

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان
Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –
Faculté de TECHNOLOGIE



MÉMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En : Automatique

Spécialité : Automatique et Informatique Industriel

Par : Benzineb Souheil Abdelwakil
et Boutchiche Khaled Abdelwahab

Sujet

**Commande par mode glissant et logique floue d'un ascenseur
d'entraînement électrique**

Soutenu publiquement, le 30 / 06 / 2025 , devant le jury composé de :

M. Benyahia Boumediene	Professeur	Université de Tlemcen	Examineur
Mme. Benmansour Souhila	Maître de Conférences Classe A	Université de Tlemcen	Présidente
M. Benariba Hassane	Maître de Conférences Classe A	Université de Tlemcen	Encadreur

Dédicaces

C'est avec humilité et fierté que nous dédions ce travail en témoignage de notre reconnaissance et de notre profond respect :

À nos chers parents, Ce mémoire vous est dédié avec toute notre gratitude et notre admiration. Votre amour inconditionnel, vos sacrifices constants et votre soutien sans faille ont été le pilier de notre réussite. Grâce à vous, ce parcours a pris tout son sens. Rien de cela n'aurait été possible sans votre présence et votre encouragement.

À nos familles respectives, à nos frères et sœurs, ainsi qu'à nos amis, Nous vous remercions chaleureusement pour votre soutien précieux, vos encouragements et votre bienveillance tout au long de cette aventure. Votre présence à nos côtés a été d'un grand réconfort dans les moments de doute comme dans ceux de réussite.

Remerciement

Nous tenons tout d'abord à exprimer Notre profonde reconnaissance à Dieu, Le Tout-Puissant, pour Ses innombrables bienfaits et pour la force qu'Il nous a accordée tout au long de notre parcours académique, nous permettant ainsi de mener à bien ce travail.

Nous adressons nos remerciements les plus sincères à notre encadrant, M. Benariba Hassane, pour son accompagnement constant, ses conseils judicieux et sa disponibilité. Sa rigueur scientifique, sa bienveillance et son engagement ont grandement contribué à l'aboutissement de ce projet.

Nous exprimons également toute notre gratitude à M. Benyahia Boumediene et Mme Souhila Benmansour, pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant d'évaluer ce travail et de faire partie du jury. Leur implication témoigne de leur engagement envers la qualité de la formation et la réussite des étudiants, et nous leur en sommes profondément reconnaissants.

Table des matières

Introduction générale	11
1 GÉNÉRALITÉS SUR LES ASCENSEURS	13
1.1 Introduction	14
1.2 Définition de l'ascenseur	14
1.3 Les différentes Application d'ascenseurs	15
1.3.1 Ascenseur pour personne	15
1.3.2 Ascenseur de charge	15
1.3.3 Monte voitures	16
1.3.4 Les ascenseurs pour personnes à mobilité réduite	17
1.4 Les différentes catégories d'ascenseurs	18
1.4.1 Ascenseurs hydrauliques	18
1.4.1.1 Description	18
1.4.1.2 Consommation énergétique	19
1.4.1.3 Avantages	19
1.4.1.4 Inconvénients	19
1.4.2 Ascenseurs à traction par câble à contrepoids	20
1.4.2.1 Description	20
1.4.2.1.1 Moteur-treuil à vis sans fin	20
1.4.2.1.2 moteur-treuil planétaire	20
1.4.2.1.3 moteur à attaque directe (couramment appelé « Gearless » ou sans treuil)	21
1.4.2.2 Énergie	22
1.4.2.3 Avantages	22
1.4.2.4 Inconvénients	22
1.4.3 Ascenseur sans local de machinerie (MRL)	23
1.4.3.1 Description	23
1.4.3.2 Les caractéristiques des ascenseurs sans salle des machines sont les suivantes	24
1.4.3.3 Avantage	24
1.4.3.4 Inconvénient	24
1.4.4 Ascenseur à vis	25
1.4.4.1 Description	25
1.4.4.2 Avantage	25
1.4.4.3 Inconvénient	25
1.5 Fonctions et Compositions des ascenseurs à traction par câble à contrepoids	26
1.5.1 Les compositions de base des ascenseurs à contrepoids	26
1.5.2 Les organes principaux dans les ascenseurs à contrepoids	27
1.5.2.1 Cabine	27
1.5.2.2 Contrepoids	27
1.5.2.3 Guides	28

1.5.2.4	Câbles de traction	29
1.5.2.5	Le parachute	29
1.5.2.6	L'armoire de commande	30
1.5.2.7	machinerie	31
1.5.2.8	Moteur de traction	31
1.5.2.9	Poulie de traction	32
1.6	Conclusion	32
2	MODÉLISATION ET COMMANDE VECTORIELLE DU SYSTÈME ASCENSEUR	33
2.1	Introduction	34
2.2	Modélisation du Système de transmission de l'ascenseur	34
2.2.0.1	Modèle du système d'entraînement électrique	36
2.2.0.2	Mise en équations de la machine dans le repère (abc)	37
2.2.0.3	Transformation de Park	39
2.2.1	Modèle de l'onduleur de tension	40
2.2.2	Commande par modulation de largeur d'impulsion	42
2.3	Commande Vectorielle	44
2.4	Principe de la commande vectorielle	44
2.5	Le découplage	45
2.5.1	Application de la commande vectorielle pour le réglage de la position du système d'ascenseur	47
2.5.1.1	Calcul des régulateurs de courant	47
2.5.1.2	Calcul de régulateur de vitesse	49
2.5.1.3	Correcteur de position	50
2.6	Simulation et résultats	51
3	COMMANDE NON LINEAIRE PAR MODE GLISSANT DU SYSTÈME ASCENSEUR	56
3.1	Introduction	57
3.2	Commande par mode glissant	58
3.2.1	Systèmes à structure variable	58
3.2.2	Théorie des modes glissants	59
3.2.2.1	Principe de la commande par mode glissant	60
3.2.2.2	Conception de la commande par mode glissant	61
3.2.3	Les modes glissants d'ordre supérieurs	68
3.2.3.1	Quelques exemples de commandes par modes glissants d'ordre 2	69
3.3	Synthèse de réglage pour la commande du système d'entraînement de l'ascenseur par mode glissant	69
3.3.1	Stratégie de réglage à trois surfaces	69
3.4	Simulation et résultats	72
4	COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE DU SYSTÈME ASCENSEUR	76
4.1	Introduction	77
4.2	Historique	77
4.3	Définition de la logique floue	77
4.4	Principe de la logique floue	77
4.4.1	Ensemble flou	77

4.4.2	Variable linguistique	78
4.4.3	Fonction d'appartenance	79
4.4.4	Opérateurs de la logique floue	79
4.4.5	Règles d'inférence floue	81
4.4.6	Structure d'un régulateur flou	81
	4.4.6.1 Fuzzification	81
	4.4.6.2 Inférence et règles floues	82
	4.4.6.3 Défuzzification	82
4.4.7	Application de la commande par logique floue sur l'ascenseur	84
4.4.8	Réglage de position	85
4.5	Simulation et résultats	85
4.6	Conclusion	89
4.7	Etude comparative entre les commandes synthétisées	89
	Conclusion générale	90
	Bibliographie	93

Table des figures

1.1	Ascenseur	14
1.2	Ascenseur pour personne[5]	15
1.3	Ascenseur de charge [8]	16
1.4	Exemple d'une monte voitures [10]	16
1.5	Ascenseurs pour personnes à mobilité réduite [13]	17
1.6	Ascenseur Hydraulique [15]	19
1.7	Principe de fonctionnement d'un ascenseur hydraulique [15]	20
1.8	Treuil à vis sans fin [19]	21
1.9	Treuil planétaire [15]	21
1.10	Moteur à attaque directe (Sans Treuil) [15]	22
1.11	ascenseur sans local de machinerie [23]	23
1.12	Mécanisme d'un ascenseur à vis	26
1.13	Représentation pour un ascenseur à traction à câble [27]	26
1.14	La cabine et ses composants	27
1.15	Le contre poids [26]	28
1.16	Coupe d'un guide	28
1.17	Câbles de traction	29
1.18	Différents types de parachutes	29
1.19	Principes de fonctionnement d'un parachute	30
1.20	Gros plan sur l'armoire de commande [29]	30
1.21	la machinerie	31
1.22	Moteur d'ascenseur [30]	31
1.23	Poulie de traction	32
1.24	Coupe générale d'un ascenseur à contrepoids [31]	32
2.1	Schéma simplifié du système de masses de l'ascenseur	34
2.2	Représentation symbolique de la (MSAP) [32]	37
2.3	Structure d'un onduleur de tension à deux niveaux	41
2.4	La commande M.L.I triangulo-sinusoïdale	42
2.5	Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale	43
2.6	Commande par orientation du champ de la MSAP	44
2.7	Schéma de compensation	46
2.8	Régulation de vitesse	47
2.9	Commande des courants i_d et i_q en deux boucles indépendantes [38]	47
2.10	Régulation de vitesse	49
2.11	Régulateur de position	51
2.12	Contrôle en position de l'ascenseur	51
2.13	Résultats de la commande du système d'ascenseur par régulateur PID a)	

	position, b) vitesse angulaire, c) Le courant en quadrature et le courant direct, d) Couple électromagnétique et résistant, e) Tension direct (V) et Tension quadrature (V), f) Courant de phase I_s	52
2.14	une variation de +50% de l'inertie	54
2.15	Augmentation de +50% de R_s	54
2.16	Zoom de l'augmentation de +50% de R_s	55
2.17	Cas nominale de position Zoomer	55
3.1	Trajectoire et surface pour le mode de glissement	60
3.2	Principe des modes glissants	61
3.3	Linéarisation exacte de l'écart	62
3.4	Représentation de la commande équivalente	65
3.5	La fonction 'sign'	66
3.6	Phénomène brutement (réticence)	66
3.7	Fonction de saturation [39]	67
3.8	Fonction smooth	68
3.9	Structure de commande de la vitesse pour le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) du système ascenseur.	69
3.10	Contrôle en Position du Système Ascenseur	72
3.11	Résultats de la commande du système d'ascenseur par Mode Glissant a) position, b) vitesse angulaire, c) Le courant en quadrature et le courant direct, d) Couple électromagnétique et résistant, e) Tension direct (V) et Tension quadrature (V), f) Courant de phase I_s	73
3.12	une variation de +50% de l'inertie	74
3.13	Augmentation de +50% de R_s	75
4.1	Variable Linguistique	78
4.2	Fonctions D'appartenances [52]	79
4.3	Operateur OU	80
4.4	Operateur ET	80
4.5	Operateur NON	81
4.6	Structure d'un régulateur floue	81
4.7	Zones de fonctionnement de l'erreur et variation de l'erreur	83
4.8	Dérivée de l'erreur (entrée 2)	85
4.9	L'erreur de la position (entrée 1)	85
4.10	sortie de Régulateur	85
4.11	Contrôle en position de l'ascenseur	85
4.12	Résultats de la commande du système d'ascenseur par logique floue a) position, b) vitesse angulaire, c) Le courant en quadrature et le courant direct, d) Couple électromagnétique et résistant, e) Tension direct (V) et Tension quadrature (V), f) Courant de phase I_s	86
4.13	Variation de +50% de l'inertie	87
4.14	Augmentation de +50% de R_s	88
4.15	Zoom de l'augmentation de +50% de R_s	88
4.16	Cas nominale de position Zoomer	88

Liste des tableaux

4.1	Table de règle 5-5	84
4.2	Comparaison des différents types de contrôleurs	89

Liste des symboles

MRL : Ascenseur sans local de machinerie.

MSAP : Moteur synchrone à aimants permanents.

MCC : Machine à courant continu.

d, q : Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature.

α, β : Référentielle fixe lié au stator.

MLI : Modulation de largeur d'impulsion.

CSV : Commande à structure variable.

MC : mode de convergence.

MRP : mode de régime permanent.

FTBO : fonction de transfert en boucle ouverte.

FTBF : fonction de transfert en boucle fermée.

PI : correcteur proportionnel intégral.

PD : correcteur proportionnel dérivé.

PID : régulateur proportionnel, intégral, dérivé.

t : Temps [s].

V_s : Tension instantanée des phases statoriques [V].

i_s : Courant instantané des phases statoriques [A].

i_a, i_b, i_c : Courants des phases statoriques [A].

V_a, V_b, V_c : Tensions des phases statoriques [V].

φ_s : Flux statoriques [Wb].

φ_f : Flux des aimants (Wb).

R_s : Résistance statorique [Ω].

P : Nombre de paire de pôles.

ω_r vitesse angulaire du rotor, exprimée en radian par seconde (rad/s).

ω : pulsation des courants alternatifs triphasés alimentant le stator, également en rad/s.

C_e : Couple électromagnétique [Nm].

C_r : Couple mécanique résistant [Nm].

V_d, V_q : Tensions statoriques du repère de Park [V].

I_d, I_q : Courants statoriques du repère de Park [A].

L_d, L_q : Inductance du stator les axes d, q [H].

φ_d, φ_q : Flux du stator selon les axes d, q [Wb].

φ_{sf} : Flux des aimants [Wb].

U_{min}, U_{max} : La commande minimale, maximale, respectivement [V].
 U_{eq} : La commande équivalente [V].
 U_n : La commande discontinue [V].
 ω_0 : Pulsation propre du système.
 ς : Coefficient d'amortissement.
 e : l'erreur.
 $\mu A, \mu B$: fonctions d'appartenances.
 NG : negative grand.
 NP : negative petit.
 EZ : Zéro.
 PP : positive petit.
 PG : positive grand.
 $S(\Omega)$ La surface de glissement de la vitesse [rad / s].
 $S(\theta)$ La surface de glissement de la position [rad].
 $S(I_d)$ La surface de glissement du courant I_d [A].
 $S(I_q)$ La surface de glissement du courant I_q [A].
 I_{dref} Le courant de référence suivant l'axe d [A].
 I_{qeq} Le courant de référence suivant l'axe q [A].
 I_{qn}, I_{dn} Les courants de commande discontinue suivant l'axe d,q [A].
 V_{deq}, V_{qeq} Les tensions de commande équivalente suivant l'axe d et q [V].
 V_{dn}, V_{qn} Les tensions de commande discontinue suivant l'axe d et q [V].
 k_V, k_d, k_q Les paramètres de la commande par mode de glissement.
 J : Moment d'inertie des masses en rotor (Kg.m²).
 f_e : Coefficient de frottement visqueux (N·m·s/rad).
 r : Rayon du pignon (m).
 M_c : La masse de contreponds (Kg).
 M_p : La masse de la cage (Kg).

Introduction générale

Depuis plusieurs années, de nombreux secteurs industriels ont connu une avancée technologique remarquable, notamment dans les domaines de la mécanique, des matériaux, de l'électronique, de l'automatique, de l'informatique et de la fabrication. Ces évolutions ont profondément transformé les méthodes de production et de commercialisation à l'échelle mondiale.

Aujourd'hui, il existe une grande variété de systèmes automatisés qui jouent un rôle crucial dans le domaine industriel. Un système automatisé se compose généralement de deux parties :

- **La Partie Commande (PC)** : elle reçoit des informations de l'environnement extérieur et envoie des ordres ;
- **La Partie Opérative (PO)** : elle réalise les actions physiques nécessaires au fonctionnement du système.

Un bon exemple de système automatisé est l'ascenseur. Il s'agit d'un appareil élévateur fixe, conçu pour desservir plusieurs niveaux prédéfinis. Il comporte une cabine adaptée au transport de personnes ou de matériel, selon le type d'ascenseur : monte-charge, monte-plats, monte-malades ou encore ascenseur résidentiel.^[1]

Aujourd'hui, les automates programmables et les microcontrôleurs ont largement remplacé les relais mécaniques, qui demandent un entretien plus fréquent en raison de leur fonctionnement physique. Grâce à la logique numérique et programmée, les systèmes modernes évitent les câblages complexes et peu flexibles. Les modifications sur un système automatisé se limitent souvent à quelques lignes de code, alors qu'une logique câblée nécessite la refonte de tout un circuit.

Par exemple, pour des fonctions avancées telles que la temporisation ou le comptage, la logique câblée exige des composants supplémentaires comme des relais temporisés. À l'inverse, les automates permettent l'utilisation de nombreuses minuteries internes sans ajout de matériel.

Par ailleurs, dans le domaine de la régulation, les systèmes automatisés sont beaucoup plus compacts que les dispositifs à relais. Cela permet une installation plus dense et fonctionnelle dans les armoires de commande. Ils offrent aussi une meilleure résistance aux conditions difficiles, comme les environnements poussiéreux. Enfin, ils s'intègrent facilement avec d'autres équipements comme les variateurs de vitesse, les pupitres de commande ou les moteurs.^[2]

Ce mémoire sera structuré de la manière suivante :

— **Chapitre 1 : GÉNÉRALITÉS SUR LES ASCENSEURS**

Dans ce chapitre , nous présenterons une étude descriptive sur les ascenseurs. Nous aborderons ensuite les différents types d'ascenseurs, leur mode de fonctionnement, ainsi que les avantages et inconvénients propres à chacun. Enfin, nous évoquerons les principales catégories d'ascenseurs.

— **Chapitre 2 : MODÉLISATION ET COMMANDE VECTORIELLE DU SYSTÈME ASCENSEUR**

Dans le deuxième chapitre, nous nous intéressons à la modélisation mécanique du déplacement vertical de l'ascenseur, ainsi qu'à celle de l'actionneur électrique qui assure sa mise en mouvement. Un couplage entre les modèles électrique et mécanique sera ensuite réalisé afin d'obtenir une représentation complète du système. Enfin, une stratégie de commande vectorielle sera mise en œuvre pour l'asservissement à la fois de la vitesse et de la position de la cabine, en s'appuyant sur des régulateurs linéaires de type proportionnel-intégral (PI) et de type proportionnel-dérivé (PD). Une discussion des différents résultats de simulation sera ensuite menée, afin de comparer les performances des approches proposées et de déterminer la solution la plus adaptée pour l'asservissement de la vitesse et de la position de l'ascenseur par ces régulateurs linéaires.

— **Chapitre 3 : COMMANDE NON LINEAIRE PAR MODE GLISSANT DU SYSTÈME ASCENSEUR**

Ce chapitre développe la théorie de la commande par mode glissant, son application pour le réglage de la vitesse et de la position du système ascenseur suivi d'une discussion des différents résultats de simulation permettra de déterminer la bonne solution pour la commande de la vitesse et de la position par le mode glissant.

— **Chapitre 4 : COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE DU SYSTÈME ASCENSEUR**

Enfin, le dernier chapitre introduit une approche de commande non linéaire basée sur la logique floue. Cette technique permet une meilleure prise en compte des incertitudes et des non-linéarités propres au système d'entraînement de l'ascenseur. En s'appuyant sur des règles floues et des ensembles flous, il devient possible de concevoir un système de commande capable de s'adapter dynamiquement aux variations de charge, de vitesse ou de conditions d'exploitation. Cette approche améliore la robustesse et les performances du système par rapport aux méthodes de commande linéaires classiques . Enfin, une discussion approfondie des résultats de simulation sera présentée en conclusion du chapitre, permettant d'évaluer les performances des différentes stratégies de commande et d'identifier la solution la plus appropriée pour l'asservissement de la vitesse et de la position de l'ascenseur par la commande de la logique floue

Chapitre 1

**GÉNÉRALITÉS SUR LES
ASCENSEURS**

1.1 Introduction

Après de longues années marquées par les obstacles, les efforts et la persévérance, l'homme a fini par mettre au point une invention qui a permis de surmonter de nombreuses limites dans l'exécution de certaines tâches : l'ascenseur. Ce besoin de faciliter les déplacements verticaux a conduit les chercheurs à investir davantage de temps, d'énergie et d'argent dans le développement de cette solution.

Aujourd'hui, les ascenseurs font partie intégrante de notre quotidien. Ils jouent un rôle essentiel dans la vie moderne, en rendant accessibles des espaces élevés ou souterrains avec rapidité et sécurité. Dans un futur proche, ils seront présents dans presque tous les domaines, car ils offrent une réponse efficace à des besoins croissants en mobilité verticale.[3]

Dans ce chapitre, nous allons présenter l'ascenseur de façon progressive. Nous introduirons ses caractéristiques générales, ses différents types et classes, ainsi que son mode de fonctionnement.

1.2 Définition de l'ascenseur

Un ascenseur est un système de transport vertical conçu pour déplacer des personnes ou des objets d'un étage à un autre au sein d'un bâtiment. Il fonctionne à l'aide d'une cabine, mise en mouvement par un moteur électrique et reliée par des câbles métalliques.

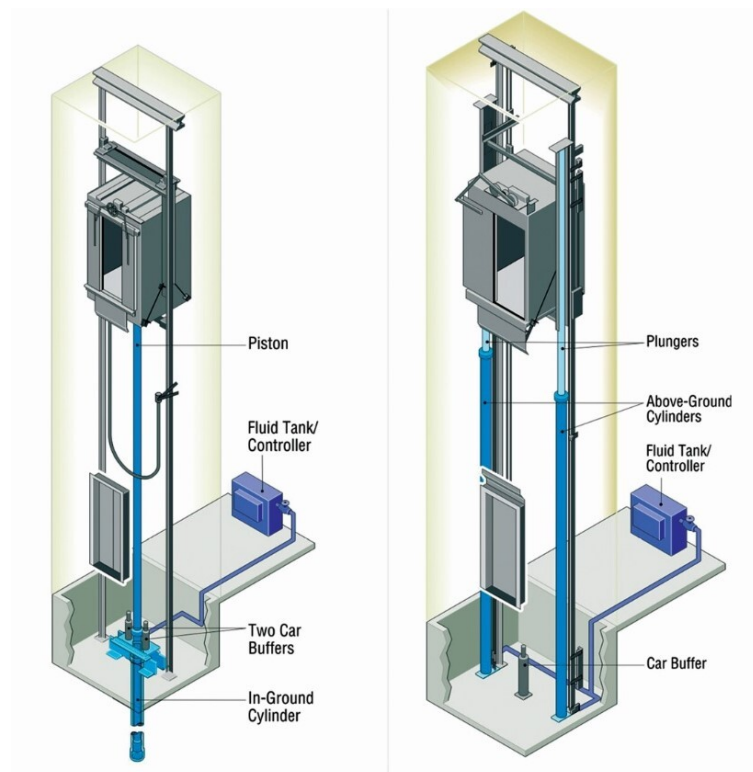


FIGURE 1.1 – Ascenseur

1.3 Les différentes Application d'ascenseurs

On distingue différents types d'ascenseurs, adaptés à des secteurs bien précis :

- **Résidentiel** : pour le transport de personnes ou de charges dans les habitations,
- **Public** : dans les centres commerciaux ou autres lieux à forte affluence,
- **Hospitalier** : avec des équipements spécifiques pour le transport de patients et de matériel médical,
- **Industriel** : pour le levage de charges lourdes ou les besoins logistiques,
- **Occasionnel** : comme lors de déménagements ou dans certains contextes touristiques.

En plus de leurs fonctions fondamentales, les différents types d'ascenseurs se distinguent par leurs particularités, leurs usages spécifiques et les avantages qu'ils apportent selon les contextes d'utilisation.[4]

1.3.1 Ascenseur pour personne

Ce type d'ascenseur est principalement conçu pour un usage privé ou réservé aux personnalités importantes. Il se différencie des autres modèles par une cabine au design élégant, un confort amélioré et des dispositifs de sécurité avancés. Son fonctionnement repose sur une cabine se déplaçant le long de guides verticaux rigides, assurant une utilisation à la fois pratique, stable et sécurisée.



FIGURE 1.2 – Ascenseur pour personne[5]

1.3.2 Ascenseur de charge

Cet appareil élévateur, installé de manière permanente, est destiné uniquement au transport de charges entre différents niveaux. Sa cabine, en raison de sa taille ou de sa conception, n'est pas accessible aux personnes, sauf pendant les opérations de chargement.

Il se déplace le long de guides verticaux ou selon une inclinaison inférieure à 15 degrés par rapport à la verticale. [6]

On distingue également les ascenseurs accompagnés, conçus pour transporter simultanément des personnes et des marchandises. Ils possèdent une construction et des caractéristiques techniques équivalentes à celles des ascenseurs classiques. [7]



FIGURE 1.3 – Ascenseur de charge [8]

1.3.3 Monte voitures

Le monte-voiture est un dispositif élévateur destiné à assurer le déplacement vertical des véhicules, avec leurs passagers à bord, entre différents niveaux, notamment pour l'accès aux parkings en toute sécurité.

Particulièrement adapté aux immeubles résidentiels, aux bâtiments tertiaires, ainsi qu'aux garages et parkings qu'ils soient publics ou privés, souterrains ou aériens il se distingue par sa performance, sa fiabilité et sa praticité. Équipé de portes automatiques et d'une machinerie puissante, il permet une gestion optimale de l'espace, même dans des environnements contraints. [9]



FIGURE 1.4 – Exemple d'une monte voitures [10]

1.3.4 Les ascenseurs pour personnes à mobilité réduite

Également appelé ascenseur pour personnes à mobilité réduite (PMR), cet équipement est spécialement conçu pour être accessible aux personnes en situation de handicap, notamment celles se déplaçant en fauteuil roulant. Il facilite leur déplacement vertical et leur permet un accès autonome et sécurisé aux différents niveaux d'un bâtiment.

Ce type d'ascenseur se distingue par des dimensions spécifiques, répondant aux normes d'accessibilité[11] :

- **Largeur des portes** : environ 0,80 mètre, permettant le passage aisé d'un fauteuil roulant.
- **Dimensions de la cabine** : environ 1,40 m de profondeur et au minimum 1,10 m de largeur, assurant un espace suffisant pour manœuvrer confortablement.
- **Hauteur des boutons de commande** : placés à 1,30 mètre, aussi bien sur le palier que dans la cabine, pour un accès facile depuis un fauteuil.
- **Espace de manœuvre devant l'ascenseur** : un diamètre libre de 1,50 mètre est requis pour permettre le retournement du fauteuil roulant. [12]



FIGURE 1.5 – Ascenseurs pour personnes à mobilité réduite [13]

1.4 Les différentes catégories d'ascenseurs

Il existe principalement deux grandes catégories d'ascenseurs, classées selon leur mode de fonctionnement :

- **Ascenseurs hydrauliques** : fonctionnant grâce à un système de vérin hydraulique.
- **Ascenseurs à traction par câble** : utilisant des câbles et une poulie entraînée par un moteur.

1.4.1 Ascenseurs hydrauliques

1.4.1.1 Description

Les ascenseurs hydrauliques sont particulièrement adaptés au transport de charges lourdes sur de faibles hauteurs. Ils sont généralement utilisés pour des trajets verticaux ne dépassant pas 15 à 18 mètres, et conviennent bien aux environnements nécessitant une capacité de levage importante, comme le transport de véhicules ou d'équipements lourds.

[14]

Un ascenseur hydraulique se compose principalement des éléments suivants :

- une cabine pour accueillir la charge ou les passagers,
- des guides assurant un déplacement stable,
- un système piston-cylindre hydraulique placé sous la cabine,
- un réservoir d'huile pour l'alimentation du circuit hydraulique
- un moteur électrique couplé à une pompe,
- un panneau de commande (contrôleur) pour gérer les opérations de montée et descente.

Le choix d'un modèle hydraulique dépend de plusieurs critères :

- l'espace disponible pour l'installation,
- la hauteur du bâtiment à desservir,
- la nature du sol ou du sous-sol,
- les risques environnementaux, notamment en lien avec la pollution potentielle des nappes phréatiques,
- les exigences esthétiques liées à l'intégration de l'équipement dans son environnement

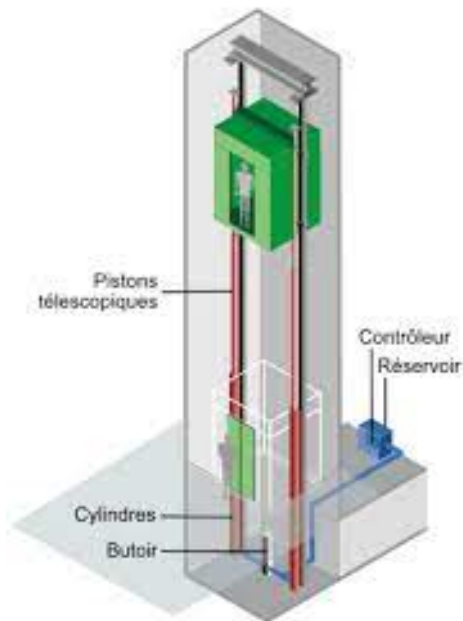


FIGURE 1.6 – Ascenseur Hydraulique [15]

1.4.1.2 Consommation énergétique

Les ascenseurs hydrauliques sont généralement moins efficaces sur le plan énergétique. Contrairement aux systèmes à traction par câble, ils ne disposent pas de contrepoids pour équilibrer la cabine, ce qui entraîne une consommation d'énergie plus élevée, notamment lors de la montée. [15]

1.4.1.3 Avantages

Les principaux atouts des ascenseurs hydrauliques sont :

- Réglage simple de la vitesse de déplacement,
- Installation aisée, même dans des bâtiments existants,
- Grande précision d'arrêt aux étages,
- Capacité à supporter de lourdes charges,
- Absence de local de machinerie, ce qui réduit les contraintes d'aménagement.

1.4.1.4 Inconvénients

Malgré leur praticité, ces ascenseurs présentent plusieurs limites :

- Risque environnemental, lié aux fuites d'huile pouvant polluer le sol,
- Consommation électrique élevée, due à l'absence de contrepoids,
- Nécessité de renforcer la dalle de sol, en raison du poids et du système de levage,

- Course verticale limitée (15 à 18 mètres maximum),
- Gestion complexe des risques d'incendie, à cause de la quantité d'huile utilisée,
- Vitesse réduite,
- Système énergivore, car il requiert une puissance trois fois plus importante qu'un ascenseur à câble pour des performances équivalentes. [16]

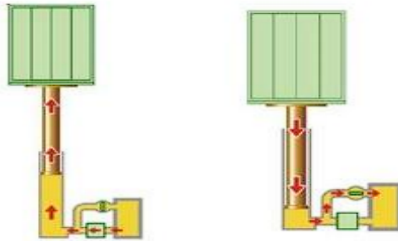


FIGURE 1.7 – Principe de fonctionnement d'un ascenseur hydraulique [15]

1.4.2 Ascenseurs à traction par câble à contrepoids

1.4.2.1 Description

Les ascenseurs à traction par câble constituent la solution la plus fréquemment utilisée, en particulier dans les immeubles de bureaux et les bâtiments à plusieurs étages. Ce type d'ascenseur fonctionne grâce à un système de câbles métalliques qui soulèvent la cabine en s'enroulant autour d'une poulie entraînée par un moteur. On distingue principalement trois types de motorisations :

- Moteur avec treuil à vis sans fin,
- Moteur avec treuil à engrenage planétaire,
- Moteur à entraînement direct, aussi appelé gearless, qui supprime le réducteur pour un mouvement plus fluide et une meilleure performance énergétique. [17]

1.4.2.1.1 Moteur-treuil à vis sans fin

Ce système utilise un mécanisme où la poulie de traction est mise en mouvement par une vis sans fin reliée au moteur. Bien que fiable, cette technologie génère d'importantes pertes mécaniques, ce qui la rend énergétiquement moins efficace. Le moteur, souvent volumineux, doit être installé dans un local technique situé au sommet du bâtiment. Autrefois très répandu, ce type de moteur est aujourd'hui progressivement abandonné au profit des moteurs gearless, plus modernes, silencieux et économes en énergie, qui seront présentés ultérieurement.

1.4.2.1.2 moteur-treuil planétaire

Les moteurs à treuil planétaire fonctionnent à l'aide d'un réducteur de vitesse intégré, basé sur un système d'engrenage planétaire. Dans cette configuration, la poulie de traction est entraînée par le moteur à travers ce réducteur, ce qui permet d'obtenir une vitesse de

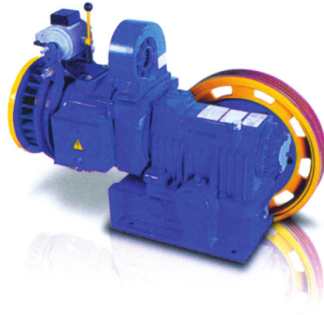


FIGURE 1.8 – Treuil à vis sans fin [19]

déplacement optimale tout en maintenant un bon niveau de confort pour les utilisateurs.

Grâce à la faible friction interne du mécanisme, ce type de moteur offre un excellent rendement. Associé à un moteur électrique performant, il permet de réduire considérablement la consommation énergétique, tout en assurant un fonctionnement fiable et efficace. [18]



FIGURE 1.9 – Treuil planétaire [15]

1.4.2.1.3 moteur à attaque directe (couramment appelé « Gearless » ou sans treuil)

Ce type d'ascenseur est particulièrement adapté aux bâtiments de grande hauteur, car il permet d'atteindre des vitesses de déplacement pouvant aller jusqu'à 20 m/s.

Le moteur gearless se distingue par l'absence de réducteur de vitesse : la poulie de traction est directement couplée au moteur. Celui-ci est équipé d'un variateur de fréquence, qui régule la vitesse de rotation du moteur de manière précise. Cette technologie permet un fonctionnement fluide, économe en énergie et très performant.

Grâce à l'optimisation des vitesses via le convertisseur de fréquence, ce système présente un excellent rendement global, alliant confort, précision d'arrêt et efficacité énergétique.

Ce système présente un avantage notable en réduisant la taille et le poids du moteur, ce qui simplifie la conception globale de l'ascenseur ainsi que son intégration dans le bâtiment. En effet, l'absence de salle des machines devient possible, car tous les équipements peuvent être installés directement dans la gaine de l'ascenseur. [18]



FIGURE 1.10 – Moteur à attaque directe (Sans Treuil) [15]

1.4.2.2 Énergie

Les ascenseurs à traction à câbles présentent une meilleure performance énergétique que les systèmes hydrauliques. Grâce à la présence d'un contrepoids, ils permettent de réduire considérablement la consommation d'énergie ainsi que les courants de démarrage, quelle que soit la motorisation utilisée. À charge et vitesse équivalentes, la puissance nécessaire est environ trois fois inférieure à celle requise par un ascenseur hydraulique.

1.4.2.3 Avantages

- Large plage de régulation de la vitesse.
- Excellente efficacité énergétique.
- Aucune nuisance environnementale liée à la pollution des sols.
- Réduction des coûts liés au dimensionnement de l'installation électrique.
- Meilleure gestion des chutes de tension sur le réseau électrique.
- Limitation des appels de puissance et de la consommation.
- Aucune contrainte de hauteur pour les bâtiments, selon le type de motorisation utilisé.
- Haute précision de déplacement et stabilité de la vitesse.
- Vitesse de déplacement élevée, adaptée aux bâtiments de grande hauteur.

1.4.2.4 Inconvénients

- Peut nécessiter une superstructure en toiture, parfois jugée inesthétique.
- Accessibilité à certains composants techniques parfois difficile.
- La gaine d'ascenseur est moins compacte en raison de la présence conjointe de la cabine et du contrepoids, ce qui réduit la surface utile à chaque étage.
- Les versions classiques à treuil réducté exigent un local de machinerie en toiture.
- Entretien technique plus rigoureux et fréquent requis.

- Il est nécessaire de prendre en compte la masse de l'ensemble (cabine, câbles, contrepoids, équipements et structure de machinerie), dont le poids total est supporté par la structure du bâtiment. Cela implique un renforcement des éléments porteurs, notamment des murs de gaine et des fondations. [20]

1.4.3 Ascenseur sans local de machinerie (MRL)

1.4.3.1 Description

L'ascenseur traditionnel est équipé d'une salle des machines, d'un moteur, d'un écran de contrôle, et d'autres composants. Cependant, avec les progrès technologiques et la miniaturisation des machines de traction ainsi que des composants électriques, l'intérêt pour les ascenseurs traditionnels a diminué. L'ascenseur sans salle des machines (MRL) permet de se passer de cet espace dédié, remplaçant les équipements traditionnels, tels que le moteur et le limiteur de vitesse, par des technologies plus compactes et modernes.

Un ascenseur MRL n'exige plus qu'un bâtiment dispose d'une salle des machines fermée pour accueillir les équipements comme le moteur, l'armoire de commande, ou le limiteur de vitesse. Ce type d'ascenseur représente non seulement une amélioration par rapport aux ascenseurs traditionnels, mais également une révolution technologique dans le domaine. De plus, les innovations clés utilisées dans ces ascenseurs sont souvent transférées à d'autres systèmes, favorisant ainsi des progrès dans l'ensemble de l'industrie des ascenseurs. [22]

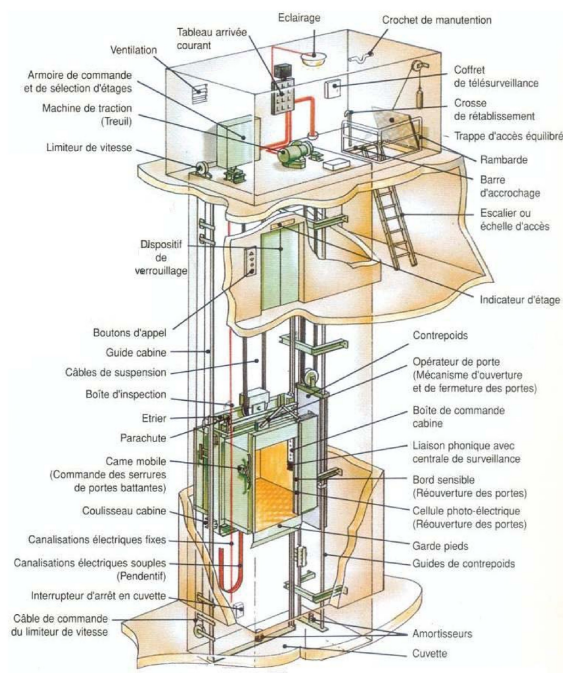


FIGURE 1.11 – ascenseur sans local de machinerie [23]

1.4.3.2 Les caractéristiques des ascenseurs sans salle des machines sont les suivantes

1. Dans un ascenseur sans salle des machines, la machine principale, l'armoire motrice et l'armoire de commande sont toutes installées directement dans la gaine de l'ascenseur, sans nécessiter un local technique spécifique. Par rapport aux ascenseurs traditionnels, ce type de configuration présente un avantage notable en termes d'esthétique.
2. Cette version de l'ascenseur, avec ses caractéristiques haut de gamme, offre une fiabilité exceptionnelle. Elle est particulièrement adaptée aux environnements de luxe, tels que les bureaux haut de gamme, les hôtels étoilés, les hôpitaux, les centres de congrès et d'expositions, ainsi que dans des quartiers résidentiels haut de gamme.

Ses avantages exceptionnels incluent

1. Un environnement écologique grâce à l'absence de salle des machines, permettant ainsi d'économiser de l'espace et de réduire les coûts.
2. Des vibrations et un bruit réduits, offrant ainsi une expérience de déplacement stable et silencieuse.
3. Une efficacité énergétique optimale, contribuant à des économies d'énergie substantielles.
4. Une installation et une maintenance simples, sans complexité supplémentaire.

1.4.3.3 Avantage

- En raison de la conception particulière de certains bâtiments anciens, qui nécessitent une toiture spécifique, l'ascenseur sans salle des machines (MRL) s'avère particulièrement efficace pour résoudre le problème d'installation d'ascenseurs dans ces structures. Il répond parfaitement aux besoins des bâtiments historiques et des sites pittoresques, où l'ajout d'une salle des machines en hauteur pourrait altérer l'aspect architectural local. En utilisant un ascenseur MRL, il n'est pas nécessaire de créer un espace dédié pour la salle des machines, ce qui permet de réduire la hauteur du bâtiment.
- L'un des principaux avantages de l'ascenseur MRL est qu'il permet d'économiser de l'espace, tout en offrant une plateforme de maintenance à la base de la cabine, facilitant ainsi les interventions.
- Étant donné qu'il n'y a pas besoin d'un local supplémentaire, cela réduit les coûts de construction de la structure du bâtiment. Ce gain financier permet à l'architecte de concevoir avec plus de flexibilité et de commodité, offrant ainsi aux concepteurs une plus grande liberté. En outre, l'absence de salle des machines permet de réduire les coûts de construction pour le propriétaire, rendant les ascenseurs sans salle des machines plus économiques que les modèles traditionnels.

1.4.3.4 Inconvénient

Le principal défi rencontré avec les ascenseurs MRL est d'installer les composants essentiels, tels que la cabine, le moteur principal, l'armoire de commande et le limiteur

de vitesse, directement dans la gaine de l'ascenseur, sans nécessiter de salle des machines. Pour résoudre ce problème, il est possible d'agrandir la section transversale du puits ou d'augmenter sa hauteur. Une autre solution consiste à utiliser de manière plus efficace l'espace disponible dans le puits, en concevant des pièces spéciales pour les ascenseurs et en développant de nouvelles méthodes de propulsion adaptées. [22]

1.4.4 Ascenseur à vis

1.4.4.1 Description

Cependant, notre ascenseur se distingue des modèles classiques, car il ne s'agit ni d'un ascenseur à traction à câbles, ni d'un ascenseur hydraulique. Il s'agit d'un ascenseur à vis, qui se compose des éléments suivants :

1. La cabine.
2. Les guidages.
3. La vis sans fin.
4. L'écrou.
5. Le moteur électrique, couplé à la vis.
6. La poulie et la courroie.
7. Le contrôleur.

1.4.4.2 Avantage

- Précision dans le déplacement (mise à niveau).
- Réglage facile de la vitesse de déplacement.
- Pas besoin de salle des machines.
- Hauteur sous dalle (headroom) réduite.
- Installation aisée dans un bâtiment existant.
- Absence de contrepoids.

1.4.4.3 Inconvénient

- La course verticale est limitée à une hauteur ne dépassant pas 6 m.
- La vitesse linéaire est faible, ne dépassant pas 0,5 m/s.
- Nécessite un renforcement de la dalle de sol. [24]

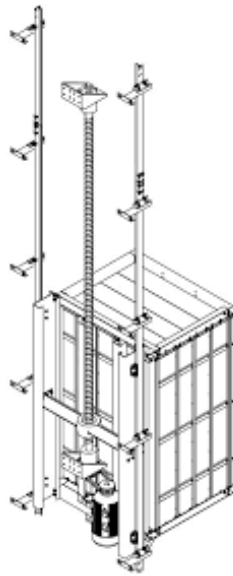


FIGURE 1.12 – Mécanisme d'un ascenseur à vis

1.5 Fonctions et Compositions des ascenseurs à traction par câble à contrepoids

Le contrepoids est une charge mobile située à l'extrémité des câbles de traction, dont le rôle est de contrebalancer la cabine et de réduire l'effort énergétique requis par le moteur. Il correspond au poids de la cabine, ainsi qu'à la moitié de sa charge maximale. [25]

1.5.1 Les compositions de base des ascenseurs à contrepoids

Quel que soit le type d'ascenseur à traction par câble, il comprend généralement :

- Une cabine.
- Un contrepoids.
- Des câbles reliant la cabine au contrepoids.
- Des guides.
- Un système de traction situé au-dessus de la cage de l'ascenseur.

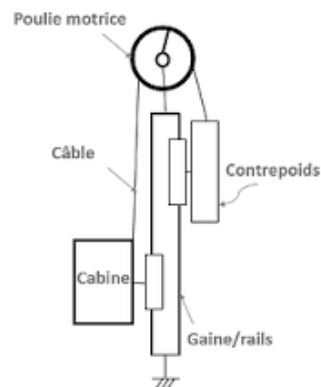


FIGURE 1.13 – Représentation pour un ascenseur à traction à câble [27]

1.5.2 Les organes principaux dans les ascenseurs à contrepoids

1.5.2.1 Cabine

1. Boutons d'étage :

- a) Un bouton pour chaque étage, situé à l'intérieur de la cabine.
- b) Chaque bouton est marqué avec l'index de l'étage (ex. : 0, 1, 2,3...).

2. Bouton de réouverture de porte :

- (a) Présent uniquement dans le cas de portes automatiques.
- (b) Ce bouton permet de rouvrir la porte lorsqu'elle est en train de se fermer.
- (c) Il peut également être marqué avec un symbole ou l'index de l'étage actuel pour repérage.

3. Dispositif d'arrêt d'urgence :

- (a) Obligatoire si les normes de sécurité en vigueur l'exigent.
 - (b) Ce dispositif est de couleur **rouge**.
 - (c) Il comporte clairement le mot « **STOP** » inscrit dessus.
 - (d) Généralement situé à portée de main, dans un emplacement visible et accessible
- [25]

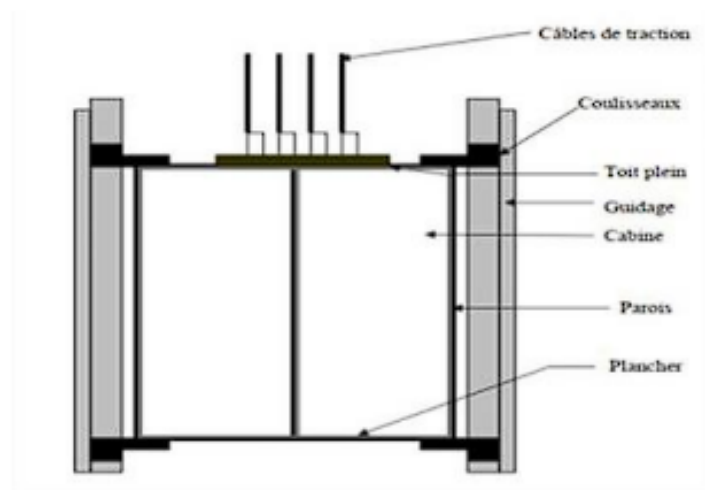


FIGURE 1.14 – La cabine et ses composants

1.5.2.2 Contrepoids

Le contrepoids est formé d'un cadre en acier rempli de matériaux lourds tels que la fonte, le béton ou l'acier. Sa masse est déterminée de façon à équilibrer le système : elle correspond au poids de la cabine vide, augmenté de la moitié de la charge utile. Ce principe garantit un fonctionnement optimal lorsque la cabine est chargée à 50% de sa capacité. [26]



FIGURE 1.15 – Le contre poids [26]

1.5.2.3 Guides

Les guides sont constitués de profilés en acier étiré de forme en T, servant à orienter et stabiliser la cabine pendant son déplacement dans la gaine.

En général, un guide est installé de chaque côté de la cabine. Leur alignement parfaitement vertical est essentiel pour garantir un fonctionnement à la fois confortable et fiable de l'ascenseur.

Plus la charge utile et la vitesse de déplacement de la cabine sont élevées, plus les guides doivent être de grande section pour assurer la stabilité.

Avec le temps, les bâtiments peuvent se tasser légèrement. Étant donné que les guides conservent leur longueur, ce tassement peut provoquer leur déformation (flambement). Ce phénomène se traduit souvent par une sensation de flottement ressentie par les passagers lors du trajet.

Il est intéressant de noter qu'à l'origine, les guides étaient de forme cylindrique, avant d'être remplacés par les profilés actuels en T pour une meilleure stabilité



FIGURE 1.16 – Coupe d'un guide

1.5.2.4 Câbles de traction

Les câbles assurent la liaison entre la cabine et le contrepoids, en passant dans les gorges de la poulie de traction. Lorsque cette poulie tourne, elle entraîne les câbles, ce qui provoque le déplacement de la cabine dans la gaine.

Le nombre de câbles et leur diamètre varient en fonction de la charge à soulever et de l'adhérence nécessaire entre les câbles et les gorges. Une adhérence parfaite est essentielle : tout glissement dans les gorges compromettrait la maîtrise du déplacement de la cabine.

Il est donc impératif de contrôler régulièrement l'état d'usure des câbles ainsi que celui des gorges, afin de garantir la sécurité et la fiabilité du système. [26]



FIGURE 1.17 – Câbles de traction

1.5.2.5 Le parachute

Dispositif mécanique conçu pour arrêter et maintenir la cabine ou le contrepoids sur leurs guides en cas de survitesse (à la descente ou à la montée sur certains modèles) ou de rupture des câbles de suspension. Ce dispositif devient obligatoire sur tous les appareils avec l'application de la loi DE ROBIEN. [28]



FIGURE 1.18 – Différents types de parachutes

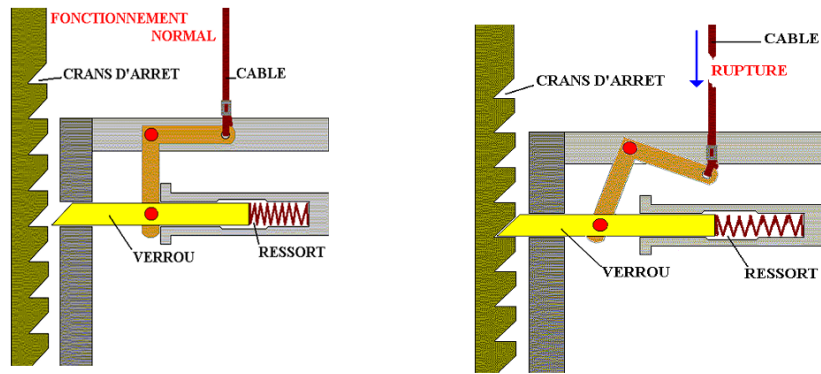


FIGURE 1.19 – Principes de fonctionnement d'un parachute

1.5.2.6 L'armoire de commande

L'armoire de commande est le cerveau de l'ascenseur, recevant des informations et envoyant des ordres. Par exemple, les capteurs sur la cabine lui indiquent quand ralentir la vitesse avant l'arrêt à l'étage de destination.

Elle se trouve près du moteur et est composée de deux sections :

- La première, qui gère les informations, fonctionne en basse tension(12 ou 24 V).
- La seconde, qui commande le moteur, utilise le triphasé(380 V).

Tous les dispositifs de sécurité et portes sont reliés en série à l'armoire de commande. Ainsi, chaque élément constitue un maillon de la chaîne de sécurité. Si l'un d'eux rencontre un problème, l'ensemble du système est immédiatement arrêté en urgence, garantissant la sécurité de l'ascenseur en cas de dysfonctionnement [29]



FIGURE 1.20 – Gros plan sur l'armoire de commande [29]

1.5.2.7 machinerie

La figure 1-20 illustre un système de traction situé au-dessus de la cabine de l'ascenseur (machinerie). C'est à cet endroit que se trouvent le moteur et l'armoire de commande. Ce système peut être installé en haut, en bas ou sur le côté de la gaine



FIGURE 1.21 – la machinerie

1.5.2.8 Moteur de traction

Le système se trouve généralement dans une salle des machines située soit en haut du bâtiment, soit au sous-sol. De petits moteurs peuvent aussi être installés directement dans la gaine, éliminant ainsi la nécessité d'une salle des machines. Ces moteurs contrôlent les mouvements de la cabine en fonction des appels des utilisateurs. Les versions modernes intègrent des traitements de paramètres afin d'optimiser les déplacements et d'améliorer l'efficacité du système. [30]



FIGURE 1.22 – Moteur d'ascenseur [30]

1.5.2.9 Poulie de traction

Lors de sa rotation, le moteur permet de déplacer à la fois la cabine et le contrepoids



FIGURE 1.23 – Poulie de traction

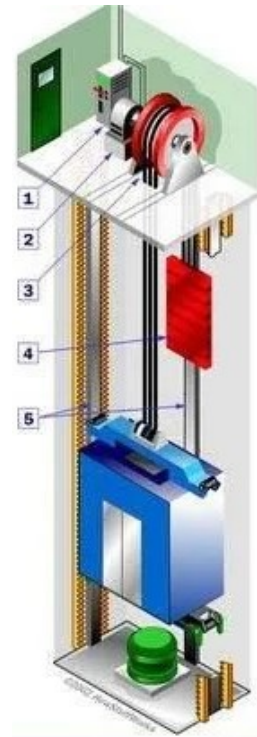


FIGURE 1.24 – Coupe générale d'un ascenseur à contrepoids [31]

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé des informations générales sur les ascenseurs, en présentant leurs différents types. Outre le principe de fonctionnement et la description de chaque composant, nous avons également examiné leurs avantages et inconvénients. De plus, nous avons discuté des ascenseurs plus efficaces, nécessitant moins de câbles.

Dans le chapitre suivant, nous nous intéresserons à un système d'ascenseur entraîné par un moteur-treuil planétaire. Ce choix nous permettra d'aborder la modélisation détaillée de ce type d'entraînement, ainsi que la mise en œuvre d'une stratégie de commande vectorielle adaptée aux exigences du système.

Chapitre 2

MODÉLISATION ET COMMANDE VECTORIELLE DU SYSTÈME ASCENSEUR

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à l'étude du système de transmission de l'ascenseur. On passe après, à la modélisation de la partie électrique ainsi que le couplage entre les deux parties électrique et mécanique. Ce couplage est crucial, car la performance du système dépend de l'interaction dynamique entre ces deux domaines. L'objectif final est d'obtenir un modèle global de l'ascenseur, capable de simuler son comportement complet pour optimiser sa conception et son fonctionnement.

Pour un asservissement précis de la vitesse et de position de l'ascenseur, nous appliquerons une commande vectorielle à son Moteur Synchrone à Aimants Permanents (MSAP). Cette technique permet de contrôler efficacement l'actionneur électrique, assurant ainsi la fluidité et la précision du mouvement de la cabine. Des régulateurs PI et PD seront intégrés au système. Des tests approfondis seront ensuite réalisés pour évaluer leurs performances et leur robustesse face aux perturbations et aux variations paramétriques.

2.2 Modélisation du Système de transmission de l'ascenseur

Le système d'ascenseur présente une hauteur de 6 mètres et une largeur de 1 mètre. Il est composé d'une cabine (de masse M_c) et d'un contrepoids (de masse M_p) comme illustré à la figure 2.1. La transmission du mouvement est assurée par une chaîne reliée à la fois à la cabine et au contrepoids, tandis que le lien entre l'arbre moteur et cette chaîne est réalisé au moyen d'une roue dentée

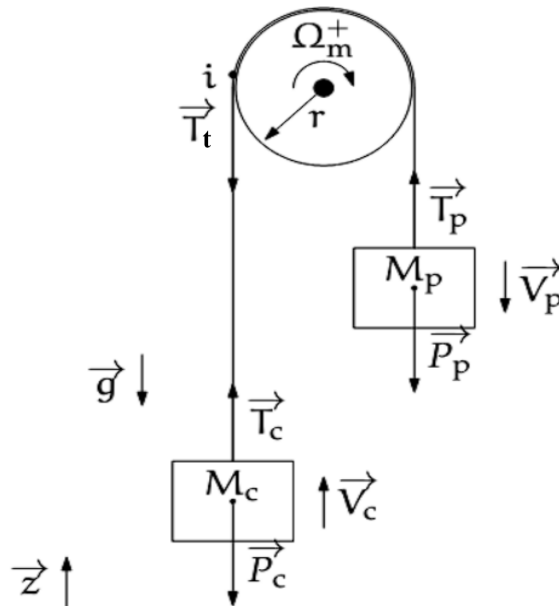


FIGURE 2.1 – Schéma simplifié du système de masses de l'ascenseur

L'ajout d'un contrepoids dans un système d'ascenseur permet de réduire la force que doit fournir le moteur pour soulever la cabine, ce qui diminue la puissance mécanique et électrique nécessaire. Sans contrepoids, le moteur doit soulever toute la masse de la cabine

(M_c), tandis qu'avec un contrepoids (M_p), la masse effective vue par le moteur devient $M_c - M_p$, en régime permanent.

Le cas optimal est obtenu lorsque le contrepoids représente la moitié de la masse de la charge : la masse à lever ou à descendre reste constante et égale à la moitié de la masse totale. Cette configuration permet de réduire la puissance consommée de moitié. Toutefois, elle entraîne une augmentation de l'inertie du système, ce qui peut influencer la dynamique du mouvement.

Dans l'étude suivante, on néglige la masse de la chaîne, les frottements de la transmission, ainsi que l'inertie de la roue dentée, qui pourra, si nécessaire, être intégrée à l'inertie du rotor du moteur synchrone.

- **Bilan des forces appliquées à la charge :** Le bilan des forces sur la charge s'écrit :

$$\vec{T}_c + \vec{P}_c = M_c \frac{d\vec{V}_c}{dt} \quad (2.1)$$

La force exercée par la charge, notée T_c , s'exprime par la relation suivant :

$$\vec{T}_c = M_c \frac{d\vec{V}_c}{dt} - M_c \vec{g} \quad (2.2)$$

Il vient alors :

$$T_c \vec{z} = M_c \frac{dV_c}{dt} \vec{z} + M_c g \vec{z} \quad (2.3)$$

$$T_c \vec{z} = M_c \left(\frac{dV_c}{dt} + g \right) \vec{z} \quad (2.4)$$

- **Bilan des forces sur le contrepoids :**

Le bilan des forces sur le contrepoids est le suivant :

$$\vec{T}_p + \vec{P}_p = M_p \frac{d\vec{V}_p}{dt} \quad (2.5)$$

Il vient donc :

$$\vec{T}_p = M_p \frac{dV_p}{dt} - M_p \vec{g} \quad (2.6)$$

D'après la figure au dessus, la relation vectorielle entre les vitesses linéaires de la charge et du contrepoids s'écrit sous la forme suivante :

$$\vec{V}_p = -\vec{V}_c \quad (2.7)$$

Il en résulte :

$$\vec{T}_p = -M_p \frac{d\vec{V}_c}{dt} - M_p \vec{g} \quad (2.8)$$

$$T_p \vec{z} = -M_p \frac{dV_c}{dt} \vec{z} + M_p g \vec{z} \quad (2.9)$$

$$T_p \vec{z} = M_p \left(g - \frac{dV_c}{dt} \right) \vec{z} \quad (2.10)$$

► **Bilan des forces appliquées au pignon :**

Le bilan des forces exercées sur le pignon, rapporté au point i , s'exprime par la relation suivante :

$$\vec{T}_t = \vec{T}_p - \vec{T}_c \quad (2.11)$$

$$-T_i \vec{z} = (T_p - T_c) \vec{z} \quad (2.12)$$

$$T_i \vec{z} = (T_c - T_p) \vec{z} \quad (2.13)$$

On en déduit ainsi l'expression du couple résistant engendré par les masses :

$$C_r = (T_c - T_p)r = \left[M_c \left(\frac{dV_c}{dt} + g \right) - M_p \left(g - \frac{dV_c}{dt} \right) \right] \cdot r \quad (2.14)$$

Où :

$$C_r = (M_c - M_p) gr + (M_c + M_p) \frac{dV_c}{dt} r \quad (2.15)$$

Et :

$$V_c = \Omega_m \cdot r \quad (2.16)$$

Ainsi, l'équation (2.15) représente l'expression du couple résistant associé au système d'ascenseur :

$$C_r = (M_c - M_p) gr + (M_c + M_p) r^2 \frac{d\Omega_c}{dt} \quad (2.17)$$

Dans cette expression, on identifie clairement la masse à soulever, égale à $(M_c - M_p)$ ainsi que le terme d'inertie $(M_c + M_p)r^2$ qui s'oppose aux variations de vitesse.

2.2.0.1 Modèle du système d'entraînement électrique

La formulation d'un modèle mathématique d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est indispensable pour l'étude de sa commande, aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent. Ce modèle sera développé en s'appuyant sur plusieurs hypothèses simplificatrices : l'induction dans l'entrefer est supposée sinusoïdale, tandis que la saturation magnétique, les pertes fer, ainsi que les harmoniques liées aux encoches et aux espaces, seront négligées dans la modélisation.

2.2.0.2 Mise en équations de la machine dans le repère (abc)

La figure 2.5 illustre la représentation symbolique de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP).

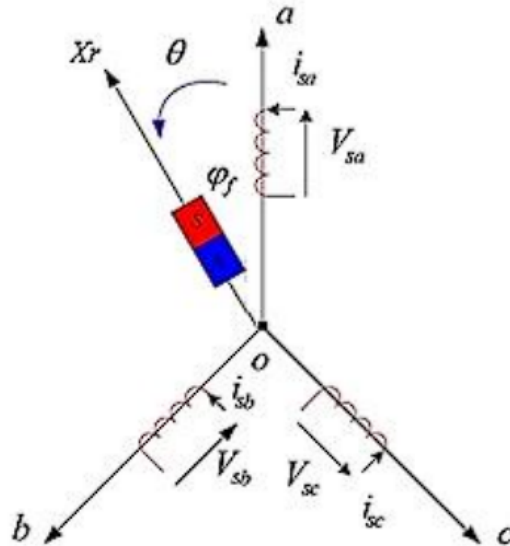


FIGURE 2.2 – Représentation symbolique de la (MSAP) [32]

Les enroulements du stator sont alimentés par des courants alternatifs triphasés, qui produisent un champ magnétique tournant à une pulsation donnée.

$$\omega_r = \frac{\omega}{p} \quad (2.18)$$

Avec :

- ω_r : vitesse angulaire du rotor, exprimée en radians par seconde (rad/s).
- ω : pulsation des courants alternatifs triphasés alimentant le stator, également en rad/s.
- p : nombre de paires de pôles de la machine.

Le champ magnétique tournant généré par le stator s'accroche au champ magnétique du rotor, qui lui est solidaire. Par conséquent, le rotor tourne à la vitesse de synchronisme.

Les tensions triphasées statoriques V_s et les courants statoriques I_s sont liés au flux magnétique total Φ_s par l'équation différentielle matricielle suivante : [33, 34]

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (2.19)$$

Où :

$$[V_s] = [V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}]^T, \quad [i_s] = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}]^T, \quad [\Phi_s] = [\Phi_{sa} \quad \Phi_{sb} \quad \Phi_{sc}]^T$$

À partir de cette relation, on obtient les équations suivantes pour l'ensemble des enroulements statoriques :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Avec :

$$[\Phi_s] = [L_s] \cdot [i_s] + [\Phi_{sf}] \quad (2.21)$$

Où :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

L_a , L_b et L_c représentent les inductances propres des phases a , b et c .

Les termes M_{ab} , M_{bc} et M_{ac} désignent les inductances mutuelles entre ces phases.

Le flux Φ_{sf} correspond au flux magnétique créé par les aimants permanents, supposé réparti de manière sinusoïdale le long de l'entrefer.

$$[\Phi_{sf}] = \begin{bmatrix} \Phi_{af} \\ \Phi_{bf} \\ \Phi_{cf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_f \cdot \cos p\theta \\ \Phi_f \cdot \cos \left(p\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \Phi_f \cdot \cos \left(p\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

θ représente l'angle électrique, qui correspond à la position relative du rotor par rapport au stator :

$$\left(\frac{d\theta}{dt} = \omega \right)$$

Φ_f est la valeur crête constante du flux magnétique créé par l'aimant permanent traversant les enroulements du stator.

Le couple électromagnétique développé par la machine s'exprime par l'équation suivante :

$$C_{em} = [i_{sabc}]^T \cdot \left\{ \frac{1}{2} \left[\frac{dL_s}{d\theta} \right] \cdot [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sf}] \right\} \quad (2.24)$$

Le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) présente la difficulté de conduire à des équations différentielles aux coefficients variables. En raison du grand nombre de coefficients variables dans le modèle, on applique des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Ces transformations doivent préserver la puissance instantanée ainsi que la réciprocité des inductances mutuelles. La transformation de Park est l'une des méthodes couramment utilisées à cet effet.

2.2.0.3 Transformation de Park

La représentation de Park, également appelée représentation vectorielle, consiste à projeter les grandeurs triphasées du moteur sur un repère biphasé orthogonal. Outre les simplifications apportées à la modélisation triphasée grâce à ce repère, on suppose que le moteur est électriquement équilibré et que les fuites magnétiques sont concentrées au niveau du stator. La transformation de Park permet ainsi de décrire le comportement du moteur par des équations différentielles dont la matrice d'inductance présente des coefficients constants.

Appliquons à présent la transformation de Park au modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) et introduisons la matrice associée à cette transformation : [32]

$$A = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

La transformation du système triphasé réel vers le référentiel tournant (d, q) lié au rotor s'effectue à l'aide des relations suivantes :

$$\begin{cases} [V_{dq0}] = A \cdot [V_{sabc}] \\ [i_{dq0}] = A \cdot [i_{sabc}] \\ [\Phi_{dq0}] = A \cdot [\Phi_{sabc}] \end{cases} \quad (2.26)$$

Suite aux calculs, on obtient :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \omega \Phi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \omega \Phi_d \\ V_o = R_s i_o + \frac{d\Phi_o}{dt} \end{cases} \quad (2.27)$$

V_o est la composante homopolaire, qui est nulle dans un système équilibré.

Les flux Φ_d et Φ_q dans les enroulements d et q du système biphasé s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d i_d + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2.28)$$

Avec :

L_d et L_q représentent les inductances propres des enroulements d et q .

Finalement, on obtient le modèle de Park du MSAP sous la forme suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + p \frac{L_q}{L_d} i_q \omega_r \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q - p \frac{L_d}{L_q} i_d \omega_r - p \frac{\Phi_f}{L_q} \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Le couple électromagnétique produit par le MSAP s'exprime dans le référentiel de Park (d, q) selon la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + \Phi_f i_q] \quad (2.30)$$

Les grandeurs réelles peuvent être récupérées en appliquant la transformation inverse, qui utilise la matrice inverse correspondante A^{-1} .

Le modèle du MSAP est complété par l'équation fondamentale de la mécanique, qui décrit la dynamique du rotor de la machine :

$$J_m \dot{\omega}_r + F_m \omega_r = C_{em} - C_r \quad (2.31)$$

En définissant :

$$i_q = x_1, \quad i_d = x_2, \quad \omega_r = x_3$$

Le MSAP peut être modélisé par l'équation non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{1}{L_q} (V_q - p L_d x_2 x_3 - p \Phi_f x_3 - R_s x_1) \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{L_d} (V_d + p L_q x_1 x_3 - R_s x_2) \\ \dot{x}_3 = \frac{1}{J_m} (C_{em} - C_r) - \frac{f_m}{J_m} x_3 \end{cases} \quad (2.32)$$

Le modèle obtenu est multivariable, couplé et non linéaire. La transformation de Park a uniquement permis d'éliminer la dépendance temporelle dans la relation entre le flux et le courant, tout en réduisant le nombre d'équations différentielles, car le système est supposé équilibré.

2.2.1 Modèle de l'onduleur de tension

Le schéma de principe de l'onduleur de tension triphasé en pont, alimentant le stator de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), est présenté à la figure ci-dessous. Cet onduleur est constitué de trois bras de commutation à IGBT, chacun composé de deux cellules comprenant une diode et un IGBT montés en antiparallèle (tête-bêche). Tous les composants sont supposés idéaux et se comportent comme des interrupteurs parfaits.

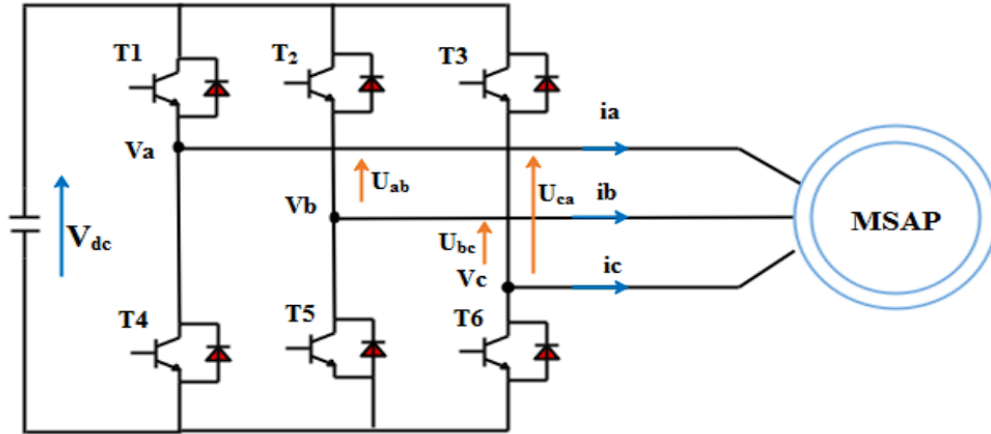


FIGURE 2.3 – Structure d'un onduleur de tension à deux niveaux

La sortie de l'onduleur dépend à la fois de la tension de la source continue et des états des commutateurs. Dans chaque bras, les deux commutateurs sont commandés de manière complémentaire : la conduction de l'un implique nécessairement le blocage de l'autre. [35]

L'état de chaque commutateur est déterminé par les signaux de commande S_a , S_b et S_c , selon la logique suivante :

$$S_a = \begin{cases} 1 & \text{si } T_1 \text{ fermé et } T_4 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } T_1 \text{ ouvert et } T_4 \text{ fermé} \end{cases} \quad (2.33)$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & \text{si } T_2 \text{ fermé et } T_5 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } T_2 \text{ ouvert et } T_5 \text{ fermé} \end{cases} \quad (2.34)$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & \text{si } T_3 \text{ fermé et } T_6 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } T_3 \text{ ouvert et } T_6 \text{ fermé} \end{cases} \quad (2.35)$$

Les tensions de ligne délivrées par l'onduleur s'expriment comme suit :

$$U_{ab} = V_a - V_b = V_{dc}(S_a - S_b) \quad (2.36)$$

$$U_{bc} = V_b - V_c = V_{dc}(S_b - S_c) \quad (2.37)$$

$$U_{ca} = V_c - V_a = V_{dc}(S_c - S_a) \quad (2.38)$$

Les tensions V_a , V_b et V_c constituent un système de tensions triphasées équilibrées :

$$V_a = \frac{V_{dc}}{3}(2S_a - S_b - S_c) \quad (2.39)$$

$$V_b = \frac{V_{dc}}{3}(2S_b - S_a - S_c) \quad (2.40)$$

$$V_c = \frac{V_{dc}}{3}(2S_c - S_a - S_b) \quad (2.41)$$

En conclusion, l'équation matricielle (2.42) établit la relation entre les tensions simples de sortie et les séquences de conduction des interrupteurs :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3}V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

2.2.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion

La régulation de la vitesse et du couple d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) repose sur un ajustement simultané de la fréquence et de l'amplitude de la tension appliquée au stator, à l'aide d'onduleurs de tension à fréquence variable. Les signaux de commande, qu'ils soient analogiques ou numériques, générés par l'onduleur, permettent de produire les tensions ou courants souhaités aux bornes de la machine (voir Figure ci-dessous). Pour ce faire, la technique de modulation de largeur d'impulsions est utilisée. Cette méthode permet de synthétiser les grandeurs nécessaires à partir d'une source de tension continue, grâce à un convertisseur direct qui assure la liaison électrique entre la source et la charge. Le réglage des grandeurs en sortie est obtenu en modulant les temps d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, via le contrôle des rapports cycliques.

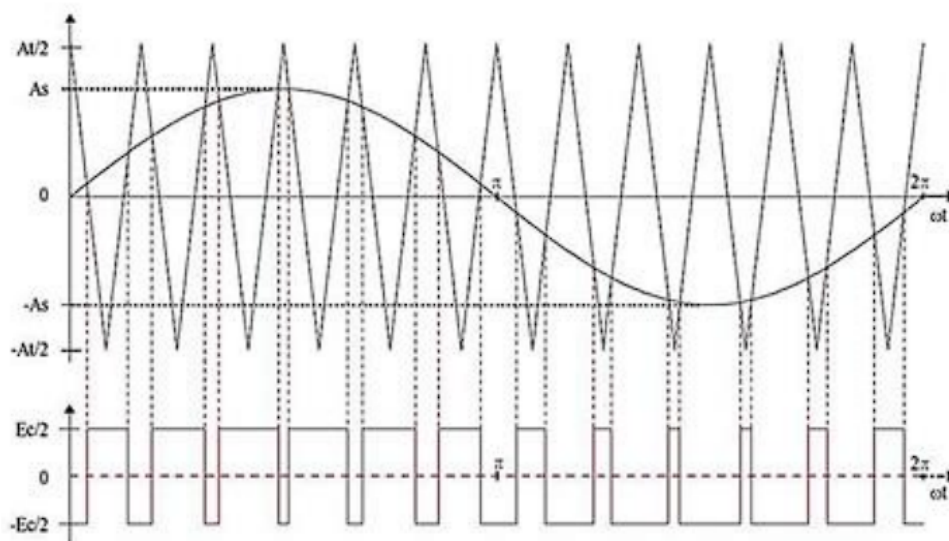


FIGURE 2.4 – La commande M.L.I triangulo-sinusoidale

Le principe fondamental de la commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI) consiste à transformer un signal modulant généralement une tension de référence sinusoïdale issue du niveau commande en une tension en créneaux successifs produite à la sortie de l'onduleur, au niveau puissance. Cette méthode repose sur la comparaison entre deux signaux : Le premier, désigné comme signal de référence, représente la forme sinusoïdale que l'on souhaite obtenir en sortie de l'onduleur. Ce signal peut être modulé à la fois en amplitude et en fréquence, permettant ainsi d'adapter la tension et la vitesse appliquées à la machine. Le second, appelé signal porteur, détermine la fréquence de commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. Il s'agit d'un signal de haute fréquence f_p , nettement supérieure à celle du signal de référence f , tel que $f_p \gg f$. Ce rapport élevé entre les deux fréquences permet de générer une tension de sortie proche de la forme sinusoïdale désirée.

L'intersection entre le signal de référence et le signal porteur détermine les instants précis de commutation des interrupteurs de l'onduleur (voir Figure ci-dessous). La commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI) est définie par deux paramètres essentiels :

– l'indice de modulation m , égal au rapport des fréquences de modulation et de référence

$$m = \frac{f_p}{f}$$

– Le taux de modulation, également appelé coefficient de réglage r , correspond au rapport entre l'amplitude de crête de la tension de référence V_m et celle de la porteuse V_p , soit :

$$r = \frac{V_m}{V_p}$$

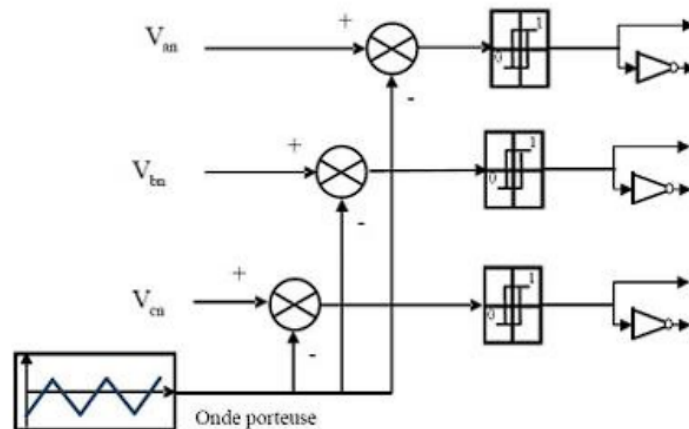


FIGURE 2.5 – Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale

La commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI) offre deux principaux avantages :

- Elle déplace les harmoniques non nuls de la tension de sortie vers des fréquences élevées, facilitant ainsi leur filtrage.
- Elle permet de contrôler la valeur du fondamental de la tension, en ajustant le taux de modulation.

2.3 Commande Vectorielle

La commande vectorielle a été introduite par les travaux de Blaschke. Toutefois, elle n'a pas connu un développement immédiat, en raison des limitations technologiques de l'époque : les systèmes de régulation reposaient principalement sur des composants analogiques, rendant son implémentation complexe. L'arrivée des microcontrôleurs et des dispositifs de traitement du signal a ensuite permis de la mettre en œuvre de manière efficace et économique. Cela a entraîné un essor considérable des recherches et des applications liées à la commande vectorielle, notamment pour les machines synchrones à aimants permanents.

2.4 Principe de la commande vectorielle

L'idée principale de cette méthode de commande est de faire en sorte que le comportement de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) soit équivalent à celui d'une machine à courant continu (MCC). Pour cela, les grandeurs électriques de la machine sont transformées dans un référentiel tournant, aligné sur le vecteur de flux. Cette transformation permet de découpler le contrôle de la machine : la composante directe du courant statorique (axe d) permet de réguler le flux, tandis que la composante en quadrature (axe q) permet de contrôler le couple électromagnétique, à l'image du courant d'induit dans une MCC. [37]

Lorsque le courant i_d est orienté dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique selon l'axe d vient s'ajouter à celui des aimants permanents, ce qui entraîne une augmentation du flux dans l'entrefer. En revanche, si i_d est négatif, le flux statorique s'oppose au flux du rotor, ce qui provoque une réduction du flux d'entrefer : on parle alors de défluxage.

La stratégie de commande la plus couramment employée consiste à maintenir le flux de réaction de l'induit perpendiculaire (en quadrature) au flux rotorique. Comme illustré à la figure ci-dessous, cette approche peut être modélisée en remplaçant les aimants par un enroulement parcouru par un courant constant, générant un flux équivalent à celui produit par les aimants permanents.

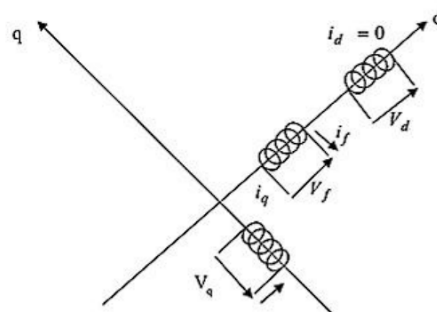


FIGURE 2.6 – Commande par orientation du champ de la MSAP

Si le courant i_d est maintenu à zéro :

$$\begin{cases} j_s = j_q \\ \Phi_f = I_f i_f \end{cases} \quad (2.45)$$

Pour tous les régimes de fonctionnement, le flux et le courant restent en quadrature, de sorte que l'évolution du couple électromagnétique dépend uniquement de la composant i_q , car :

$$C_{em} = K \cdot i_q \quad (2.46)$$

Avec :

$$K = \frac{3}{2} p \Phi_f \quad (2.47)$$

On remarque que l'équation du couple est similaire à celle d'un moteur à courant continu à excitation séparée, ce qui permet d'établir un contrôle indépendant du couple et du flux.

La mise en œuvre de la commande vectorielle s'effectue en réalisant une boucle de régulation du courant i_d , maintenu à une consigne nulle. Cela nécessite un découplage, notamment dans le cadre d'une commande linéaire.

2.5 Le découplage

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park aboutit à un système d'équations différentielles où les courants i_d , i_q ne sont pas indépendants. Ils sont liés par des termes non linéaires tels $p\omega_r L_q i_q$ et $p\omega_r L_d i_d$:

$$\begin{cases} V_d = \left(R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \right) - p\omega_r L_q i_q \\ V_q = \left(R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \right) + p\omega_r (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (2.48)$$

Ce couplage peut être supprimé grâce à une méthode de compensation. Cette méthode consiste à ajouter des termes correctifs pour rendre les axes d et q totalement indépendants. Cela permet d'écrire les équations de la machine et celles du système de régulation de manière simplifiée, facilitant ainsi le calcul des coefficients des régulateurs. Sous ces conditions, le système devient linéaire.

Le principe de ce découplage consiste à définir deux nouvelles variables de commande, e_d et e_q , représentées dans la figure 2.5, telles que : [32]

En définissant :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (2.49)$$

Sachant que :

$$\begin{cases} e_d = p\omega_r L_q i_q \\ e_q = p\omega_r (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (2.50)$$

Et :

$$\begin{cases} V_{d1} = (Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt}) \\ V_{q1} = (Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt}) \end{cases} \quad (2.51)$$

Les courants i_d et i_q sont découplés de telle sorte que le courant i_d dépend uniquement de la tension V_d , tandis que i_q dépend uniquement de la tension V_q . À partir de l'équation (2.51), les expressions des courants s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_{d1}}{R + sL_d} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{R + sL_q} \end{cases} \quad (2.52)$$

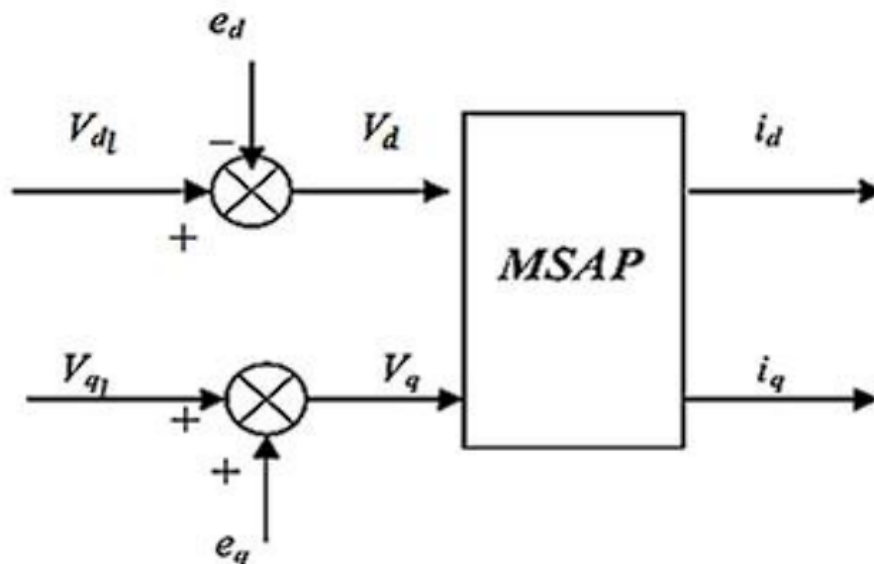


FIGURE 2.7 – Schéma de compensation

2.5.1 Application de la commande vectorielle pour le réglage de la position du système d'ascenseur

Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est assuré et que le courant direct i_d est maintenu nul, le modèle de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) se simplifie pour devenir équivalent à celui d'un moteur à courant continu à excitation séparée.

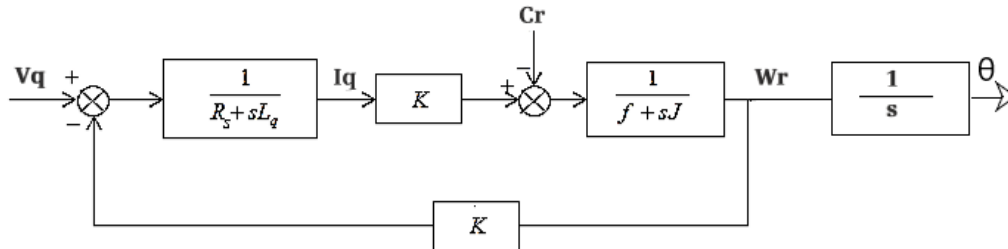


FIGURE 2.8 – Régulation de vitesse

2.5.1.1 Calcul des régulateurs de courant

Le schéma de commande des courants dans la commande vectorielle se décompose en deux boucles de régulation distinctes, comme l'illustre la figure 2.9 ci-dessous.

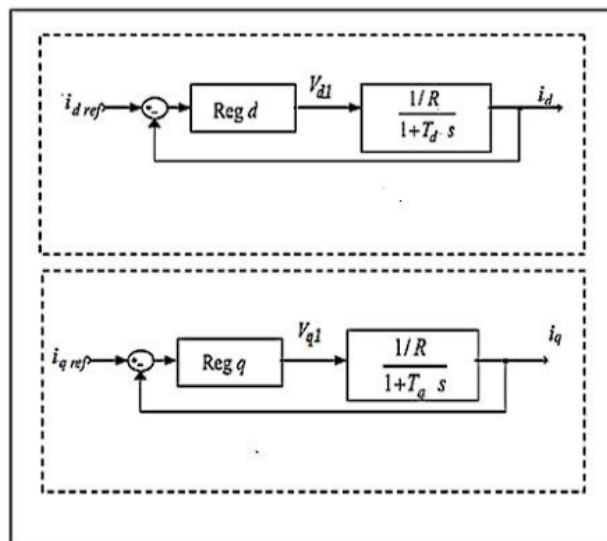


FIGURE 2.9 – Commande des courants i_d et i_q en deux boucles indépendantes [38]

À partir des équations du système, on peut déduire les fonctions de transfert suivantes, qui décrivent la dynamique entre les grandeurs d'entrée (tensions) et les grandeurs de sortie (courants) dans le repère d q

$$\begin{cases} F_d(s) = \frac{1}{1 + T_d s} = \frac{i_d}{V_{d1}} \\ F_q(s) = \frac{1}{1 + T_q s} = \frac{i_q}{V_{q1}} \end{cases} \quad (2.53)$$

Avec :

$$\begin{cases} T_d = \frac{L_d}{R} \\ T_q = \frac{L_q}{R} \end{cases} \quad (2.54)$$

Les régulateurs Reg_d et Reg_q sont choisis comme des régulateurs proportionnels-intégraux (PI), avec des fonctions de transfert de la forme suivante :

$$\begin{cases} \text{Re } g_d(s) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} s \right) \\ \text{Re } g_q(s) = \frac{K_{iq}}{s} \left(1 + \frac{K_{pq}}{K_{iq}} s \right) \end{cases} \quad (2.55)$$

Les fonctions de transfert en boucle ouverte des boucles de courant d et q sont données par :

$$\begin{cases} \text{FTBO}_d(s) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} s \right) \frac{1}{1 + T_d s} \\ \text{FTBO}_q(s) = \frac{K_{iq}}{s} \left(1 + \frac{K_{pq}}{K_{iq}} s \right) \frac{1}{1 + T_q s} \end{cases} \quad (2.56)$$

La démarche à suivre consiste à compenser la constante de temps du système, en posant :

$$\begin{cases} \frac{K_{pd}}{K_{id}} = T_d \\ \frac{K_{pq}}{K_{iq}} = T_q \end{cases} \quad (2.57)$$

Les fonctions de transfert en boucle fermée (FTBF) des régulations de courant dans les axes d et q sont données par :

$$\begin{cases} \text{FTBF}_d(s) = \frac{1}{1 + \tau_d s} = \frac{i_d}{i_{d\text{ref}}} \\ \text{FTBF}_q(s) = \frac{1}{1 + \tau_q s} = \frac{i_q}{i_{q\text{ref}}} \end{cases} \quad (2.58)$$

Avec :

$$\begin{cases} \tau_d = \frac{R}{K_{id}} \\ \tau_q = \frac{R}{K_{iq}} \end{cases} \quad (2.59)$$

Les boucles de régulation des courants d et q présentent une dynamique de système du premier ordre. Il suffit donc de fixer la dynamique souhaitée du système à travers un choix approprié des constantes de temps τ_d et τ_q

L'action intégrale du PI est obtenue comme suit : $K_{id} = \frac{R}{\tau_d}$ Si l'on choisit le temps de réponse $t_{rep} = 3 \cdot \tau_d$, on a :

$$K_{id} = \frac{3 \cdot R}{t_{rep}} \quad (2.60)$$

$$K_{iq} = \frac{3 \cdot R}{t_{rep}} \quad (2.61)$$

Avec :

$$T_d = \frac{K_{pd}}{K_{id}} \quad (2.62)$$

$$T_d = \frac{L_d}{R} \quad (2.63)$$

Par comparaison des relations (2.62) et (2.63) on obtient :

$$K_{pd} = \frac{K_{id} \cdot L_d}{R} \quad (2.64)$$

$$K_{id} = \frac{K_{pd} \cdot L_d}{R} \quad (2.65)$$

En remplaçant (2.60) dans (2.64) on aura :

$$K_{pd} = \frac{3 \cdot L_d}{t_{rep}}$$

2.5.1.2 Calcul de régulateur de vitesse

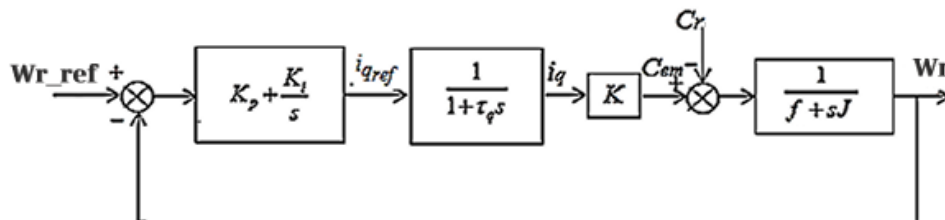


FIGURE 2.10 – Régulation de vitesse

Un filtre a été ajouté à cette boucle afin d'éliminer le dépassement causé par la présence d'un zéro dans la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) du système constitué de la machine et du régulateur PI.

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \quad (2.66)$$

La fonction de transfert de la vitesse en **boucle ouverte** (c'est-à-dire sans rétroaction, $C_r=0$) est donnée par : [32]

$$FTBO_{\omega_r} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \frac{K}{(1 + \tau_d s)(Js + f)} \quad (2.67)$$

$$\text{Avec : } K = \frac{3}{2} p \Phi_f \quad (2.68)$$

La fonction de transfert de la vitesse en **boucle fermée**, avec un régulateur PI et une machine modélisée par un système du premier ordre, est donnée par :

$$FTBF_{\omega_r} = \frac{\omega_r(s)}{\omega_{rref}(s)} = \frac{K(K_p s + K_i)}{J\tau_q s^3 + (J + f\tau_q)s^2 + (K.K_p + f)s + K.K_i}$$

Si l'on néglige les termes $J\tau_q$ et $f\tau_q$, la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) de la vitesse Ω possède une dynamique de second ordre.

Par identification à la forme canonique d'un système du second ordre, l'équation caractéristique peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\frac{1}{\omega_0^2} s^2 + \frac{2\zeta}{\omega_0} s + 1 \quad (2.69)$$

$$\begin{cases} K_i = \frac{J\omega_0^2}{K} \\ K_p = \frac{2J\zeta\omega_0 - f}{K} \end{cases} \quad (2.70)$$

Où :

- ω_0 : Pulsation propre du système
- ζ : Coefficient d'amortissement

Dans le cadre de notre étude, nous avons opté pour un facteur d'amortissement de 0,7 et une pulsation propre fixée à 7 rad/s, afin de garantir un compromis optimal entre rapidité de réponse et stabilité du système.

2.5.1.3 Correcteur de position

La position angulaire de la cage est donnée par :

$$\theta_m = \omega_r \cdot t$$

La transformation de la position angulaire en position linéaire donne l'équation suivante :

$$Z = \theta_m \cdot r$$

Donc :

$$Z = \omega_r \cdot r \cdot t$$

Avec :

$$\frac{Z}{\omega_r} = \frac{r}{s}$$

- θ_m : Position angulaire mécanique
- ω_r : Vitesse angulaire
- r : Rayon de la poulie
- Z : Déplacement verticale
- t : Temps

Le schéma fonctionnel du contrôle de position est donné par :

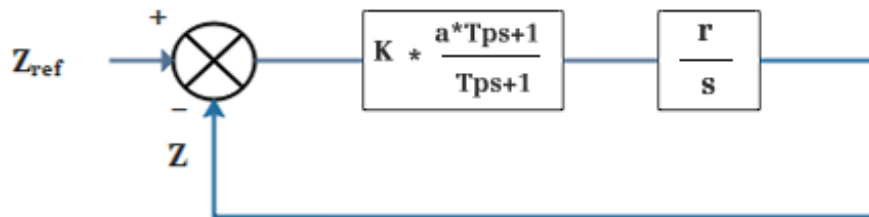


FIGURE 2.11 – Régulateur de position

Les valeurs de T_p et a ont été déterminées par une approche itérative basée sur des essais successifs.

- $T_p = 0.01$
- $a = 3$
- $K = 75$

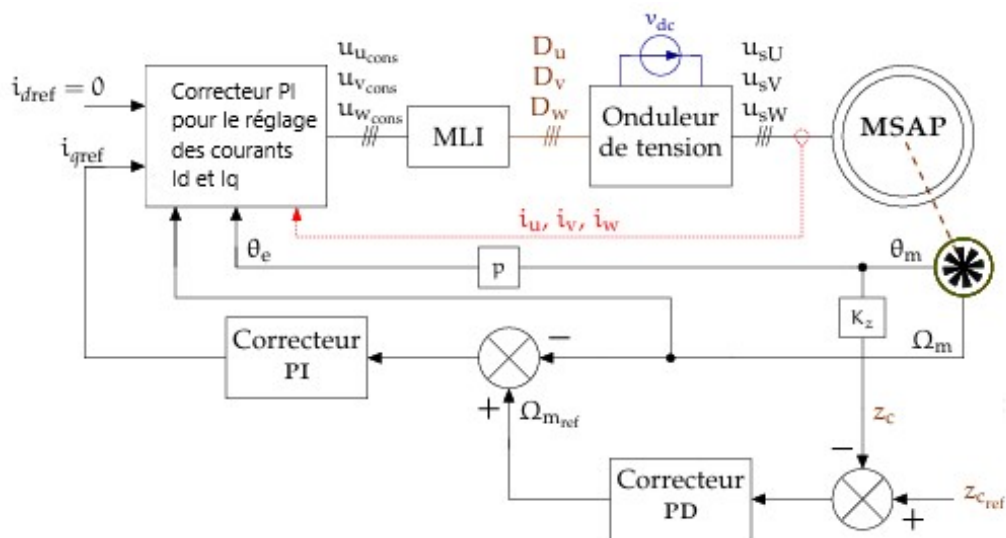


FIGURE 2.12 – Contrôle en position de l'ascenseur

2.6 Simulation et résultats

Dans cette simulation, des régulateurs PI ont été utilisés pour le contrôle de la vitesse ω , ainsi que des courants i_d et i_q , tandis qu'un régulateur PD a été employé pour la régulation de la position.

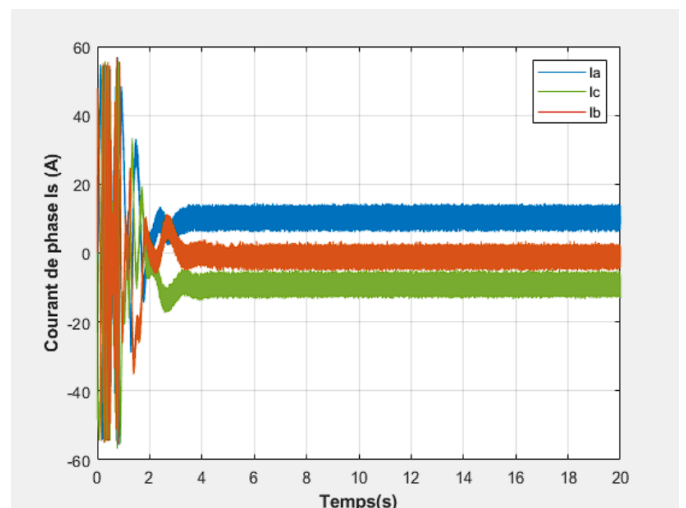
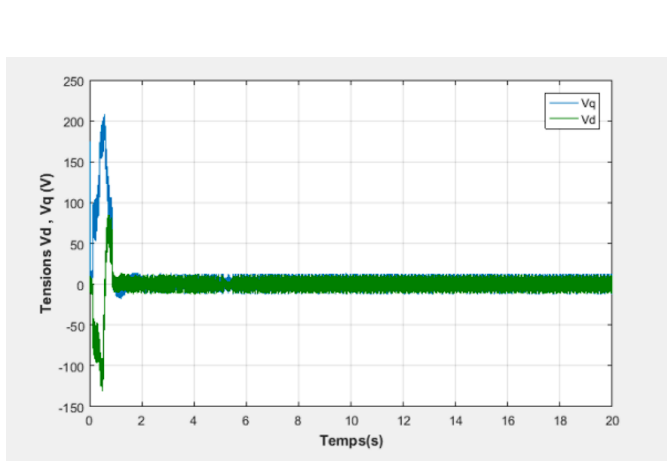
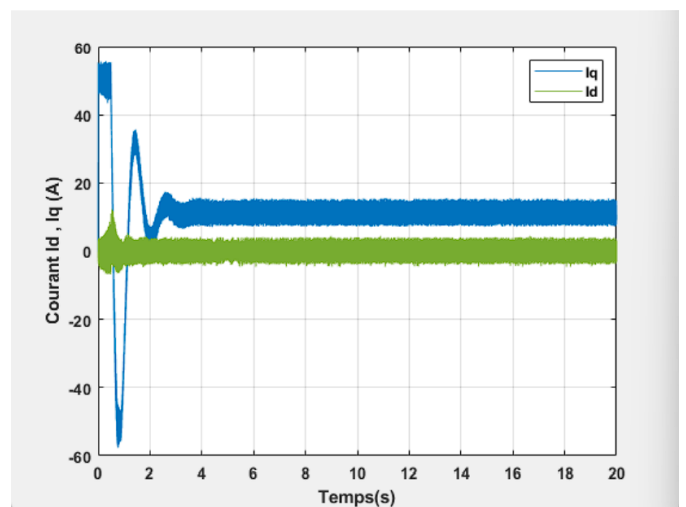
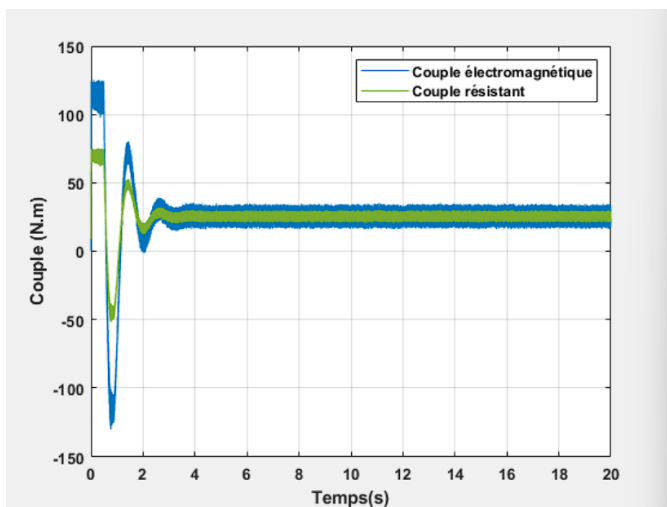
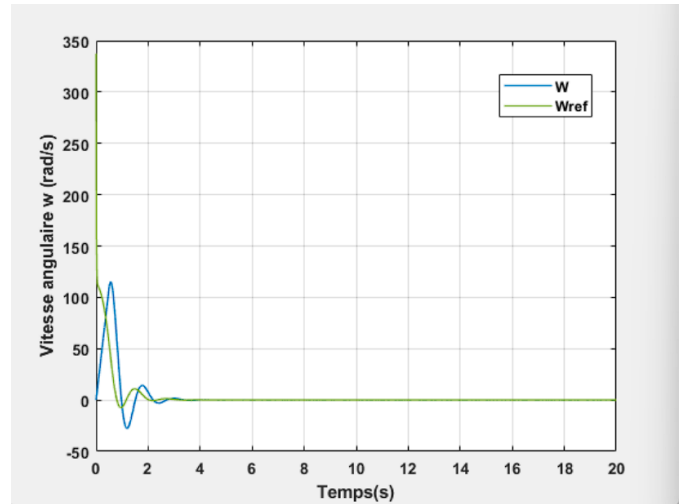
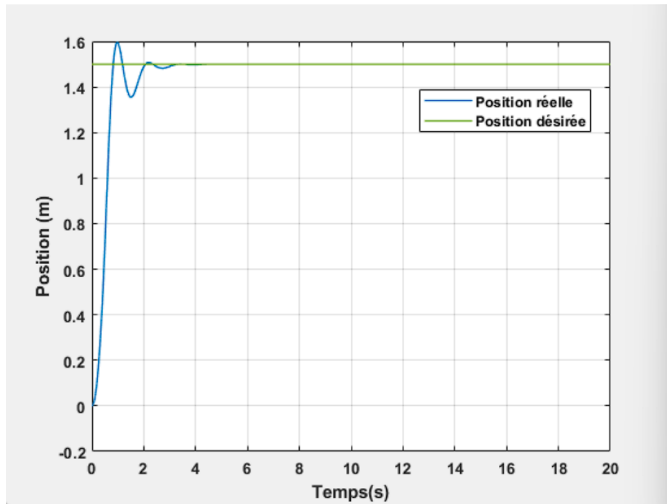


FIGURE 2.13 – Résultats de la commande du système d'ascenseur par régulateur PID

a) position, b) vitesse angulaire, c) Le courant en quadrature et le courant direct, d) Couple électromagnétique et résistant, e) Tension direct (V) et Tension quadrature (V), f) Courant de phase I_s

Test 1

Ce test vise à analyser le comportement dynamique et les performances d'un système de commande de moteur. L'étude des courbes de position et de vitesse angulaire révèle un bon suivi des consignes. Après une phase transitoire d'environ 3 à 4 secondes, la vitesse réelle ω (courbe bleue) converge vers la vitesse de référence ω_{ref} , qui est nulle en régime permanent. Simultanément, la position atteint sa consigne de 1,5 mètre et s'y stabilise. Ce temps de réponse reflète les caractéristiques dynamiques du système, notamment l'inertie et les paramètres propres au moteur.

L'évolution du couple électromagnétique a également été examinée. Durant la phase initiale (entre 0 et 1,5 seconde), le moteur génère un couple positif maximal (environ 110 N·m) pour accélérer le système. Par la suite, un couple négatif de même amplitude apparaît, traduisant une phase de décélération pour atteindre la position de consigne. Après 3 à 4 secondes, le couple se stabilise autour de 25 N·m, ce qui correspond à une phase de maintien en position ou à une compensation des frottements. Le couple résistant reste globalement constant dans cette plage, traduisant les efforts dus à la charge et aux pertes mécaniques.

Les courants I_q et I_d présentent également un comportement cohérent avec cette dynamique. Le courant I_q , directement responsable de la génération du couple, suit une évolution similaire au couple électromagnétique : il augmente fortement durant les phases d'accélération et de freinage, puis se stabilise autour de 12 A en régime permanent, assurant le maintien de la position face aux frottements résiduels. En revanche, I_d , associé à la production du flux magnétique, reste proche de zéro durant tout le fonctionnement, ce qui est typique d'une stratégie de type FOC (Field Oriented Control) pour moteurs à aimants permanents. Cette approche permet une production de couple optimale avec des pertes réduites.

L'analyse des tensions de commande V_q et V_d met en évidence des variations rapides et transitoires en début de fonctionnement, nécessaires à l'établissement des courants souhaités. Une fois le régime permanent atteint, V_q tend vers zéro, tandis que V_d se stabilise autour de 5 V, reflétant la stabilité du système et la régulation efficace des courants.

En conclusion, le système montre un comportement dynamique satisfaisant, avec un bon suivi des consignes en position et en vitesse. Le contrôleur assure une régulation précise en adaptant les tensions V_q et V_d , ce qui permet un contrôle efficace des courants I_q et I_d , garantissant ainsi un fonctionnement stable, robuste et fiable.

Test 2

Ce test a été mené dans le but d'évaluer la robustesse des régulateurs PID face à des variations de l'inertie du système. Pour cela, un scénario de surcharge a été simulé en augmentant l'inertie globale de l'ascenseur de 50%, représentant ainsi une cabine en situation de charge élevée. Cette configuration permet d'analyser la capacité du système de commande à maintenir ses performances dynamiques malgré une augmentation significative de la masse à déplacer.

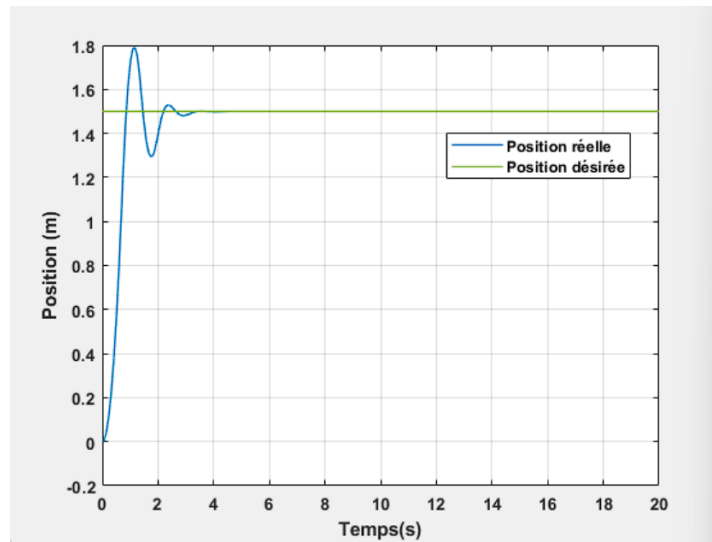


FIGURE 2.14 – une variation de +50% de l’inertie

En analysant la réponse du système à la suite d’une augmentation de 50% de son inertie initiale, on constate un dépassement nettement accru, passant de 5% dans le cas nominal à 20% avec l’inertie augmentée. Cela indique que le système dépasse davantage la valeur de consigne avant de se stabiliser. Par ailleurs, le temps de stabilisation s’est légèrement allongé, tandis que le temps de montée a ralenti, ce qui traduit une réponse plus lente et moins amortie, directement liée à l’augmentation de l’inertie. En résumé, une augmentation de l’inertie, entraîne une dégradation des performances transitoires, caractérisée par une augmentation des oscillations, un dépassement plus important et un temps d’établissement allongé. Toutefois, la conception robuste du régulateur PID permet de préserver la précision en régime permanent, assurant ainsi le bon suivi de la consigne finale malgré les perturbations.

Test 3

Un autre test de robustesse vise le changement de la résistance de stator du moteur. Sous les mêmes conditions du test 1, une variation de la résistance statorique sera ajoutée (on augmente de la valeur de la résistance statorique de 50% de sa valeur nominale)

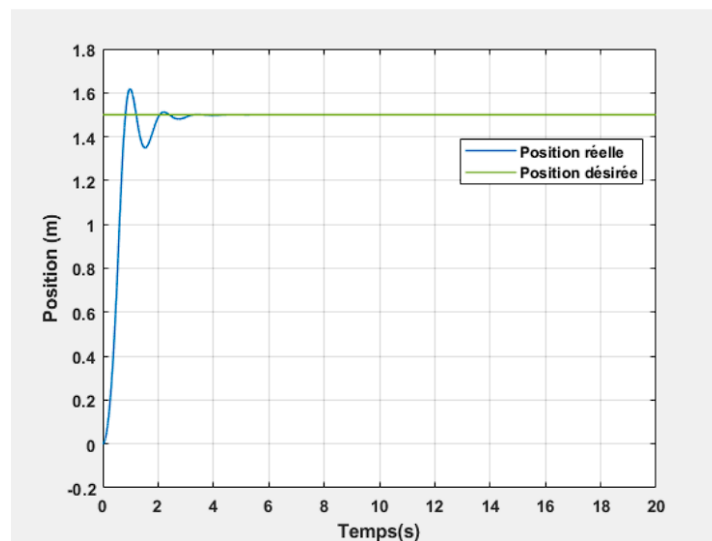


FIGURE 2.15 – Augmentation de +50% de R_s

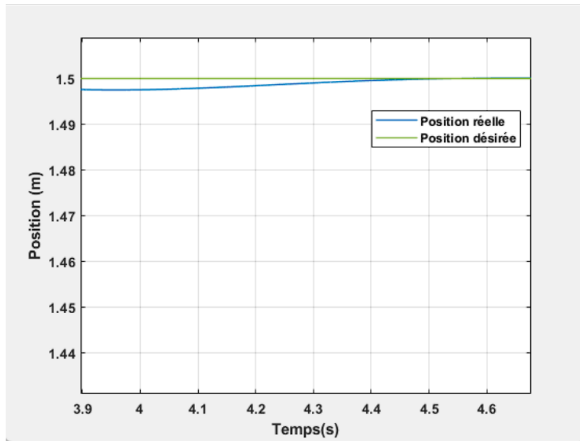


FIGURE 2.16 – Zoom de l'augmentation de +50% de R_s

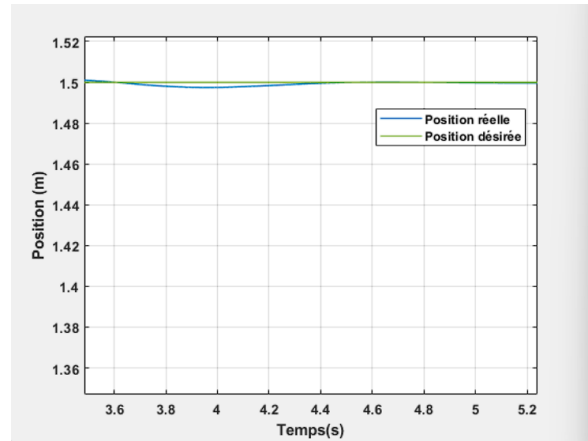


FIGURE 2.17 – Cas nominale de position Zoomer

Bien que la résistance statorique ait été augmentée, le régulateur PD a su maintenir la position de la cabine proche de la consigne, démontrant une certaine robustesse. Toutefois, la réponse du système présente une légère augmentation du temps de réponse, traduisant une dynamique un peu plus lente en raison de la modification des caractéristiques électriques du moteur.

Conclusion

Ce chapitre a examiné en profondeur la commande par PID (Proportionnel-Intégral-Dérivé) Correcteur PI pour la commande de la vitesse et le correcteur PD pour la commande de la position dans le contexte du contrôle du moteur synchrone du système ascenseur. Les résultats de simulation obtenus avec la commande PID ont démontré une stabilité et une précision satisfaisantes du système. Cependant, malgré ces performances initiales, les tests de robustesse ont révélé des limites. Le système n'a pas toujours donné des résultats satisfaisants en présence de fortes perturbations, soulignant que le PID peut ne pas être suffisamment flexible pour s'adapter efficacement à ces conditions dynamiques et non linéaires. Pour obtenir de meilleurs résultats et surmonter ces limitations, nous allons explorer une autre méthode de commande : le mode glissant. Dans le prochain chapitre, nous explorerons plus en détail cette méthode et son application au contrôle des vitesses et positions des moteurs synchrone des systèmes ascenseur.

Chapitre 3

COMMANDE NON LINEAIRE PAR MODE GLISSANT DU SYSTÈME ASCENSEUR

3.1 Introduction

La commande des systèmes non linéaires ou à paramètres variables, tels que les machines électriques, demeure un défi majeur en automatique. En effet, les approches classiques de commande, conçues pour des systèmes linéaires et invariants, se révèlent souvent insuffisantes face à des exigences strictes en termes de précision, de rapidité, de rejet de perturbations et de stabilité. Leur manque de robustesse limite leur efficacité dans des conditions de fonctionnement réelles, où les modèles sont souvent approximatifs et soumis à diverses incertitudes.

Pour pallier ces limites, il devient nécessaire de recourir à des lois de commande robustes, capables de compenser les variations des paramètres, les dynamiques négligées, les perturbations externes et les non-linéarités intrinsèques du système. Plusieurs approches ont été proposées dans la littérature, parmi lesquelles on peut citer :

- la linéarisation par géométrie différentielle,
- la commande basée sur la théorie de la stabilité de Lyapunov,
- la commande adaptative,
- et la commande à structure variable.

Parmi ces méthodes, la commande par mode glissant (Sliding Mode Control, SMC) représente un cas particulier de la commande à structure variable, reconnu pour sa robustesse exceptionnelle. Elle permet d'assurer un suivi précis et rapide des consignes, tout en restant insensible aux incertitudes et perturbations. Son principe repose sur la définition d'une surface de glissement, sur laquelle la dynamique du système est contrainte de converger et d'évoluer.

Cependant, cette technique présente également certains inconvénients. La discontinuité de la loi de commande peut provoquer le chattering (oscillations rapides), un phénomène nuisible pouvant endommager les actionneurs. De plus, la phase de réglage de ses paramètres peut être complexe, ce qui limite son application industrielle directe.

Pour atténuer ces limitations, des extensions telles que la commande par mode glissant d'ordre supérieur ont été développées. Ces variantes visent à conserver la robustesse du mode glissant tout en réduisant le chattering et en améliorant l'applicabilité pratique de la méthode.

Les systèmes par mode glissant (Sliding Mode Systems, SMS) font partie de la famille des systèmes dynamiques non linéaires à commutation et sont à la base de la commande par mode glissant (Sliding Mode Control, SMC). Cette approche repose sur une stratégie de commande discontinue visant à forcer la trajectoire du système à "glisser" sur une surface particulière dans l'espace d'état, appelée surface de glissement.

Dans ce chapitre, nous donnons une définition du concept de système à structure variable et nous exprimons les caractéristiques essentielles de cette loi de commande à partir de différents outils théoriques. Ainsi à la fin un ensemble de résultats de simulations vont être effectué après un réglage de vitesse et des courants statoriques par le mode glissant et un réglage de la position par l'action PD

3.2 Commande par mode glissant

La commande par mode glissant, également appelée commande à structure variable, a été introduite dans les années 1950 par Emelyanov. Ces travaux fondateurs ont suscité de nombreuses recherches, tant pour approfondir les aspects théoriques que pour explorer diverses applications, notamment dans le domaine des systèmes d'entraînement électrique. Toutefois, ce n'est qu'à partir des années 1980 que cette technique a véritablement suscité un intérêt croissant, grâce à ses propriétés de robustesse particulièrement adaptées aux systèmes non linéaires et incertains. [39]

Le principe de cette commande repose sur l'idée de contraindre la trajectoire des états du système à atteindre une surface spécifique, appelée surface de glissement, puis à évoluer sur celle-ci jusqu'à l'équilibre. Cette dynamique est assurée par une loi de commande discontinue, souvent de type commuté. La surface de glissement est conçue de manière à refléter les performances dynamiques souhaitées du système.

La commande par mode glissant présente deux avantages majeurs. Premièrement, une fois que le système évolue sur la surface de glissement, son comportement est déterminé uniquement par la dynamique de cette surface, ce qui définit le régime glissant. Deuxièmement, cette commande se distingue par sa robustesse élevée vis-à-vis des incertitudes de modélisation et des perturbations externes, dans les limites prévues lors de la conception. [40]

3.2.1 Systèmes à structure variable

Le terme «système à structure variable» fait référence à une classe de systèmes dynamiques dont la structure change de manière discontinue au cours de leur fonctionnement. Ces changements peuvent concerner le système lui-même ou le régulateur associé, et interviennent selon une logique de commutation prédéfinie entre deux ou plusieurs configurations structurelles. [41]

Un système à structure variable se caractérise par la combinaison de plusieurs sous-systèmes dynamiques et d'une loi de commutation qui détermine, à chaque instant, quelle structure doit être active. Ce mécanisme de commutation permet au système d'adapter sa dynamique en temps réel en fonction des conditions d'exploitation ou des erreurs de suivi. [42]

L'un des aspects remarquables de ces systèmes est qu'ils peuvent présenter des propriétés dynamiques nouvelles, qui ne sont pas présentes dans chacune des structures prises individuellement.

Mathématiquement, un système à structure variable peut être décrit par des équations différentielles par morceaux (ou équations différentielles à commutation), exprimant la dépendance de la dynamique du système à la logique de commutation appliquée.

$$\dot{X} = \begin{cases} f_1(X) & \text{si la condition 1 est vérifiée,} \\ f_2(X) & \text{si la condition 2 est vérifiée,} \\ \vdots & \vdots \\ f_n(X) & \text{si la condition } n \text{ est vérifiée.} \end{cases} \quad (3.1)$$

Où f sont des fonctions appartenant à un ensemble de sous systèmes

L'étude des systèmes à structure variable revêt un intérêt considérable dans plusieurs domaines tels que la physique, la mécanique et l'électrotechnique, en raison des propriétés de stabilité globale qu'ils peuvent présenter, indépendamment de la stabilité propre à chacun des sous-systèmes. Cette capacité à garantir un comportement stable du système global, malgré des dynamiques locales variables, constitue un atout majeur dans la conception de systèmes robustes. [41]

Un exemple concret de ce type de systèmes se retrouve dans les circuits de conversion d'énergie (convertisseurs DC-DC, onduleurs, etc.). Dans ces applications, chaque changement d'état du circuit entraîne une modification de la configuration topologique, et par conséquent, le système est régi par une équation différentielle différente à chaque instant de commutation.

3.2.2 Théorie des modes glissants

Comme mentionné précédemment, la commande par mode glissant constitue un cas particulier de la commande à structure variable, appliquée à des systèmes dynamiques non linéaires. Elle repose sur le principe de forcer les trajectoires du système à atteindre puis à évoluer sur une surface de glissement, préalablement définie, assurant des performances robustes face aux perturbations et incertitudes.

Pour illustrer cette approche, considérons un système d'ordre deux (i.e. $n = 2$) représenté par le modèle suivant : [43]

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t) \cdot u(t) \\ y = h(x) \end{cases} \quad \text{avec} \quad x(t_0) = x_0 \quad (3.2)$$

Et l'hypersurface $S(x) = 0$.

f est un champ de vecteur suffisamment différentiable.

La commande u est conçue de manière à conduire les trajectoires du système vers la surface de glissement, puis à les maintenir dans son voisinage, assurant ainsi la poursuite du régime glissant. Il s'agit d'une commande à structure variable, dont la forme générale s'écrit :

$$u(x) = \begin{cases} u^+ & \text{si } S(x) > 0, \\ u^- & \text{si } S(x) < 0. \end{cases} \quad (3.3)$$

Les fonctions u^+ et u^- sont continues. Cependant, la loi de commande présente un caractère discontinu, ce qui permet d'assurer une convergence en temps fini vers la surface de glissement, ainsi que des propriétés de robustesse vis-à-vis de certaines perturbations et incertitudes.

En revanche, du fait de l'utilisation d'une commande discontinue u , le système devient un système à discontinuité artificielle. Cette discontinuité introduit des spécificités dynamiques qu'il convient de prendre en compte dans l'analyse et la mise en œuvre pratique de la commande.

Le système variable (3.2) avec la loi de commande (3.3) peut se ramener à l'écriture

suivante :

$$\dot{x} = f(x, t, u) = \begin{cases} f^+(x, t) & \text{si } S(x, t) > 0, \\ f^-(x, t) & \text{si } S(x, t) < 0. \end{cases} \quad (3.4)$$

Où $f^+(x, t)$ et $f^-(x, t)$ sont des champs de vecteurs.

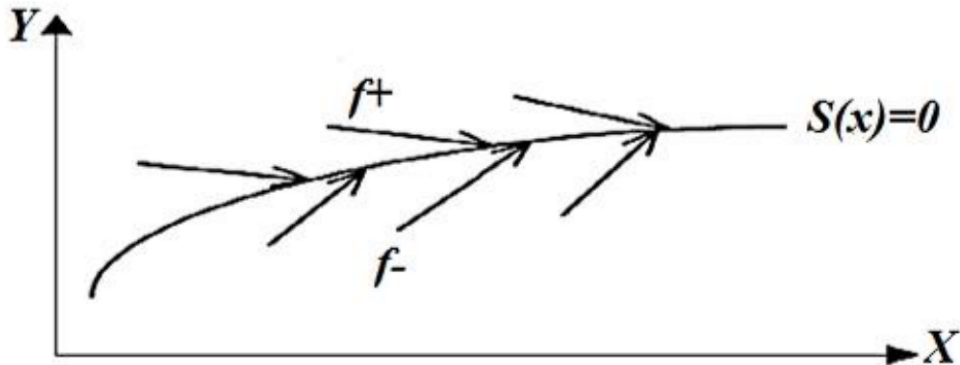


FIGURE 3.1 – Trajectoire et surface pour le mode de glissement

Vu qu'en pratique, une commutation à fréquence infinie est irréalisable, le régime glissant s'effectuera dans un voisinage de $S(x, t) = 0$. Ceci permet de définir un régime de glissement réel.

3.2.2.1 Principe de la commande par mode glissant

La commande des systèmes par mode glissant se caractérise généralement par deux modes de fonctionnement principaux, illustrés dans la Figure 3.2 : [39]

- Le mode non glissant (reaching mode) ou mode d'accès, également appelé mode de convergence (MC), durant lequel la variable à réguler évolue à partir de son état initial et tend à rejoindre la surface de commutation $S(x)=0$. Ce mode est caractérisé par un critère de convergence garantissant que la trajectoire du système atteindra la surface en temps fini.
- Le mode glissant (sliding mode), dans lequel la variable d'état évolue précisément sur la surface de glissement, dont la définition et la forme sont choisies pour assurer la dynamique souhaitée du système.

Pour une étude complète du comportement du système autour du point d'équilibre, il est également nécessaire de considérer un mode de régime permanent (MRP), correspondant à la dynamique stabilisée lorsque le système est maintenu sur la surface de glissement.

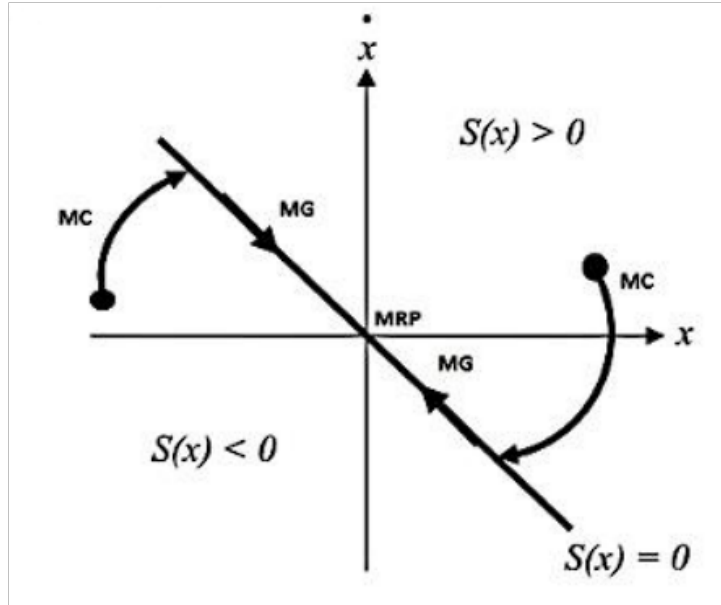


FIGURE 3.2 – Principe des modes glissants

3.2.2.2 Conception de la commande par mode glissant

La conception des régulateurs utilisant la commande par mode glissant vise à garantir la stabilité du système ainsi que le respect des performances dynamiques souhaitées, de manière systématique et rigoureuse. Cette méthodologie repose généralement sur trois étapes fondamentales et complémentaires, comme indiqué dans : [44]

- Choix des surfaces de glissement
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant
- Détermination de la loi de commande

a) Choix des surfaces de glissement

Le choix de la surface de glissement est une étape cruciale dans la conception d'une commande par mode glissant. Il ne se limite pas uniquement à déterminer le nombre de surfaces nécessaires, mais porte également sur leur forme mathématique, qui doit être adaptée à la dynamique du système, à l'application considérée et aux objectifs de performance visés (stabilité, temps de réponse, précision, etc.).

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t) \cdot u(t), \\ y = h(x), \quad y \in \mathbb{R}^m. \end{cases} \quad (3.5)$$

Pour un vecteur de sortie $y \in \mathbb{R}^m$, il est nécessaire de définir m surfaces de glissement, soit une surface par variable à réguler. Chaque surface correspond à une fonction scalaire de commutation, conçue de manière à ce que la variable concernée glisse vers l'origine du plan de phase, assurant ainsi la convergence vers la référence désirée.

La surface de glissement $S(x)$ représente alors la dynamique souhaitée pour le système, une fois le régime glissant atteint. Elle sert de guide à la trajectoire du système dans l'espace des états.

Dans ce contexte, J.-J. E. Slotine propose une formulation générale de la surface de glissement garantissant la convergence d'une variable $y(t)$ vers sa valeur de consigne $y_d(t)$. Pour un système d'ordre nm , cette surface peut s'exprimer sous la forme :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (3.6)$$

où :

- $e(t) = y(t) - y_d(t)$ représente l'écart (ou erreur) entre la variable de sortie $y(t)$ et sa valeur de consigne $y_d(t)$.
- $\lambda_x > 0$ est une constante positive, qui reflète la bande passante désirée du système ou encore la vitesse de convergence de l'erreur.
- r est le degré relatif du système, c'est-à-dire le plus petit entier positif tel que la commande $u(t)$ apparaisse explicitement dans la r -ième dérivée de la sortie.

La surface de glissement $S(x)$ définit une équation différentielle linéaire autonome, dont la solution à savoir l'erreur $e(t)$ tend asymptotiquement vers zéro pour un choix approprié du gain λ . Ce comportement reflète l'objectif fondamental de la commande par mode glissant : assurer la convergence de l'erreur vers zéro en imposant une dynamique stable et prévisible.

Cela revient à réaliser une linéarisation exacte de la dynamique de l'erreur, tout en respectant la condition de convergence. L'objectif de cette linéarisation est de contraindre l'évolution de l'erreur (c'est-à-dire la différence entre la sortie réelle et la consigne) à suivre le comportement d'un système linéaire autonome d'ordre r , où r correspond au degré relatif du système. Ainsi, la dynamique imposée garantit une convergence rapide et stable de la sortie vers sa référence, indépendamment des incertitudes du modèle. [45, 46]

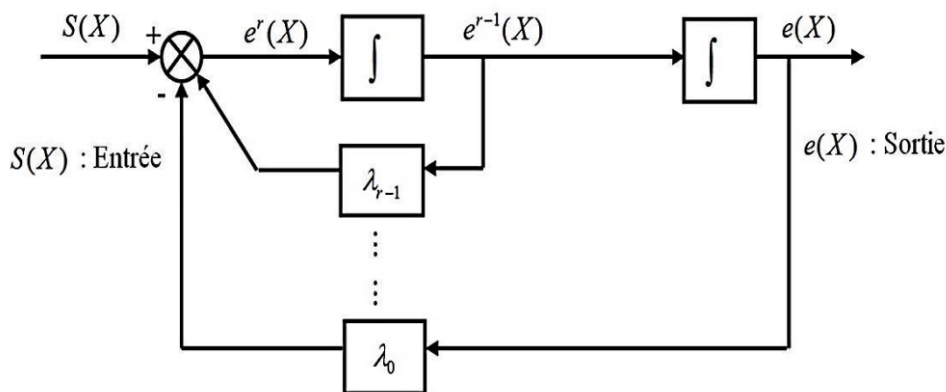


FIGURE 3.3 – Linéarisation exacte de l'écart

La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation selon :

b) Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence jouent un rôle fondamental dans la commande par mode glissant. Elles permettent de garantir que les différentes dynamiques du

système convergent vers la surface de glissement et s'y maintiennent, même en présence de perturbations ou d'incertitudes du modèle.

On distingue généralement deux types de conditions :

— **Fonction directe de convergence :**

Cette condition a été proposée et étudiée notamment par Emelyanov et Utkin. Elle consiste à imposer une dynamique à la surface de glissement telle que celle-ci converge vers zéro. Autrement dit, on cherche à garantir que la fonction de glissement décroît dans le temps jusqu'à s'annuler. Cette condition est généralement exprimée par la relation suivante :

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \quad (3.7)$$

— **Fonction de Lyapunov :**

Il s'agit de sélectionner une fonction de Lyapunov candidate $V(x)$, qui soit une fonction scalaire strictement positive, c'est-à-dire telle que $V(x) > 0$ pour tout $x \neq 0$. Cette fonction permet d'évaluer la stabilité du système autour de l'état d'équilibre.

Ensuite, il faut définir une loi de commande qui garantisse que la dérivée temporelle de cette fonction soit strictement négative, c'est-à-dire :

$$\dot{V}(x) < 0$$

Par exemple, une fonction candidate de Lyapunov pour le système peut être définie comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (3.8)$$

La dérivée de cette fonction est exprimée par :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (3.9)$$

Pour que la fonction de Lyapunov puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (3.10)$$

Pour garantir la décroissance de la fonction de Lyapunov dans le cadre du contrôle par mode glissant, il est nécessaire d'introduire les valeurs de $S(x)$ et de sa dérivée $\dot{S}(x)$ juste avant et juste après la commutation. Cela revient à imposer que $S(x)$ change de signe lorsqu'on traverse la surface de commutation, autrement dit lorsqu'on passe d'un côté à l'autre de celle-ci.

c) Détermination de la loi de commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système devient indépendante de la loi de commande. Celle-ci a alors pour seul objectif de maintenir les conditions de glissement, c'est-à-dire de garantir l'attractivité de la surface. C'est pour cette raison que la surface de glissement est généralement définie indépendamment de la commande elle-même.

Il convient donc de déterminer une condition nécessaire permettant de ramener la variable à contrôler vers la surface, puis vers son point d'équilibre, tout en assurant l'existence du mode glissant. [39]

L'établissement d'un régime de glissement implique généralement l'utilisation d'une commande discontinue. Pour que la surface de glissement soit attractive, elle doit l'être des deux côtés. Si la discontinuité de la commande est nécessaire, il est toutefois possible et souvent souhaitable d'y ajouter une composante continue.

Cette partie continue permet de réduire à volonté l'amplitude de la composante discontinue. En présence de perturbations, c'est principalement cette dernière qui assure le respect des conditions d'attractivité de la surface.

En résumé, la structure d'un contrôleur par mode glissant comprend deux composantes :

- une commande dite de linéarisation exacte, notée U_{eq}
- Et une commande stabilisante, notée U_n

$$U = U_{eq} + U_n \quad (3.11)$$

La commande U_{eq} , dite commande équivalente, a été proposée par Filippov et Utkin. Elle constitue l'approche la plus simple et la plus directe pour maintenir le système en régime de glissement. Cette commande est activée une fois que l'état du système atteint la surface de glissement et a pour objectif de compenser les dynamiques indésirables. Elle est déterminée en partant du principe que, pendant le mode de glissement, la dynamique du système est contrainte par la condition :

$$S(x) = 0$$

Et donc :

$$\dot{S}(x) = 0$$

La commande discontinue U_n , quant à elle, est introduite pour garantir la condition de convergence, même en présence d'incertitudes sur les paramètres du modèle. Elle permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement malgré ces imprécisions. [47]

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne de la commande résultant d'une commutation rapide entre ses valeurs extrêmes, U_{\max} et U_{\min} , lorsque le système évolue en régime de glissement.

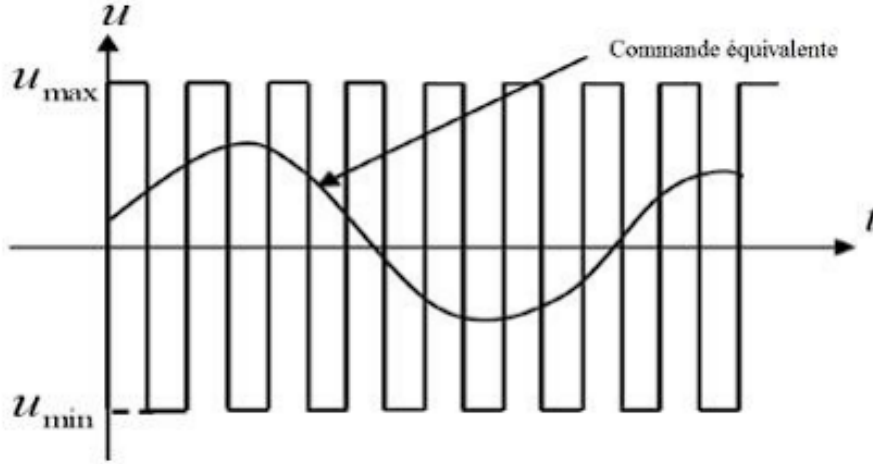


FIGURE 3.4 – Représentation de la commande équivalente

À titre d'exemple d'application, considérons un système dynamique dont la représentation d'état est donnée par l'équation (3.5). L'objectif est de déterminer une expression explicite de la commande u permettant de contrôler ce système. La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{ds}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} \quad (3.12)$$

Par substitution dans l'équation (3.5), on obtient :

$$\dot{S}(x) = \frac{ds}{dx} (f(x, t) + g(x, t) \cdot u_{eq}(t)) + \frac{ds}{dx} (g(x, t) \cdot u_n) \quad (3.13)$$

En régime permanent, lorsque le système évolue en mode de glissement, la dérivée de la surface de commutation est nulle, puisque la surface elle-même est maintenue à zéro. On a donc :

$$\begin{cases} u_{eq}(t) = - \left(\frac{ds}{dx} \cdot g(x, t) \right)^{-1} \left(\frac{ds}{dx} \cdot f(x, t) \right), \\ u_n = 0. \end{cases} \quad (3.14)$$

Afin que la commande équivalente puisse admettre une valeur finie, il est nécessaire que la condition suivante soit satisfaite :

$$\frac{ds}{dt} \cdot g(x, t) \neq 0 \quad (3.15)$$

Pendant le mode de convergence, en substituant la commande équivalente U_{eq} par son expression donnée en (3.14) dans l'équation (3.13), on obtient une nouvelle forme pour la dérivée de la surface de glissement :

$$\dot{S}(x) = \frac{ds}{dx} \cdot (g(x, t) \cdot u_n) \quad (3.16)$$

Par la suite, la condition d'attractivité de la surface de glissement s'écrit :

$$\dot{S}(x) \cdot \frac{ds}{dx} \cdot (g(x, t) \cdot u_n) < 0 \quad (3.17)$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de U_n doit être opposé à celui de :

$$S(x) \cdot \frac{ds}{dx} \cdot g(x, t).$$

La solution la plus simple est de choisir U_n sous la forme de relais (Figure 3.5). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$U_n = k \cdot \text{sign}(s(x)) \quad (3.18)$$

Le paramètre k correspond au gain de commande, choisi suffisamment grand pour com-

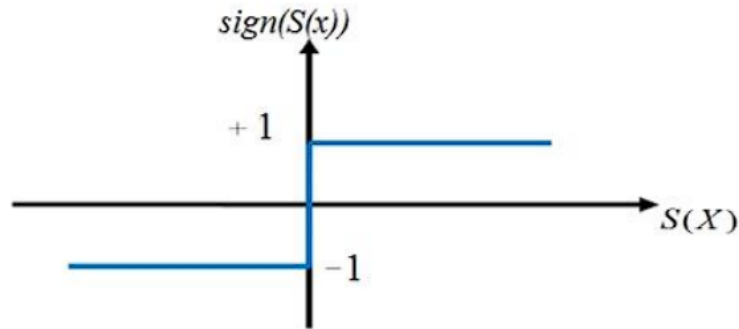


FIGURE 3.5 – La fonction 'sign'

penser à la fois les écarts dynamiques entre le système réel et le système de référence (défini par la surface de glissement), ainsi que les perturbations agissant sur le système. [40]

Si le gain k est trop faible, le temps de réponse du système sera long. En revanche, un gain k trop élevé permet d'obtenir un temps de réponse rapide, mais au prix de l'apparition d'oscillations indésirables en régime permanent, couramment appelées chattering (ou phénomène de broutement). La figure 3.6 illustre ce phénomène.

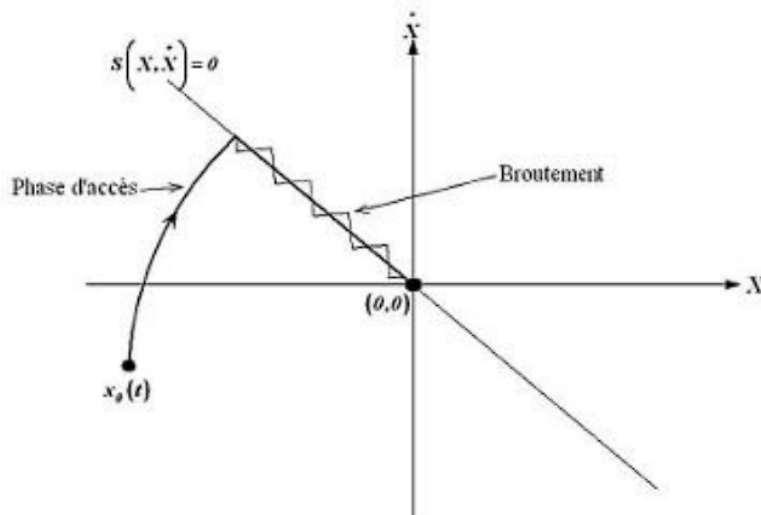


FIGURE 3.6 – Phénomène broutement (réticence)

Les phénomènes de réticence peuvent être si préjudiciables que, dans certaines applications, l'utilisation d'une loi de commande par modes glissants doit être évitée. En effet, cette méthode peut dégrader les performances du système, voire provoquer une instabilité liée au phénomène de broutement (chattering) sur la sortie.

Ce broutement de la commande peut également entraîner une usure prématurée des actionneurs ou d'autres composants du système, du fait des sollicitations mécaniques répétées et intenses.

Dans les systèmes autres que mécaniques, les oscillations générées par le chattering peuvent provoquer d'autres problèmes, tels qu'une réduction de la précision ou la création d'ondes électromagnétiques nuisibles. Pour réduire ou éliminer le phénomène de broutement, plusieurs techniques ont été proposées. Parmi elles, la méthode de la couche limite (boundary layer) est couramment utilisée. Cette technique consiste à remplacer la fonction de 'Sign' par une approximation continue à gain élevé dans un voisinage de la surface S , tout en saturant cette fonction en dehors de cette zone. [39]

Dans ce cas, le régime de glissement ne se situe plus exactement sur la surface S , mais dans son voisinage immédiat, ce qui donne naissance à un régime pseudo-glissant. Cette approche implique un compromis entre la réduction du phénomène de broutement et la préservation de la robustesse du contrôle.

Parmi les fonctions utilisées pour cette approximation, on trouve notamment la fonction saturation (illustrée en Figure 3.7) et la fonction tangente hyperbolique (illustrée en Figure 3.8)

- Fonction saturation (Sat)

Cette fonction est caractérisée par un seuil ξ qui permet de réduire progressivement la valeur de la commande à l'approche de la surface de glissement.

$$Sat(S(x)) = \begin{cases} 1 & \text{si } S(x) > \xi, \\ -1 & \text{si } S(x) < -\xi, \\ \frac{S(x)}{\xi} & \text{si } |S(x)| \leq \xi. \end{cases} \quad (3.19)$$

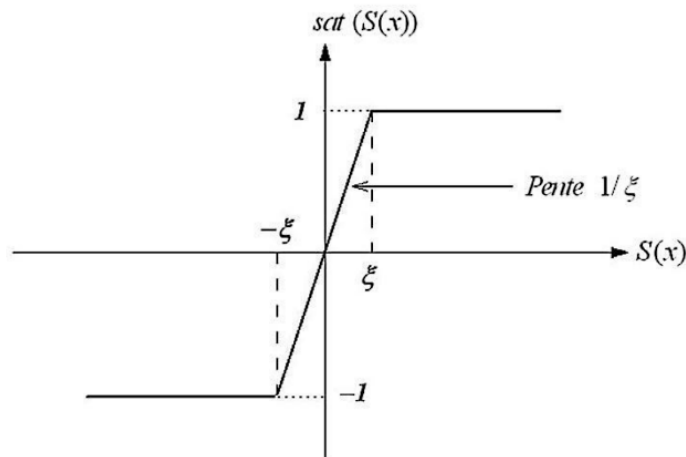


FIGURE 3.7 – Fonction de saturation [39]

ξ est un seuil

- Fonction smooth

Il s'agit d'une fonction de classe C^1 , c'est-à-dire une fonction continue dont la dérivée est également continue.

$$\text{smooth}(S(x)) = \text{Tanh}(S(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{s(x)}{|s(x)| + \xi} \quad (3.20)$$

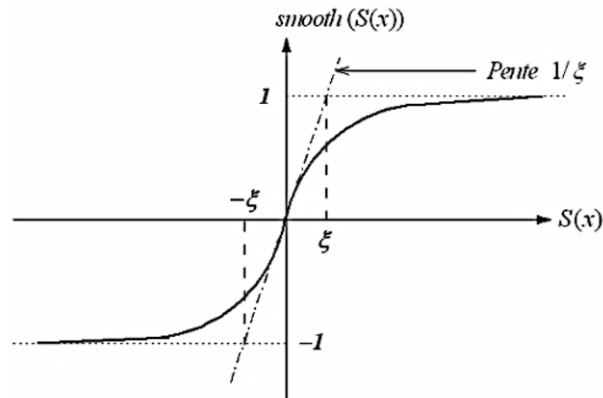


FIGURE 3.8 – Fonction smooth

D'autres techniques ont également été proposées pour limiter ce phénomène, parmi lesquelles on peut citer : [41]

- Commande adoucie avec seuil
- Commande continue avec composante intégrale
- Commande continue avec logique flou
- L'utilisation d'une surface augmentée (super-Twisting)

3.2.3 Les modes glissants d'ordre supérieurs

Les définitions précédemment énoncées concernant les régimes glissants réels d'ordre r ont permis de mettre en place un outil pour comparer différents algorithmes de contrôle générant ces modes. On distingue ainsi les algorithmes idéaux des algorithmes réels.

En effet, les travaux de M. Levant montrent que l'ordre du glissement réel ne doit pas dépasser l'ordre du mode de glissement correspondant. Par conséquent, les modes glissants standards ne génèrent qu'un mode glissant réel d'ordre un, tandis qu'un mode glissant réel d'ordre deux n'est réellement obtenu qu'en modifiant la stratégie de commutation discrète des algorithmes glissants de second ordre.

Un mode glissant réel peut également être obtenu par une approche différente de la réalisation discrète classique, comme c'est le cas avec l'algorithme dit «Drift», que nous étudierons par la suite.

En général, pour appliquer un algorithme de glissement d'ordre r par rapport à $S = 0$, il est nécessaire de connaître S , sa dérivée \dot{S} , ainsi que la dérivée d'ordre $r - 1$ de S . Cette exigence complique l'implémentation, surtout lorsque l'ordre de glissement augmente.

Les algorithmes réels, quant à eux, ne nécessitent que la connaissance de S , \dot{S} et de la dérivée d'ordre $r - 2$ de S , ce qui constitue une solution plus pratique, notamment pour les modes glissants de second ordre, car seule l'information sur S est réellement requise. [48]

3.2.3.1 Quelques exemples de commandes par modes glissants d'ordre 2

Dans la littérature, plusieurs algorithmes de modes glissants d'ordre 2 ont été proposés. Parmi les plus connus, on peut citer :

- L'algorithme du Twisting
- L'algorithme du Super Twisting
- L'algorithme sous-optimal
- L'algorithme de Drift

3.3 Synthèse de réglage pour la commande du système d'entraînement de l'ascenseur par mode glissant

La synthèse de commande par mode glissant concerne exclusivement la régulation de la vitesse et des courants du système d'entraînement de l'ascenseur. La régulation de la position reste assurée par un correcteur PD, afin de conserver une structure de commande simple et efficace.

3.3.1 Stratégie de réglage à trois surfaces

Le réglage de la vitesse de la MSAP nécessite le contrôle du courant absorbé par la machine. Une solution classique consiste à utiliser le principe de la méthode de réglage en cascade (structure de trois surfaces) la boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse. La figure 3.9 représente la structure cascade de régulation de vitesse par mode de glissement de la MSAP alimentée par un onduleur de tension.

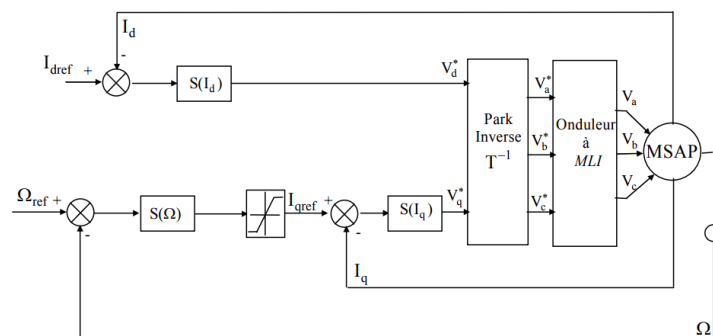


FIGURE 3.9 – Structure de commande de la vitesse pour le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) du système ascenseur.

Nous définissons les trois surfaces par :

- La première surface, celle de la vitesse, est décrite par :

$$S(\Omega) = \Omega_{\text{ref}} - \Omega \quad (3.25)$$

La dérivé de la surface est :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (3.26)$$

On a aussi l'équation suivante :

$$C_{em} - C_r = J \frac{\partial \Omega}{\partial t} + f_v \Omega \quad (3.27)$$

De cette équation on tire :

$$\dot{\Omega} = \frac{1}{J}(C_{em} - C_r) - \frac{f_v}{J} \Omega \quad (3.28)$$

D'autre part on a :

$$C_{em} = \frac{3}{2}[p \cdot \Phi_f \cdot i_q + p(L_d - L_q) \cdot i_d i_q] \quad (3.29)$$

En remplaçant les équations (3.28) et (3.29) dans l'expression de la dérivée de la surface (équation(3.26)), on obtient :

$$\dot{s}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{3}{2J}[p \cdot \Phi_f \cdot i_q + p(L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q] + \frac{1}{J}C_r + \frac{f}{J}\Omega \quad (3.30)$$

Avec :

$$i_q = i_{q(eq)} + i_{q(n)}$$

Durant le mode de glissement, la dérivée de la surface étant nulle et $i_{q(n)} = 0$, d'où on tire la commande équivalente

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \quad \Rightarrow \quad I_{q_{eq}} = \frac{J}{\frac{3}{2}p \cdot \Phi_f} \cdot \dot{\Omega}_{ref} + \frac{f}{\frac{3}{2}p \cdot \Phi_f} \cdot \Omega + \frac{1}{\frac{3}{2}p \cdot \Phi_f} \cdot C_r \quad (3.31)$$

Durant le mode de glissement, le produit de la surface par sa dérivée doit être inférieur à zéro. Cela exige de vérifier la condition de Lyapunov suivante :

$$\lim_{s \rightarrow 0} S(\Omega) \cdot \dot{S}(\Omega) < 0 \quad (3.32)$$

En substituant l'expression de la commande équivalente (3.31) dans (3.30), la dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(\Omega) = - \left[\frac{3}{2}p \cdot \Phi_f \right] I_{q_n} \quad (3.33)$$

avec :

$$I_{q_n} = K_1 \cdot \text{sign}(S(\Omega)) \quad (3.34)$$

Avec K_1 : Réel positif.

Enfin :

$$I_{q_{ref}} = I_{q_{eq}} = \frac{J}{\frac{3}{2}p \cdot \Phi_f} \cdot \dot{\Omega}_{ref} + \frac{f}{\frac{3}{2}p \cdot \Phi_f} \cdot \Omega + \frac{1}{\frac{3}{2}p \cdot \Phi_f} \cdot C_r + K_1 \cdot \text{sign}(S(\Omega)) \quad (3.35)$$

Ainsi, la commande $I_{q_{ref}}$ représente la somme des grandeurs $I_{q_{eq}}$ et I_{q_n} :

$$I_{q_{ref}} = I_{q_{eq}} + I_{q_n} \quad (3.36)$$

- La deuxième surface de la boucle interne, responsable du contrôle du courant I_q , est décrite par :

$$S(I_q) = I_{q_{ref}} - I_q \quad (3.37)$$

La dérivée de la surface :

$$\dot{S}(I_q) = \dot{I}_{q_{ref}} - \dot{I}_q \quad (3.38)$$

Substituons l'expression de \dot{I}_q dans l'équation (3.37) :

$$\dot{S}(I_q) = \dot{I}_{q_{ref}} + \frac{R_s}{L_q} I_q + p \frac{L_d}{L_q} I_d \cdot \Omega + p \frac{\Phi_f}{L_q} \Omega - \frac{1}{L_q} V_q \quad (3.39)$$

Durant le mode de glissement en régime permanent, nous avons :

$$\dot{S}(I_q) = 0 \quad (3.40)$$

Donc :

$$V_{q_{eq}} = L_q \dot{I}_{q_{ref}} + R_s I_q + p L_d I_d \Omega + p \Phi_f \Omega \quad (3.41)$$

Durant le mode de convergence :

$$V_{q_n} = k_2 \cdot \text{sign}(S(I_q)) \quad (3.42)$$

Donc :

$$V_q = L_q \dot{I}_{q_{ref}} + R_s I_q + p L_d I_d \Omega + p \Phi_f \Omega + k_2 \cdot \text{sign}(S(I_q)) \quad (3.43)$$

k_2 : Réel positif

- La troisième surface est celle du contrôle du courant I_d . Elle est décrite par :

$$S(I_d) = I_{d_{ref}} - I_d \quad (3.44)$$

La dérivée de la surface :

$$\dot{S}(I_d) = \dot{I}_{d_{ref}} - \dot{I}_d \quad (3.45)$$

Substituons l'expression de \dot{I}_d dans l'équation (3.44)

$$\dot{S}(I_d) = \dot{I}_{d_{ref}} + \frac{R_s}{L_d} I_d - p \frac{L_q}{L_d} I_q \Omega - \frac{1}{L_d} V_d \quad (3.46)$$

Par la suite :

$$V_{d_{eq}} = L_d \dot{I}_{d_{ref}} + R_s I_d - p L_q I_q \Omega \quad (3.47)$$

$$V_{d_n} = K_3 \text{sign}(S(I_d)) \quad (3.48)$$

K_3 : Réel positif

$$V_d = L_d \dot{I}_{d_{ref}} + R_s I_d - p L_q I_q \Omega + K_3 \text{sign}(S(I_d)) \quad (3.49)$$

La stabilité du système nécessite de vérifier que le produit de la surface et sa dérivée est inférieur ou égal à zéro. Afin d'assurer cette condition, les paramètres, K_1 , K_2 et K_3 sont toujours positifs.

Ces paramètres sont choisis de façon à :

- ▶ assurer la rapidité de la convergence,
- ▶ imposer la dynamique en mode de convergence et de glissement,
- ▶ limiter le courant à une valeur admissible pour un couple maximal.

Réglage de position

Même si la commande par mode glissant a été envisagée, la régulation de la position a finalement été maintenue avec un régulateur PD

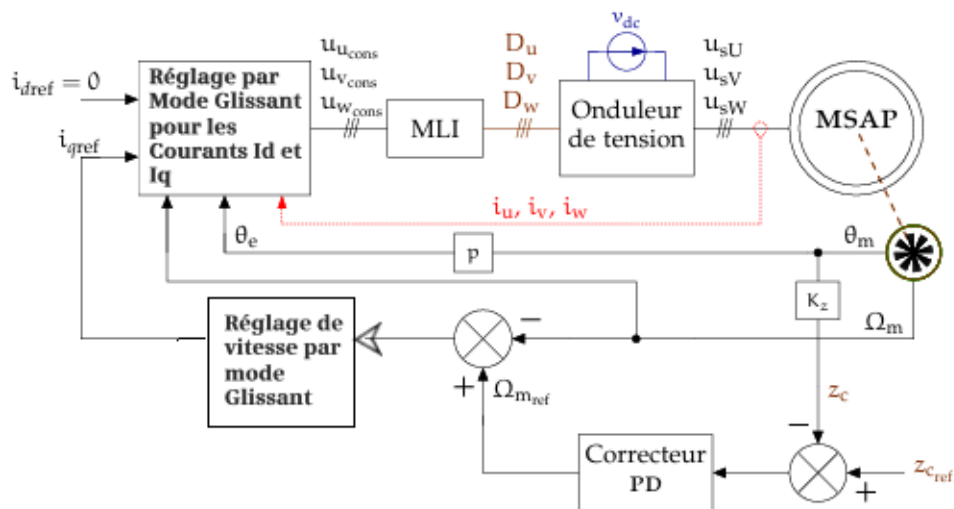


FIGURE 3.10 – Contrôle en Position du Système Ascenseur

3.4 Simulation et résultats

Dans cette simulation, la commande par mode glissant a été appliquée uniquement à la vitesse (ω) et aux courants i_d et i_q , tandis que la commande de position a été réalisée à l'aide d'un régulateur de type PD.

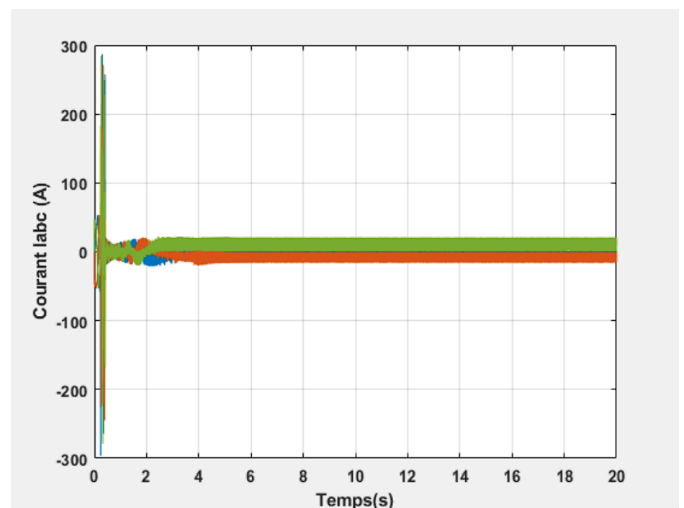
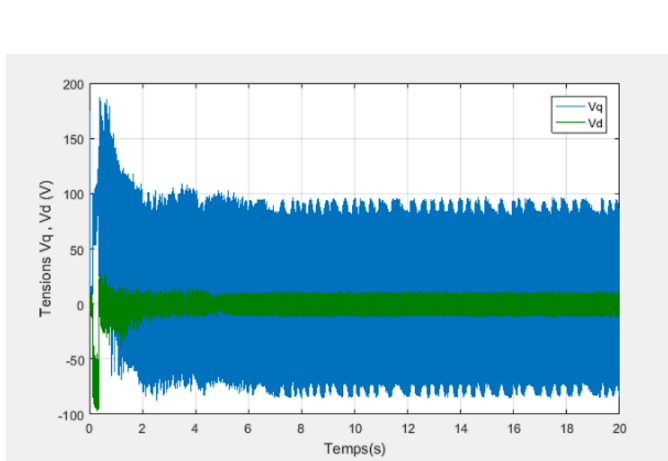
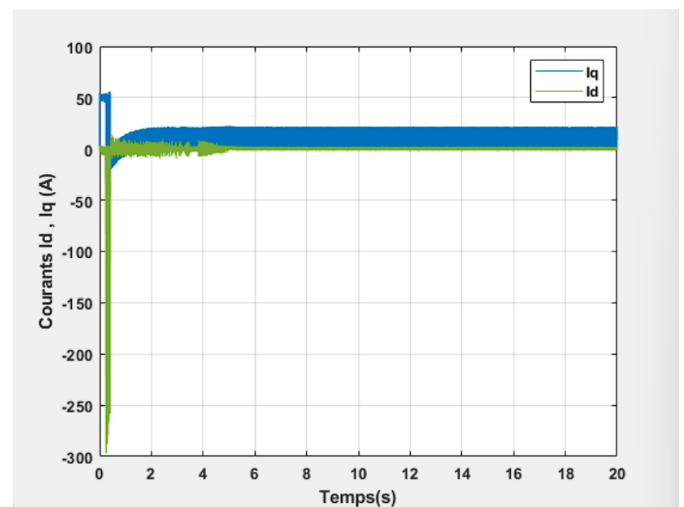
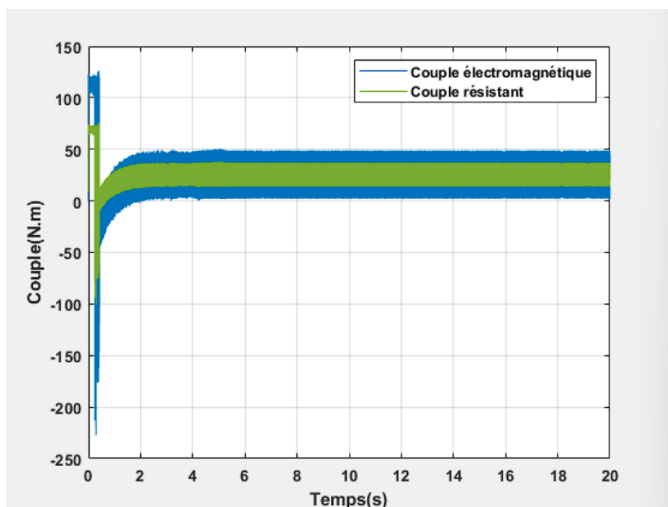
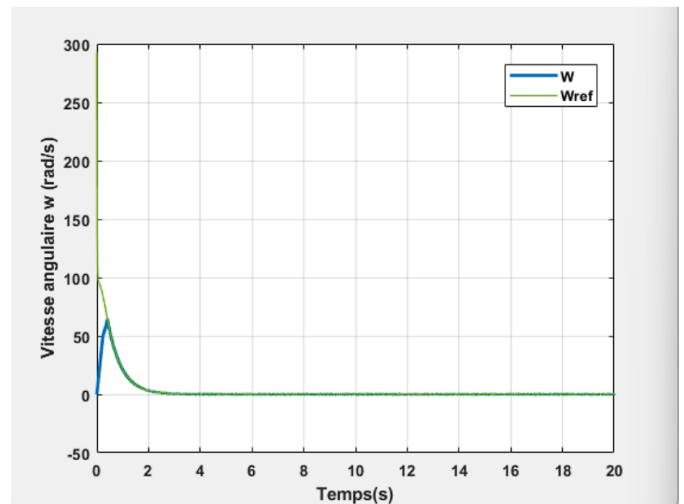
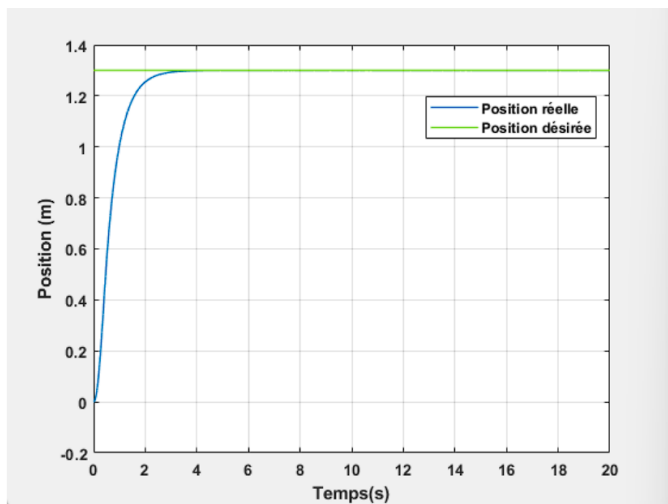


FIGURE 3.11 – Résultats de la commande du système d'ascenseur par Mode Glissant

a) position, b) vitesse angulaire, c) Le courant en quadrature et le courant direct, d) Couple électromagnétique et résistant, e) Tension direct (V) et Tension quadrature (V), f) Courant de phase I_s

Test 1

L'analyse de la réponse en position met en évidence un bon suivi de la consigne, sans aucun dépassement, ce qui témoigne de l'efficacité de la commande vectorielle mise en uvre. Par ailleurs, les grandeurs dynamiques telles que le couple électromagnétique, la vitesse, les courants et les tensions sont restées quasiment inchangées, confirmant ainsi la stabilité du système et la robustesse de la stratégie de commande face aux variations imposées.

Test 2

Ce test a été mené dans le but d'évaluer la robustesse de la régulation par mode glissant face à des variations de l'inertie du système. Pour cela, un scénario simulant une situation de surcharge a été considéré, en augmentant l'inertie globale de l'ascenseur de 50% par rapport à sa valeur nominale. Cette configuration permet d'analyser la capacité du système à préserver ses performances dynamiques en présence d'une charge accrue, tout en mettant en évidence la résilience de la commande face à une perturbation mécanique importante.

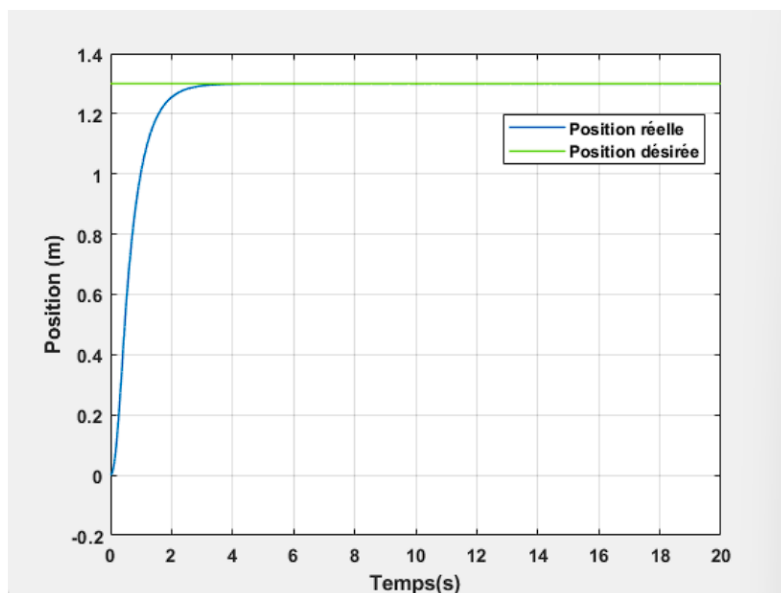


FIGURE 3.12 – une variation de +50% de l'inertie

L'analyse des résultats montre que la régulation par mode glissant assure un suivi précis de la consigne de position, même en présence d'une augmentation de 50% de l'inertie. Contrairement aux attentes, le temps de réponse du système n'a pas été significativement altéré, et aucun dépassement n'a été observé, ce qui témoigne de la robustesse de cette stratégie de commande face aux variations des paramètres dynamiques. Ainsi, malgré la surcharge simulée, le système conserve une bonne stabilité et une réactivité satisfaisante, confirmant que le mode glissant reste performant et insensible aux perturbations telles que l'accroissement de l'inertie.

Test 3

Un autre test de robustesse consiste à évaluer l'effet d'une variation de la résistance statorique du moteur. En maintenant les mêmes conditions que dans le premier test, une augmentation de 50% est introduite. Ce scénario permet d'analyser la capacité de la régulation à maintenir les performances du système face à une modification des paramètres électriques

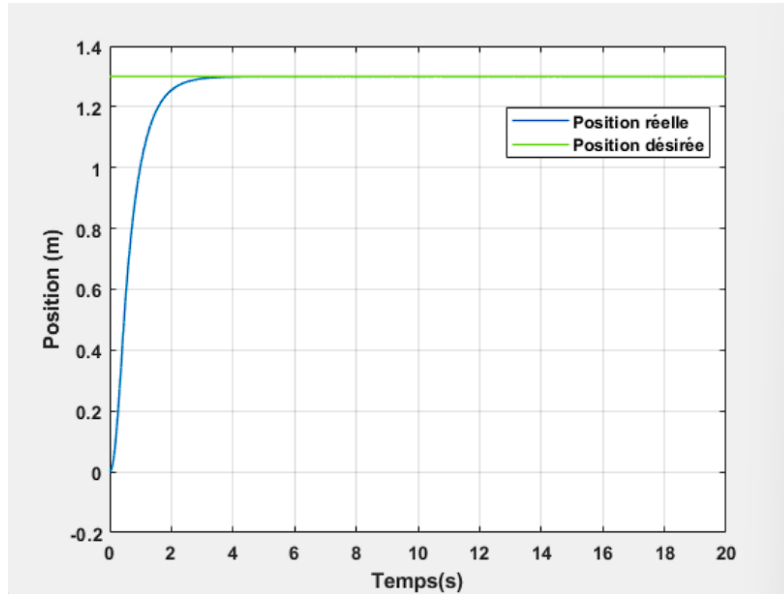


FIGURE 3.13 – Augmentation de +50% de R_s

Les essais réalisés montrent que l'augmentation de la résistance statorique n'a pas d'impact significatif sur les performances de la commande proposée (Figure 3.11). En effet, les performances en position restent très proches de celles obtenues dans les conditions nominales, ce qui témoigne de la robustesse de la stratégie de commande face à cette variation paramétrique.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthode de commande à structure variable (CSV) appliquée à la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), selon une structure en cascade. Il s'agit d'une technique de régulation moderne, plus précisément d'une commande par mode glissant.

Les résultats de simulation obtenus montrent que l'asservissement en vitesse à l'aide de la CSV offre des performances rapides et robustes. De plus, la présence de perturbations de charge n'a pas d'effet notable sur la stabilité ou la précision de la régulation de la vitesse.

Chapitre 4

COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE DU SYSTÈME ASCENSEUR

4.1 Introduction

La modélisation et le contrôle des ascenseurs sont essentiels pour garantir leur sécurité, leur fiabilité et leur efficacité énergétique. Alors que les méthodes classiques reposent généralement sur des modèles déterministes rigides, elles peuvent se révéler limitées face aux incertitudes liées aux variations de charge, aux comportements des usagers ou aux conditions d'exploitation. La logique floue offre une approche plus flexible, capable de gérer des informations imprécises et de s'adapter à des environnements complexes. Dans ce chapitre, nous explorerons les principes de la logique floue ainsi que son application dans le contrôle intelligent des ascenseurs. [50]

4.2 Historique

La logique floue, introduite par Lotfi Zadeh en 1965, a révolutionné la manière de représenter et de manipuler des connaissances imprécises en s'appuyant sur le concept de sous-ensembles flous. En 1973, Zadeh a proposé d'appliquer ces principes au domaine du réglage automatique, une idée concrétisée dès l'année suivante par Ebrahim Mamdani, qui développa le premier contrôleur flou destiné à la régulation d'une turbine à vapeur marquant ainsi l'une des premières applications industrielles de cette approche. En 1985, Michio Sugeno a introduit la logique floue dans le secteur industriel japonais, en apportant des avancées conceptuelles majeures qui ont favorisé son adoption à grande échelle. Enfin, en 1995, Jang J.S.R. a enrichi ce champ en intégrant la logique floue aux réseaux de neurones et à l'intelligence artificielle, ouvrant ainsi la voie à de nouvelles perspectives d'application dans des systèmes intelligents complexes.

4.3 Définition de la logique floue

La logique floue, développée par Lotfi Zadeh en 1965, constitue une extension de la logique classique, conçue pour gérer l'imprécision et l'incertitude présentes dans de nombreuses situations réelles. Contrairement à la logique booléenne, qui ne considère que deux états vrai (1) ou faux (0), la logique floue introduit la notion de degré d'appartenance, permettant à une valeur de se situer entre 0 et 1. Grâce à cette souplesse, elle permet de modéliser efficacement des situations partielles, imprécises ou ambiguës, facilitant ainsi la prise de décision dans des environnements complexes et dynamiques.

4.4 Principe de la logique floue

4.4.1 Ensemble flou

La notion d'ensemble flou repose sur l'idée qu'un élément peut appartenir partiellement à une catégorie, grâce à un degré d'appartenance progressif. Contrairement aux ensembles classiques, où un élément est soit inclus, soit exclu, les ensembles flous permettent de mieux représenter la vaguité des concepts que nous utilisons au quotidien, comme "rapide", "léger" ou "chaud". [51]

Sur le plan mathématique, un ensemble flou A défini sur un univers de discours U est caractérisé par une fonction d'appartenance μ_A qui associe à chaque élément $x \in U$ un

degré d'appartenance $\mu_A(x)$ compris dans l'intervalle $[0, 1]$.

- Si $\mu_A(x) = 1$, cela signifie que x appartient totalement à l'ensemble A .
- Si $\mu_A(x) = 0$, cela indique une absence totale d'appartenance.
- Entre ces deux extrêmes, $\mu_A(x)$ exprime un niveau partiel d'appartenance, traduisant l'incertitude ou l'ambiguïté liée à la classification de x .

4.4.2 Variable linguistique

Une variable linguistique est un concept central en logique floue, permettant de représenter des grandeurs imprécises à l'aide de termes du langage naturel. Elle est définie par un triplet (V, X, T_V) , où :

- V est le nom de la variable (par exemple, taille)
- X est l'ensemble de référence (par exemple, l'intervalle $[0m, 2m]$),
- T_V est un ensemble de sous-ensembles flous de X , qui correspondent aux valeurs linguistiques que peut prendre la variable V

Par exemple, la variable linguistique taille peut être décrite par les termes flous : très petit, petit, moyen, grand, très grand. Ces termes sont appelés valeurs linguistiques ou termes flous, et chacun est associé à un ensemble flou sur X , défini par une fonction d'appartenance.

En général, les supports de ces ensembles flous se chevauchent, ce qui permet une transition progressive entre les termes (par exemple, entre petit et moyen), et leur union couvre l'ensemble de l'univers de discours, assurant une description continue de la variable.

[52]

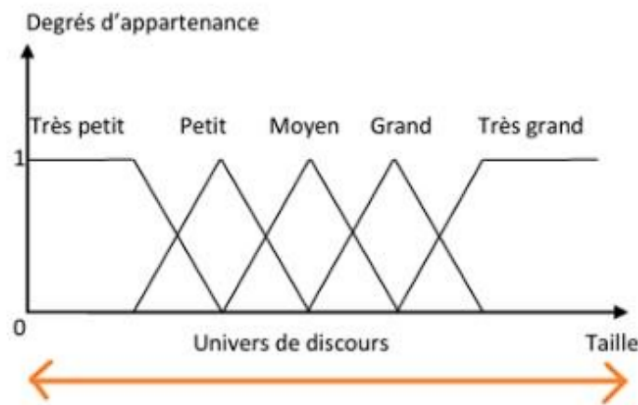


FIGURE 4.1 – Variable Linguistique

4.4.3 Fonction d'appartenance

Chaque ensemble flou est caractérisé par sa fonction d'appartenance, qui détermine le degré avec lequel chaque élément de l'univers est associé à cet ensemble. La forme de cette fonction peut varier selon l'application ou le contexte, et prend généralement l'une des configurations suivantes :

- monotone (croissante ou décroissante),
- triangulaire,
- trapézoïdale,
- ou en cloche (comme la fonction gaussienne).

Ces différentes formes permettent de modéliser avec souplesse les transitions progressives entre les valeurs linguistiques, en fonction des besoins spécifiques du système étudié

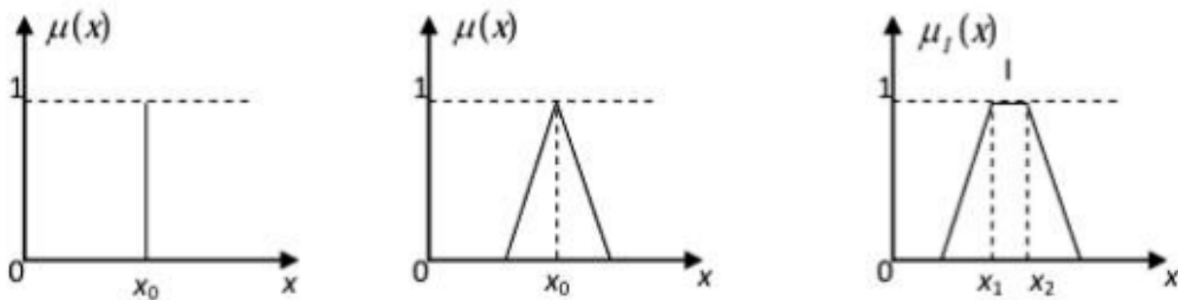


FIGURE 4.2 – Fonctions D'appartenances [52]

4.4.4 Opérateurs de la logique floue

Les opérateurs flous jouent un rôle fondamental dans la logique floue, dont l'objectif est de traiter l'incertitude et l'imprécision à l'aide de degrés de vérité compris entre 0 et 1, plutôt que de se limiter à des valeurs strictement binaires comme dans la logique classique.

Les trois opérateurs de base sont :

- **OU** (union),
- **ET** (intersection),
- et **NON** (complément).

■ Opérateur OU (Union)

L'opérateur OU en logique floue correspond à l'union de deux ensembles flous, A et B définis sur un même univers de discours X . Le résultat de cette opération, noté $A \cup B$ est lui-même un ensemble flou, dont la fonction d'appartenance est définie par :

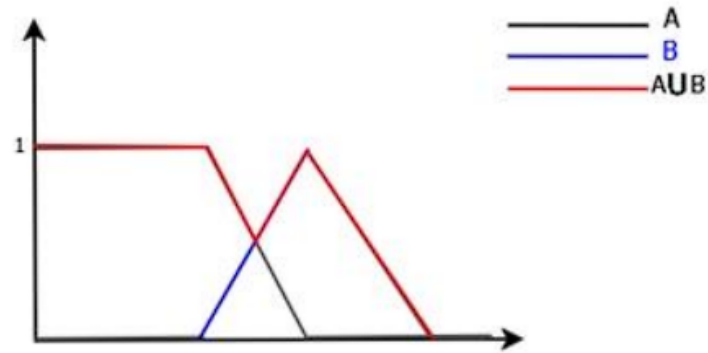


FIGURE 4.3 – Operateur OU

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$$

Ici, « \cup » est l'opérateur maximum, similaire à celui du OR en logique booléenne.

■ Opérateur ET (Intersection)

L'opérateur **ET** en logique floue correspond à l'intersection de deux ensembles flous A et B , définis sur un même univers de discours X . L'ensemble résultant, noté $A \cap B$, est lui-même un ensemble flou, dont la fonction d'appartenance est donnée par :

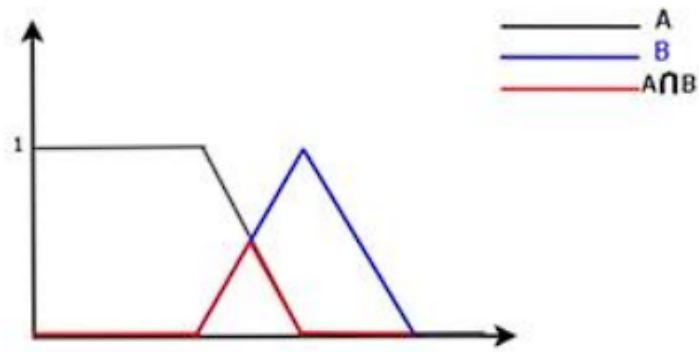


FIGURE 4.4 – Operateur ET

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$$

Ici, l'opérateur « \cap » correspond à la fonction minimum

■ Opérateur NON (Complément)

Le complément d'un ensemble flou A dans l'univers de discours X , noté \bar{A} est également un ensemble flou dont la fonction d'appartenance est définie par : [53]

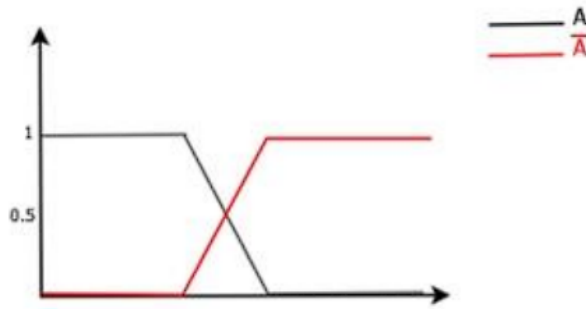


FIGURE 4.5 – Operateur NON

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x)$$

Cette définition correspond à l'opérateur NOT (NON) en logique booléenne.

4.4.5 Règles d'inférence floue

La prise de décision dans un système flou s'appuie sur des connaissances humaines ou expertes, formulées sous forme de règles d'inférence floue. Ces règles suivent une structure conditionnelle du type :

- «SI (prémisse) ALORS (conclusion)»
- ou «SI (prémisse) ET (prémisse) ALORS (conclusion)».

Dans ce cadre, les prémisses correspondent aux conditions d'entrée ou critères évalués, tandis que la conclusion désigne l'action ou la décision à prendre en fonction de ces conditions. [54]

4.4.6 Structure d'un régulateur flou

La configuration classique d'un régulateur flou, illustrée à la figure (4.3) et conçue par Mamdani, s'appuie sur trois étapes fondamentales : la fuzzification, l'inférence floue et la défuzzification.

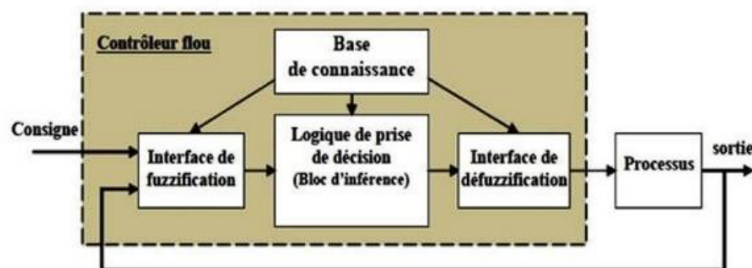


FIGURE 4.6 – Structure d'un régulateur flou

4.4.6.1 Fuzzification

Le module de fuzzification a pour objectif de convertir les variables d'entrée numériques en variables linguistiques, en utilisant des fonctions d'appartenance qui traduisent chaque valeur précise en un degré d'appartenance à des ensembles flous.

4.4.6.2 Inférence et règles floues

L'opération d'inférence établit un lien entre les valeurs des variables linguistiques d'entrée et celles des variables linguistiques de sortie à travers une table de règles floues. Ces règles doivent tenir compte à la fois du comportement statique et dynamique du système à contrôler.

En manipulant ces règles floues, le mécanisme d'inférence permet de prendre des décisions adaptées au contexte. En commande par logique floue, on utilise généralement l'une des méthodes suivantes pour réaliser cette inférence : [55]

- la méthode max-min,
- la méthode max-produit,
- la méthode somme-produit.

Cette étape est appliquée à l'ensemble des règles établies par le concepteur afin d'obtenir une conclusion floue, qui sera ensuite transmise au module de défuzzification pour produire une sortie précise. [56]

4.4.6.3 Défuzzification

La défuzzification est le processus qui permet de transformer une conclusion floue obtenue à partir des règles en une valeur numérique précise, exploitable par le système. La méthode la plus couramment utilisée est la méthode du centre de gravité (ou centroid), qui calcule le point d'équilibre de la fonction d'appartenance résultante selon la formule suivante : [54, 57]

$$x_R = \frac{\int x \cdot \mu(x) dx}{\int \mu(x) dx}$$

Synthèse de la matrice des règles floues

Selon la figure ci-dessous, le régulateur flou de vitesse comporte deux entrées : la première est l'erreur de commande, définie comme la différence entre la consigne et la sortie ; la seconde est la variation de cette erreur, c'est-à-dire son dérivé par rapport au temps :

$$\begin{cases} e = n^* - n \\ ce = \frac{de}{dt} \end{cases}$$

Ces entrées sont d'abord transformées en valeurs d'appartenance floues par un processus de fuzzification. Ces valeurs sont ensuite exploitées dans une base de règles, également appelée table de décision floue, afin de générer une commande floue définie sur l'univers de $u(t)$.

Par la suite, le système en boucle fermée est analysé en considérant une erreur de commande issue d'une réponse indicielle de second ordre . Cette erreur peut prendre la forme d'un signal apériodique (décroissance exponentielle) ou d'un signal oscillatoire amorti (oscillations avec une décroissance exponentielle). C'est cette dernière forme qui est retenue pour l'élaboration de la table de règles, car elle prend en compte les phénomènes de dépassement, permettant ainsi de concevoir une base de règles plus générale et adaptée à une variété de situations.

La réponse oscillatoire est subdivisée en dix zones . Pour chacune de ces zones, la commande appropriée est déterminée de manière à garantir une réponse oscillatoire amortie, tout en assurant une erreur statique nulle. Pour atteindre une erreur nulle en régime per-

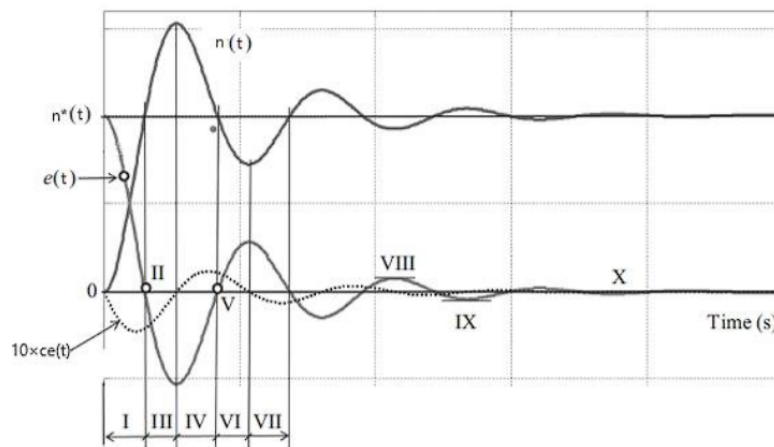


FIGURE 4.7 – Zones de fonctionnement de l'erreur et variation de l'erreur

manent, chaque zone identifiée correspond à une situation spécifique de l'erreur $e(t)$ et de sa dérivée $ce(t)$. Voici les actions recommandées pour chaque région :

- **Région I** : $e(t) > 0$, $ce(t) > 0$
- → **Augmenter** $u(t)$ afin d'accélérer la réduction de l'erreur vers zéro.
- **Région II** : $e(t) = 0$, $ce(t) < 0$
- → **Maintenir** $u(t)$ à un niveau élevé pour éviter une réapparition de l'erreur dans le sens positif.
- **Région III** : $e(t) < 0$, $ce(t) < 0$
- → **Réduire** $u(t)$ pour limiter le dépassement négatif.
- **Région IV** : $e(t) < 0$, $ce(t) > 0$
- → **Réduire** également $u(t)$ afin d'atténuer le dépassement.
- **Région V** : $e(t) = 0$, $ce(t) > 0$
- → **Augmenter** $u(t)$ pour prévenir toute dérive positive de l'erreur.
- **Région VI** : $e(t) > 0$, $ce(t) > 0$
- → **Augmenter** $u(t)$ afin de corriger l'erreur croissante.
- **Région VII** : Situation similaire à la région I , mais avec des amplitudes plus faibles.
- → **Même action** : augmenter $u(t)$
- **Région VIII** : $e(t) > 0$, $ce(t) = 0$
- → **Augmenter** $u(t)$, car la sortie est encore inférieure à la référence.
- **Région IX** : $e(t) < 0$, $ce(t) < 0$

- → **Réduire** $u(t)$, car la sortie dépasse la consigne.
- **Région X** : $e(t) = 0$, $ce(t) = 0$ →
- **Aucune modification** $u(t)$ n'est requise.

Les signes de $e(t)$ et $ce(t)$ associés à chaque région sont résumés dans le tableau suivant :

	Régions opérationnelles									
	I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X
$e(k)$	+	0	-	-	0	+	+	-	+	0
$\Delta e(k)$	-	-	-	+	+	+	-	0	0	0

Dans notre simulation sous Simulink, nous avons implémenté une stratégie de commande floue de type Mamdani. Cette approche repose sur l'utilisation de règles linguistiques permettant de convertir les variables d'entrée en une sortie floue, ce qui offre une grande souplesse pour modéliser des systèmes complexes, tout en tolérant certaines imprécisions et variations. Grâce à cette méthode, nous avons pu définir une base de règles floues fondée sur des connaissances qualitatives, et l'appliquer efficacement pour réguler le système analysé dans notre étude.

4.4.7 Application de la commande par logique floue sur l'ascenseur

Choix de la Matrice de règle :

Cette matrice a été choisie pour être appliquée à la commande de la vitesse par logique floue. En revanche, elle n'est pas utilisée pour la commande des courants ni de la position : les courants sont régulés par des régulateurs PI, tandis que la position est contrôlée par des régulateurs PD

1. Matrice 5x5

ΔE - - -E	NG	NP	EZ	PP	PG
NG	NG	NG	NG	NP	ZE
NP	NG	NP	NP	ZE	PP
EZ	NP	NP	ZE	PP	PP
PP	NP	ZE	PP	PP	PG
PG	ZE	PP	PP	PG	PG

TABLE 4.1 – Table de règle 5-5

les fonctions d'appartenance correspondantes sont illustré par le schéma simulink de la figure suivante :

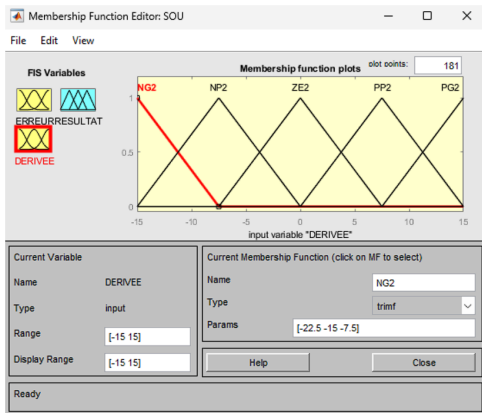


FIGURE 4.8 – Dérivée de l'erreur (entrée 2)

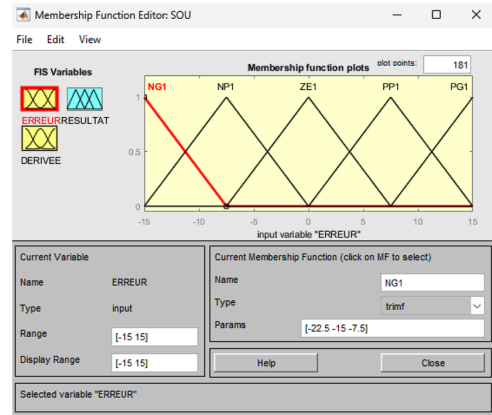


FIGURE 4.9 – L'erreur de la position (entrée 1)

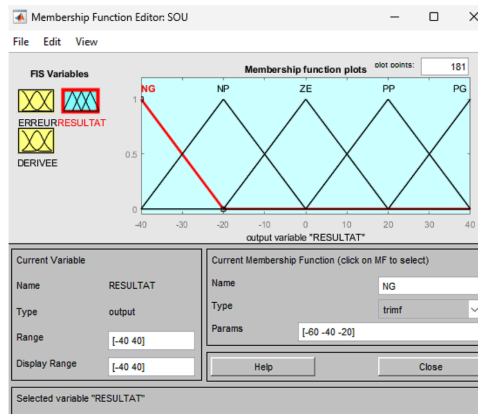


FIGURE 4.10 – sortie de Régulateur

4.4.8 Réglage de position

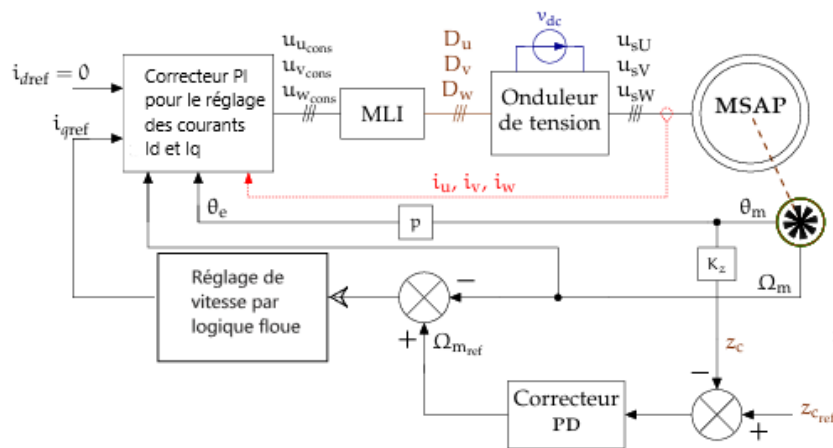


FIGURE 4.11 – Contrôle en position de l'ascenseur

4.5 Simulation et résultats

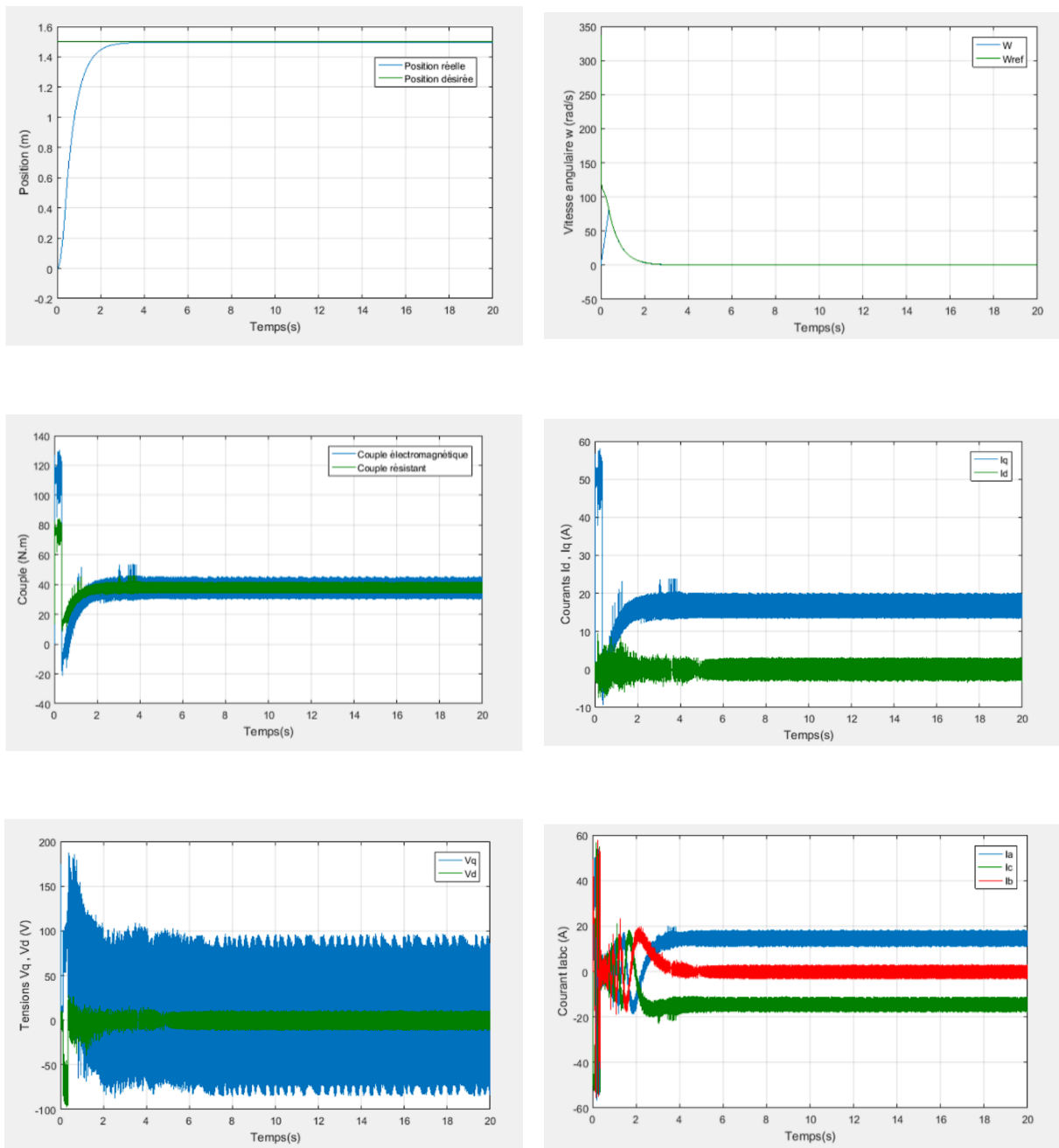


FIGURE 4.12 – Résultats de la commande du système d’ascenseur par logique floue

a) position, **b)** vitesse angulaire, **c)** Le courant en quadrature et le courant direct, **d)** Couple électromagnétique et résistant, **e)** Tension direct (V) et Tension quadrature (V), **f)** Courant de phase I_s

Test 1

On observe sur la réponse en position un bon suivi de la consigne, sans aucun dépassement, confirmant la précision de la commande appliquée. Par ailleurs, les performances en vitesse et en couple sont restées inchangées, ce qui témoigne de la stabilité et de l'efficacité globale du système.

Test 2

Ce test a été réalisé afin d'évaluer la robustesse de la régulation par logique floue face à une variation de l'inertie. Un scénario a ainsi été simulé, consistant à augmenter l'inertie globale de l'ascenseur de 50%, représentant une situation de surcharge de la cabine. Cette configuration permet d'analyser la capacité du système à maintenir ses performances malgré une charge accrue.

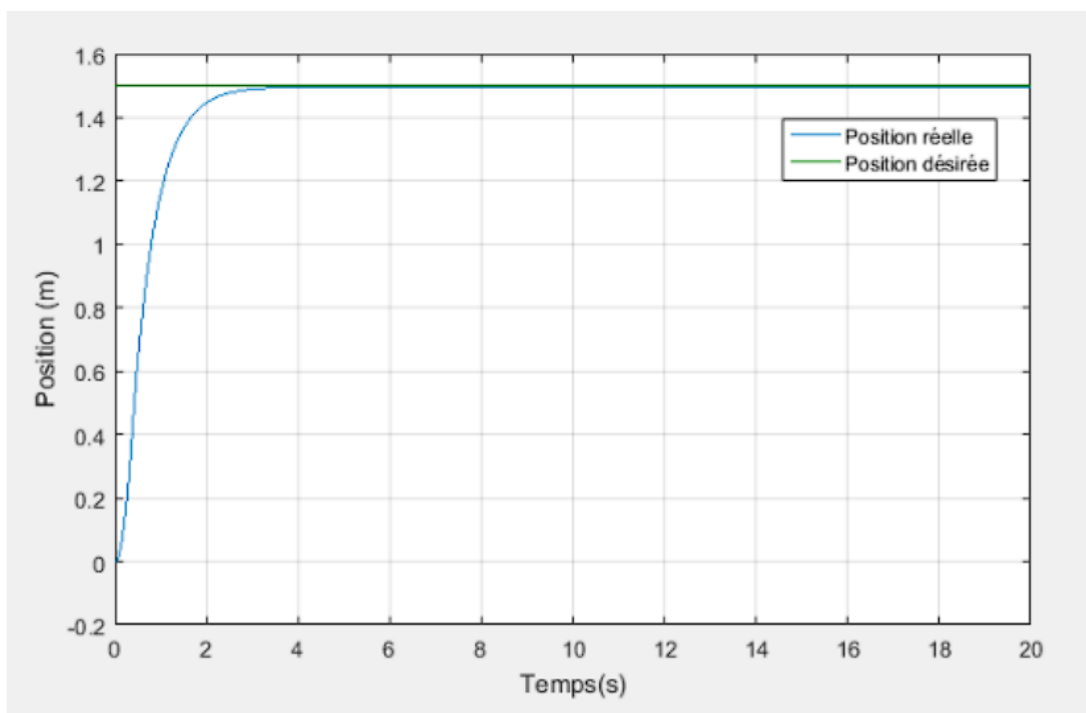


FIGURE 4.13 – Variation de +50% de l'inertie

L'analyse des résultats montre que la régulation par mode logique floue assure un suivi précis de la consigne de position, même en présence d'une augmentation de 50 l'inertie. Contrairement aux attentes, le temps de réponse du système n'a pas été significativement altéré, et aucun dépassement n'a été observé, ce qui témoigne de la Robustesse de cette stratégie de commande face aux variations des paramètres dynamiques. Ainsi, malgré la surcharge simulée, le système conserve une bonne stabilité et une réactivité satisfaisante, confirmant que la logique floue reste performante et insensible aux perturbations telles que l'accroissement de l'inertie.

Test 3

Un autre test de robustesse concerne la variation de la résistance statorique du moteur. Dans les mêmes conditions que celles du premier test, une augmentation de 50 valeur nominale de la résistance du stator est appliquée. Ce scénario permet d'évaluer la capacité du système de commande à maintenir ses performances en présence d'une variation des paramètres électriques.

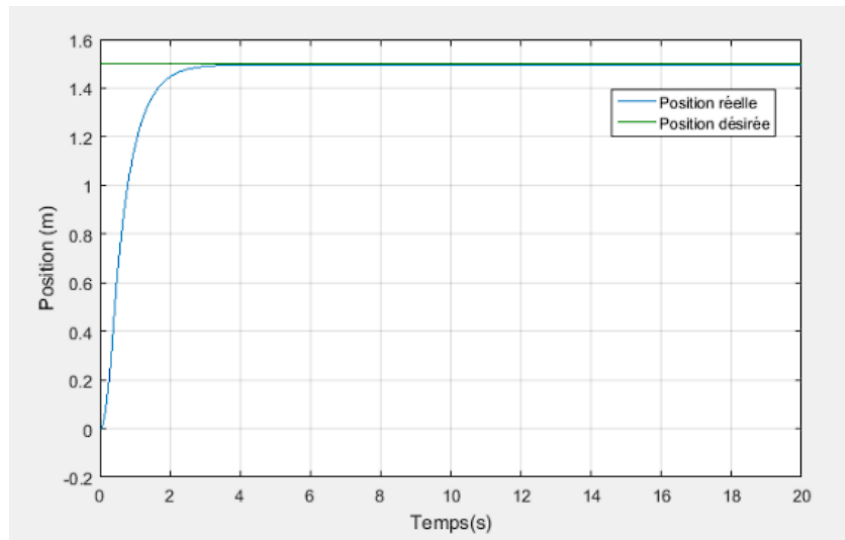


FIGURE 4.14 – Augmentation de +50% de R_s

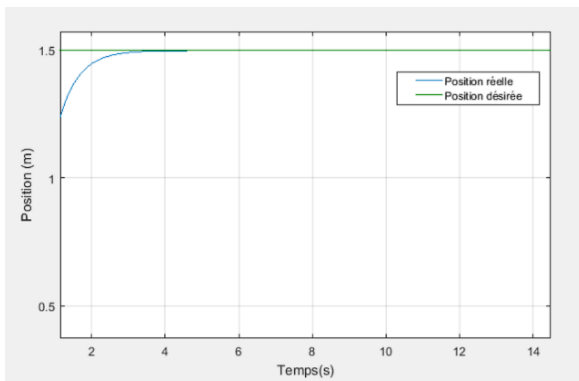


FIGURE 4.15 – Zoom de l'augmentation de +50% de R_s

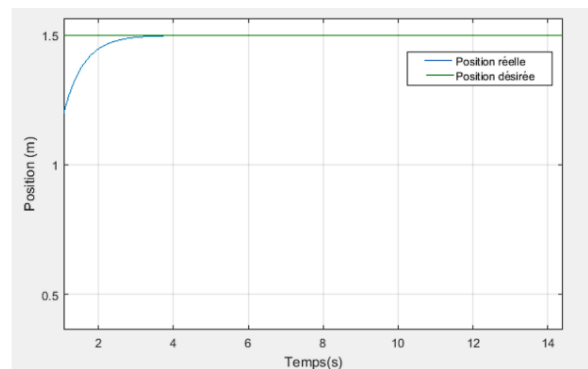


FIGURE 4.16 – Cas nominale de position Zoomer

Bien que la résistance statorique ait été augmentée, la régulation par logique floue a su maintenir la position de la cabine proche de la consigne, sans aucun dépassement, démontrant ainsi une certaine robustesse. Toutefois, la réponse du système présente une légère augmentation du temps de réponse, traduisant une dynamique un peu plus lente en raison de la modification des caractéristiques électriques du moteur.

4.6 Conclusion

Ce chapitre a permis d'explorer l'application des concepts de la logique floue au contrôle des systèmes, avec une emphase particulière sur leur implémentation pour les moteurs synchrones à aimant permanent (MSAP) au sein des systèmes d'ascenseurs.

Une simulation approfondie a été menée sur un MSAP de système d'ascenseur. La stratégie de commande mise en œuvre combinait :

- Un réglage de la vitesse par logique floue,
- Une régulation des courants par commande proportionnelle-intégrale (PI),
- Une régulation de la position par commande proportionnelle-dérivée (PD).

Les résultats de cette simulation ont été déterminants pour évaluer les performances de la commande basée sur le régulateur flou. L'analyse des caractéristiques de la réponse du système a révélé d'excellentes performances, y compris en présence de perturbations internes et externes.

L'atout majeur de ce type de régulateur (à logique floue) réside dans sa capacité à fonctionner efficacement sans nécessiter un modèle précis de la machine. Cette indépendance vis-à-vis des contraintes de modélisation simplifie grandement sa conception et son déploiement.

De manière conclusive, l'ensemble des résultats de simulation obtenus démontre la robustesse remarquable du régulateur flou utilisé. Cette robustesse s'est manifestée par une invariance des performances face aux perturbations des paramètres intrinsèques du système ainsi qu'aux variations de la charge, confirmant ainsi l'efficacité et la fiabilité de l'approche par logique floue dans ce contexte applicatif.

4.7 Etude comparative entre les commandes synthétisées

	PID CLASSIQUE	MODE GLISSANT	LOGIQUE FLOUE
Rapidité	Bonne	Très rapide	Bonne
Stabilité	Stable	Asymptotiquement stable	Très stable
Précision	Précis	Très précis	Précis
Robustesse	Peu robuste	Très robuste	Robuste

TABLE 4.2 – Comparaison des différents types de contrôleurs

À la lumière des performances présentées dans le tableau, on peut conclure que la commande par mode glissant s'avère être la plus performante.

CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

Ce travail a permis de mener une étude approfondie sur les systèmes d'ascenseurs, depuis leur fonctionnement général jusqu'à la mise en œuvre de différentes stratégies de commande avancées. Dans un premier temps, nous avons présenté les principales caractéristiques des ascenseurs, leurs types, leurs composants essentiels, ainsi que les avantages et inconvénients associés à chaque configuration. Cette introduction a posé les bases nécessaires à la compréhension du système dans son ensemble.

Nous avons ensuite abordé la modélisation complète du système ascenseur, incluant à la fois les aspects mécaniques et électriques. Le couplage de ces deux modèles nous a permis d'élaborer une représentation cohérente et exploitable pour la commande du système. Des régulateurs linéaires (PI et PD) ont été appliqués afin d'assurer le contrôle de la vitesse et de la position de la cabine. Les résultats de simulation ont démontré les limites de ces approches classiques en termes de robustesse face aux perturbations ou aux variations des paramètres.

Pour améliorer ces performances, nous avons ensuite exploré la commande par mode glissant, qui s'est révélée efficace pour renforcer la robustesse du système. Cette méthode non linéaire, bien adaptée aux systèmes soumis à des incertitudes ou des perturbations, a permis d'obtenir un meilleur suivi des consignes de vitesse et de position, au prix toutefois de phénomènes de tremblement (chattering) qu'il convient de limiter.

Enfin, la commande par logique floue a été introduite comme une alternative plus souple et adaptative. Grâce à sa capacité à gérer les non-linéarités et les incertitudes du système, cette méthode a permis d'obtenir des performances globalement supérieures, notamment en termes de stabilité et de régularité du mouvement, tout en s'adaptant dynamiquement aux différentes conditions de fonctionnement.

En conclusion, l'étude comparative des différentes stratégies de commande a mis en évidence les avantages respectifs de chaque méthode. Tandis que les régulateurs linéaires offrent une solution simple à mettre en œuvre, les approches non linéaires en particulier la commande floue se distinguent par leur robustesse, leur adaptabilité et leur efficacité dans un contexte réel d'exploitation. Le choix final de la stratégie de commande dépendra des exigences spécifiques du système à contrôler, en termes de précision, de rapidité, de robustesse et de complexité de mise en œuvre.

d'autre commande avancée tel que le backstepping, la commande prédictive et adaptative peuvent être étudiés et appliqués pour améliorer la commande du système d'ascenseur et optimiser les performances pour assurer le confort des passagers.

Annexes

Paramètres de l'ascenseur

- Masse de la cabine M_c : 200 kg
- Masse du contrepoids M_p : 100 kg
- Inertie de l'ascenseur ramener à l'arbre du moteur (J) : $(M_c + M_p) \times r^2$
- Rayon du pignon (r) : 0.026 m

Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents

- Inertie du moteur (J) : $7,43 \cdot 10^{-3} \cdot \text{kg} \cdot \text{m}^2$
- Puissance nominale : 5 kW
- Fréquence nominale : 50 Hz
- Résistance de phase : 0.36Ω
- Inductance sur l'axe direct (L_d) : 0.0035 H
- Inductance sur l'axe quadrature (L_q) : 0.0035 H
- Nombre de paires de pôles : 6
- Amplitude du flux des aimants permanents (Φ) : 0.25 Wb
- Coefficient de frottement visqueux (B) : $0.00038 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{rad}^{-1} \text{ s}^{-1}$

Onduleur de tension

- Fréquence de la porteuse (F_{porteuse}) : 20 kHz

Bibliographie

- [1] KESSAL A., "Étude et implémentation d'une commande d'un mécanisme d'ascenseur", Mémoire, Université de M'sila, 2007/2008. 11
- [2] HASSANI A., "Automatisation d'un ascenseur par un API", Mémoire de Master Professionnel, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2018. 11
- [3] Mr. BOUABDALLAH Oussama. "Etude conception et realisation d'un systeme de transport sans cable". Memoire de fin d'etudes. Universite Abou Bekr Belkaid De Tlemcen, 2019/2020. 14
- [4] Guide rénovation. "Les catégories d'ascenseurs dans leurs spécificités", 22 déc. 2019. 15
- [5] Disponible sur. "<https://blog.makdum.com/2018/01/16/>". 6, 15
- [6] MOHAMED LAMINE DILMI. "Contribution à la modélisation des systèmes automatisés par un outil graphique". Mémoire de Master. Universite Ferhat Abbas Setif, 24/06/2014. 16
- [7] Mahdi LARIBI. "Commande d'un ascenseur par plc". Memoire de fin d'etudes master profesionnel. Universite Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou, 04juillet 2017. 16
- [8] Disponible sur. "<https://www.hidral.fr/nos-produits/monte-charge>". 6, 16
- [9] Disponible sur. "<https://www.hidral.fr/nos-produits/monte-voitures>". 16
- [10] Disponible sur. "https://www.gentside.com/volkswagen/volkswagen-se-dote-d-unparking-futuriste_art38908.html". 6, 16
- [11] Guide Rénovation. "Les catégories d'ascenseurs dans leurs spécificités", 22 déc. 2019. 17

- [12] Disponible sur. "<https://accessibilite.ooreka.fr/astuce/voir/112954/les-ascenseurspourfauteuil-roulant-deficient-visuel-et-auditif>". 17
- [13] Disponible sur. "<https://ar.pinterest.com/pin/675258537850004500/?amp>". 6, 17
- [14] Disponible sur. "<http://slideplayer.fr/slide/10986267/>". 18
- [15] Disponible sur. "<https://energieplus-lesite.be/techniques/ascenseurs7/types-dascenseurs/>". 6, 19, 20, 21, 22
- [16] "Etude d'ascenseur commandé par automate programmable". Projet fin d'étude. Université Sidi Mohamed Ben Abdellah, 2006/2007. 20
- [17] Disponible sur. "<http://www.afem.com/services/ascenseur-3/>". 20
- [18] Disponible sur. "<https://www.top-elevator.com/ascenseur.html>". 21
- [19] Disponible sur. "<https://www.elevatorworldmiddleeast.com>". 6, 21
- [20] HOUASNI ZAKARIA. "Alimentation D'un Ascenseur Par L'énergie Solaire". Mémoire du Projet de Fin d'Etudes Université Djilali Bounaama Khemis Miliana, 2017 2018. 23
- [21] "Etude d'ascenseur commandé par automate programmable". Projet fin d'étude. Université Sidi Mohamed Ben Abdellah, 2006/2007.
- [22] Disponible sur. "<http://fr.fujihd-elevator.com/mrl-elevators/mrl-elevator.html>". 23, 25
- [23] Disponible sur. "<https://dumas.ccsd.cnrs.fr/dumas-01081520/document>". 6, 23
- [24] Ali Mourad. "Ascenseur à vis sans fin", 27 Feb 2017. 25
- [25] ssam Khelil. "Commande d'un ascenseur par Arduino". Mémoire Master. Université Badji Mokhtar Annaba, 2018. 26, 27
- [26] Disponible sur. "[http://a-ac.net/download/lexique-aac%20\(1\).pdf](http://a-ac.net/download/lexique-aac%20(1).pdf)". 6, 27, 28, 29
- [27] Disponible sur. "<https://klervithuault.wixsite.com/tpe-ascenseurs/le-blocparachute>". 6, 26
- [28] Disponible sur. "Typologie des ascenseurs - JSP Lyon Rochat". 29
- [29] Disponible sur. "<https://lelaps.tkelevator.com/le-saviez-vous/un-ascenseurcomment-camarche-gros-plan-sur-l'armoire-de-commande/>". 6, 30
- [30] Chekatti, Abderrezzaq. "Commande numérique d'une maquette d'ascenseur par Arduino". Mémoire Master. Université 8 mai 1945 GUELMA, Jun-2019. 6, 31
- [31] Disponible sur. "<http://www.sus.si/uploads/5/5/6/4/55642767/ascenseur-electriqueouhydraulique.pdf>". 6, 32

- [32] N. Bounasla Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents, Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas Sétif - 1, 2014. [6](#), [37](#), [39](#), [45](#), [50](#)
- [33] Y. Amara "contribution à la Conception et à la Commande des Machine Synchrone à Double Excitation Appliquée au Véhicule Hybride", Thèse de Doctorat, Université-Paris, France, Décembre 2001. [37](#)
- [34] F. Khatounian " Contribution a la Modélisation, L'Identification et à la Commande d'une Interface Haptique à un Degré de Liberté Entraînée par une Machine Synchrone à Aimants Permanents " Thèse de Doctorat, De L'Ecole Normale Supérieure de Cachan, France, 2006. [37](#)
- [35] Hayette, M., "Commande DTC Prédicative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents" thèse doctorat. Université Mohamed Khider, Biskra, 2016. [41](#)
- [36] Ouchen, S., "contribution à la commande directe de puissance dediee au filtrage actif, associe a une source photovoltaïque". thèse doctorat, Université Mohamed Khider Biskra, 2017.
- [37] A. Benbrahim Commande Prédicative Généralisée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents, Mémoire de Magister, Université de Batna, Juin 2009. [44](#)
- [38] Bao, J., et al. "An Online Parameter Identification for Ultracapacitor Model by Using Recursive Least Square with Multi-forgetting Factor". in 2018 13th World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA). 2018. IEEE. [6](#), [47](#)
- [39] H. Amimeur, Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement, Mémoire de Magister, Université de Batna, Mai 2008. [7](#), [58](#), [60](#), [64](#), [67](#)
- [40] M. Manceur, Commande robuste des systèmes non linéaires complexes, Thèse de doctorat, Université de Reime, Juin 2012. [58](#), [66](#)
- [41] Kh. Kendouci, Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents, thèse de doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, Janvier 2014. [58](#), [59](#), [68](#)
- [42] Y. Zouaoui, Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone, Mémoire de Magister, Université de Sétif, Mars 2010. [58](#)
- [43] M. Ch. Sosse Alaoui, Commande et Observateur par Modes glissants d'un système de pompage et d'un bras manipulateur, Thèse doctorat, Université de Fès Maroc, Juillet 2009. [59](#)
- [44] A. L. Nemmour, Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation, Mémoire de Magister de l'Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, Avril 2002. [61](#)
- [45] M. Loucif, Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur, Thèse doctorat, Université de Tlemcen, Mai 2016. [62](#)

- [46] J.J. Slotine, W. Li. Applied nonlinear control. Prentice Hall, 1991. [62](#)
- [47] M. Kercha, Commande par mode de glissement d'un moteur pas à pas à aimant permanent, Mémoire de Magister de l'Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, 2005. [64](#)
- [48] A. Levant. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control. Int.J.Control, 58(6) :1247 1263, 1993. [68](#)
- [49] Yagoubi.B- Meniche.S « Commande floue d'un actionneur synchrone à aimants permanents» PFE- Farhet Abbas, Setif 1998.
- [50] Lotfi Asker Zadeh. Fuzzy sets. Information and control, 8(3) :338353, 1965. [77](#)
- [51] Rahem Hakima. Commande par logique floue d'un robot manipulateur à articulation flexible. PhD thesis, Université Mouloud Mammeri, 2017. [77](#)
- [52] D'ATTITUDE D'UN LA STABILISATION and UAV DE. Thème : Commande par mode glissant-floue pour. [7](#), [78](#), [79](#)
- [53] Abdelmoumen Abidli and Fares Khengaoui. Variation de La Vitesse du Moteur à Courant Continu par PID Flou. PhD thesis, Université Kasdi Merbah Ouargla. [80](#)
- [54] Azouz Mustapha. Modélisation et commande d'un quadrirotor : Etude comparative de la commande floue et PID. PhD thesis, Université Mouloud Mammeri, 2016. [81](#), [82](#)
- [55] Abd Elmounaim Mekki. Commande non linéaire d'un hélicoptère à six degrés de liberté type quadrotor basée sur le pid à gains adaptatifs, 2016. Présenté par : MEKKI Abd Elmounaim, Année Universitaire : 2015/2016. [82](#)
- [56] Hansruedi Bühler. Réglage par logique floue. Presses polytechniques et universitaires romandes, 1994. [82](#)
- [57] Tahar Laamayad. Commande Optimale d'une Machine Asynchrone Apport de La Logique Floue. PhD thesis, Université de Batna 2, 2008. [82](#)

المخلص

تتناول هذه الدراسة أنظمة المصاعد واستراتيجيات التحكم الخاصة بها. بعد النمذجة الميكانيكية والكهربائية، تم مقارنة عدة طرق تحكم: التحكم الكلاسيكي بالانزلاق (القوي)، والتحكم بالمنطق الضبابي (التكيفي). توفر المنظمات الكلاسيكية حلاً بسيطاً، لكنها تظهر حدوداً عند مواجهة الاضطرابات. يحسن التحكم بالانزلاق من المتانة، لكنه قد يسبب ظاهرة الارتعاش. في النهاية، أثبت التحكم بالمنطق الضبابي فعاليته الأكبر، حيث وفر استقراراً أفضل وقدرة جيدة على التكيف مع تغيرات النظام.

الكلمات المفتاحية: أنظمة المصاعد، استراتيجيات التحكم، النمذجة الميكانيكية، النمذجة الكهربائية، منظم PI / PD، التحكم الكلاسيكي، التحكم بالوضع النزالقي، التحكم الضبابي / المنطق الضبابي، المتانة، الاستقرار، الرجاء (Chattering)، التكيف / التكيفية، الاضطرابات، مقارنة الأداء.

Abstract

This work studies elevator systems and their control strategies. After mechanical and electrical modeling, several control methods were compared: PI/PD (classical), sliding mode (robust), and fuzzy logic (adaptive). Classical controllers offer a simple solution but show limitations when facing disturbances. Sliding mode control improves robustness but may cause chattering. Finally, fuzzy logic proved to be the most effective, offering better stability and a strong ability to adapt to system variations.

Keywords: Elevator systems, Control strategies, Mechanical modeling, Electrical modeling, PI/PD regulator, Classical control, Sliding mode control, Fuzzy control / fuzzy logic, Robustness, Stability, Chattering, Adaptation / adaptive, Disturbances, Performance comparison.

Résumé

Ce travail étudie les systèmes d'ascenseurs et leurs stratégies de commande. Après une modélisation mécanique et électrique, plusieurs méthodes de contrôle ont été comparées : PI/PD (classiques), mode glissant (robuste) et logique floue (adaptative). Les régulateurs classiques offrent une solution simple, mais montrent des limites face aux perturbations. La commande par mode glissant améliore la robustesse mais peut provoquer du chattering. Enfin, la logique floue s'est montrée la plus efficace, offrant une meilleure stabilité et une bonne capacité d'adaptation aux variations du système.

Mots clés: Systèmes d'ascenseurs , Stratégies de commande , Modélisation mécanique , Modélisation électrique , Régulateur PI / PD , Commande classique ,Commande par mode glissant , Commande floue / logique floue , Robustesse Stabilité , Chattering , Adaptation / adaptative , Perturbations , Comparaison des performances.