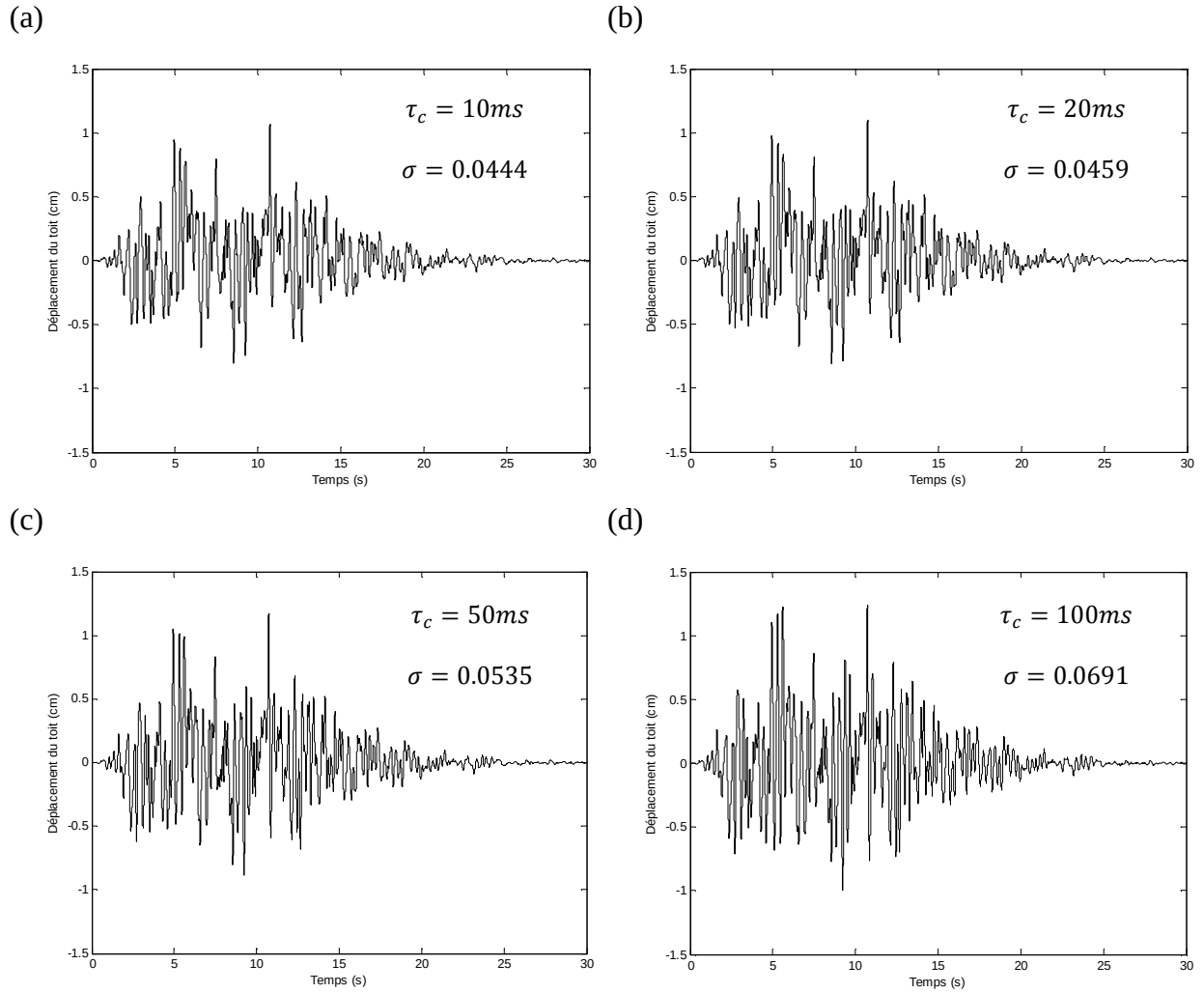


Figure 4.6 Déplacement du toit pour de différentes valeurs du temps de réponse des capteurs

Les figures 4.6a, 4.6b, 4.6c et 4.6d montrent la réponse de la structure en terme de déplacement du toit pour de différentes valeurs du temps de réponse τ_c des capteurs utilisés pour le contrôle optimal. Dans notre cas, les performances du système sont données par la variance σ . Les résultats obtenus montrent que l'efficacité du contrôle diminue lorsque le temps de réponse des capteurs augmente.

4.11 Structure d'un observateur

Pour une équation d'état linéaire et invariante dans le temps

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\tag{4.11}$$

avec $x(0) = x_0$

Si la paire (A, B) est contrôlable alors, une loi de contrôle de la boucle de retour d'état peut être construite pour localiser d'une façon arbitraire les valeurs propres en boucle fermée. Bien que ce soit un résultat extrêmement puissant, il y a un inconvénient majeur de mesurer tous

les états. Il est difficile dans les applications réelles que chaque variable d'état est mesurable, ce qui compromet la capacité à mettre en œuvre une loi de commande avec retour d'état.

Ce fait a motivé notre poursuite d'estimation du vecteur d'état dérivé des mesures d'entrée et de sortie et nous a conduit à la notion d'observabilité. En particulier, nous avons établi le résultat fondamental que l'état initial peut être uniquement déterminée (et donc, la trajectoire d'état peut être reconstruites) à partir de mesures d'entrée et de sortie lorsque et seulement lorsque l'équation d'état est observable [49].

Pour une équation d'état linéaire de dimension n (4.11), on définit un observateur d'état linéaire pour être aussi une équation d'état linéaire de dimension n , qui accepte, $u(t)$ et $y(t)$ comme des entrées et dont l'état représente l'estimation de $x(t)$. L'observateur admet la forme [49]

$$\begin{aligned}\hat{\dot{x}}(t) &= A\hat{x}(t) + Bu(t) + L[y(t) - \hat{y}(t)] \\ \hat{y}(t) &= C\hat{x}(t)\end{aligned}\tag{4.12}$$

avec $\hat{x}(0) = \hat{x}_0$

laquelle montre une copie d'une équation d'état (4.11) conduit par un terme d'erreur $y(t) - \hat{y}(t)$ qui introduit la dynamique à travers une matrice gain observatrice L de dimension $n \times p$. Ce terme d'erreur est projeté pour conduire l'estimation d'état $\hat{x}(t)$ à l'état actuelle $x(t)$ au cours du temps. Pour explorer de plus cet issu de convergence, on définit l'erreur d'estimation $\tilde{x}(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ en termes de laquelle on dérive la dynamique de l'erreur

$$\begin{aligned}\tilde{\dot{x}}(t) &= \dot{x}(t) - \hat{\dot{x}}(t) \\ &= [Ax(t) + Bu(t)] - \{A\hat{x}(t) + Bu(t) + L[y(t) - \hat{y}(t)]\} \\ &= Ax(t) - A\hat{x}(t) - L[Cx(t) - C\hat{x}(t)] \\ &= A\tilde{x}(t) - LC\tilde{x}(t) \\ &= (A - LC)\tilde{x}(t)\end{aligned}\tag{4.13}$$

Pour lequel la condition initiale est donnée par $\tilde{x}(0) = x(0) - \hat{x}(0) = x_0 - \hat{x}_0$. Puisque la dynamique de l'erreur spécifie une équation d'état linéaire homogène, si nous pouvions initialiser l'observateur par $\hat{x}(0) = \hat{x}_0 = x_0$ pour produire une erreur initiale nulle $\tilde{x}(0) = 0$, alors $\tilde{x}(t) \equiv 0$ et donc $\hat{x}(t) = x(t)$ pour tout $t \geq 0$. Toutefois, puisque l'état initial de l'équation (4.11), $x(0) = x_0$, est vraisemblablement inconnu, nous ne pouvons pas atteindre l'estimation parfaite, donc nous mettons notre aspect sur la génération d'une estimation convergente asymptotiquement avec n'importe quelle erreur initiale. Ceci correspond au besoin que la dynamique de l'erreur (4.13) soit asymptotiquement stable. Nous savons que la dynamique de l'erreur sera asymptotiquement stable si la matrice $A - LC$ qui gouverne la dynamique de l'erreur a des valeurs propres à partie réelle strictement négative. De toute évidence, cette condition de la valeur propre dépend du vecteur gain L de l'observateur.

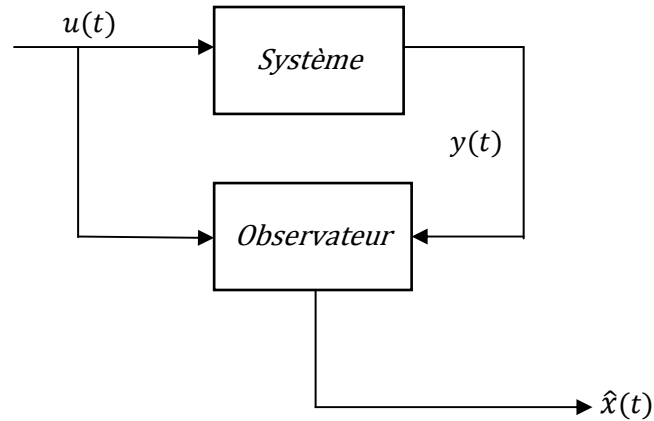


Figure 4.7 Schéma bloc d'un observateur.

Un schéma bloc d'un observateur est montré sur la figure 4.7. En général, l'état exact $x(t)$ du système n'est pas connu. Les entrées de l'observateur sont : l'entrée $u(t)$ du système et la sortie $y(t)$ (via les capteurs), et les sorties de l'observateur est l'état estimé $\hat{x}(t)$. L'équation d'état de l'observateur (4.12) est montrée graphiquement dans le diagramme bloc de la figure 4.8. Cette figure fournit un détail de la figure 4.7.

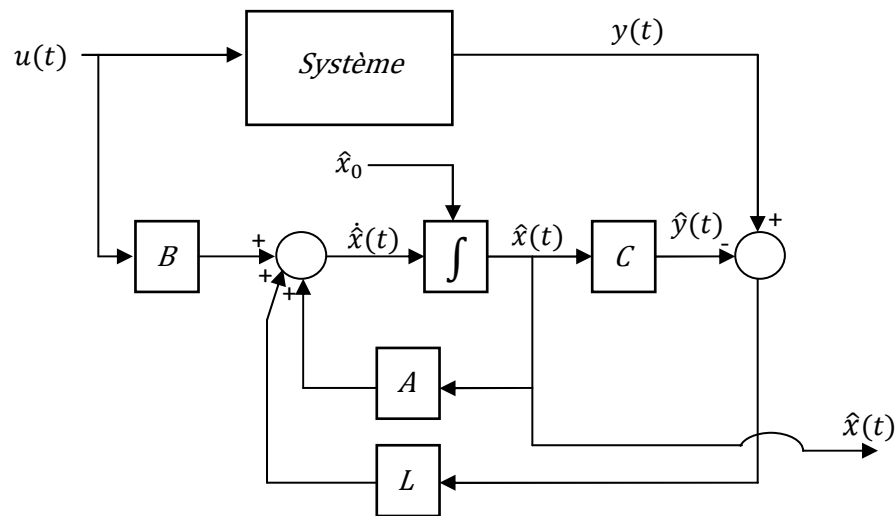


Figure 4.8 Diagramme bloc détaillé de l'observateur.

4.12 Placement de la valeur propre de l'erreur de l'observateur

Puisque $A - LC$ et $(A - LC)^T = A^T - L^T C^T$ ont des valeurs propres identiques, on voit qu'en faisant les associations suivantes

$$A \leftrightarrow A^T \quad B \leftrightarrow B^T$$

$$K \leftrightarrow L^T$$

Le problème du choix du vecteur gain L de l'observateur pour placer les valeurs propres de $A - LC$ à l'emplacement désiré et équivalent au problème de choix de la matrice gain L^T de la boucle de retour d'état pour l'emplacement des valeurs propres de $A^T - L^T C^T$.

Pour tout ensemble symétrique de n nombres complexes $\{\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_n\}$, il existe une matrice gain L de l'observateur tel que $\sigma(A - LC) = \{\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_n\}$ si et seulement si la paire (A, C) est observable.

Par dualité, la paire (A, C) est observable si et seulement si la paire (A^T, C^T) est contrôlable. Donc il existe un L^T tel que $\sigma(A^T - L^T C^T) = \{\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_n\}$ si et seulement si la paire (A^T, C^T) est contrôlable. Ces relations sont illustrées dans le diagramme suivant dans lequel les doubles flèches représentent les équivalences reflétées par notre "si et seulement si" énoncé et les liaisons entre les valeurs propres $\sigma(A - LC) = \sigma(A^T - L^T C^T)$ [49].

$$(A, C) \text{ est observable} \Leftrightarrow (A^T, C^T) \text{ est contrôlable}$$

$$\begin{array}{ccc} \text{Placement arbitraire} & \Leftrightarrow & \text{Placement arbitraire} \\ \text{des valeurs propres} & & \text{des valeurs propres} \\ \text{pour } (A - LC) & & \text{pour } (A^T - L^T C^T) \end{array}$$

Par conséquent, nous concluons qu'il existe une matrice gain L observatrice ainsi que $(A - LC) = \{\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_n\}$ si et seulement si la paire (A, C) est observable.

4.13 La formule du gain de l'observateur pour une forme canonique de l'observateur

La forme canonique de l'observateur comporte la paire observable (A_{OCF}, C_{OCF}) spécifiée par [49]:

$$A_{OCF} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & -a_0 \\ 1 & 0 & \cdots & 0 & -a_1 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & -a_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & -a_{n-1} \end{bmatrix}; C_{OCF} = [0 \quad 0 \quad \cdots \quad 0 \quad 1] \quad (4.14)$$

Nous savons que le polynôme caractéristique de A_{OCF} est aussi écrit ci-dessous, par inspection, comme

$$|sI - A_{OCF}| = s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \cdots + a_2s^2 + a_1s + a_0 \quad (4.15)$$

et nous représentons nos valeurs propres désirées $\{\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_n\}$ par le polynôme caractéristique associé :

$$\begin{aligned} \alpha(s) &= (s - \mu_1)(s - \mu_2) \cdots (s - \mu_n) \\ &= s^n + \alpha_{n-1}s^{n-1} + \cdots + \alpha_2s^2 + \alpha_1s + \alpha_0 \end{aligned} \quad (4.16)$$

Ainsi, nous mettons

$$L_{OCF} = \begin{bmatrix} \alpha_0 - a_0 \\ \alpha_1 - a_1 \\ \alpha_2 - a_2 \\ \vdots \\ \alpha_{n-1} - a_{n-1} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Nous obtenons

$$\begin{aligned} A_{OCF} - L_{OCF}C_{OCF} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & -a_0 \\ 1 & 0 & \cdots & 0 & -a_1 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & -a_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & -a_{n-1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \alpha_0 - a_0 \\ \alpha_1 - a_1 \\ \alpha_2 - a_2 \\ \vdots \\ \alpha_{n-1} - a_{n-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & -\alpha_0 \\ 1 & 0 & \cdots & 0 & -\alpha_1 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & -\alpha_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & -\alpha_{n-1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.18)$$

Ayant le polynôme caractéristique

$$|sI - A_{OCF} + L_{OCF}C_{OCF}| = s^n + \alpha_{n-1} s^{n-1} + \cdots + \alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0 \quad (4.19)$$

comme polynôme désiré.

4.14 La formule de Bass-Gura

Donnant la paire observable (A, C) , nous savons qu'il correspond à la paire contrôlable (A^T, C^T)

$$\begin{aligned} L^T &= [\alpha_0 - a_0 \quad \alpha_1 - a_1 \quad \cdots \quad \alpha_2 - a_2 \quad \alpha_{n-1} - a_{n-1}] \\ &\times \begin{bmatrix} P_{(A^T, C^T)} \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & \cdots & a_{n-1} & 1 \\ a_2 & a_3 & \cdots & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ a_{n-1} & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1^2 & 0 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix}^{-1} \end{aligned} \quad (4.20)$$

est aussi que :

$$|sI - (A^T - L^T C^T)| = s^n + \alpha_{n-1} s^{n-1} + \cdots + \alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0 \quad (4.21)$$

Donc, en tenant simplement le transposé de cette expression et en utilisant

$$Q_{(A, C)} = P_{(A^T, C^T)}^T \quad (4.22)$$

Avec le fait que

$$Q_{OCF}^{-1} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & \cdots & a_{n-1} & 1 \\ a_2 & a_3 & \cdots & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ a_{n-1} & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1^2 & 0 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix} = P_{OCF}^{-1} \quad (4.23)$$

est symétrique, nous obtenons la formule de Bass-Gura pour le vecteur gain observateur [49]

$$L = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & \cdots & a_{n-1} & 1 \\ a_2 & a_3 & \cdots & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ a_{n-1} & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1^2 & 0 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix}^{-1} Q_{(A,C)} \begin{bmatrix} \alpha_0 - a_0 \\ \alpha_1 - a_1 \\ \alpha_2 - a_2 \\ \vdots \\ \alpha_{n-1} - a_{n-1} \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

4.15 Application au système AMD

Le système AMD implémenté dans un modèle de structure à cinq étages et soumis à un mouvement de tremblement de terre $\ddot{x}_g(t)$, et un couple de contrôle $\Gamma(t)$ fourni par le moteur asynchrone triphasé, peut être décrit comme suit:

$$\begin{aligned} \dot{\underline{z}}(t) &= \underline{\underline{A}}_c \underline{z}(t) + \underline{\underline{B}}_c \Gamma(t) + \underline{\underline{E}}_c \ddot{x}_g(t) \\ y(t) &= \underline{\underline{C}} \underline{z}(t) \end{aligned} \quad (4.25)$$

$\underline{z}(t) = [z_1(t) \ z_2(t) \ z_3(t) \ z_4(t) \ z_5(t) \ z_6(t) \ z_7(t) \ z_8(t) \ z_9(t) \ z_{10}(t) \ z_{11}(t) \ z_{12}(t)]^t$ est le vecteur d'état contenant les états observables du système (déplacements et vitesses de tous les étage de la structure) nécessaires pour la loi de commande optimale direct en boucle fermée.

$\underline{\underline{C}} = [0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$, est le vecteur localisation des mesures (dans notre cas est le déplacement du dernier étage).

Puisque cette équation est dans une forme canonique contrôlable, on obtient le polynôme caractéristique en boucle ouverte par inspection, duquel on détermine les coefficients du polynôme et les valeurs propres comme suit

$$\begin{aligned} a(s) &= s^{12} + a_{11}s^{11} + a_{10}s^{10} + a_9s^9 + a_8s^8 + a_7s^7 + a_6s^6 + a_5s^5 + a_4s^4 \\ &\quad + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0 \end{aligned} \quad (4.26)$$

On vérifie l'observabilité de la paire (A, C) en utilisant la matrice d'observabilité

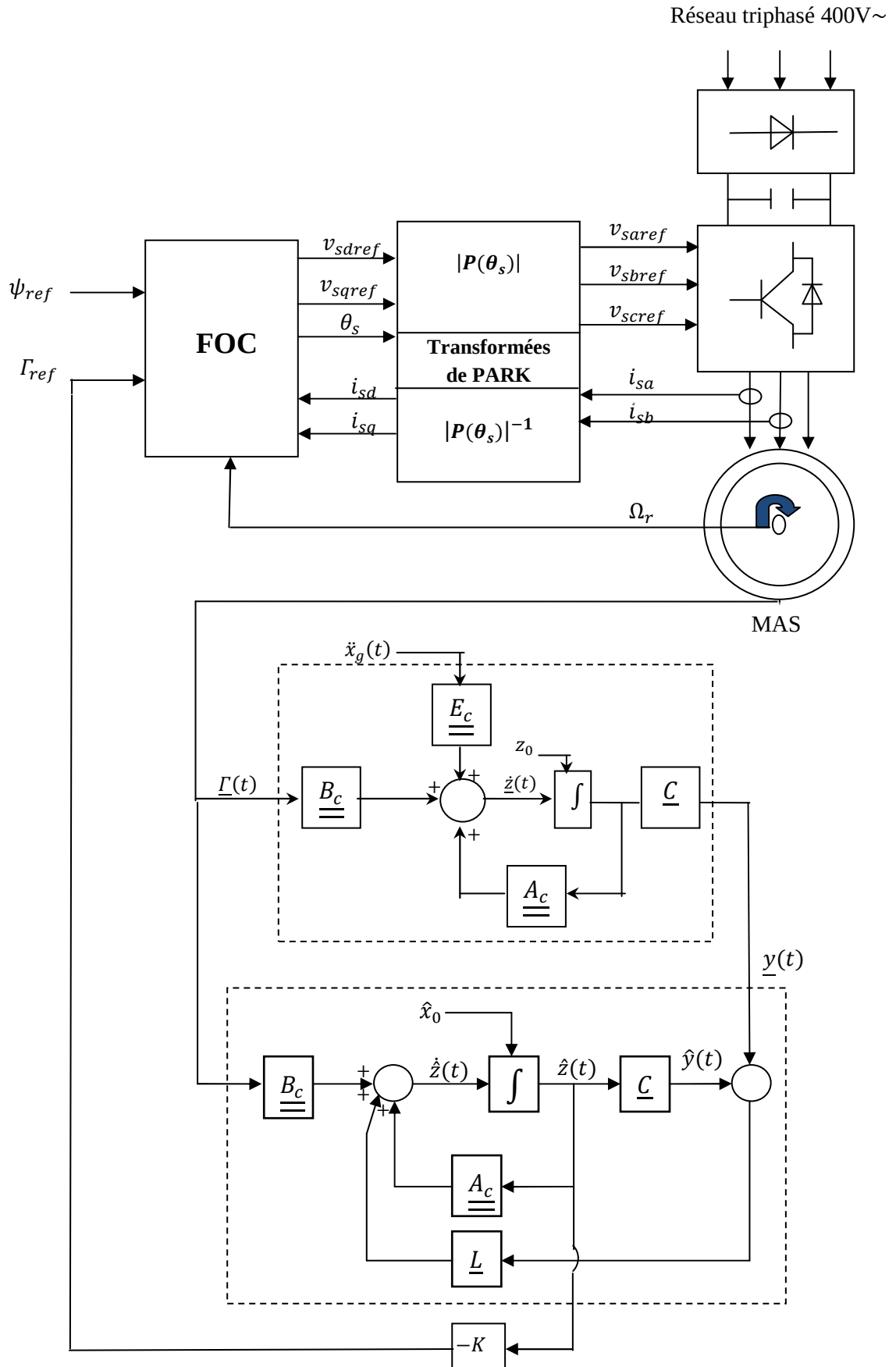


Figure 4.9 Schéma bloc de l'observateur intégré dans le système AMD

$$Q = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^1 \\ CA^2 \\ CA^3 \\ CA^4 \\ CA^5 \\ CA^6 \\ CA^7 \\ CA^8 \\ CA^9 \\ CA^{10} \\ CA^{11} \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

$$\alpha(s) = (s - \mu_1)(s - \mu_2)(s - \mu_3)(s - \mu_4)(s - \mu_5)(s - \mu_6)(s - \mu_7)(s - \mu_8) \\ (s - \mu_9)(s - \mu_{10})(s - \mu_{11})(s - \mu_{12}) \quad (4.28)$$

On spécifie les valeurs propres désirées en boucle fermée pour atteindre un dépassement de 6% et un temps de tassement de 3s pour la réponse impulsionnelle en boucle fermée. On choisit les valeurs propres pour la dynamique de l'erreur de l'observateur en escaladant les valeurs propres précédentes par 10.

Pour que le polynôme caractéristique désiré et les coefficients polynômiaux associés soient

$$\alpha(s) = s^{12} + \alpha_{11} s^{11} + \alpha_{10} s^{10} + \alpha_9 s^9 + \alpha_8 s^8 + \alpha_7 s^7 + \alpha_6 s^6 + \alpha_5 s^5 \\ + \alpha_4 s^4 + \alpha_3 s^3 + \alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + a_0 \quad (4.29)$$

4.16 Evaluation des performances de l'observateur intégré dans le système AMD

Dans cette étape, les performances de l'observateur intégré dans le système AMD utilisant un moteur asynchrone triphasé comme un système d'entraînement du bloc masse sont explorées. La figure 4.10 donne une comparaison entre le déplacement mesuré et le déplacement observé du bloc masse. La figure 4.11 montre l'erreur entre le déplacement mesuré et le déplacement observé du bloc masse. De même les figures 4.12 à 4.21 donnent respectivement les comparaisons et les erreurs entre les déplacements mesurés et les déplacements observés des autres états du système. La valorisation des erreurs de déplacement des états du système est donnée par la variance σ . Cette dernière montre que les erreurs entre les états mesurés et les états observés sont de valeurs proches avec une erreur maximale sur le déplacement du bloc masse.

L'évolution de l'accélération du toit et l'évolution de déplacement du toit pour le cas de $l_b = 5 \text{ cm}$ avec $R = 10^{-4}$ où le couple et la puissance maximale demandés sont beaucoup moins importants sont aussi illustrées respectivement dans les figures 4.22 et 4.23, où des réductions importantes de 65% dans l'accélération du toit, et 78% dans le déplacement du toit, semblables à celles obtenues en utilisant des capteurs.

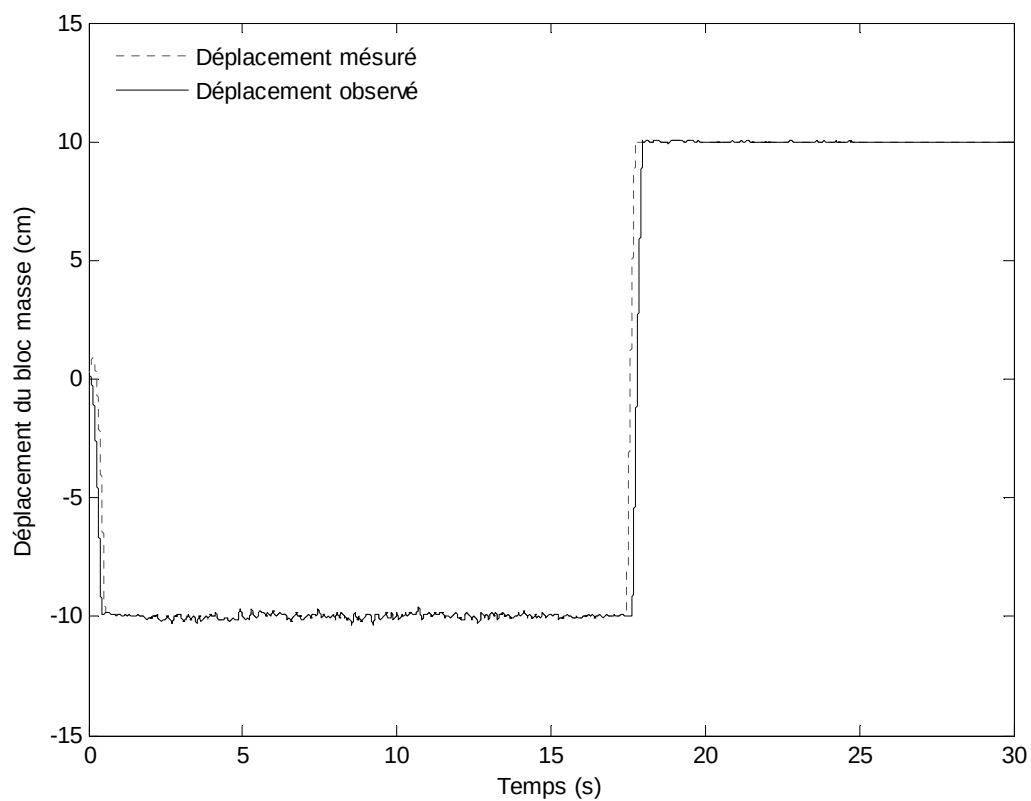


Figure 4.10 Comparaison entre le déplacement mesuré et le déplacement observé du bloc masse

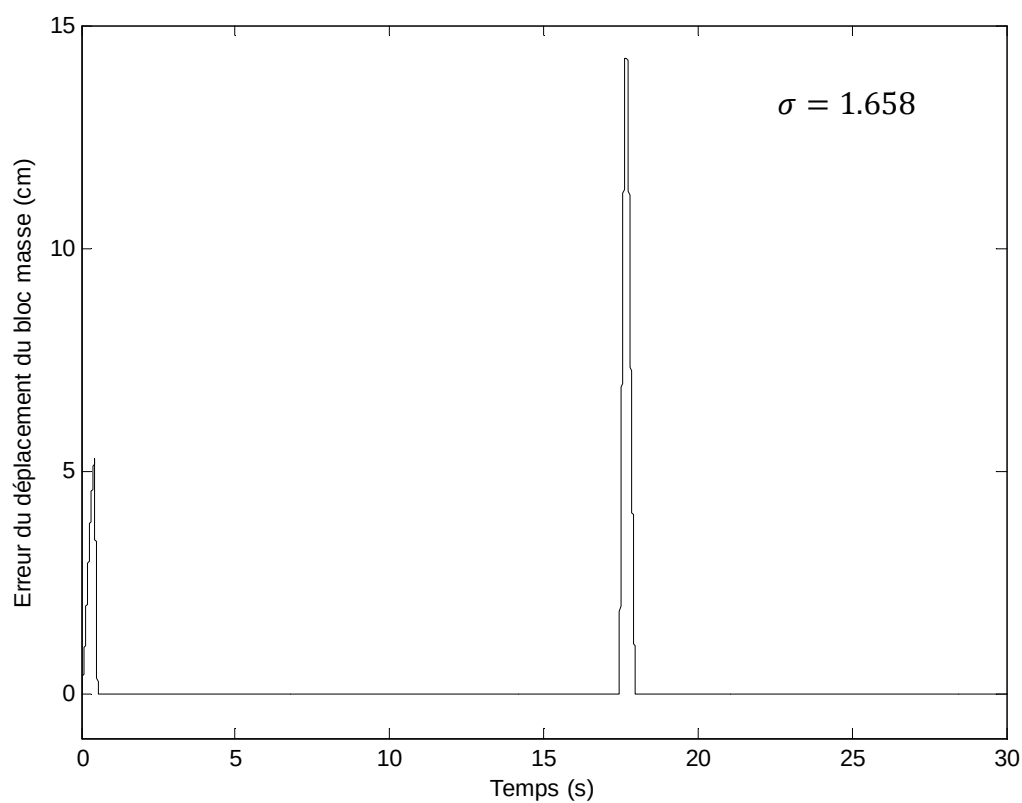


Figure 4.11 Erreur entre le déplacement mesuré et le déplacement observé du bloc masse

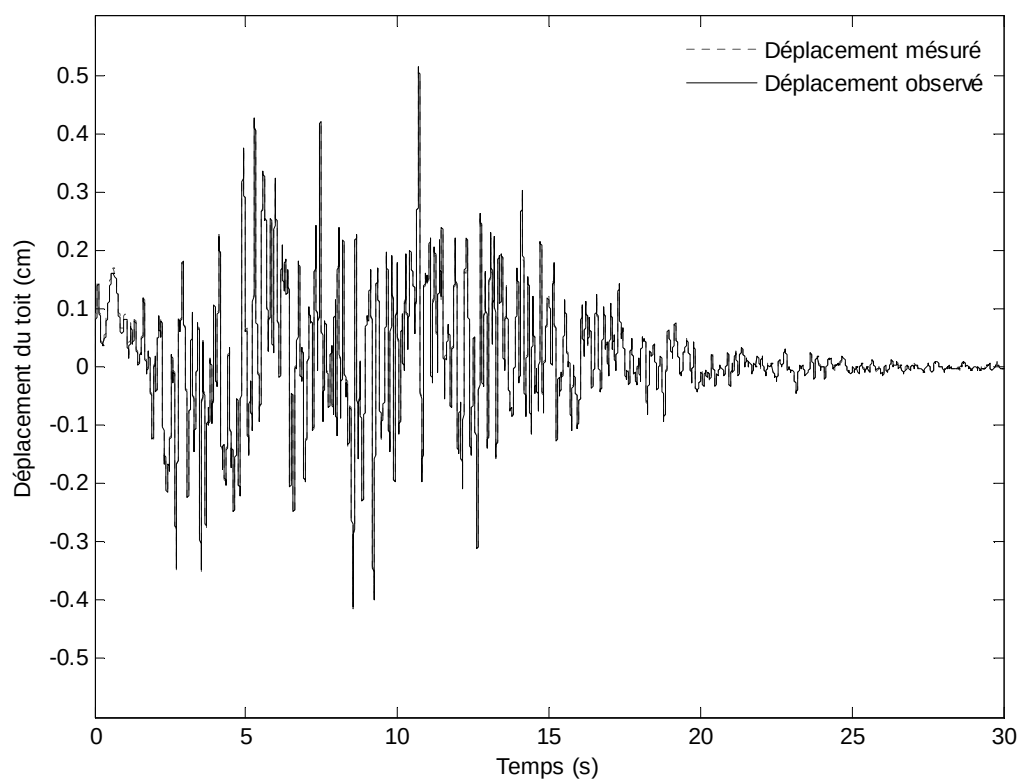


Figure 4.12 Comparaison entre le déplacement mesuré et le déplacement observé du toit

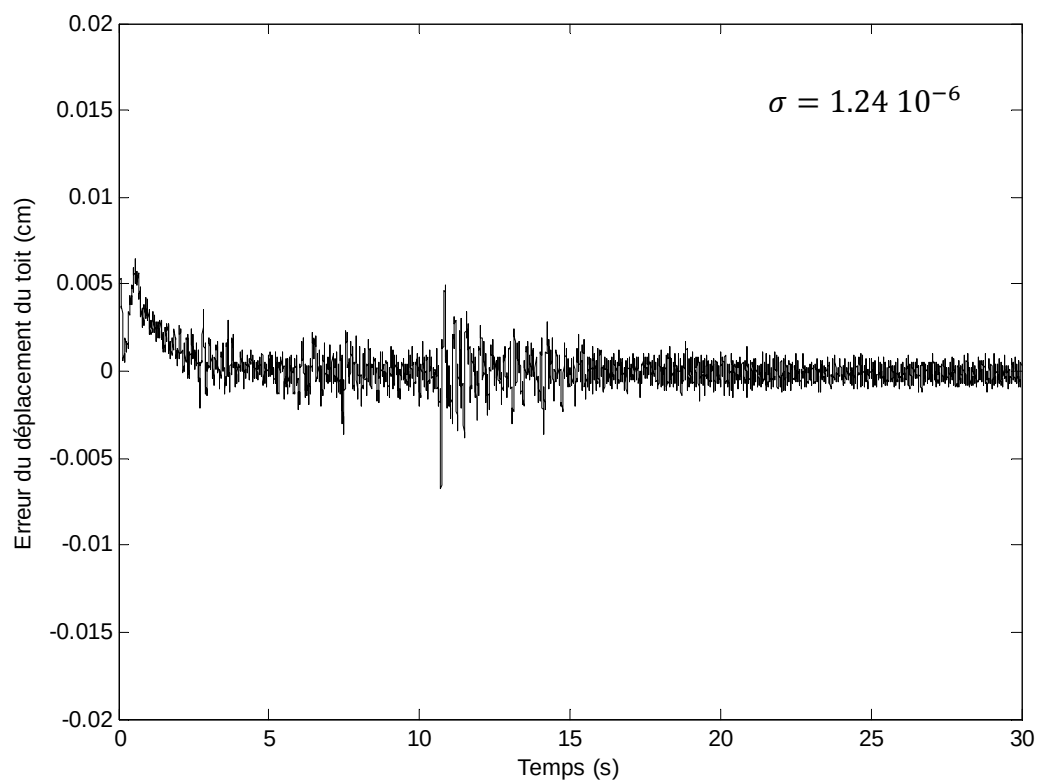


Figure 4.13 Erreur entre le déplacement mesuré et le déplacement observé du toit

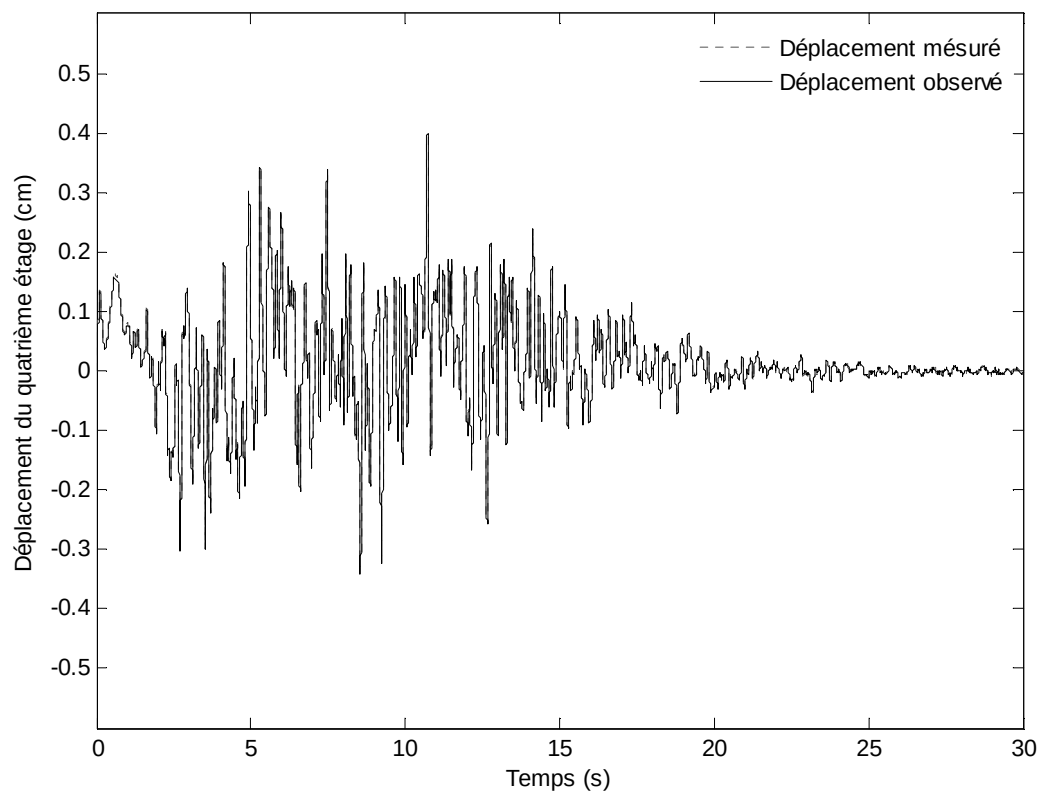


Figure 4.14 Comparaison entre le déplacement mesuré et le déplacement observé du quatrième étage

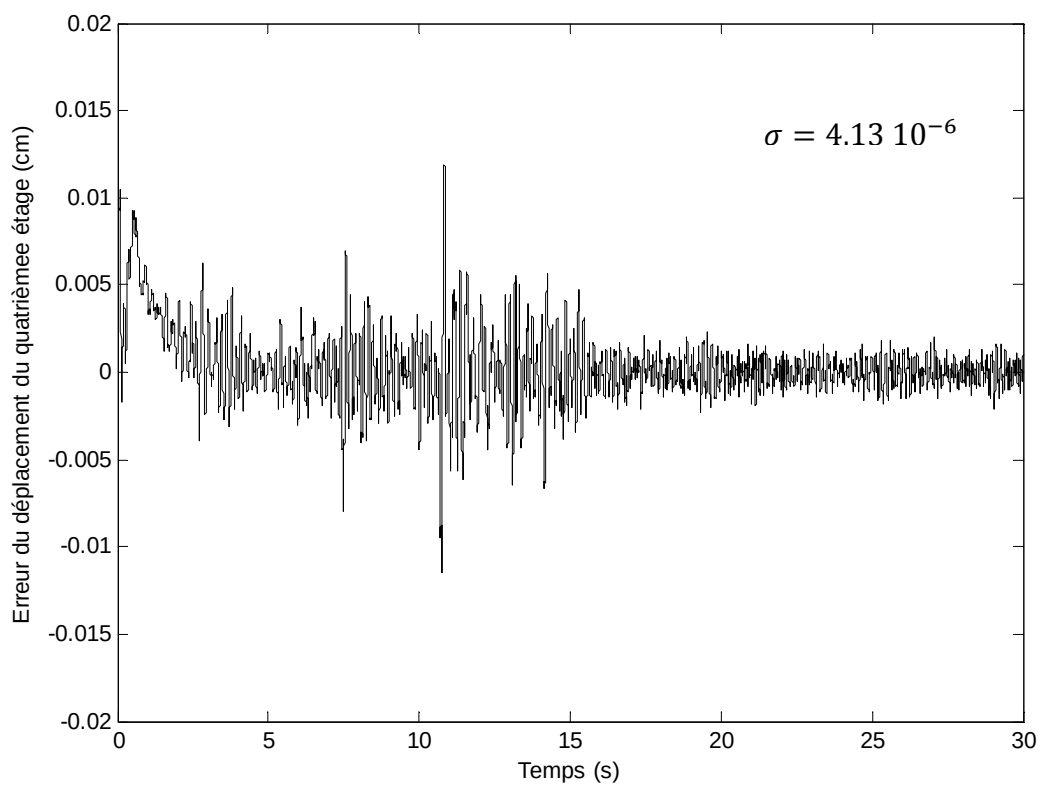


Figure 4.15 Erreur entre le déplacement mesuré et le déplacement observé du quatrième étage

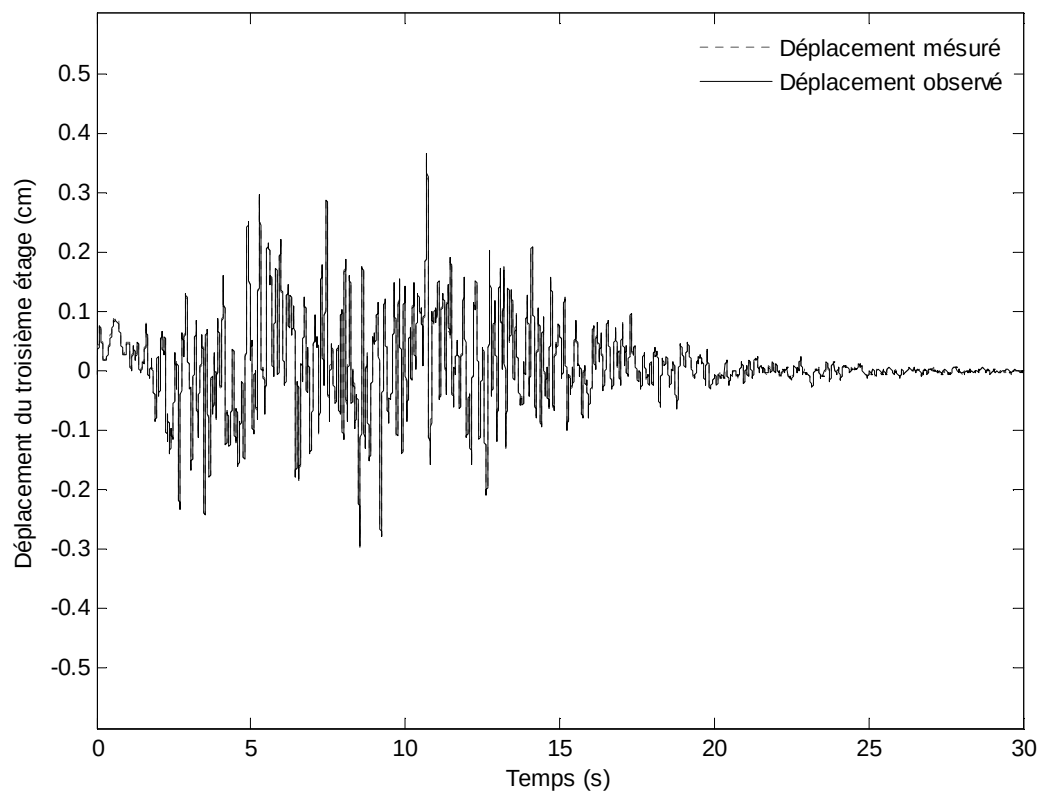


Figure 4.16 Comparaison entre le déplacement mesuré et le déplacement observé du troisième étage

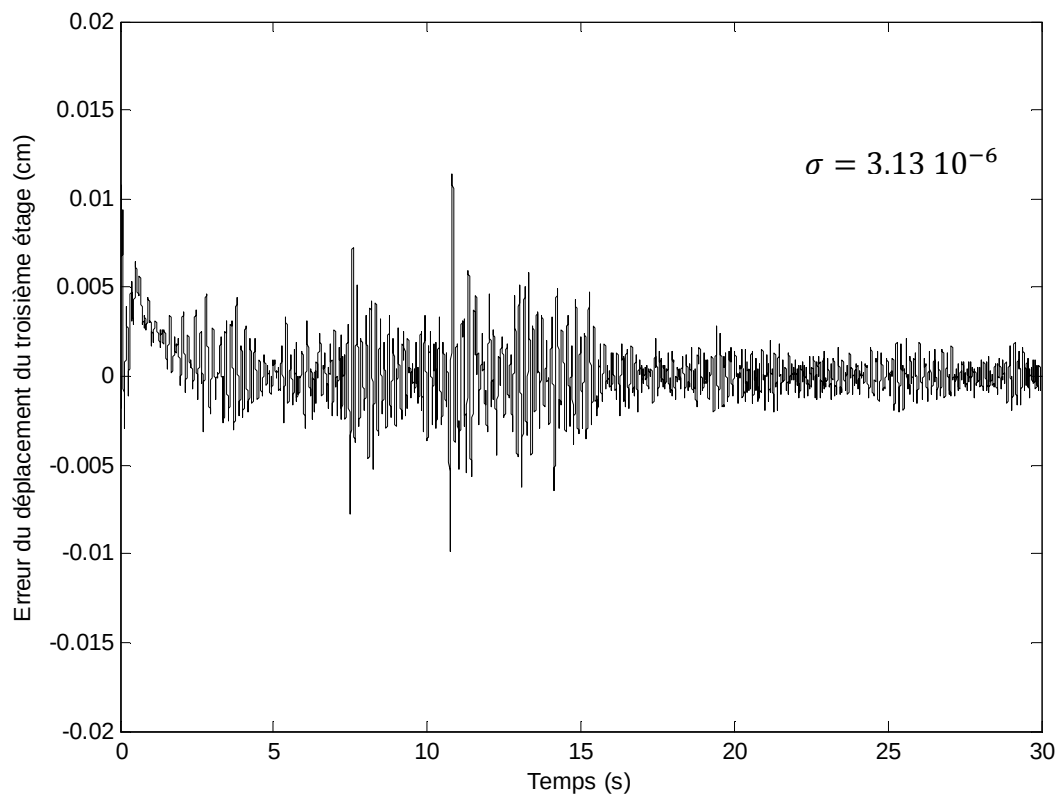


Figure 4.17 Erreur entre le déplacement mesuré et le déplacement observé du troisième étage

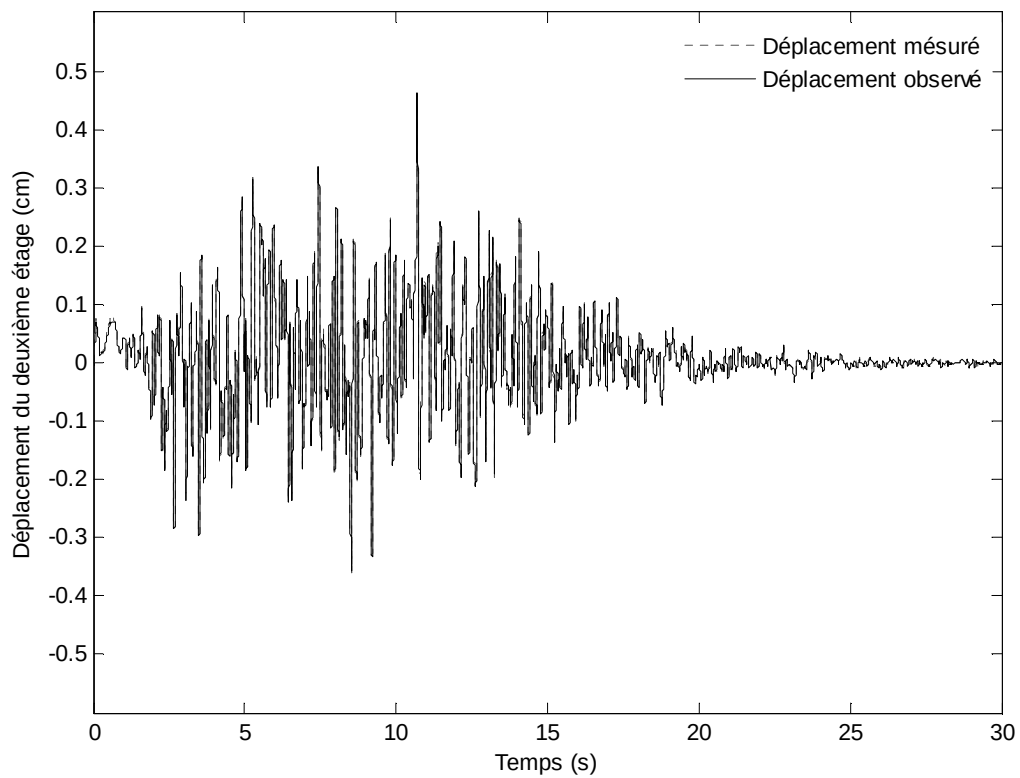


Figure 4.18 Comparaison entre le déplacement mesuré et le déplacement observé du deuxième étage

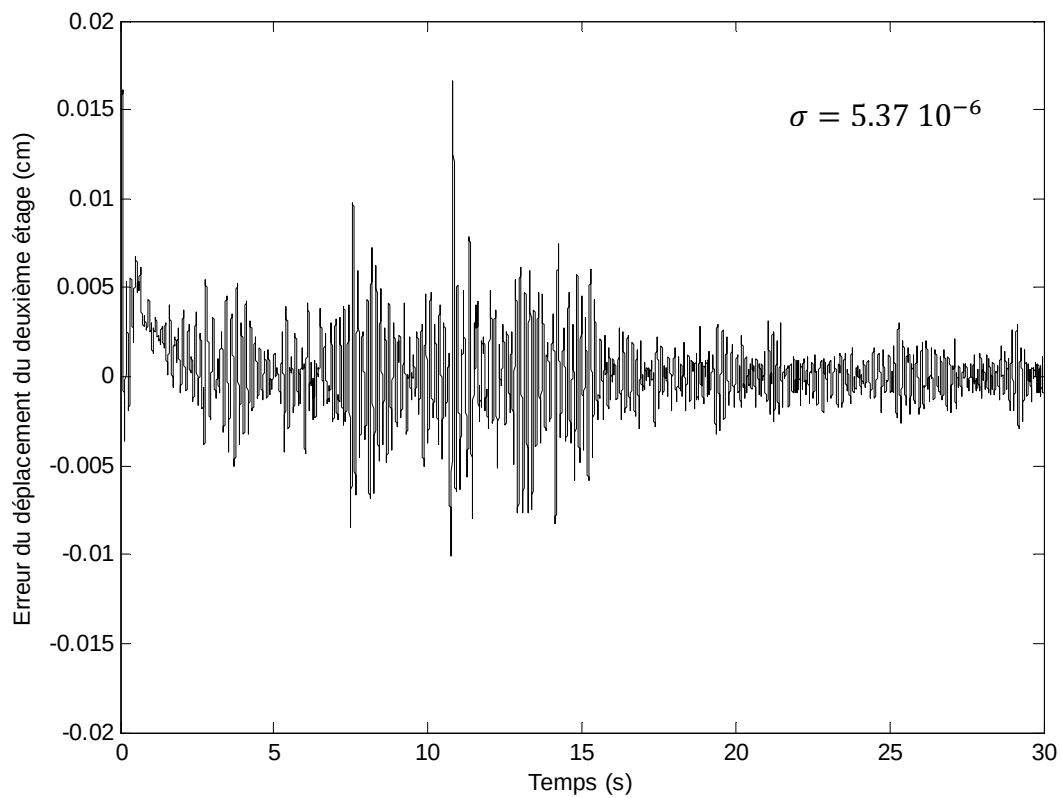


Figure 4.19 Erreur entre le déplacement mesuré et le déplacement observé du deuxième étage

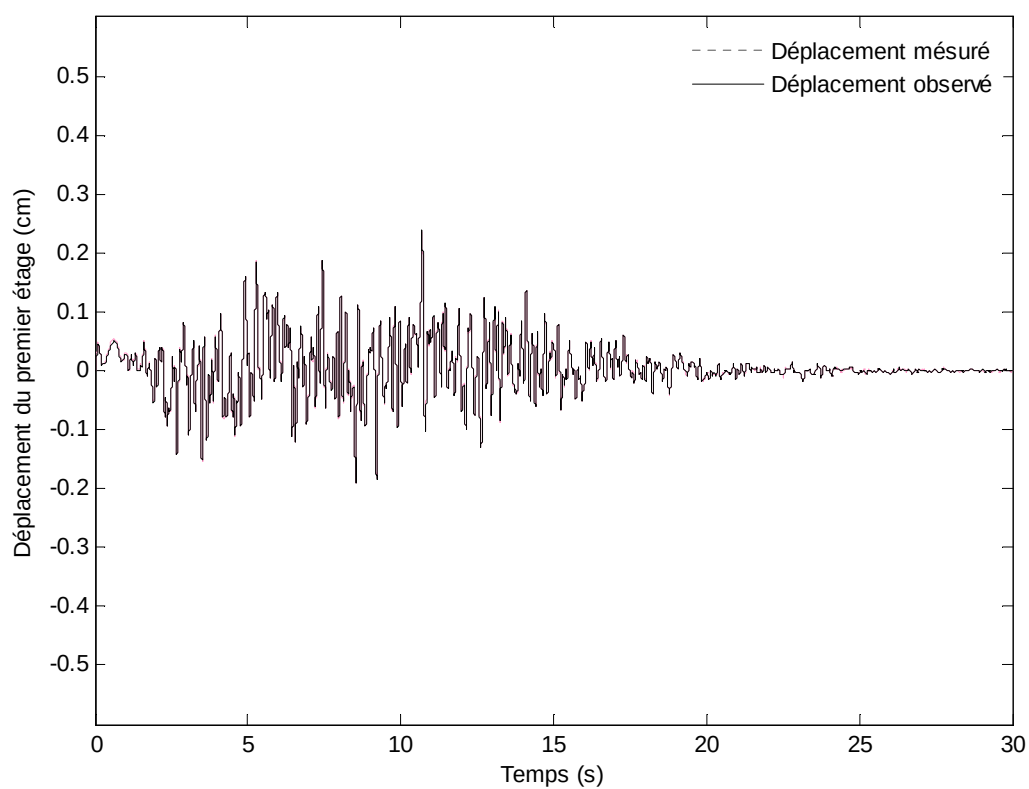


Figure 4.20 Comparaison entre le déplacement mesuré et le déplacement observé du premier étage

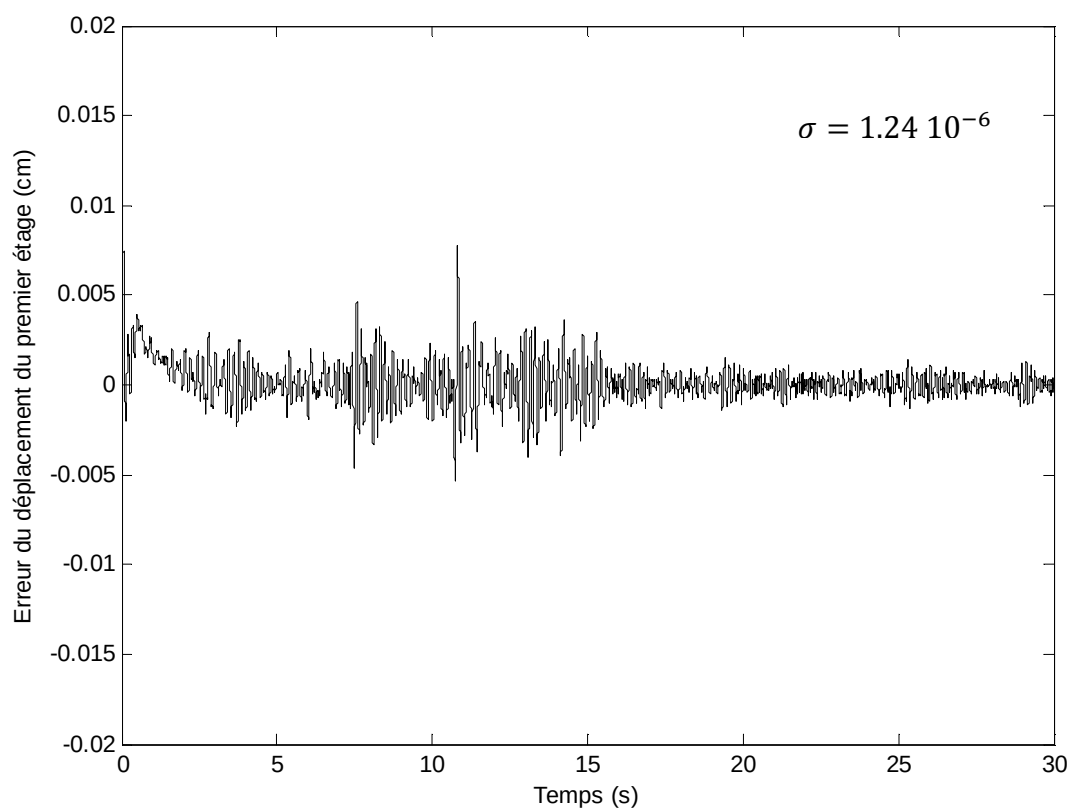


Figure 4.21 Erreur entre le déplacement mesuré et le déplacement observé du premier étage

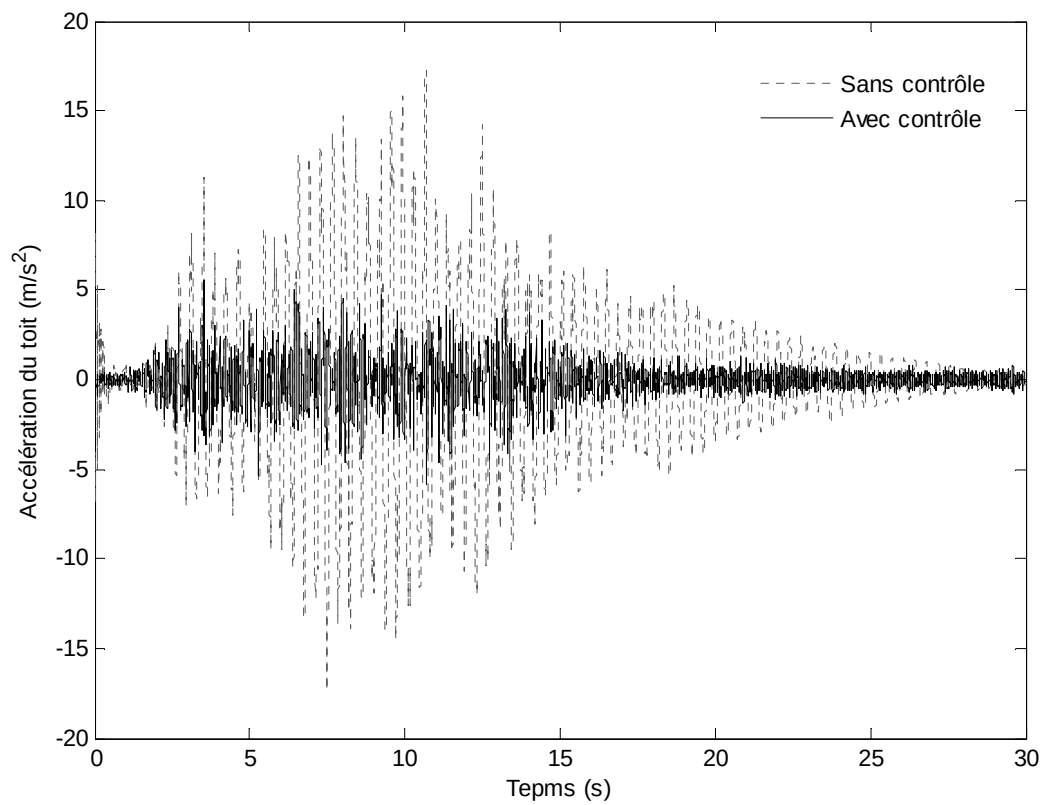


Figure 4.22 Réponse de l'accélération du toit ($l_b = 5 \text{ cm}$, $R = 10^{-4}$)

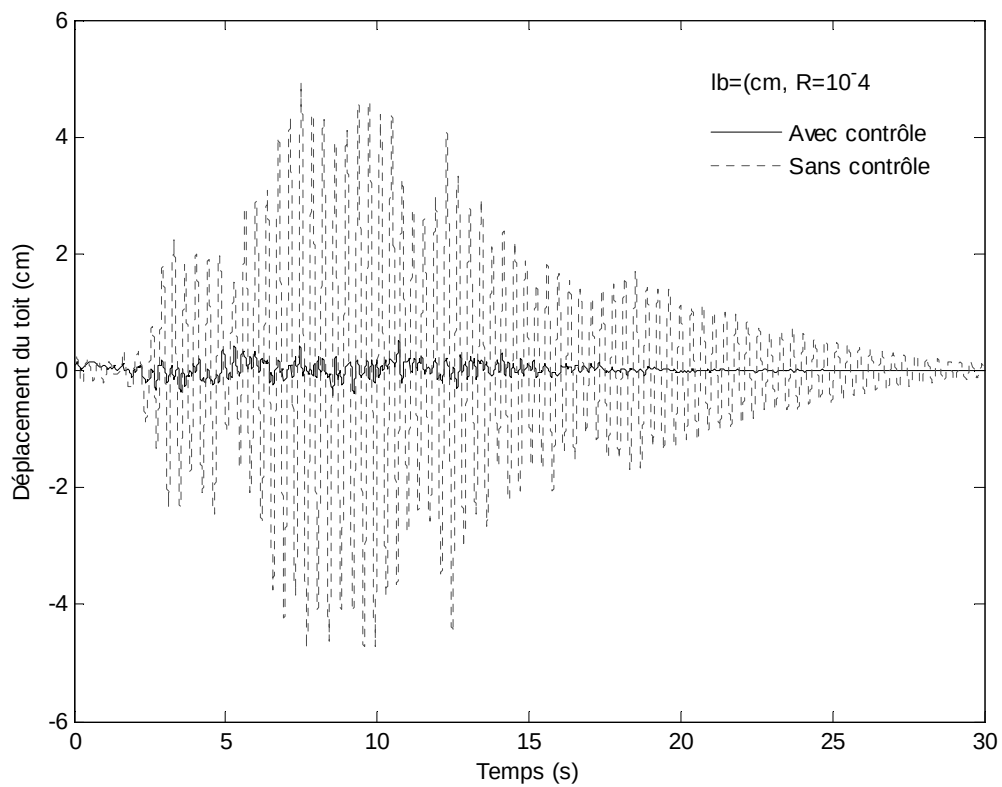


Figure 4.23 Réponse de déplacement du toit ($l_b = 5 \text{ cm}$, $R = 10^{-4}$)

4.17 Conclusion

Ce chapitre a été consacré pour faire une commande active avec un observateur permettant de réduire le nombre important de capteurs dont on a besoin pour la loi de commande optimale direct en boucle fermée. Dans notre cas un observateur de Luenberger a été choisi. En suite les performances de cet observateur intégré dans le système AMD ont été vérifiées.

Les résultats de simulation ont montré que les performances du système AMD utilisant un observateur de Luenberger sont restés les mêmes que celles utilisant des capteurs réels.

L'utilisation de l'observateur de Luenberger nous a permis d'éliminer un nombre important de capteurs (5 capteurs de déplacement et 6 capteurs de vitesse) et l'utilisation d'un seul capteur de déplacement dans le toit de la structure.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire a été consacré à l'étude par simulation d'un système de contrôle actif et sa méthode d'intégration dans une structure en génie civil soumise à une excitation sismique. Il s'agit du système *actif masse driver* (AMD) de type électrique intégré dans une structure en génie civil de cinq étages soumise à une excitation sismique.

Afin d'élaborer cette étude, nous avons commencé par présenter le concept de base des différents systèmes utilisés dans les structures intelligentes comme moyens de protection contre les vents violents et les tremblements de terre, tel que: les systèmes d'isolation de bases, les systèmes passifs de dissipation d'énergie, les systèmes d'amortisseurs semi-actifs et les systèmes de contrôle actif. Nous avons vu que les systèmes d'isolation de base sont des outils efficaces pour assurer la protection sismique des structures en bâtiments à faible et moyenne hauteur. Nous avons ainsi étudié les structures intelligentes utilisant des systèmes de contrôle passifs et semi-actifs. Les deux systèmes sont rentables et fiables pour fonctionner, mais leurs capacités et / ou intelligences sont limitées pour le contrôle de la réponse sismique de la structure. Ensuite nous avons étudié les systèmes de contrôle actif qui ont montré plus d'avantages tel que l'efficacité accrue de contrôle, l'adaptabilité à des mouvements de sol, la sélectivité des objectifs de contrôle, et l'applicabilité aux différents mécanismes d'excitation.

En raison de ces avantages, on a consacré le deuxième chapitre à l'étude d'un type de système de contrôle actif, il s'est agi du système AMD comprenant un servomoteur électrique pour le contrôle structurel actif. Dans ce chapitre, les effets de la distance de la vis à billes sur les performances du système ont été étudiés. En plus, une loi de commande optimale directe instantanée en boucle fermée a été également présentée. La faisabilité du système proposé a été vérifiée à travers une simulation numérique d'un modèle de structure à cinq étages sous les conditions d'une excitation sismique avec une fonction de densité spectrale d'énergie de Kanai-Tajimi de l'accélération terrestre. Les résultats de simulation obtenus nous ont permis de conclure que :

1. L'amplification de la frappe désirée du bloc masse et la puissance demandée par le servomoteur peut être ajustés à travers le pas de la vis à billes et le facteur de pondération, lesquels par la suite affectent l'efficacité et le rendement du système.
2. Le système AMD s'est avéré très efficace pour une distance de pas bien déterminée ($l_b = 5 \text{ cm}$) mais pour des valeurs différentes du facteur de pondération ($R = 10^{-5}$ et $R = 10^{-4}$ dans cet exemple numérique), mais le cas où $R = 10^{-4}$ est le plus favorable puisque il demande moins de force de contrôle et de puissance. Les réductions des réponses maximales du modèle de la structure peuvent atteindre plus de 65% pour l'accélération et plus de 75% pour le déplacement si le système AMD est convenablement conçu.

Dans tout le deuxième chapitre, on a considéré que le servomoteur électrique à courant alternatif est parfait, ce qui n'est jamais vrai dans l'implémentation pratique. Pour mieux rapprocher des conditions réelles du fonctionnement du servomoteur, on a donc consacré un troisième chapitre pour la modélisation et la commande vectorielle d'un moteur asynchrone triphasé à la place du servomoteur parfait. Nous avons commencé par représenter le modèle mathématique du MAS en utilisant la transformée de Park pour des raisons de simplicité. Puis nous avons détaillé la commande vectorielle indirecte, qui utilise un modèle inverse déduit du moteur exprimé dans le repère du flux rotorique. Cette dernière est basée sur l'orientation du flux rotorique du MAS suivant l'axe d et commander le couple par les courants en quadrature. Grâce à cette commande, le découplage entre le flux et le couple devient réalisable. En suite les performances du moteur asynchrone intégré dans le système AMD ont été comparées avec celles obtenues en utilisant un servomoteur électrique parfait. Les résultats obtenus nous ont permis de conclure que le moteur asynchrone associé à sa commande vectorielle permet de remplacer le moteur à courant continu ou le moteur Brushless tout en étant plus robuste et moins coûteux.

L'évaluation des performances du système AMD électrique nous a permis de constater que les vitesses et les déplacements de tous les étages doivent être mesurés par capteurs matériels comme des états de la boucle de retour, afin de les utiliser dans la loi de commande optimale directe en boucle fermée. Ceci est réalisé en utilisant respectivement un servomoteur électrique parfait et un moteur asynchrone triphasé, et intégré dans un modèle de structure en charpente métallique à cinq étages, soumise à une excitation sismique. Pour cela un quatrième chapitre a été consacré pour le choix d'un type d'observateur permettant de réduire le nombre important de capteurs dont on a besoin. Dans notre cas un observateur de Luenberger a été choisi. En suite les performances de cet observateur intégré dans le système AMD ont été vérifiées. Les résultats de simulation ont montré que les performances du système AMD utilisant un observateur de Luenberger sont les mêmes que celles utilisant des capteurs réels.

L'utilisation de l'observateur de Luenberger nous a permis d'éliminer un nombre important de capteurs (5 capteurs de déplacement et 6 capteurs de vitesse) et l'utilisation d'un seul capteur de déplacement dans le toit de la structure.

Suite à ces performances montrées par le système AMD utilisant un moteur asynchrone il est recommandé comme étant favorable pour une implémentation pratique.

Références Bibliographiques

- [1]. ABDSEMED. R, MERABET. E, AMINEUR. H ET HAMOUDI. F, *Field Oriented control of dual star induction machine using fuzzy regulators*, LEB-Research Laboratory, university of BATNA, 2005.
- [2]. AIMÉ. M, *Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques; application aux nouvelles structures multicellulaires*, thèse de doctorat, l'Ecole Centrale de LILLE, 2003.
- [3]. ALFRED. R, *Les onduleurs multi-niveaux: évolution de la recherche et applications futures*, Ecole Polytechnique Fédérale de LAUSANNE, Laboratoire d'électronique industrielle, 2006.
- [4]. André Preumont, *Vibration Control of Active Structures*, Université Libre de Bruxelles, Active Structures Laboratory, Brussels, Belgium, ©2004 Kluwer Academic Publishers.
- [5]. André. Preumont and K. Seto, *Active control of structure*, © 2008 John Wiley & Sons.
- [6]. Anil K. Chopra, *Dynamics of structures A Primer*, Earthquake Engineering Research Institute, George w. Housner, Pasadena, California December 1980.
- [7]. Arima, F. et al., *A study on buildings with large damping using viscous damping walls*, in Proceedings of the Ninth World Conference on Earthquake Engineering, International Association for Earthquake Engineering, Tokyo, 1988, p. 821.
- [8]. BAGHLI. L, *Modélisation et Commande de la machine asynchrone*, IUFM de LORRAINE – USP, 2003.
- [9]. Chang, C.H. and Soong, T.T., *Structural control using active tuned mass dampers*, ASCE Journal of Engineering Mechanics Division, 106, 1091, 1980.
- [10]. Charles K. Erdey, *Earthquake Engineering Application to Design*, Copyright © 2007 by John Wiley & Sons, Inc.

- [11]. Chien-Liang Lee and Yen-Po Wang, *Seismic structural control using an electric servomotor active mass driver system*, Earthquake Engineering and Structural Dynamics. 2004.
- [12]. Chu, S.Y., Soong, T.T., and Reinhorn, A.M., *Active, Hybrid, and Semi-Active Structural Control: A Design and Implementation Handbook*, John Wiley & Sons, Chichester, England, 2005.
- [13]. Cosby, P., Kelly, J.M., and Singh, J., *Utilizing viscoelastic dampers in the seismic retrofit of a thirteen story steel frame building*, in Proceedings of ASCE Structure Congress XII, Atlanta, Georgia, American Society of Civil Engineers, 1994, p. 1286.
- [14]. D.J. Dowrick, *Earthquake Risk Reduction*, 2003 John Wiley & Sons, Ltd.
- [15]. Den-Hartog, J.P., *Mechanical Vibrations*, 4th edn, McGraw-Hill, New York, 1996.
- [16]. DOMINIQUE. J, *Moteur à courant alternatif, Moteur asynchrone et brushless*, ouvrage, édition 2006.
- [17]. Edward Arnold, *Engineering Vibration Analysis with Application to Control System*, ©1995 C. F. Beards.
- [18]. Franklin Y. Chang, Hongping Jiang, Kangyu Lou, *Smart structures innovative for systems seismic response control*, 2008 by Taylor & Francis Group, CRC Press.
- [19]. Fujino, Y. and Abe, M., *Design formulas for tuned mass dampers based on a perturbation technique*, Earthquake Engineering and Structural Dynamics, 22, 833, 1993.
- [20]. G. Asch, *les capteurs industriels*, Edition Dunod Paris, 1999.
- [21]. Gongkang Fu, *Inspection and monitoring techniques for bridges and civil structures*, © 2005, Woodhead Publishing Limited, Cambridge England.
- [22]. Hadid, M., Afra, H. and Guenfaf, L. 'Active Control Techniques for Building Under Seismic Ground Motion,' 1er Colloque National de Génie Parasismique, ENSAG, 4, 5 et 6 Juin 1996, Bouzeréah, Vol.1, pp. 157-163.
- [23]. Hadid, M., Guenfaf, L., and Afra, H. 'Linear Optimal Control Theory Applied to Earthquake Engineering Problems,' Actes de la 2^{ème} Conférence Maghrébinesur

l'Automatique, l'Electrotechnique et l'Electronique Industrielle, COMAEI'96, 3, 4 et 5, Dec. 1996, Tlemcen, Algiers, Vol. 1, pp. 43-47.

- [24]. HADIOUCHE. D, *Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure*, thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré, NANCY, 2001.
- [25]. Hrovat, D., Barak, P., and Rabins, M., *Semi-active versus passive or active tuned mass dampers for structural control*, ASCE Journal of Engineering Mechanics, 109, 691, 1983.
- [26]. HUBERT. R, *La machine asynchrone à régime variable 1*, ouvrage, édition Septembre 2006.
- [27]. HUBERT. R, *La machine asynchrone à régime variable 2*, ouvrage, édition Septembre 2006.
- [28]. Huffmann, G.K., *Full base isolation for earthquake protection by helical springs and viscodampers*, Nuclear Engineering Design, 84, 331, 1985.
- [29]. Ivers, D.E. and Miller, L.R., *Semi-active suspension technology: an evolutionary view*, ASME Advanced Automotive Technologies, DE-40, WAM, Atlanta, Georgia, 1991, p. 327.
- [30]. John J. D'Azzo and Constantine H. Houpis, *Linear Control System Analysis and Design with Matlab*, Copyright © 2003 by Marcel Dekker, Inc.
- [31]. Ka-Veng Yuen, *Bayesian Methods for Structural Dynamics and Civil Engineering*, Copyright © 2010 John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, 2 Clementi Loop.
- [32]. Karnopp, D., Crosby, M.J., and Harwood, R.A., *Vibration control using semi-active force generators*, Journal of Engineering for Industry, 96, 619, 1974.
- [33]. Kawashima, K. et al., *Effectiveness of the variable damper for reducing seismic response of highway bridges*, in Proceedings of Second US–Japan Workshop on Earthquake Protective Systems for Bridges, PWRI, Tsukuba Science City, Japan, 1992, p. 479.

- [34]. Kelly, T.E., *Base Isolation of Structures*, Design Guidelines, Holmes Consulting Group Ltd., Wellington, New Zealand, 2001.
- [35]. KHELDOUN. A, *Amélioration des performances d'un variateur de vitesse Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté*, thèse de doctorat, université de BOUMERDES, 2007.
- [36]. Kobori, T. et al., *Seismic response controlled structure with active variable stiffness*, Earthquake Engineering and Structural Dynamics, 122, 925, 1993.
- [37]. L. GUENFAF, *Sur l'application de l'automatique et des réseaux de neurones en dynamique des structures*, thèse de doctorat en automatique, ENP, 2001.
- [38]. Lou, J.Y.K., Lutes, L.D., and Li, J., *Active tuned liquid damper for structural control*, in Proceedings of the First World Conference on Structural Control, Los Angeles, California, 1994, p. 2, TP1:70.
- [39]. LUC. M, *Le moteur asynchrone régime statique et dynamique*, ouvrage, édition 1999.
- [40]. Luft, R.W., *Optimal tuned mass dampers for buildings*, ASCE Journal of Structural Division, 105, 2766, 1979.
- [41]. M. P. Limongelli, *Optimal location of sensors for reconstruction of seismic responses through spline function interpolation*, Earthquake Engineering and Structural Dynamics. 2003.
- [42]. M. Ahmadizadeh, G. Mosqueda, and A. M. Reinhorn, *Compensation of actuator delay and dynamics for real-time hybrid structural simulation*, Earthquake Engineering and Structural Dynamics. 2008.
- [43]. Mei Rovitch, L., *Dynamics and Control of Structures*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1990.
- [44]. Miller, R.K. et al., *Active vibration control of large civil structures*, ASCE Journal of Engineering Mechanics, 114, 1542, 1988.
- [45]. Naeim, F. and Kelly, J. M., *Design of Seismic Isolated Structures: From Theory to Practice*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1999.

- [46]. NAOUAR. M-W, BELKHODJA. I-S, MONMASSON. E, *Développement d'une maquette expérimentale à but pédagogique pour la commande d'une machine asynchrone*, cet sis '2005, NANCY, 25-27 octobre 2005.
- [47]. Nishimura, I. et al., *Active tuned mass damper*, Journal of Smart Materials and Structures, 1, 306, 1992.
- [48]. Patten, W.N. et al., *Bridge vibration suppression using semi active vibration absorbers (SAVA)*, in Proceedings of Development in Computer Aided Design and Modeling for Structural Engineering, CJVIL-COMP Press, Edinburgh, 1995,p. 237.
- [49]. Robert L. Williams II and Douglas A. Lawrence, *Linear State-Space Control Systems*, Copyright © 2007 John Wiley & Sons, Inc.
- [50]. SAM. V, *Verification of Performance of Induction Motor Field Oriented Control Strategy*, thesis work university of MISKOLC, 2007.
- [51]. Soong, T.T., *Active Structural Control: Theory and Practice*, 1st edn., Longman Scientific & Technical, UK and John Wiley & Sons, New York, 1990.
- [52]. Soong, T.T. and Dargush, G.F., *Passive Energy Dissipation System in Structural Engineering*, 1st ed., John Wiley& Sons, Chichester, England, 1997.
- [53]. Soong, T.T. and Reinhorn, A.M., *Case studies of active control and implementational issues*, in Proceedings of ATC-17-1 Seminar on Seismic Isolation, Passive Energy Dissipation, and Active Control, Applied Technology Council, San Francisco, California, 1993, 2, p. 449.
- [54]. Symans, M.D., Cofer, W.F., and Fridley, K.J., *Base isolation and supplemental damping systems for seismic protection of wood structures: literature review* EERI Earthquake Spectra, 18, 549, 2002.
- [55]. T. K. Datta, *Seismic Analysis Of Structures*, Indian Institute of Technology Delhi, India, Copyright © 2010 John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd.
- [56]. Tamura, Y. et al., *Effectiveness of Tuned Liquid Dampers under Wind Excitation*, Engineering Structures, 17, 609, 1995.

- [57]. Uri Kirsch, *Design-Oriented Analysis of Structures*, ©2004 Kluwer Academic Publishers.
- [58]. Wodek K. Gawronski, *Advanced Structural Dynamics and Active Control of Structures*, © 2004 Springer-Verlag New York, Inc.
- [59]. Y. Nakamura, K. Tanaka, M. Nakayama¹, and T. Fujita, *Hybrid mass dampers using two types of electric servomotors: AC servomotors and linear-induction servomotor*, Earthquake Engineering and Structural Dynamics. 2001.
- [60]. Yalla, S.K and Kareem, A., *Tuned liquid dampers for controlling earthquake response of structures*, by P. Banerji et al., Earthquake Engineering and Structural Dynamics, 31, 1037, 2002.
- [61]. Yang, J.N., *Control of tall buildings under earthquake excitations*, ASCE Journal of Engineering Mechanics Division, 108, 50, 1982.