REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE RECHERCHE SCIENTIFIQUE UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI - OUZOU



Faculté de Génie Electrique et de l'Informatique Département D'électrotechnique

Option ENTRAINEMENTS ELECTRIQUES

Mémoire

En vue d'obtention du diplôme de magister présenté par

ZIDANE TAOUS

Thème

Développement d'un outil numérique destiné à l'étude des performances dynamiques d'un entraînement électrique : application aux ascenseurs

Soutenu le : 10/06/ 2010 devant le jury composé de

Mr. Mohellebi Hassane	Professeur	UMMTO	Président
Mr. Chaibi Rachid	Professeur	UMMTO	Rapporteur
Mr. Nedjar Mohammed	Professeur	UMMTO	Examinateur
Mr. Boulouh Messaoud	Maître de conférences (A)	Université de Guelma	Examinateur
Mr. Mecheri Yacine	Maître de conférences (B)	UMMTO	Examinateur

Remerciements

REMERCIEMENTS

Un grand respect et un grand merci à mes chers parents, que sans leur aide, leur patience, leur amour et leurs encouragements, ce travail n'aurait pas vu le jour.

J'aimerais remercier mon directeur de mémoire, Monsieur CHAIBI Rachid, professeur à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, de m'avoir attribué un thème aussi riche et intéressant. Un grand merci pour sa confiance, ses conseils précieux, son appui considérable, ses interventions très fructueuses et surtout ses encouragements.

Je remercie vivement Mr. MOHELLEBI Hassane : professeur à l'UMMTO, pour l'intérêt qu'il a porté à ce projet et de m'avoir fait l'honneur de présider les membres de jury.

Mes remerciements s'adressent aussi aux membres du jury :

Mr. NEDJAR Mohammed : professeur à l'UMMTO ; Mr. BOULOUH Messaoud : maître de conférences, université de GUELMA ; Mr. MECHERI Yacine : maître de conférences à l'UMMTO ; d'avoir accepter et consacrer du temps à la lecture de ce travail.

Je remercie également touts les enseignants du Laboratoire « H- ETH », tout particulièrement : Mr. OULD OUALI et Mr. REZGUI, pour leurs initiatives. A ceux, s'ajoute le personnel de la bibliothèque, surtout Rachid, pour sa serviabilité et sa compréhension.

Je tiens à souligner ma profonde gratitude pour l'aide fournie par : Mr. MADJENE Lakhdar, Mr. HAMROUN, de l'entreprise EROE ; Mr. DJARMOUNI, Mme. AMIRA Naouel et Mr LAACHI Hassene de l'entreprise ENASC de BAB OUED (Alger) ; aussi Yacine de l'entreprise MIMA ascenseurs. Un grand merci pour les portes ouvertes, les échanges enrichissantes et le soutient tant au niveau moral que matériel.

Je voudrais aussi exprimer ma véritable reconnaissance pour la précieuse aide de Mr HOUACINE Hamza, maître assistant à l'université de Media.

Dans ces remerciements je réserve une place bien particulière à mes frères : Rezak et Djamel, ma sœur Nadjia et mes amis (es), sans citer de noms de crainte d'oublier certains.

Le choix personnel d'un chemin de la vie, nous a fait partager un même espace - temps. Je suis certaine d'avoir aimer cette période commune passée avec mes amis -collègues : Ghania, Ahmed, Ferroudja, Farid et Ali ainsi que tous les étudiants de magister option Entraînements Electriques.

Enfin, je remercie l'adorable Malika Louanchi pour sa présence, son soutient et ses encouragements. Elle sera la dernière que je citerai explicitement, mais mes pensées vont également à tous ceux qui m'ont aidée, de près ou de loin, tout au long de mes études. Je n'ai rencontré que des gens sympathiques, désireux de me faire partager leurs connaissances, toujours disponibles pour m'aider dans mon travail, et qui m'ont accordé toute leur confiance. Que ce mémoire soit une preuve de ma plus profonde et sincère reconnaissance.





Sommaire

SOMMAIRE

Introduction générale	
Chapitre I Entraînements Electriques et Généralités sur les ascenseurs	
I. Généralités sur les entraînements électriques	
I 1. Structure d'un entraînement électrique	
I 2. Moteurs des entraînements électriques	
II. Etude de l'entraînement d'un ascenseur	
II 1. Aspects techniques	
II 2. Familles d'ascenseurs	
II 2 1. Ascenseurs hydrauliques	08
II 2 2. Les ascenseurs à traction à câbles	10
II 3. Critères de choix du type d'ascenseur	10
II 4. Constitution d'un ascenseur à traction	
II 5. Principe de fonctionnement	20
III. Moteur et puissance électrique	20
III 1. Les moteurs-treuils à vis sans fin à une ou deux vitesses	
III 2. Les moteurs-treuils planétaires	
III 3. Les moteurs à attaque directe ("Gearless" ou sans treuil)	
IV. Ascenseur avec moteurs à courant continu	24
V. Moteurs asynchrones intégré aux ascenseurs	27
VI. Evaluation de l'efficacité énergétique pour ascenseurs	28
VII. Besoins en outil de simulation	30
Chapitre II Modélisation et Simulation du Système de Motorisation	
I. Modélisation de la machine asynchrone	31
I 1. Hypothèses simplificatrices	
I 2. Relation Fréquences – Vitesses	
I 3. Modèle équivalent monophasé	34
II. Modèle Mathématique de la machine asynchrone	38
II 1. Passage du modèle de la machine polyphasé à un modèle biphasé	38
II. 1 1. Equations différentielles du moteur asynchrone dans le système de	39
coordonnées (x,y)	
II 1 2. Résultats de modélisations de la machine	41
III. Pilotage de la vitesse de rotation du moteur	
III 1. Caractéristique mécanique	
III 2. Régulation de la fréquence	
IV. Modélisation du convertisseur de fréquence	
IV 1. Convertisseurs	
IV 2. Onduleurs triphasés de tension	
IV 3. Caractérisation de la modulation	48
IV 4. Alimentation en tension du moteur à travers l'onduleur	49

Chapitre III Commande Mécanique et Electrique de l'entraînement d'un ascenseur

I- Schéma cinématique simplifié d'un ascenseur sans réducteur

II. Partie mécanique	53	
II 1. Couple résistant dans le cas d'un ascenseur		
II 2. Equation du mouvement	53	
II 3. Commande par signal d'entrée(S -Dispositifs de changement de cadence)	55	
II 3 1. Mise en œuvre de la commande S-type	55	
II 3 2. Calcul des régimes transitoires dans le système MA-VF d'une		
commande S Dispositifs de changement de cadences (S-type)		
III. Partie électrique	61	
III 1. Gamme de vitesse		
III 2. Calcul de la vitesse réduite pour un arrêt précis de la cabine	63	
d'ascenseur		
III 3. Modélisation de la machine asynchrone en régime permanent	64	
III 4. Différentes loi de commande scalaire		
III 4 1. Alimentation en tension	67	
III 4 1 1. Contrôle U/f constant	67	
III 4 1 2. Commande scalaire avec contrôle de la fréquence statorique	67	
III 4 1 3.Commande scalaire avec autopilotage et contrôle de la	68	
fréquence rotorique		
III 4 1 4. Commande scalaire avec autopilotage et régulation de flux et	69	
couple		
III 4 2. Alimentation en courant	70	
III 4 3. Remarques	71	
IV. Contrôle à flux orienté et commande direct du couple	72	
Chapitre IV Synthèse de Commande de L'ascenseur : Applications et Résultats		
I. Système d'entraînement d'un ascenseur	73	
II. Contrôle de la vitesse du moteur à travers le contrôle de sa force électromotrice	74	
II 1. Type et réglage du régulateur de la f.e.m	74	
II 2. Fonction de transfert et synthèse du régulateur	76	
II 3. Schéma bloc du système linéarisé de régulation de la vitesse du moteur	77	
II 4. Résultats obtenus pour un contrôle de la vitesse à travers la f.e.m	78	
III. Contrôle de la vitesse en boucle fermée et à travers la commande S-type	82	
III 1. Synthèse du régulateur de vitesse	82	
III 2. Réglage du couple	84	
III 3. Résultats et interprétations	85	
IV. Comparaison de performances entre les deux approches de contrôles		
V. Validation du modèle obtenu		
V 1. Essai à vide	93	
V 2. Essai en charge	94	
V 3. Résultats du contrôle en boucle fermée sur l'ascenseur	95	

V 3. Résultats du contrôle en boucle fermée sur l'ascenseur	
Conclusion générale	97

Références bibliographiques Annexes

Introduction Générale

Introduction Générale

La simulation est devenue un passage obligé pour concevoir, caractériser, commander ou surveiller un processus quelconque. A ses débuts, la simulation était plutôt analogique et mettait en oeuvre des modules à base d'amplificateurs opérationnels. Durant les années 70, on a assisté au début de la démocratisation des moyens de calcul, accompagnée de progrès importants dans le domaine de l'analyse numérique. L'assemblage de ces deux avancées importantes a permis le développement de plusieurs outils de simulation numérique qui ont remplacé petit à petit les simulateurs analogiques. Ces outils étaient initialement dédiés à des domaines particuliers : Mécanique, Hydraulique, et surtout Électrique. En effet ce dernier ou plus généralement le domaine électromécanique a donné lieu à plusieurs travaux de recherche ayant abouti à la réalisation d'outils de simulation performants qui peuvent être classés en trois catégories comme le montre la figure (1) [1].



Figure (1). Les classes de simulation.

Le niveau association convertisseur – machine, décrit de manière précise la charge, la machine, le convertisseur et la commande associée ainsi que les interactions entre ces différentes parties. Le but de ce type de simulateurs consiste généralement à dimensionner la partie commande de manière à répondre à des exigences particulières de la charge.

Le niveau circuit électronique ou convertisseur statique s'intéresse plutôt à la caractérisation des régimes transitoires dans les circuits électriques et la vérification de leurs différents modes de fonctionnement.

Le troisième niveau est le niveau composant qui s'intéresse à la caractérisation des composants électroniques. L'objectif de ce type de simulateurs étant la validation de modèles fins de comportement de ces composants par confrontation du modèle simulé avec des résultats expérimentaux [1].

Les concepteurs en géni électrique disposent actuellement d'un nombre important de méthodes et d'outils susceptibles de les aider dans leur démarche. Beaucoup de progrès ont été effectués en matière d'algorithme et codes de calculs, permettant ainsi de simuler de manière fiable les comportements des structures de conversion de l'énergie électrique. Les méthodes et outils d'analyses occupent une place importante dans un processus de construction ne serais ce que pour valider et affiner les solutions élaborées [2] [3].

L'objectif de notre étude, est de développer un outil de simulation des systèmes électriques et électromécaniques pouvant mettre en œuvre un contrôle à vitesse variable d'un entraînement électrique appliqué aux ascenseurs.

Ce travail est réparti en quatre chapitres :

- Recherche bibliographique portant sur quelques généralités sur les entraînements électriques, plus particulièrement l'ascenseur ;

- Modélisation de la partie électrique : nous avons procédé à la modélisation du moteur et le convertisseur statique qui l'alimente ;

- Commande du système d'entraînement de l'ascenseur, en considérant ses deux parties : électrique et mécanique ;

- Approches de contrôle pour un ascenseur, à savoir le contrôle en boucle ouverte et le contrôle en boucle fermée.

Chapitre I

Entraînements Electriques et Généralités sur les Ascenseurs

Les entraînements électriques modernes sont utilisés dans la plus grande partie du processus de l'industrie. Ces systèmes sont réalisés de divers composants de différentes natures : alimentation statique ; moteur électrique ; systèmes de transmissions mécaniques ; la charge, plus ou moins un circuit de contrôle sophistiqué. La diversité des processus et la complexité de l'entraînement électrique présentent un challenge réel pour l'ingénieur qui voudra réaliser un modèle et une implémentation de n'importe quel système avec des performances et efficacité à l'esprit [4].

Des évolutions importantes ont eu lieu ces dernières années grâce aux progrés réalisés dans le domaine des matériaux, des principes de conversion, de l'électronique de puissance, de la commande, des capteurs et des structures [5]. Cependant, de plus en plus, les simulations numériques approfondies deviennent un moyen économique non seulement pour spécifier les composants principaux dans le modèle de l'entraînement mais aussi de trouver les solutions pour les problèmes pouvant se produire lors de la mise en service.

I. Généralités sur les entraînements électriques

I 1. Structure d'un entraînement électrique

Un entraînement électrique est un système électromécanique destiné à réaliser un processus technologique grâce au mouvement d'un organe de travail. Il est constitué, (voir figure I-1), d'un moteur électrique, alimenté par un convertisseur statique ou une génératrice, d'un système de commande et d'une charge [2] [4].



Source d'alimentation

Figure (I-1) Schéma synoptique d'un entraînement électrique.

La puissance électrique fournie par la source d'alimentation au convertisseur de puissance, est transformée en puissance électrique réglable. Cette dernière est transformée en puissance électromagnétique et mécanique par le moteur. Le moteur est en fait un convertisseur électromécanique dont le rotor peut être associé à la partie mécanique de l'entraînement électrique. La puissance mécanique à l'arbre du moteur est transmise à la charge par l'intermédiaire d'un convertisseur mécanique. Le système de commande peut varier d'un simple bouton poussoir à un ordinateur de commande. En général, il élabore les signaux de commande des semi-conducteurs du convertisseur statique, à partir des consignes de pilotage du procédé et des mesures de tension, courant, vitesse, couple, accélération, . . . fournies par les divers capteurs placés à l'entrée et à la sortie du convertisseur et sur l'arbre du moteur. Le convertisseur statique, alimenté par le réseau industriel, transforme la présentation de l'énergie électrique pour lui donner la forme désirée (tension, courant, fréquence). En d'autres mots, il régule le flux de puissance nécessaire au moteur de façon à obtenir les performances dynamiques désirées. Bien que ne constituant pas la majorité, les entraînements à vitesse variable constituent la classe d'entraînements qui, a le plus attiré l'attention des chercheurs au cours des dernières années [2].

I 2. Moteurs des entraînements électriques

Les entraînements électriques utilisent des moteurs à courant continu et à champ tournant. Il existe plusieurs critères de classification des moteurs. Selon la nature de la source d'alimentation, on distingue :

- Entraînements par moteurs à courant continu ;
- Entraînements par moteurs à courant alternatif.

Parmi les entraînements à courant alternatif :

A. Moteurs asynchrones à cage

Le moteur asynchrone triphasé à cage est le plus connu. Il s'est imposé grâce à sa robustesse, sa simplicité de construction et sa facilité d'entretien. Il est destiné en premier lieu aux entraînements à vitesse unique. Ces moteurs possèdent une inductance de fuite relativement élevée pour la limitation du courant d'appel à l'enclenchement [2].

B. Moteurs asynchrones à bagues

Dans ce cas, la variation de la vitesse est obtenue soit par une cascade hyposynchrone dans le circuit rotorique soit par un gradateur triphasé dans l'alimentation du moteur.

Pour le montage avec cascade hyposynchrone, l'onduleur oppose une contre-tension qui impose une vitesse de rotation telle que la tension induite dans le rotor s'équilibre avec cette contre-tension. La variation de la vitesse s'obtient en faisant varier la contre-tension et donc l'angle de conduction des thyristors de l'onduleur. La puissance de glissement est récupérée et restituée au réseau par la cascade [2].

C. Moteurs synchrones triphasés à aimants permanents

Ces moteurs sont conçus spécialement pour être alimentés par convertisseurs indirects et sont dimensionnés en conséquence. Du point de vue construction, on distingue les moteurs à rotor intérieur et à rotor extérieur. De l'extérieur, les moteurs à rotor intérieur présentent le même aspect que les moteurs triphasés à cage. L'enroulement d'excitation usuel sur les machines synchrones est remplacé par des aimants permanents. L'absence de pertes d'excitation et de pertes de glissement alliées à l'utilisation de tôles de haute qualité donne un bilan de pertes extrêmement avantageux, ce qui permet à ces moteurs de développer une puissance nettement supérieure à celle des moteurs à cage de mêmes dimensions [2].

D. Moteurs à réluctance

Le moteur à réluctance est un moteur synchrone avec une structure saillante de rotor, mais qui n'a pas d'enroulement d'excitation, ni d'aimant permanent. Les enroulements statoriques produisent le flux d'entrefer qui induit le champ rotorique. Ce dernier tend à s'aligner sur Le champ statorique [2].

II. Etude de l'entraînement d'un ascenseur

Longtemps considéré comme un luxe, l'ascenseur est devenu de nos jours un élément indispensable de la vie quotidienne. En 1988, la fabrication et l'installation des ascenseurs et monte charge ont représentés pour le marché national français un coût élevé. Le nombre d'appareils, dont le montage a été achevé, s'élevait à douze milles, tous types de destinations confondus [6].

- Un appareil est dénommé « ascenseur » si sa cabine reçoit des passagers
- Un appareil est dénommé « monte charge » si sa cabine est conçue de telle manière qu'une personne ne peut y pénétrer.



Figure (I-2) Schéma de l'ascenseur d'Otis [7].

Si depuis des siècles des lieux inaccessibles comme les monastères grecs, qu'on appelle météores, ne pouvaient exister que grâce à des ascenseurs rudimentaires, c'est dans les mines qu'on situe en général leur apparition.

En 1853, c'est un Américain, Elisha Otis, qui le dota d'un système de limiteur de vitesse déclenchant un système appelé *parachute*, stoppant la cabine et assurant la sécurité des personnes en cas de rupture du câble, et permettant, dès 1857, d'en équiper un bâtiment à New York. En 1864, l'ingénieur français Léon Edoux le dotera d'un moteur hydraulique et inventera le mot *ascenseur*.

C'est en Allemagne cependant qu'on pensera en 1880 à un ascenseur électrique. En 1889 la Tour Eiffel est inaugurée avec un ascenseur remarquable dû aux efforts conjoints de Léon Edoux et des frères Otis qui ont succédé à leur père.

Ce n'est qu'en 1924 qu'un ascenseur sans *liftier* (machiniste) fera son apparition, exigeant la mise au point d'automatismes et de dispositifs de sécurité. Les commandes deviennent électriques puis électroniques et se dotent de mémoire. Les grilles fixes ou articulées disparaissent, les portes se verrouillent automatiquement,... etc.

Actuellement de nouvelles technologies utilisent un moteur contrôlé par un variateur de fréquence, qui joue sur la fréquence du courant d'alimentation et jauge le couple nécessaire au mouvement de manière à ce que les phases d'accélération et de décélération soient imperceptibles pour l'occupant de la cabine. Ils se nomment Gen II pour Otis, Monospace ou Regenerate chez Kone, Galaxy chez Thyssen, Smart chez Schindler [7].

II 1. Aspects techniques



Figure (I-3) Ascenseur expérimentale [1].

Un ascenseur se compose d'une cabine qui se translate dans une gaine (aussi appelée trémie) généralement verticale. Cette cabine est supportée dans une structure parallélépipède appelée étrier, ou arcade, permettant le guidage et le support de la cabine. Ce dernier est réalisé par différents éléments [8][9]:

- Une partie fixe : les deux guides, sont situés le long de la course de la cabine, de part et d'autre de la cabine. Ces guides ont habituellement une forme de T, bien que des guides ronds fussent utilisés.
- Une partie mobile : les coulisseaux sont situés à chaque coins de l'étrier, et sont en appui sur les guides. Durant le déplacement de la cabine, ceux-ci glissent sur les guides.

II 2. Familles d'ascenseurs

On distingue essentiellement deux types de familles d'ascenseur :

- les ascenseurs à traction à câble ;
- les ascenseurs hydrauliques.



Figure (I-4) Ascenseur à câbles.



II 2 1. Ascenseurs hydrauliques

a. Principe

Comme toute machine hydraulique, la pompe met sous pression l'huile qui pousse le piston hors du cylindre vers le haut. Lorsque la commande de descente est programmée, le by-pass (vanne) de la pompe permet de laisser sortir l'huile du cylindre vers le réservoir [7] [10].



Figure (I-6) Schéma illustratif du principe des pompes hydrauliques [7].

b. Description

Les ascenseurs hydrauliques sont utilisés en général pour satisfaire des déplacements relativement courts de l'ordre de quinze à dix huit mètres maximum. Plusieurs modèles existent sur le marché. On citera les ascenseurs hydrauliques [10] :

- à cylindre de surface,
- à cylindre enterré,
- télescopiques à cylindre de surface.



À cylindre de surfaceÀ cylindre de surface télescopique.A cylindres enterréFigure (I-7) Différents ascenseurs hydrauliques.

Les ascenseurs hydrauliques se composent principalement :

- d'une cabine,
- de guides,
- d'un ensemble pistons-cylindres hydrauliques placé sous la cabine de l'ascenseur,
- d'un réservoir d'huile,
- d'un moteur électrique accouplé à une pompe hydraulique,
- d'un contrôleur.

c. Avantages et inconvénients

Avantages

- Précision au niveau du déplacement (mise à niveau) ;
- Réglage facile de la vitesse de déplacement ;
- Ne nécessite pas de cabanon de machinerie ;
- Implantation facile dans un immeuble existant.

Inconvénients

- Course verticale limitée à une hauteur entre 15 et 18 m ;
- Risque de pollution des sous-sols ;
- Consommation énergétique importante : les ascenseurs hydrauliques posent un problème dans le sens où il n'y a pas de contrepoids qui équilibre la cabine comme dans les systèmes à traction à câble ;
- Nécessite de renforcer la dalle de sol.

II 2 2. Les ascenseurs à traction à câbles

a. Description

Les ascenseurs à traction à câbles sont les types d'ascenseurs que l'on rencontre le plus, notamment dans les bâtiments tertiaires. Ils se différencient entre eux selon le type de motorisation, et on distingue [7] [9]:

- à moteur treuil à vis sans fin,
- à moteur treuil planétaire,
- à moteur à attaque directe (couramment appelé "Gearless" ou sans treuil).



Figure (I-8) Ascenseur à moteur treuil

Figure (I-9) Ascenseur à moteur à attaque directe

II 3. Les critères de choix du type d'ascenseur

En général, les dépenses énergétiques des ascenseurs ne sont pas la priorité des gestionnaires de bâtiments tertiaires. En effet, la préoccupation première reste avant tout : emmener un maximum de monde en toute sécurité avec un maximum de confort.

On retrouve des critères de choix [8] :

• constructifs : hauteur de bâtiment, espace disponible au niveau des étages, possibilité de placer une salle de machines au sommet de la gaine, stabilité du terrain de sécurité.

• organisationnels : comme le type de fonction du bâtiment, son occupation et son type de fonctionnement.

• énergétiques : basées essentiellement sur la consommation et les appels de puissance de la motorisation.

II 4. Constitution d'un ascenseur à traction

Les ascenseurs sont en général constitués de [8] [9] :

• Cabine d'ascenseur : Elément composé d'un plancher, de parois et d'un toit destiné à accueillir les personnes et les marchandises (La partie visible de l'ascenseur). Cet élément est inséré et fixé dans un cadre appelé suspension cabine.

• Porte de cabine : Porte à fermeture généralement automatique destinée à confiner l'utilisateur dans la cabine pendant le déplacement de celle-ci, lui interdisant tous contact avec les parties extérieures à la cabine.

• Porte palière : C'est la porte externe de l'ascenseur. Chaque ascenseur est équipé d'autant de porte palière que de nombre d'étage. Elles peuvent être battantes et commandées manuellement, ou automatiques et coulissantes (à ouverture centrale ou latérale). Elles doivent être équipées d'un dispositif empêchant leurs ouvertures si la cabine n'est pas sur le niveau et bloquant le départ pendant leur ouverture.

- Boutons d'appels: boutons installés aux paliers.
- Boutons d'envois: boutons sont installés dans la cabine.

• Contrepoids: Elément destiné à contre balancer le poids de la suspension cabine, augmenté de la moitié de la charge utile. Celui-ci est constitué d'une suspension métallique contenant des gueuzes en fonte destinées à l'alourdir. Lorsque la cabine d'ascenseur monte, le contrepoids descend.

• Suspension cabine: Cadre rigide, aussi appelé étrier, composé de poutrelles en acier et destiné à accueillir la cabine. Ce cadre est suspendu dans la gaine par les câbles de traction. Des coulisseaux épousant la forme des guides de cabine et fixés à la suspension, assure le déplacement parfait de la cabine.

• Gaine d'ascenseur : Gaine verticale dans laquelle se déplace l'ascenseur et son contrepoids.

• Guides : Profilés en acier, généralement en forme de T, destinés à guider la cabine et le contrepoids dans la gaine (figure I-10).

• Ancrage de guide: Pièce métallique servant à fixer les guides aux murs de la gaine.

• Coulisseaux: éléments fixés à la suspension, garnis d'une fourrure, épousant la forme des guides et destinés à orienter celle-ci dans la gaine.



Figure (I-10) Suspension de cabine.

• Cuvette: Partie la plus basse de la gaine de l'ascenseur contenant les poulies de renvoi et les amortisseurs.

• Amortisseurs: Ressorts puissants placés en cuvette et destinés à ralentir la suspension cabine ou le contrepoids en cas de dépassement des "fin de course" de sécurité. Dans le cas d'un ascenseur à grande vitesse, on utilise des amortisseurs à huile (figure I-11).



Figure (I-11). Cuvette d'ascenseur.

• Fin de course: Contact de sécurité placé généralement en gaine et destiné à stopper l'ascenseur en cas de dépassement de sa course normale. La fin de course peut aussi se trouver en machinerie. Dans ce cas, il est actionné soit par le tambour de traction soit par le câble du limiteur (Figure I-12).



(Figure I-12) Fin De Course pour ascenseur.

• Câble de sélecteur d'étage: Généralement, les sélecteurs d'étage mécaniques sont entraînés par le treuil ou le limiteur de vitesse. Cependant, certains sélecteurs d'étage ont leur propre câble d'entraînement. Celui-ci, relié entre la cabine d'ascenseur et le contrepoids entraîne un petit tambour qui actionne le sélecteur d'étage.

• Machinerie: est un local placé généralement au-dessus de la gaine, destiné à contenir l'appareillage et le système de traction. Il est aussi appelé "salle des machines ".

• Appareillage: constitue une armoire placée en machinerie, contenant les relais, et autres équipements destinés à commander l'ascenseur.

• Treuil: il s'agit d'une machine composée d'un dispositif de freinage et d'un moteur, destinée à actionner les câbles de traction de l'ascenseur. On distingue trois types de treuil : Les anciennes machines à tambour de traction, les machines, équipées d'un réducteur, appelées Geared (avec boîte de vitesse), les machines à traction directe (sans boîte de vitesse), sont appelées Gearless.

- 1- Machine Geared (Figure (I-13)): Treuil d'ascenseur équipé d'un réducteur.
- → Moteur de traction: est un moteur équipant le treuil de l'ascenseur et placé dans la machinerie.
- → Réducteur: Le réducteur du treuil est une boîte de vitesse composée soit d'une vis et d'une couronne, soit d'un réducteur planétaire contenus dans un carter rempli d'huile. Son rôle consiste à démultiplier la vitesse du moteur électrique pour la rendre compatible avec les conditions d'utilisation de l'ascenseur. Pour assurer la lubrification de l'ensemble, la couronne baigne généralement dans l'huile du carter et par sa rotation ramène ce dernier vers les autres organes.

- 2- Tambour de traction: Le tambour de traction est une pièce cylindrique creuse équipée de deux gorges en forme de pas de vis. deux câbles de traction sont fixés au tambour et à la suspension cabine, deux autres au tambour et au contrepoids. Lorsque le tambour, commandé par le treuil tourne, les câbles, du côté de la cabine, s'enroulent et font monter celle-ci, pendant que les câbles, du côté du contrepoids, se déroulent et le font descendre. Le tambour a été remplacé depuis, par une poulie de traction.
 - → Poulie de traction: Poulie équipée généralement de gorges taillées en forme de V de manière à agripper les câbles de traction. Cette poulie, solidaire du treuil, fait lors de sa rotation, déplacer l'ensemble cabine et contrepoids.



Figure (I-13) Treuil d'ascenseur.

3- Machine Gearless: Treuil d'ascenseur sans réducteur de vitesse. La poulie de traction est directement montée sur l'axe du moteur de traction. Ce principe permet d'atteindre de très grandes vitesses de déplacement (jusqu'à 12 m/s).



Figure (I-14) Machine de traction : Gearless.

• Volant de dépannage: Dans le but d'assurer le déplacement manuel de l'ascenseur, un volant de dépannage est généralement fixé soit sur l'arbre du moteur de traction, soit sur l'axe du treuil.

• Marquage des câbles: Tous les ascenseurs équipés de treuil, devraient être équipés d'un marquage sur les câbles de traction, matérialisant la mise à niveau de la cabine. Celui-ci est à niveau lorsque la marque des câbles est en face d'une marque de même couleur peinte sur le châssis du treuil. Certains ascenseurs possèdent quant à eux un voyant installé sur l'appareillage, qui lorsqu'il est allumé, informe de la mise à niveau de la cabine.

• Câbles de compensation: Dans les immeubles de grande hauteur, le poids des câbles de traction devient trop important par rapport à la charge utile de la cabine d'ascenseur. Il existe donc une forte différence selon que la cabine se trouve en haut ou en bas de la gaine. On résout ce problème par l'adjonction de câbles, ou de chaîne de compensation. Ceux-ci, d'un poids identique aux câbles de traction sont suspendus entre la cabine et le contrepoids et permettent de maintenir l'ensemble en équilibre, quelle que soit la position de la cabine.

• Chaîne : Sur quelques ascenseurs spéciaux, certains câbles sont remplacés par des chaînes remplissant les mêmes fonctions. (Câbles de compensation, câble de limiteur, câble de sélecteur d'étage, câbles de traction).

• Servofrein: Mécanisme composé de pignons et d'un secteur de roue dentée. Celui-ci, commandé par un moteur est destiné à actionner le mécanisme de défreinage des mâchoires de frein. Le servofrein a depuis, été remplacé par l'électrofrein.

• Electrofrein: Electroaimant puissant destiné à assurer le défreinage des mâchoires de frein. Dans le but de permettre un défreinage manuel, l'électrofrein est généralement équipé d'un levier fixé à demeure. Si celui-ci est amovible, il doit être laissé à disposition dans la machinerie.

• Tambour de frein: Pièce cylindrique fixée solidement sur l'axe de la vis du treuil. Lors de l'arrêt de l'ascenseur, les mâchoires de frein sont appliquées fermement sur celui-ci pour immobiliser l'ascenseur.

• Garnitures de frein: Patins de friction en matière spéciale collés ou rivés sur les mâchoires de frein et destinés à bloquer efficacement le tambour de frein.

• Mâchoires de frein: Pièces métalliques équipées de garnitures de friction et épousant la forme du tambour de frein. Les mâchoires, destinées à immobiliser l'ascenseur, sont appliquées fermement contre le tambour par des ressorts. L'ouverture du frein est assurée par un mécanisme de défreinage. Celui-ci est actionné par un électroaimant puissant qu'on appelle électrofrein (Figure I-15).



Figure (I-15) Frein mécanique de l'ascenseur.

• Drive: Le drive est la partie de l'appareillage qui commande le système de traction de l'ascenseur.



Figure (I-16) Armoire de commande pour ascenseur (drive).

• Moto génératrice: Machine destinée à créer une alimentation en courant continu de forte puissance. Cette machine est composée, d'une part, d'un moteur à induction alternatif triphasé et, d'autre part, d'une génératrice à courant continu. Ces deux machines sont solidaires l'une de l'autre.



Figure (I-17) Moto génératrice.

• Moteur à courant continu: Les moteurs à courant continu sont composés d'une carcasse maintenant des inducteurs et d'un rotor portant un induit bobiné. La vitesse du moteur à courant continu est directement proportionnelle à la tension appliquée aux bornes de son enroulement induit. Le couple fournit par le moteur dépend de l'intensité traversant ses inducteurs.

• Moteur à induction alternatif: Les moteurs à courant alternatif sont généralement triphasés et utilisent le principe de l'induction électromagnétique. La vitesse de ceux-ci est directement proportionnelle à la fréquence du réseau électrique qui est immuable et inversement proportionnelle au nombre de bobines contenues dans le stator. Le rotor du moteur est actuellement constitué d'une cage composée de barreaux en aluminium soudés entre eux. Les moteurs à deux vitesses sont composés de deux séries de bobines distinctes. Chaque série de bobines se nomme enroulement.

• Poulie de renvoi: Poulie tournant librement et destinée à guider les câbles entre la cabine et le contrepoids (figure I-11).

• Poulie de mouflage: Certains ascenseurs à grande capacité sont mouflés. C'est à dire qu'une démultiplication est installée à l'aide de poulies de mouflage. Lorsque la cabine parcourt un mètre, les câbles au niveau du treuil en parcourent deux ou trois. Cette méthode permet d'installer des treuils moins puissants mais augmente la longueur des câbles et le coût de leur remplacement.

• Limiteur de vitesse: Organe mécanique équipé de masselottes et placé généralement en machinerie. Le limiteur, solidaire de l'ascenseur par un câble de limiteur tourne au déplacement de celui-ci. Si la vitesse dépasse anormalement la vitesse maximale autorisée, les masselottes se lèvent et coupent un contact de sécurité. En descente, la levée des masselottes bloque le limiteur. Ceci a pour effet de provoquer la levée du dispositif de parachute de la suspension de la cabine d'ascenseur.

• Câble de limiteur: Câble en acier fixé au parachute de l'ascenseur et se déplaçant avec lui. Lors d'une descente, le câble est bloqué par le limiteur de vitesse, il provoque la levée du parachute et le blocage de la cabine.



Figure (I-18). Réducteur de vitesse.

• Parachute: Organe mécanique placé sur la suspension de cabine et commandé par un câble de limiteur. En cas de rupture des câbles de traction ou de survitesse exagérée en descente, le mécanisme du parachute assure un blocage mécanique de la suspension dans les guides, évitant la chute libre de la cabine. Ce dispositif peut, dans certains cas, équiper le contrepoids.

• Commande de rappel: Dans le cas d'une grosse installation, il existe en machinerie un boîtier de manœuvre de rappel, destiné à ramener l'ascenseur au niveau d'un palier, pour dégager une personne bloquée dans la cabine.

Si ce boîtier existe, il faut tenter de déplacer l'ascenseur à l'aide de celui-ci. Si cela ne donne pas de résultat, il faudra couper le courant avant d'effectuer la manœuvre manuellement.

• Commande de révision: La commande de révision est composée d'un boîtier placé sur le toit de la cabine de l'ascenseur. Ce boîtier, équipé de bouton de marche montée et descente, ainsi que d'un bouton d'arrêt d'urgence, permet au préposé à l'entretien de manœuvrer, en toute sécurité et à faible allure, l'ascenseur pour inspecter et graisser les organes placés en gaine.

• Inverseur d'étage: Sur les anciens ascenseurs, contact inverseur qui était placé en gaine à chaque étage et servait de sélecteur d'étage.

• Manœuvre: Les ascenseurs se définissent en nombre d'appareil dans une batterie d'ascenseurs et par le genre de boutons d'appel utilisé pour les faire venir à l'étage. Ces paramètres déterminent le type de manœuvre. Il existe trois grandes familles de manœuvres : La manœuvre à blocage, la manœuvre collective et la manœuvre sélective qui n'est plus fabriquée actuellement.

II 5. Principe de fonctionnement

La cabine est suspendue à un câble qui s'enroule sur une poulie à gorge et dont l'autre extrémité porte un contre poids. Le moteur entraîne la poulie par l'intermédiaire d'un réducteur de vitesse ; la poulie entraîne le câble par adhérence. La cabine est équilibrée à demi- charge par le contre poids ; il suffit donc d'un couple relativement faible pour mettre en mouvement la cabine ; la charge est positive pour la montée en charge et la descente à vide ; elle est négative dans le cas contraire. D'où un moteur qui doit être à deux sens de rotation, et de freinage dans les deux sens [9] [11].

II 5 1. Conditions d'emploi : le fonctionnement est intermittent, avec charge variable ; le moteur doit effectuer de nombreux démarrages, et fonctionner en régime normal pendant un temps très court, d'où tendance à l'échauffement. Le fonctionnement doit être doux, silencieux ; l'appel de courant au démarrage doit être faible [9].

II 52. Avantages et inconvénients

a. Avantages

- course verticale pas vraiment limitée ;
- suivant le type de motorisation précision au niveau de la vitesse et du déplacement ;
- rapidité de déplacement ;
- efficacité énergétique importante ;

• pas de souci de pollution.

b. Inconvénients

• exigence très importante sur l'entretien.

III. Moteur et puissance électrique (Systèmes de motorisation)

Le type de moteur doit être silencieux sans à-coups au démarrage. Ce dernier est obtenu par l'intermédiaire d'un dispositif limitant les intensités du démarrage à une valeur inférieure ou égale à 3,5 du courant nominal [6].

PUISSANCE

Le moteur principal de traction est prévu pour entraîner l'appareil en service normal, le coefficient d'équilibrage de l'appareil est compris entre 0,45 et 0,5 [6]. Il est définit par :

$$eq = \frac{M - P}{Q} \tag{I-1}$$

M : Masse du contre poids (kg) ;

P : Masse de la cabine et de ses accessoires (kg) ;

Q : Charge nominale de l'appareil (kg) ;

L'efficacité énergétique des systèmes de motorisation des ascenseurs dépend essentiellement du type de moteur d'entraînement accouplé :

- au treuil pour les ascenseurs à traction,
- à la pompe pour les ascenseurs hydrauliques.

Un réducteur planétaire, par exemple, peut être accouplé à :

- un moteur à courant continu à excitation indépendante ou shunt,
- un groupe Ward Léonard,
- un moteur à courant alternatif asynchrone à démarrage :
 - o étoile-triangle,
 - à deux vitesses,
 - o commandé par un variateur de fréquence,
- un moteur à courant alternatif synchrone à démarrage par variateur de

fréquence.

Dans ce présent travail nous nous limitons aux ascenseurs à traction qui feront l'objet de notre étude.



III 1. Les moteurs-treuils à vis sans fin à une ou deux vitesses

Figure (I-19) Moteur-treuil à vis sans fin [7].

A l'heure actuelle, les moteurs treuils avec vis sans fin sont abandonnés au profit des moteurs à attaque directe (sans réducteur ou Gearless). Dans ce type de motorisation, la vis sans fin entraîne beaucoup de pertes mécaniques et, par conséquent, des consommations électriques plus importantes [7]. Les moteurs électriques couplés au treuil à vis sans fin étaient généralement des moteurs à courant continu à excitation indépendante ou shunt avec la faculté bien connue de pouvoir faire varier très facilement la vitesse de rotation.

Les moteurs électriques à courant alternatif utilisés avec ce type de réducteur sont en principe des moteurs à deux vitesses. On peut encore remarquer ce type de moteur-treuil lorsqu'on se trouve dans la cabine :

- au démarrage, la vitesse est plus lente (petite vitesse),
- pour atteindre la vitesse de déplacement optimale, le moteur passe en seconde vitesse en provoquant un léger choc d'accélération (passage de petite en grande vitesse).

III 2. Les moteurs-treuils planétaires



Figure (I-20) Moteur-treuil planétaire [7].

Les appareils à treuil planétaire utilisent le système de réduction de vitesse par engrenages planétaires. Accouplés à un moteur électrique, ils permettent d'avoir un rapport de réduction appréciable pour obtenir une plage de vitesse compatible avec le confort et l'efficacité de déplacement souhaitée [7][9]. Le treuil planétaire, composé d'un assemblage mécanique complexe d'engrenages, est basé sur le principe de gravitation des planètes autour du soleil où:

- Le soleil est l'engrenage calé sur l'arbre de sortie du réducteur et couplé avec la roue à câble de l'ascenseur.
- Les trois engrenages planétaires tournent sur eux-mêmes et autour de l'engrenage soleil à la manière de notre système solaire.
- L'engrenage couronne est celui qui, relié au moteur d'entraînement, fournit le couple moteur.



Figure (I-21) Réducteur planétaire [7].

Les réducteurs planétaires peuvent être accouplés à des moteurs électriques :

- à courant continu (grande plage de variation de vitesse),
- à courant alternatif asynchrone à deux vitesses,
- à courant alternatif asynchrone commandé par un variateur de fréquence.

III 3. Les moteurs à attaque directe ("Gearless" ou sans treuil)

Figure (I-22) Moteur Gearless classique [7].

Les moteurs à attaque directe, sans réducteur, ont fait leur apparition avec la venue des variateurs de fréquence. Les installations deviennent tellement compactes qu'il est possible à l'heure actuelle de se passer de local des machines sur le toit des immeubles. Ce système est énergétiquement performant principalement de part la présence d'un variateur de fréquence qui optimise la consommation énergétique, et la réduction des pertes mécaniques vu l'absence de réducteur.

Les moteurs à attaque directe ont les principaux avantages et inconvénients suivants:

Avantages

- Vitesse optimisée par le variateur de fréquence ;
- Compacité du système ;
- Pas de cabanon technique nécessaire pour les ascenseurs ;
- Précision dans les déplacements et sur la régulation de vitesse ;
- Pertes mécaniques réduites ;
- Efficacité énergétique intéressante ;
- Faible niveau de bruit ;
- Poids réduit.

Inconvénients

- Compacité peut entraîner des difficultés de maintenance ;
- Difficulté d'intervention dans la cage d'ascenseur.

IV. Ascenseur avec moteurs à courant continu

IV 1. Régulation de vitesse de type Ward – Léonard (W-L) pour moteur de traction

Ce type de régulation a été très longtemps utilisé pour actionner le moteur de traction des ascenseurs de grande capacité. La mise en œuvre d'un très bon couple de traction combiné à une vitesse de rotation entièrement réglable permettait d'accélérer et de ralentir progressivement la cabine et de l'amener très lentement au niveau de l'étage.

La possibilité de déplacer très lentement la cabine, à une vitesse de 1 à 2 cm par seconde pour assurer à tout moment une mise à niveau parfaite était très appréciée des utilisateurs. De plus, les ascenseurs équipés de machine type Gearless pouvaient atteindre des vitesses nominales très importantes, de l'ordre de 4m par seconde. Cette régulation, utilisée dans la traction des ascenseurs a pris son essor juste après la deuxième guerre mondiale pour tomber en abandon lors de l'apparition des premiers régulateurs de fréquence pour moteur triphasé à cage d'écureuil [12] [13].

IV 2. Composition et principe du système de traction W-L

Un tel dispositif de régulation est illustré dans la figure (I-14), et il comporte :

- Un groupe convertisseur entraîné par un moteur triphasé asynchrone à cage d'écureuil ou à rotor bobiné (M3~) et entraînant à vitesse constante une génératrice de courant continu (G), à excitation séparée (Gsh) et enroulement série monté en compound (GS).Ce groupe est généralement lancé avant de faire déplacer l'ascenseur et arrêté quelques minutes après la fin d'utilisation de celui-ci.
- Un moteur à courant continu (M) à excitation séparée (Msh) destiné à déplacer la cabine de l'ascenseur.
- Une boucle de courant reliant l'induit de la génératrice (G) à l'induit du moteur de traction (M) et traversant l'enroulement série (GS) de la génératrice.
- Une excitation indépendante pour le moteur de traction (Msh).
- Une excitation à tension variable pour la génératrice (Gsh) pilotée par des contacteurs ou éventuellement, dans les systèmes plus perfectionnés, par un régulateur électronique.



Figure (I-23) Schéma simplifié du régulateur [14].

IV 3. Principe

1- Ascenseur au repos

Dans ce cas, le groupe convertisseur tourne à sa vitesse nominale, l'enroulement d'excitation du moteur (Msh) est alimenté par le transformateur (TR), destiné à ramener la tension d'excitation à une valeur acceptable pour la machine et à travers le redresseur (D2), lequel transforme la tension alternative en tension continue.

L'enroulement shunt de la génératrice (Gsh) est alimenté par l'induit de celle-ci, en montage suicide. Ce dernier est destiné à interdire à la génératrice de monter en tension. Cette tension passant à travers des deux contacts (L) alimente l'enroulement shunt pour provoquer un champ magnétique en opposition à l'aimantation résiduelle ce qui tend à ramener la tension entre (Ga) et (Gb) à 0 Volt.

L'enroulement série (GS) de la génératrice est équipé de résistances (RS1 et RS2), montées en parallèle, destinées à régler précisément l'effet de l'excitation série, quelque soit l'intensité qui traverse la boucle de courant [13].

2- Départ en montée

Le contacteur (L) et (M) s'enclenchent : l'enroulement d'excitation de la génératrice (Gsh) est alimenté par le transformateur (TR) et le redresseur (D1) au travers des résistances (R1) à (R4) et des contacts (L) et (M). La génératrice produit une tension positive par la borne (Gb), laquelle traverse le moteur (M) et revient vers la borne (Ga), en traversant partiellement l'enroulement série (GS). Par ailleurs, pendant l'accélération, le contact (FR) se ferme, assurant une surexcitation du moteur (M) et un renforcement du couple de celui-ci pour permettre son accélération [13].

3- Accélération en montée.

Graduellement, les contacts (V1) à (V4) vont s'enclencher, éliminant la résistance (R1) à (R4). Ceci aura pour effet d'augmenter la tension aux bornes de l'enroulement d'excitation (Gsh) et d'augmenter proportionnellement la tension produite par la génératrice. Le courant dans la boucle augmente et le moteur accélère sa vitesse de rotation. Lorsque la vitesse nominale est presque atteinte, le contact (FR) retombe, ce qui a pour effet de pousser le moteur (M) à sa vitesse nominal [13].

4-Ralentissement et arrêt de l'ascenseur

En premier lieu, le contact (FR) se ferme pour garantir un couple de ralentissement maximal et provoque un début de ralentissement de la vitesse. Ensuite, les contacts (V4) à (V1) s'ouvrent progressivement, rétablissant les résistances (R4) à (R1). La tension de la génératrice (Gsh) diminue graduellement, réduisant la tension aux bornes du moteur (M) qui ralenti sa rotation jusqu'à la vitesse d'approche finale, lorsque l'ascenseur atteint le niveau, les contacteurs (M) et (L) retombent, la génératrice ne produit de tension et le moteur s'arrête [13].

5-Départ en descente

Les contacteurs (L) et (D) s'enclenchent. Pareil qu'en départ en montée, sauf que le courant est dans le sens contraire, et une tension positive est produite sur la borne (Ga) de la génératrice. Les bornes de l'induit moteur reçoivent cette fois ci une tension inverse, donc une rotation dans le sens opposé [13].

IV 4. Principaux avantages et désavantages

a. Avantages

- Possibilité de régler graduellement la vitesse de 0 à la vitesse nominale ;
- Accélération et décélération particulièrement progressives ;
- Couple important de la machine de traction de 0 à la vitesse nominale ;

- Freinage dynamique très important ;
- Grand confort d'utilisation et déplacement particulièrement doux de la cabine d'ascenseur;
- Mise à niveau précise.

b. Désavantages

- Coût d'installation très élevé suite à la nécessité d'utiliser un groupe convertisseur, pour produire le courant continu ;
- o Bruit important du groupe convertisseur ;
- Consommation en énergie très importante ;
- Coût d'entretien jusqu'à trois fois plus important que pour un ascenseur à deux vitesses.

V. Moteur asynchrone intégré aux ascenseurs et principe de fonctionnement

Le moteur asynchrone couplé à un variateur de fréquence est de loin le plus utilisé pour les applications où il est nécessaire de contrôler la vitesse et le déplacement d'une charge [7].

VI. Evaluation de l'efficacité énergétique pour ascenseurs

L'ancienne génération d'ascenseurs voyait les systèmes de motorisation influencer en grande partie les consommations énergétiques (principalement électriques). A l'heure actuelle et grâce aux techniques de pointe, tel que les nouvelles générations de moteur sans réducteur (Gearless), les commandes et les régulations à vitesse variable, les consommations de la motorisation ont chuté d'un facteur 2, au point qu'il est nécessaire de considérer sérieusement les consommations des auxiliaires (fermetures de portes, ventilation d'armoire de commande,...) et de l'éclairage [7].

VI 1. Consommation et appel de puissance des ascenseurs

L'appel de puissance au démarrage de la motorisation perturbe l'installation électrique de l'immeuble et pénalise l'institution au niveau de la facture énergétique ; une analyse des courants de démarrage des motorisations s'impose.

La consommation des ascenseurs reste modeste dans le sens où les personnes et les charges dans la cabine, moins la charge du contre poids (si existant), ne constituent pas en soi une perte d'énergie. En effet, aux pertes prés, l'énergie consommée par le transport des personnes à la montée est restituée (énergie potentielle) lors de la descente. L'énergie réellement perdue est composée :

- Des pertes par frottement,
- Des pertes de ventilation,
- Des pertes thermiques dans les moteurs.

Quand à la consommation énergétique de la motorisation d'un ascenseur, elle est très complexe à établir car elle dépend de nombreux facteurs dont les principaux sont :

- La charge de la cabine (fonction du nombre de personne) ;
- Le profil de vitesse (accélération, palier de vitesse constante, décélération, freinage,...);
- Le nombre de course ;
- Le système de motorisation ;
- Les pertes mécaniques dans la gaine.

VI 2. Rendement des motorisations

Un bon indicateur pour appréhender la consommation électrique des motorisations, est de situer approximativement leurs rendements. La notion du rendement global permet donc de comparer un système de motorisation par rapport à un autre et naturellement d'évaluer l'intérêt d'une modernisation. Le tableau suivant donne des indications de rendement global de motorisation [7].
Type de motorisation classique	Commande et régulation		Moteur électrique			réducteur			Rendement global
	Groupe Ward- Léonard	Variateur de vitesse	Moteur DC	Moteur asynchrone	Moteur synchrone	Vis sans fin	planétaire	gearless	
Motorisatio n dc Ward Léonard+vis sans fin	0.5	>0.9	0.95	0.9	>0.9	0.65	0.98	1	0.29
Motorisation DC +variateur de vitesse+vis sans fin	0.5	>0.9	0.95	0.9	>0.9	0.65	0.98	1	>0.52
Motorisation Asy à 2 vitesses à vis sans fin	0.5	>0.9	0.95	0.9	>0.9	0.65	0.98	1	>0.55
Motorisation Asy à variateur de vitesse + vis sans fin	0.5	>0.9	0.95	0.9	>0.9	0.65	0.98	1	>0.5
Motorisation Asy à variateur de vitesse + planétaire	0.5	>0.9	0.95	0.9	>0.9	0.65	0.98	1	>0.75
Motorisation Syn à variateur de vitesse +gealess	0.5	>0.9	0.95	0.9	>0.9	0.65	0.98	1	>0.77

Tableau (I-1) Rendements globaux des motorisations d'ascenseurs.

VII. Besoins en outil de simulation

La simulation est un moyen efficace et économique, utilisé pour faire des études préliminaires et/ ou comparatives, tant au stade du développement (conception), qu'au cours du fonctionnement normal des systèmes. Aussi, l'utilisation d'un simulateur performant peut considérablement augmenter les capacités d'un système expert.

Plusieurs outils (spécialisés ou non) de simulation sont utilisés dans le domaine des machines électriques et de l'électronique de puissance: ATOSECS, EMTP, SPICE, SMNON, Matlab,...etc

La difficulté de simulation des systèmes d'entraînement, provient non seulement de la structure généralement complexe des machines électriques, mais aussi du fait, qu'elles sont le plus souvent associées à d'autres éléments fortement non linéaires (convertisseurs statiques de puissance, mécanismes entraînés). Aussi, les éléments du système sont caractérisés par des constantes de temps assez différentes [15].

Dans ce chapitre, nous avons donné un aperçu général des entraînements électriques particulièrement l'ascenseur comme exemple d'application. Nous nous sommes basés essentiellement sur les différents motorisations de ce type d'entraînement, entre moteur et réducteur employé.

Chapitre II

Modélisation et Simulation du Système de Motorisation La machine asynchrone est un système multivariable, non linéaire, fortement couplé à dynamique rapide et paramètres variant dans le temps. Le développement de différentes méthodes de commande de cette machine est justifié par le besoin de prendre en compte sa structure non linéaire. La commande des moteurs asynchrones s'est révélée être un champ d'application des méthodologies de l'automatique non linéaire développé depuis les années 70. En effet la modélisation des moteurs à courant alternatif est bien maîtrisée et elle se traduit par des modèles non linéaires caractérisés par un nombre limité de variables d'état [16].

I. Modélisation de la machine asynchrone

Un moteur asynchrone (figure (II-1)) se présente sous la forme d'un carter entourant le circuit magnétique, ferromagnétique, statorique et qui accueille dans des encoches l'enroulement statorique polyphasé (généralement triphasé) bobiné en fil de cuivre isolé.

À l'intérieur de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, séparé par un entrefer, tourne le circuit magnétique rotorique qui accueille dans ses encoches les barreaux de la cage rotorique, coulés en aluminium ou en cuivre, court-circuités à chaque extrémité par des anneaux réalisés dans le même matériau. Le circuit magnétique rotorique est traversé par l'arbre qui repose sur des paliers montés dans les flasques fixés au carter [16].

Le moteur asynchrone est donc caractérisé par la présence d'un seul bobinage polyphasé au stator, alimenté par une source extérieure, et d'un bobinage massif en court circuit au rotor.



Figure (II-1) : Vue descriptive d'un moteur asynchrone

Son principe de fonctionnement est régit par la loi de Lenz : la force électromotrice induite s'oppose à la cause qui lui donne naissance. Si un pôle d'aimant, créant un champ d'induction (B), se déplace devant une spire fermée à une vitesse (V), celle-ci est le siège d'un courant induit (I). Elle réagit sur la cause qui l'engendre par une force (F). Pour que cette réaction ait lieu il faut qu'il y ait une vitesse relative de l'aimant par rapport à la spire, c'est-à-dire que le champ doit tourner plus vite que la spire [17].

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ses courants, il faut s'appuyer sur un certain nombre d'hypothèses.

I 1. Hypothèses simplificatrices

L'étude de la machine asynchrone triphasée traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel de certaines hypothèses simplificatrices qui sont [18][19]:

1- Hypothèse du premier harmonique : La répartition spatiale de la densité de flux (ou induction) magnétique au travers de l'entrefer sera supposée parfaitement sinusoïdale, ce qui se traduit par une variation sinusoïdale en fonction de la position du rotor, des inductances mutuelles entre stator et rotor.

2- Circuit magnétique parfaitement feuilleté : Les courants induits dans le circuit magnétique (courant de Foucault) seront supposés négligeables en raison des isolements électriques présents sur les plans décrits par la direction de circulation du flux magnétique.

3-Saturation magnétique négligée : La saturation magnétique ne sera pas prise en compte afin d'écrire les flux propres de la machine comme des fonctions linéaires des courants, les inductances étant constantes.

4- Pertes par hystérésis négligeables ;

5- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

6- parfaite symétrie de construction ;

7- assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phases que le bobinage statorique.

Conséquences

- les inductances propres sont constantes ;
- les inductances mutuelles dépendent de leurs axes magnétiques ;
- la variation de la résistance des barres rotoriques en fonction de la vitesse de rotation est très petite.

I 2. Relation Fréquence - Vitesse

Le champ statorique tourne à la vitesse [20]

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} = 2\pi \frac{f_s}{p} = 2\pi \cdot N_s \tag{II-1}$$

Avec f_s la fréquence du réseau d'alimentation ;

p : nombre de paire de pôles ;

 N_s : vitesse du champ statorique en (tr/s).

Nous noterons la pulsation des courants rotoriques ω_r , N_r la vitesse du rotor en (tr/s), et Ω_r la vitesse angulaire du rotor en (rd/s). En fonctionnement moteur la vitesse relative du champ statorique par rapport à la vitesse du rotor est $\Omega_s - \Omega_r > 0$. On définit alors le glissement *g* de la manière suivante:

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \tag{II-2}$$

Les courants polyphasés induits dans le rotor circulent dans des enroulements polyphasés, leur fréquence est :

$$f_{\rm r} = g f_{s.} \tag{II-3}$$

Ils engendrent un champ tournant dont la vitesse absolue est N_s (ou Ω_s), c'est à dire que la machine asynchrone est en fait synchrone du point de vue magnétique (synchronisme des champs magnétiques statoriques et rotoriques). C'est le rotor qui glisse par rapport à son propre champ, d'où le qualificatif de "asynchrone".

Les champs statorique et rotorique tournent à la vitesse de synchronisme Ω_s . Ils se composent pour former un champ magnétique tournant résultant, ou un flux tournant résultant. Si on pose (ϕ) la valeur efficace du flux dans un enroulement statorique et dans un enroulement rotorique, alors les f.e.m qui y sont induites ont respectivement les valeurs efficaces [21][22]:

$$E_1 = K_1 N_1 f_s \phi$$
 (II-4) (II-4)

$$E_2 = K_2 N_2 f_r \phi \qquad (e_2 (t) : \text{ en instantané}) \qquad (\text{II-5})$$

K1et K2 sont des coefficients de bobinages, N1 et N2 sont les nombres de spires

Ces deux relations font penser à celles obtenues pour un transformateur. Mais dans le cas de la machine asynchrone la f.e.m. $e_1(t)$ a pour fréquence f_s alors que la f.e.m. $e_2(t)$ a une fréquence $f_r = g f_s$ qui varie en fonction de la charge.

Dans un transformateur, la fréquence qui apparaît au secondaire est fixe et égale à celle imposée au primaire. Le rapport de transformation (m) de la machine asynchrone est définit à partir de la relation suivante [21]:

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{K_2 N_2}{K_1 N_1} g = mg$$
(II-6)

I 3. Modèle équivalent monophasé

Dans de nombreux cas, il est plus commode de ne pas avoir affaire à une machine asynchrone réelle qui représente un système de deux (ou plusieurs) circuits couplés magnétiquement [22]. Afin de se raccrocher à des choses connues, il a été établi une représentation schématique de la machine asynchrone que l'on appellera "modèle".

Sachant que le stator et le rotor fonctionnent en régime alternatif, il est tentant de modéliser la machine asynchrone à partir du transformateur monophasé auquel nous associerons les inductances de fuites l_1 et l_2 puis les résistances r_1 et r_2 les pertes fer et le courant magnétisant ayant pour supports R_0 et L_0 respectivement (figure II-2). On définira ainsi les impédances de fuites:

$$\begin{cases} \underline{z}_1 = r_1 + jl_1\omega_s \\ \underline{z}_2 = r_2 + jl_2\omega_r = r_2 + jl_2g\omega_s. \end{cases}$$
(II-7)

Une difficulté persiste cependant car, les fréquences (f_r) des courants rotoriques sont différentes de (f_s) contrairement à ce qui se passe pour le transformateur. Pour en tenir compte de cette spécificité de la machine asynchrone, quelques arguments sont avancés :

- La valeur efficace du champ tournant rotorique ne dépend que de la valeur efficace des Ampères-tours (AT) rotoriques ;
- La vitesse de rotation N_s du champ tournant résultant est obtenue par des courants rotoriques polyphasés de fréquence $f_r = g f_s$ entraînés par le rotor à la vitesse N_r ;
- On peut également créer un même champ tournant rotorique, tournant à la vitesse N_s en bloquant le rotor et en l'alimentant par des courants de fréquence (f_s) et de même valeur efficace.

Le stator devient primaire, alimenté sous une tension $v_1(t)$ de fréquence (f_s) . Le rotor devient secondaire, il développe une force électromotrice induite de valeur efficace $E_2 = mgE_1$ de fréquence f_s , l'impédance des fuites \underline{z}_2 conservant sa valeur $r_2 + jl_2g\omega$.



Figure (II-2) : Schéma équivalent par phase à un transformateur parfait

Remarques :

• On suppose que la machine asynchrone fonctionne en régime équilibré. Cela signifie que les trois phases sont équivalentes, d'où la représentation monophasée qui en découle.

• Lorsque le glissement g est égal à un ce qui correspond à une vitesse du rotor N_r nulle (rotor bloqué), la machine asynchrone se comporte alors comme un transformateur dont le secondaire est court-circuité, dans ce cas $f_r = f_s$.

I 3 1. Schéma électrique simplifié

Nous allons dans un premier temps supprimer le transformateur parfait en utilisant la même démarche que pour le transformateur, c'est à dire "ramener" au stator (primaire) les éléments du rotor (secondaire). On cherche donc à déterminer l'impédance équivalente parcourue par le courant $i'_2=mi_2$, sous la tension e_1 .

$$Z_{eq} = \frac{E_1}{I_1 - I_{10}} = \frac{E_1}{I_2} = \frac{E_2}{mg} \cdot \frac{1}{mI_2} = \frac{E_2}{I_2} \cdot \frac{1}{m^2g} = (r_2 + jl_2g\omega) \cdot \frac{1}{m^2g}$$

$$\Rightarrow Z_{eq} = \frac{r_2}{m^2g} + j\frac{l_2}{m^2}\omega$$

$$r_1 \qquad l_1 \qquad i_1(t) \qquad i_{10}(t) \qquad l_2 \qquad r_2 \qquad r_2 \qquad r_1 \qquad i_{10}(t) \qquad r_2 \qquad r_2 \qquad r_2 \qquad r_1 \qquad r_2 \qquad r_2 \qquad r_2 \qquad r_2 \qquad r_1 \qquad r_2 \quad r_2$$

Figure (II-3) : Schéma équivalent ramené au stator par phase

Afin de s'affranchir du diviseur de tension (z_1, L_0, R_0) on opère une ultime transformation qui constitue une approximation. On déplace le circuit de magnétisation en aval de l'impédance z_1 . On obtient le schéma équivalent suivant:



Figure (II-4) : Schéma équivalent par phase, ramené au stator simplifié.

Dans les applications courantes de la machine asynchrone, il arrive généralement que

$$r_1 \ll \frac{r_2}{m^2 g}$$
 alors $\frac{R'_2}{g} \cong \frac{r_2}{m^2 g}$ (II-9)

I 3 2. Calcul des grandeurs nominales

Vitesse angulaire nominale du MA :
$$\omega_n = \frac{\pi . N_n}{30}$$
 (rd/s) (II-10)

Couple nominal :
$$C_n = \frac{P_n}{\omega_n}$$
 (Nm) (II-11)

Couple maximal admissible : $C_{\text{max}} = \lambda_m . C_n (\text{Nm})$

Courant nominal :
$$I_{1n} = \frac{P_n}{3U_{phs}\eta_n \cos\varphi_n}$$
 (A) (II-12)
(II-13)

Impédance de base
$$Z_{\text{base}} = \frac{U_{ph}}{I_{1n}}(\Omega)$$
 (II-14)

 λ_m : coefficient de surcharge donné en annexe ;

 η_n : rendement de la machine.

I 3 3. Modèle de la machine et valeurs réduites (système en P.U)

La notion de valeurs réduites repose sur le concept de grandeur de référence. Ces grandeurs facilitent le calcul, la compréhension et l'évaluation des ordres de grandeurs des variables par rapport à des grandeurs de références (ou de base). L'utilisation des valeurs réduites nous permet de simplifier l'élaboration des schémas équivalents. Les équations suivantes représentent les valeurs de référence des machines tournantes [17].

Dans le cahier des charges proposé dans le cadre de ce travail, ont été donnés les paramètres de la machine en valeurs réduites, et l'identification des paramètres en valeurs absolues est parvenue par [22] [23] :

Paramètres	Identification
Réactance magnétisante	$X_{M} = Z_{base} X_{\mu}^{*}(\Omega)$
Résistance de stator principale	$r_{1} = Z_{base}r_{1}^{*}(\Omega)$
Résistance de rotor principale	$r_2^{"} = Z_{base} r_2^* \left(\Omega \right)$
Réactance de stator principale	$X_1 = Z_{base} X_1^* (\Omega)$
Réactance de rotor principale	$X_2^{"} = Z_{base} X_2^*(\Omega)$
Coefficient de correction pour un schéma	$\sigma = 1 + \frac{X'_1}{X'_1}$
corrigé en L	X_{M}
Réactance statorique	$X_1 = \frac{X_1'}{\sigma_1}(\Omega)$
Résistance statorique	$R_{1} = \frac{r_{1}}{\sigma_{1}} (\Omega)$
Résistance rotoriques ramenée au stator	$R_2' = \frac{r_2'}{\sigma_1^2}(\Omega)$
Réactance rotoriques ramenée au stator	$X'_{2} = \frac{X''_{2}}{\sigma_{1}^{2}}(\Omega)$
Réactance totale ou réactance de court circuit	$X_c = X_1 + X_2'(\Omega)$
Glissement critique naturel	$g_{cri nat} = \frac{r_2}{\sqrt{R_1^2 + X_C^2}}$

II. Modèle mathématique de la machine asynchrone

La machine asynchrone est un système dynamique non linéaire. Par conséquent, sa commande nécessite la disponibilité d'un modèle, représentant fidèlement son comportement au niveau de ses modes électriques, électromagnétique et mécanique [16].



Figure (II- 5) Repérage angulaire des axes magnétiques d'une machine asynchrone

Les trois enroulements identiques du stator et du rotor sont respectivement décalés dans l'espace d'un angle de 120°.

On désigne :

- par
$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$$
: la vitesse de rotation angulaire du champ tournant (rd/s)
- par $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: la vitesse de rotation angulaire du rotor (rd/s).
-par $\omega = \omega_s - \omega_r = \frac{d\theta_{sl}}{dt} = p\Omega$: la vitesse angulaire électrique (rd/s).
- par $\Omega = \frac{1}{p} \frac{d\theta_{sl}}{dt}$: la vitesse angulaire de rotation (rd/s).

Avec p - Nombre de paires de pôles.

II 1. Passage du modèle de la machine polyphasé à un modèle biphasé

Pour la description des processus de commande des moteurs asynchrones, il est rationnel d'utiliser les transformations de phases et de coordonnées des variables.

En effet, le modèle de la machine triphasée est caractérisé par des équations différentielles avec coefficients variables périodiquement dus à la variation de l'induction mutuelle entre les enroulements statorique et rotorique tournants. La structure symétrique et équilibrée de la machine permet le passage d'une représentation triphasée à une autre biphasée équivalente [19]

II 2. Equations différentielles du moteur asynchrone dans le système de coordonnées (x,y)

Les projections des vecteurs tensions, courants et flux statoriques et rotoriques sur les axes (x,y) conduit aux équations suivantes [4] :

1-equations électriques

$$\begin{cases} U_{sx} = R_{s}i_{sx} + \frac{d\psi_{sx}}{dt} - \omega_{s}\psi_{sy} \\ U_{sy} = R_{s}i_{sy} + \frac{d\psi_{sy}}{dt} + \omega_{s}\psi_{sx} \\ 0 = R_{r}i_{rx} + \frac{d\psi_{rx}}{dt} - (\omega_{s} - \omega_{el})\psi_{ry} \\ 0 = R_{r}i_{ry} + \frac{d\psi_{ry}}{dt} + (\omega_{s} - \omega_{el})\psi_{rx} \end{cases}$$
(II-15)

2- Equations de flux

Dans le cas où la machine est supposée linéaire au niveau magnétique, les relations entre courants et flux statoriques et rotoriques sont les suivantes, faisant intervenir les trois inductances cycliques de la machine Ls, Lr et L_M :

$$\begin{cases} \psi_{sx} = L_{s}i_{sx} + L_{M}i_{rx} \\ \psi_{sy} = L_{s}i_{rx} + L_{M}i_{ry} \\ \psi_{rx} = L_{r}i_{rx} + L_{M}i_{sx} \\ \psi_{ry} = L_{r}i_{ry} + L_{M}i_{sx} \end{cases}$$
(II-16)

3- Equation mécanique

$$C_{e} = (i_{sv}i_{rx} - i_{sx}i_{ry})pL_{M}$$
(II-17)

Le choix correct du vecteur de l'état variable de la machine par rapport à laquelle est effectuée l'orientation du système de coordonnées, permet de simplifier les équations différentielles de la machine et la synthèse de système de régulation.

Dans le cas d'une orientation de coordonnées vers la projection du vecteur de tension statoriques [4][24][25] :

$$U_{SX} = U_{S} \tag{II-18}$$

$$U_{sy} = 0 \tag{II-19}$$

Us : Amplitude de la tension de l'enroulement statorique de la machine biphasée

A partir des équations (II-15) à (II-19), les courants i_{sx} , i_{sy} , i_{rx} et i_{ry} sont exprimés à travers les flux :

$$\begin{cases} i_{sx} = \psi_{sx} \frac{L_r}{L_s L_r - L_M^2} - \psi_{rx} \frac{L_M}{L_s L_r - L_M^2} \\ i_{sy} = \psi_{sy} \frac{L_r}{L_s L_r - L_M^2} - \psi_{ry} \frac{L_M}{L_s L_r - L_M^2} \\ i_{rx} = \psi_{rx} \frac{L_s}{L_s L_r - L_M^2} - \psi_{sx} \frac{L_M}{L_s L_r - L_M^2} \\ i_{ry} = \psi_{ry} \frac{L_s}{L_s L_r - L_M^2} - \psi_{sy} \frac{L_M}{L_s L_r - L_M^2} \end{cases}$$
(II-20)

En solutionnant l'équation d'équilibre de tension $U_{sy}=0$ par rapport aux flux, et en passant du système temporel au système fréquentiel :

1

$$\begin{cases} \psi_{sx} = \frac{1}{P} (U_{sx} - R_s I_{sx} + \omega_s \psi_{sy}) \\ \psi_{sy} = \frac{1}{P} (-R_s I_{sy} - \omega_s \psi_{sx}) \\ \psi_{rx} = \frac{1}{P} (-R_r I_{ry} + (\omega_s - \omega_{ele}) \psi_{ry}) \\ \psi_{ry} = \frac{1}{P} (-R_r I_{ry} - (\omega_s - \omega_{ele}) \psi_{rx}) \end{cases}$$
(II-21)

Où P : étant l'opérateur de Laplace

Ces équations obtenues sont mises en œuvre sous environnement Matlab/Simulink dans le but de la modélisation de la machine asynchrone

II 3. Résultats de modélisations de la machine

1- Essai à vide

Dans le cas où, la machine est démarrée à vide, avec une alimentation direct a partir du réseau nous avons représenté : le courant d'une phase statorique, le flux statorique, la vitesse de rotation et le couple électromagnétique développé, donnés sur la figure(II-8).



Figure (II-8) résultats de simulation de la machine sur Simulink à vide

2- Essai en charge

Dans ce cas, la machine est démarrée à vide, et une fois le régime permanent est atteint, nous avons appliqué un couple résistant égale au couple électromagnétique nominal du moteur. Les résultats obtenus pour le courant statorique, le flux statorique, le couple électromagnétique et la vitesse de rotation, sont représentés dans la figure (II-9).



Figure (II-9) Résultats de simulation de la machine sur Simulink en charge

Les oscillations transitoires de couples peuvent être néfastes. En effet la réponse des matériaux à des contraintes pulsatoires dépend non seulement de l'intensité mais aussi de la fréquence de celle-ci. Dans de telles conditions, des ruptures des clavettes (liaisons mécaniques du stator et de la carcasse) sont suivies d'arrachement des liaisons électriques [26]. Un couple pulsatoire peut être à l'origine d'une rupture par fatigue du bout d'arbre et d'accouplement si le moteur est soumis à des démarrages fréquents.

III. Pilotage de la vitesse de rotation du moteur

D'après la relation (II-22), on peut cerner les paramètres qui peuvent influencer la vitesse de rotation:

$$N = \frac{(1-g).f_s}{p}$$
(II-22)

N : la vitesse de rotation de l'arbre du moteur ;

- g : étant le glissement ;
- f_s : fréquence des courants statoriques ;

On peut donc piloter cette vitesse de rotation en intervenant sur :

- Le nombre de paire de pôles (moteur à deux vitesses par exemple) ;
- Le glissement du moteur (moteur à bague) ;
- La fréquence du réseau.

III 1. Caractéristique mécanique

À partir de la modélisation de la machine en régime permanent, la caractéristique couple vitesse à une fréquence donnée est représentée sur la figure (II-10).



Figure (II-10) Caractéristique couple vitesse de la machine

On constate sur la caractéristique mécanique qu'en présence d'un couple résistant supérieur au couple de démarrage, le moteur ne peut pas démarrer. Lorsque le moteur tourne à sa vitesse de synchronisme, il ne produit aucun couple ; à vitesse plus basse, il produit un couple positif (traction), à vitesse plus élevée, il produit un couple négatif (freinage). La vitesse de synchronisme est déterminée par la fréquence statorique f_s et par les caractéristiques constructives du moteur (nombre de pôles 2p) [28].

$$\Omega_s = \frac{2\pi f_s}{p} \tag{II-23}$$

La relation (II-23) établit la dépendance de la vitesse par rapport à la fréquence d'alimentation. Ceci nous conduit à intercaler entre le réseau et le rotor un dispositif de variation de la fréquence [28].

III 2. Régulation de la fréquence

A l'heure actuelle, le pilotage de la vitesse des moteurs asynchrones se fait électroniquement grâce à des variateurs de fréquences.

Sans pertes de puissance, on peut varier la vitesse du rotor de la machine en faisant varier la fréquence d'alimentation et donc la vitesse de rotation du champs tournant statorique [7]. Pour conserver le couple moteur, il faut que la tension du moteur se modifie avec la fréquence dans un rapport constant [27][28]

La figure (II-11) montre à l'évidence que cette méthode est appropriée : la vitesse varie dans le même rapport que la fréquence sans modifier le couple de décrochage. Toutefois les obstacles techniques propres à l'alimentation à fréquence variables ont longtemps limité l'emploi des machines asynchrone en traction électrique, ce ne sont que les progrès récents des semi-conducteurs qui ont permis la réalisation fiable de convertisseurs de fréquence [28]



Figure (II-11) Caractéristiques mécaniques pour un contrôle à fréquence variable alpha : étant le rapport de variation de la fréquence.

L'alimentation doit être adaptée en tension et en fréquence de sorte que le rapport U/f soit constant. Pour se rapprocher des caractéristiques du moteur à excitation série, on considère deux phases [21] [24] :

- Au démarrage et à faible vitesse, fonctionnement à couple constant, le flux étant maintenu constant en faisant varier la vitesse proportionnellement à la fréquence

 A vitesse élevée, fonctionnement à puissance constante, la fréquence est proportionnelle à la vitesse, durant laquelle le couple décroît proportionnellement à la vitesse. Pour atteindre ce but, la tension est diminuée avec la racine carrée de la fréquence.

Pour obtenir ce résultat, le moteur est alimenté par un onduleur qui élabore un système de trois tensions réglables en fréquence et en amplitude, constitué par un système d'interrupteurs alimenté à partir d'une source de tension continue.

IV. Modélisation du convertisseur de fréquence

IV 1. Convertisseurs

Les semi conducteurs de puissance permettent de constituer des « convertisseurs » aptes à toutes les configurations d'alimentation haute tension. Les convertisseurs de base sont:

- l'onduleur associé au moteur asynchrone ;

- le redresseur fournissant la tension continue à partir du secondaire de transformateur ;
- le hacheur d'alimentation en freinage rhéostatique.

Ce convertisseur peut être schématisé par une batterie fournissant une tension continue associée à un onduleur. Dans la majorité des applications industrielles, la tension continue est obtenue à partir du réseau, moyennant un redresseur et un filtre pour améliorer la qualité de la tension obtenue. Etant donné, que la vitesse dépend de la fréquence, de tension ou du courant d'alimentation, par conséquent, la tache du convertisseur est la variation de la fréquence.

IV 2. Onduleur triphasé de tension

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion de l'énergie électrique de la forme continue à la forme alternative. Alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie [5] figure (II-12).

Dans un onduleur non autonome ou « assisté » relié à un réseau alternatif, c'est celui-ci qui impose la fréquence.

Dans les onduleurs autonomes, c'est la commande des semi conducteurs qui impose la fréquence des grandeurs alternatives, par contre la forme de l'onde de la tension ou du courant du coté alternatif est imposé à travers la tension ou le courant du coté continu [29].

La figure (II-13) représente un onduleur MLI de tension alimentant le moteur. Le caractère de la source de tension du générateur est assuré par la capacité du filtre d'entrée et le caractère de la source de courant du récepteur est assuré par les inductances de la charge.



Figure (II-12) Schéma d'alimentation de la machine à travers un onduleur [16]

Le filtre L-C, associé au pont redresseur à diodes, constitue une source de tension non réversible en courant. L'énergie ne peut donc transiter de la machine asynchrone au réseau [15]. Si ce filtre est bien dimensionné, la tension aux bornes de la capacité est en régime permanent, à une faible ondulation prés, égale à (U_o) et donc toujours positive.

En contrôlant les états des interrupteurs de chaque bras de l'onduleur, on fixe les valeurs des tensions de sortie de l'onduleur $(U_{ao}),(U_{bo}),(U_{co})$ à $(+0.5U_o)$ ou $(-0.5U_o)$. Si on prend comme point de référence le point milieu de la tension (U_o) , que nous pouvons visualiser en supposant que la capacité (C) est formée de deux capacités de valeur (2C) connectées en série comme le montre la figure (II-13).



Figure (II-13) Schéma de l'onduleur à deux niveaux

A la sortie de l'onduleur on obtient trois ondes de tensions constituées de créneaux dont l'amplitude vaut approximativement ($+0.5U_o$) et ($-0.5U_o$), suivant que ce sont les interrupteurs du coté haut qui conduisent ou ceux du coté bas.

L'emploi de la technique à modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour déterminer les intervalles de conduction des interrupteurs permet de régler de manière indépendante les valeurs moyennes de chacune des tensions (U_{ao}) , (U_{bo}) et (U_{co}) sur chaque période de commutation. Dans ce cas, les instants de commutations sont déterminés par comparaison de trois ondes de référence avec une onde porteuse qui fixe la fréquence de commutation. Cette comparaison fournit trois signaux logiques f_a , f_b et f_c qui valent « un » quand les interrupteurs du coté haut sont en conduction et ceux du coté bas sont bloqués et valent « zéro » dans le cas contraire.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples, notées V_{an} , V_{bn} et V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques f_i .

On appelle (T₁) et (T'_i) les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- > Si $f_i = 1$, alors T_i est fermé et T_i' est ouvert,
- > Si $f_i = 0$, alors T_i est ouvert et T_i' est fermé

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases}$$
(II-24)

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \left(\frac{1}{3}\right) [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \left(\frac{1}{3}\right) [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \left(\frac{1}{3}\right) [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases}$$
(II-25)

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0 .

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn0} = V_{an0} \\ V_{bn} + V_{nn0} = V_{bn0} \\ V_{cn} + V_{nn0} = V_{cn0} \end{cases}$$
(II-26)

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn0} = \frac{1}{3} \left[V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0} \right]$$
(II-27)

L'état des interrupteurs supposés parfaits : $f_{i(1 \text{ ou } 0)} \{i = a, b, c\}$ on a

$$V_{in0} = f_{iU_0} \left(-\frac{U_0}{2} \right)$$
(II-28)

Nous aurons donc

$$\begin{cases} V_{an0} = (f_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn0} = (f_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn0} = (f_c - 0.5)U_0 \end{cases}$$
(II-29)

En remplaçant (I-39) dans (I-38), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases}$$
(II-30)

En remplaçant (I-35) dans (I-36), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix}$$
(II-31)

IV 3. Caractérisation de la modulation

En régime transitoire, l'évolution de la modulante durant une période de la porteuse est inconnue. Par conséquent, les impulsions de commande sont générées à des instants imprévisibles. Il n'existe donc pas de période d'échantillonnage bien défini, d'où le qualificatif d'échantillonnage naturel [30].

• Si les références sont sinusoïdales, deux paramètres caractérisent la commande :

- L'indice de modulation « m » qui représente le rapport entre la fréquence de la porteuse « f_p » à la fréquence de la référence «f» désirée.

- Le coefficient de réglage en tension « *r* » qui représente le rapport entre l'amplitude de l'onde de référence à la valeur de crête de l'onde porteuse.

A des valeur donnée de (m) et (r), les tensions de sorties ont la même forme de l'onde qu'en monophasé ; la valeur et la phase du fondamental et des harmoniques de ces tensions sont celles trouvées en monophasé.

D'ordinaire la modulation est synchrone, c'est-à-dire que «f_p» est un multiple entier de «f». La tension est alors périodique. Mais dans certain cas, la modulation est asynchrone, c'est-à-dire : pour une fréquence de modulation «f_p» donnée, la fréquence de la référence est variée de façon continue [29].

En modulation synchrone, on adopte une valeur de l'indice de modulation multiple de 3 pour que les trois tensions obtenues soient identiques à un tiers de leurs période prés. Cela entraîne deux effets bénéfiques : il y a réduction des harmoniques des tensions de sortie et des courants d'entrée, et on supprimé notamment [29] [31]:

- 1. l'harmonique le plus important, celui de fréquence (*mf*), situé au centre de la première famille ;
- 2. les harmoniques de fréquence (2mf 3f) et de (2mf+3f) de la deuxième famille ;
- 3. l'harmonique de fréquence (3mf), situé au centre de la troisième famille ;
- Des harmoniques importants des deux premières familles, il ne reste que ceux de rang : (m-2), (m-3), (2m-1), (2m+1). Ceux de rang (m-6), (m+6), (2m-3), (2m+3) ont été supprimés.

En triphasé, nous avons la possibilité d'augmenter le coefficient de réglage « r ». En effet, le « déchet de tension » peut être réduit sans diminuer la qualité des tensions de sortie et du courant d'entrée. Puisque les harmoniques de rang 3 ou multiple de 3 sont éliminés des tensions de sortie, nous pouvons ajouter un harmonique 3 à la sinusoïdale de fréquence f pour former l'onde de référence. Cette addition permet d'augmenter l'amplitude maximale du fondamentale dans la référence et, par là, dans la tension de sortie [29].

IV 4. Alimentation en tension du moteur à travers l'onduleur

La modélisation de la machine sous forme de représentation d'état, ainsi que la modélisation inverse font apparaître les variables d'état nécessaires aux objectifs de commande ou d'observation. Cependant, dans une application réelle, il serait essentiel de prendre en considération les équations de l'onduleur, qui est un système à commutation, et de les faire intervenir dans la mise au point du modèle de la machine. D'un point de vue automatique, l'absence des équations de l'onduleur dans le modèle n'affecte pas l'étude de la commande et l'observation, mais dans une implémentation temps réel, il faut vérifier l'influence de l'onduleur sur le comportement global du système d'entraînement [16].





Figure (II-15) Tension de sortie de l'onduleur d'une phase alimentant la machine

Cette technique nous a permit d'avoir les résultats ci- après:



Figure (II-16) Couple électromagnétique de la machine alimentée à travers l'onduleur



Figure (II-17) Vitesse de rotation de la machine alimentée à travers l'onduleur

Les figures (II-14), (II-15) représentent respectivement, la technique MLI à échantillonnage naturel employé, et la tension de sortie d'une phase de l'onduleur.

Pour un coefficient de modulation m=12, une méthode de résolution de Runge Kutta et un pas de calcul de 10^{-5} s, les résultats correspondant au couple et vitesse de la machine alimentée par un onduleur de tension sont représentés sur les figures(II-16),(II-17).

Nous pouvons remarquer le retard de la réponse causé par l'onduleur (le régime transitoire de la vitesse est plus lent), mais une bonne forme de vitesse (vitesse lisse malgré quelques oscillations du couple difficiles à éviter avec la technique MLI naturelle).

Dans ce chapitre est donnée une modélisation mathématique du moteur asynchrone à cage considéré, avec son alimentation par un onduleur de tension triphasé.

Chapitre III

Commande Mécanique et Electrique de l'Entraînement d'un Ascenseur Les entraînements électriques sont des systèmes compliqués et leur étude est difficile lorsqu'une analyse complète de son comportement est désirée. Cette étude est devenue facile grâce à des outils sophistiqués d'analyse de circuits et la modélisation du système d'entraînements suivant une approche modulée [4].

La figure (III-1) représente le schéma type d'un système d'entraînement électrique. Il est constitué de deux parties distinctes selon la nature de la puissance :

- Une partie électrique qui comprend l'alimentation, système de convertisseur statique et le moteur électrique.
- Une partie mécanique qui inclue touts engins en rotation ainsi que les convertisseurs et charges en mouvement.

Il est à signaler que la partie électrique est comprise entre deux niveaux de puissance :

Grande puissance pour les convertisseurs et le moteur, et faible puissance pour les circuit de commande (contrôle) désiré.



Figure (III-1) Assemblage générique d'un entraînement électrique [4]

I- Schéma cinématique simplifié d'un ascenseur sans réducteur

Quelques ascenseurs de ce jour utilisent des systèmes avec moteur d'induction triphasé. La majorité de ces systèmes en Egypt, par exemple, utilisent dans leur commande le changement du nombre de pôles, pour permettre à l'ascenseur deux vitesses (rapides et lentes). Et pour plus de performance, les stators à double enroulement sont conçus. Cette approche de contrôle par changement de pole a fait que la machine soit très large et très chère en plus de l'effet négatif sur les performances transitoires dues aux contacteurs mécaniques employés dans ce cas [32].

Dans le but de réduire la taille de la machine, son poids et améliorer les performances de l'ascenseur (notamment en régime permanent et transitoire), le moteur est associé à un variateur de fréquence, qui agit directement sur la fréquence d'alimentation et jauge le couple nécessaire au mouvement, de manière à ce que les phases d'accélération et de la décélération soient imperceptibles pour l'occupant de la cabine.



Figure (III-2) Schéma cinématique simplifié d'un ascenseur sans réducteur.

Dans la figure (III-2) est donné le schéma synoptique de l'ascenseur sans réducteur (Gearless) Palan à multiplicité i=2 [33]. Nous pouvons constater à travers ce schéma que le moment d'inertie sur l'arbre du moteur est le moment total de l'entraînement électrique vu l'absence du réducteur mécanique de vitesse.

II. Partie mécanique

La charge mécanique dans le processus industriel a une large variété de caractéristiques. Cependant, sans tenir compte des caractéristiques complexes. L'expression analytique reliée à ces formes est écrite comme suit [4]:

$$C_r = C_{r0} + c\Omega^{\chi} \tag{III-1}$$

Avec

C_r : le couple résistant de la charge ;

 C_{r0} : le couple résistant initial dû aux frottements

 χ : facteur caractérisant la variation de la charge par rapport à la vitesse

c : une constante

 $\boldsymbol{\Omega}$: vitesse de rotation du moteur.

II 1. Couple résistant dans le cas d'un ascenseur

En effectuant un bilan de forces du système charge contre-poids, il est possible de calculer le couple résistant appliqué sur le bras du moteur donné par l'équation suivante [1][34]:

$$Cr = (m_c - m_p)g.r + (m_c + m_p)r^2 \frac{d\Omega}{dt}$$
(III-2)

- Ω :vitesse de rotation du moteur
- m_c : masse de la charge
- m_p:masse de la poulie

r: rayon de la poulie

g : accélération terrestre

II 2. Equation dynamique du mouvement

La relation mécanique du mouvement étant de la forme :

$$J_{\Sigma} \frac{d\Omega}{dt} = C - Cr \tag{III-3}$$

C : couple développé du moteur

 J_{Σ} : moment d'inertie sommaire du système, ramené à l'arbre du moteur

 $\boldsymbol{\Omega}$: la vitesse angulaire

Cette expression peut être modélisée par le schéma bloc suivant :



Figure (III-3) Modèle de la partie mécanique de l'entraînement électrique

Dans le cas ou le mécanisme du mouvement présente un couplage non rigide entre les différentes parties qui constituent l'entraînement, la relation (III-3) peut être exprimée en un système d'équations différentielles (III-4) pour un système réduit à deux masses [4][35][36].

$$\begin{cases} J_1 \frac{d\Omega_1}{dt} + k_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) = C - Cr_1 \\ J_2 \frac{d\Omega_2}{dt} - k_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) = -Cr_2 \\ \varphi_1 = \int \omega_1(t)dt \\ \varphi_2 = \int \omega_2(t)dt \end{cases}$$
(III-4)

Avec $J_{l_1} J_2$: moments d'inertie de la première et la deuxième masse φ_{l_1}, φ_2 : positions angulaires respectives aux deux masses ; C_{r1}, C_{r2} : les couples résistants associés au système à deux masses ; k_{12} : coefficient de la raideur entre les deux masses.

Dans le domaine de Laplace, le système d'équation (III-4) devient :

$$\begin{cases} J_1 p \Omega_1(p) + \frac{k_{12}}{p} (\Omega_1(p) - \Omega_2(p)) = C(p) - Cr_1(p) \\ J_2 p \Omega_2(p) - \frac{k_{12}}{p} (\Omega_1(p) - \Omega_2(p)) = -Cr_2(p) \end{cases}$$
(III-5)

 Ω_1 , Ω_2 sont les vitesses angulaires des deux masses respectivement.

Les équations différentielles du système à deux masses permettent d'analyser les propriétés dynamiques de l'entraînement électrique par les méthodes d'asservissement. La figure (III-4) présente le schéma bloc d'un système à deux masses [4][35][37]



Figure (III- 4) Schéma bloc du système à deux masses avec prise en compte des forces dissipatives.

II 3. Commande S -Dispositifs de changement de cadence

Cette commande, appelée aussi commande par signal d'entrée, permet d'avoir la vitesse synchrone de référence. Dans ce cas, la partie mécanique de l'entraînement électrique, étant l'objet de contrôle, l'action de commande est assurée par le couple électromagnétique du moteur, et la régulation de coordonnées par les vitesses du moteur et du mécanisme de transmission[35][38].

II 3 1. Mise en œuvre de la commande S-type

Nous obtenons la fonction de transfert par action du signal d'entrée avec coordonnées de sortie $\Omega_2(p)$. Dans ce cas le schéma bloc initial se transforme comme suit :



Figure (III- 5) Schéma bloc du système à deux masses simplifié (Cr₂=0).

Fonction de transfert

Après simplification du schéma bloc précèdent, le calcul de sa fonction de transfert nous donne [37] :

$$f_{t\Omega 2}(p) = \frac{\Omega_{12}^2}{p(J_1 + J_2)(p^2 + \Omega_{12}^2)}$$
(III-6)

$$\Omega_{12} = \sqrt{\frac{k_{12}}{J_1} + \frac{k_{12}}{J_2}}$$
: Fréquence cyclique des oscillations propres du système à deux masses

On analyse le régime transitoire du démarrage à vide de l'entraînement électrique, avec un couple électromagnétique constant : C (p) = constant :

$$f_{t\Omega2}(p) = \frac{\Omega_2(p)}{C(p)} = \frac{\Omega_{12}^2}{p(J_1 + J_2)(p^2 + \Omega_{12}^2)}$$
(III-7)

Soit :

$$\Omega_2(p)(Jp^3 + J\Omega_{12}^2 p) = C(p)\Omega_{12}^2$$
(III-8)

equation differentielle

$$J \frac{d^{3}\Omega_{2}}{dt^{3}} + J\Omega_{12}^{2} \frac{d\Omega_{2}}{dt} = C.\Omega_{12}^{2}$$

Avec $J = J_{1} + J_{2}$
$$\frac{1}{\Omega_{12}^{2}} \frac{d^{3}\Omega_{2}}{dt^{3}} + \frac{d\Omega_{2}}{dt} = \frac{C}{J}.$$
 (III-9)

 $\frac{C}{J}$: désigne l'accélération angulaire moyenne ε_{moy} (III-9) conduit à l'équation caractéristique:

$$\frac{1}{\Omega_{12}^2} p^3 + p = 0 \tag{III-10}$$

La solution globale de l'équation différentielle après calcul sera de la forme

$$\Omega_2(t) = \mathcal{E}_{mov} t + A e^{j\Omega_{12}t} + B \cdot e^{-j\Omega_{12}t}$$
(111-11)

On détermine les constantes A et B à travers les conditions initiales qui sont :

$$\dot{A} t=0, \Omega_2(t)=0, \quad \frac{d\Omega_2}{dt}=0$$

(III-11) devient :

$$\Omega_{2}(t) = \varepsilon_{moy} t - \frac{\varepsilon_{moy}}{\Omega_{12}} \sin \Omega_{12} t$$
(III-12)

Cette expression obtenue, permet de commander l'ascenseur à travers la commande dite de type S. cette dernière permet d'imposer une vitesse de référence afin d'avoir une accélération et un mouvement de la cabine d'ascenseur désirés. L'ajustement de celle-ci se fait principalement par l'accélération, le rayon d'entraînement et la fréquence d'alimentation car :

$$\begin{cases} \varepsilon_{moy} = \frac{a}{\rho} \\ \rho = \frac{v}{\Omega} \\ t_0 = \frac{w_0 fin}{\varepsilon_0} \\ \Omega_{12} = \frac{2\pi}{t_0} \end{cases}$$
(III-13)

(III 11)

a :l'accélération linéaire de la cabine (m/s^2)

- ρ : le rayon d'entraînement (m)
- v: la vitesse linéaire de la cabine (m/s)

 t_0 : le temps de consigne (temps d'établissement du démarrage) (s)

 $w_{0 \text{ fin}}$: la vitesse de synchronisme en régime établi (rd/s)

La mise en œuvre de cette loi de commande pour la vitesse synchrone du moteur sur Simulink permet d'obtenir le résultat de la figure (III-6). Cette vitesse constituera une référence dans la commande de notre entraînement électrique.



Figure (III-6) Diagramme de vitesse pilotée

II 3 2. Calcul des régimes transitoires dans le système moteur asynchrone -variateur de fréquence (MA-VF)

Nous déterminons l'équation pour le calcul des régimes transitoires de l'entraînement électrique régulé par fréquence.

1- Equation de la vitesse et du couple pour l'intervalle du temps t=t₀-t_r

Dans cet intervalle de temps, le mouvement commence à partir de l'état permanent :

$$C_{init} = C_r$$
 et $\Delta \omega_{init} = \Delta \omega_c$

Les équations de la vitesse et du couple électromagnétique dans cet intervalle sont données respectivement, par [33] :

$$\omega(t) = \omega_{init} - \Delta\omega_c - \Delta\omega_{0dyn} + \varepsilon_0 t - \omega_N \sin(\Omega_{12}t - \varphi_1) - \omega_{0m} e^{-\xi t} \sin(\Omega_r t + \varphi_2) \quad \text{(III-14)}$$

$$c(t) = C_r - C_{dyn0} - C_1 \sin(\Omega_{12}t - \varphi_3) + C_m e^{-\xi t} \sin(\Omega_r t + \varphi_4)$$
(III-15)

Avec $\Delta \omega_c = \frac{C_r}{\beta}; \beta = \frac{2C_{cr}}{\omega_{0n}g_{cr natu}}$

$$\Delta \omega_{odyn} = \varepsilon_0 T_M \; ; \;$$

 T_M - Constante électromécanique de temps : $T_M = \frac{J}{\beta}$

 ε_0 - Accélération angulaire moyenne : $\varepsilon_0 = \varepsilon_{moy}$

a- Constante électromagnétique de temps Te est donnée par :

$$T_e = \frac{1}{\omega_{sn} \cdot g_{crinatu}} (\mathbf{s}) \tag{III-16}$$

b- Calcul du temps de retard du mouvement \mathbf{t}_r [s] Soit $x = Te\Omega_{12}$

$$tr = \sqrt{\frac{\Delta\omega_c}{\xi\varepsilon_0} \frac{1+x^2}{x}}$$
(III-17)

 ξ - Coefficient d'atténuation $\xi = \frac{1}{2T_e}$

c- Calcul de la pulsation $\omega_N(rd/s)$

Soit $R = (1 - mx^2)^2 + mx^2$

$$\omega_{\rm N} = \frac{v}{\sqrt{R}} \tag{III-18}$$

m-Rapport des constantes de temps : $m = \frac{T_M}{T_e}$

d- Calcul de l'angle de giration φ_1 (rd)

$$\varphi_1 = \operatorname{arctg}\left(\frac{mx}{1 - mx^2}\right) \tag{III-19}$$

e- Calcul de l'angle de giration φ_2 (rd)

$$\varphi_2 = \operatorname{arctg}\left(\frac{\omega_1}{V_1}\right) \tag{III-20}$$

avec

$$\omega_{l} = \Delta \omega_{N} - \omega_{N} \sin \varphi_{l}$$

$$\Delta \omega_{\Sigma} = \Delta \omega_{c} + \Delta \omega_{odyn} - \Delta \omega_{init}$$

$$V_{1} = \frac{\xi \omega_{1} - \omega_{N} \cos \varphi_{1} - \varepsilon_{0} - \varepsilon_{init}}{\varphi_{1}}$$
$$\varepsilon_{init} = 0$$

f- Calcul de la pulsation ω_{0m} (rd/s)

$$\omega_{0m} = \omega_1 = \Delta \omega_{\Sigma} - \omega_N \sin \varphi_1 \tag{III-21}$$

g- Calcul de l'angle de giration φ_3 (rd)

$$\varphi_3 = \arctan\left(\frac{1 - mx^2}{mx}\right) \tag{III-22}$$

h- Calcul du couple électromagnétique C₁ (Nm)

$$C_1 = \frac{C_{dyn0}}{\sqrt{R}} \tag{III-23}$$

i- Calcul du couple électromagnétique C_m (Nm)

$$C_m = \sqrt{\omega_2^2 + V_2^2} \tag{III-24}$$

avec

$$\omega_{2} = \xi \omega_{r}$$
$$\omega_{r} = C_{dyn0} \left(1 - \frac{\sin \varphi_{3}}{\sqrt{R}} \right)$$
$$V_{2} = \frac{1}{\Omega_{r}} \left(\xi \omega_{2} - C_{1} \Omega_{12} \cos \varphi_{3} \right)$$

j- Calcul de l'angle de giration φ_4 (rd)

$$\varphi_4 = \operatorname{arctg}\left(\frac{\omega_2}{V_2}\right) \tag{III-25}$$

Les résultats numérique obtenus pour le calcul en régime transitoire sont portés à l'annexe 2

2- Variation de la vitesse et le couple à l'accélération dans l'intervalle de temps $0 \le t \le 10Te$

En analysant la variation de la vitesse et du couple lors de l'accélération dans l'intervalle[0-10Te], les équations obtenus sont respectivement données comme suit [33] :

$$\omega(t) = \omega_{c} + \omega_{m1} e^{-\xi t} \sin(\Omega_{r} t + \varphi_{5})$$
(III-26)

$$C(t) = C_r + C_{m1} e^{-\xi t} \sin(\Omega_r t + \varphi_6)$$
(III-27)

 Ω_r - Fréquence de résonance des oscillations des vibrations mécanique du système à deux

masses:
$$\Omega_r = \frac{\sqrt{m(4-m)}}{2T_M}$$

Pour ce calcule, nous déterminons :

$$\varepsilon_{init} = \frac{C(t = to - tr) - Cr}{J_{tot}}$$
(III-28)
$$\omega_{init} = \omega(t = to - tr)$$
$$\omega_{c} = \omega_{0} - \Delta\omega_{c}$$

Soit

$$D = \sqrt{1 + \left[\frac{\xi}{\Omega_r} + \frac{\varepsilon_{init}}{\Omega_r(\omega_{init} - \omega_c)}\right]}$$
(III-29)

a- Calcul de la pulsation ω_{m1} (rd/s)

$$\omega_{m1} = (\omega_{init} - \omega_c)D \tag{III-30}$$

b- Calcul de l'angle de giration φ_5 (rd)

$$\varphi_{5} = \operatorname{arctg}\left(\frac{\xi}{\Omega_{r}} + \frac{\varepsilon_{init}}{\Omega_{r}(\omega_{init} - \omega_{c})}\right)$$
(III-31)

c- Calcul du couple électromagnétique C_{m1} (Nm)

On détermine

$$\Delta \omega_{init} = \omega_{ofin} + \omega(t = to - tr)$$
$$C_{init} - Cr = C(t = to - tr) - Cr$$

$$G = \sqrt{1 + \left(\frac{\xi}{\Omega_r} + \frac{\beta \Delta \omega_{init} - C_{init}}{\Omega_r Te(C_{init} - Cr)}\right)^2}$$

Donc

$$C_{m1} = (C_{init} - Cr)G \tag{III-32}$$

d- Calcul de l'angle de giration φ_6 (rd)

$$\varphi_6 = \operatorname{arctg}\left(\frac{\xi}{\Omega_r} + \frac{\beta \Delta \omega_{init}}{\Omega_r Te(C_{init} - Cr)}\right)^{-1}$$
(III-33)

3- Variation de la vitesse et le couple pendant le freinage du système avec la commande S-type

$$\omega(t) = \omega_{init} - \Delta\omega_c + \Delta\omega_{0dyn} - \varepsilon_0 t + \omega_N \sin(\Omega_{12}t - \varphi_1)$$
(III-34)

$$c(t) = C_r + C_{dyn0} + C_1 \sin(\Omega_{12}t + \varphi_3) + C_m e^{-\xi t} \sin(\Omega_r t + \varphi_4)$$
(III-35)

III. Partie électrique

Dans quelques applications, l'entraînement est conçu de sorte à donner une réponse transitoire rapide et une capacité de fonctionner à une vitesse nulle avec le bon couple. Les machines à courant alternatif, particulièrement la machine à cage d'écureuil, sont attractives à ces applications à cause d'un rotor d'une faible inertie et de l'absence de commutateurs et de contacts [40].

La plupart des ascenseurs de ce jours utilisent des moteurs à courant alternatif contrôlés par une tension et fréquence variable (ACVVF : alternatif current variable voltage frequency) dans le but de varier sa vitesse. Son principe est basé sur le maintien du rapport tension/fréquence d'alimentation constant selon un contrôle scalaire [27].

Cependant au niveau des puissances installées, la plupart des variateurs ne justifient pas un contrôle très performant. Pour des variateurs dont la plage de vitesse ne dépasse pas un rapport de 3 ou 4 entre les vitesses extrêmes, et pour lesquels il n y'a pas de fonctionnement a des vitesses très faibles et à fort couple de charge, le contrôle scalaire donne des performances très satisfaisantes [41].

III 1. Gamme de vitesse

La gamme de vitesse d'un variateur est le rapport entre la vitesse maximale et la vitesse minimale du moteur qu'il assure avec la précision affichée. Il faut que cette gamme soit supérieure à celle nécessitée par l'application. Quand l'entraînement est inséré dans une boucle de position, la vitesse la plus faible est celle obtenue pour le signal de vitesse minimum qui permet d'obtenir le déplacement ; dans ce cas, la précision est donnée par la boucle de position [5].
Les équipements standard ayant des performances médiocres ont habituellement, des gammes de vitesse 1 à 100. Ces entraînements peuvent êtres [5] :

- Le moteur à courant continu, sans capteur de vitesse; on corrige la tension (U) appliquée à l'induit pour tenir compte de la chute ohmique (RI), la f.e.m (U-RI) est l'image de vitesse.
- ♣ Le moteur asynchrone standard sans capteur, contrôlé par le rapport (U/f) constant

Dans notre étude, cette gamme a été calculée après avoir déterminé la vitesse réduite minimale possible.

III 2. Calcul de la vitesse réduite pour un arrêt précis de la cabine d'ascenseur

Cette vitesse est calculée à travers la formule empirique suivante [39] :

$$\omega_{red} = \frac{\sqrt{B^2 + 4A\Delta\phi_{adm}} - B}{2A}$$
(III-36)

$$D'o\dot{u} \begin{cases} A = \frac{J_{moy}}{2C_{dyn\,moy}} \left(2\frac{\Delta\omega}{\omega_{moy\eta}} + \frac{\Delta J}{J_{moy}} + \frac{\Delta C_{dyn}}{C_{dyn\,moy}} \right) \\ B = t_{moy} \left(\frac{\Delta t}{t_{moy}} + \frac{\Delta\omega}{\omega_{moy}} \right) \end{cases}$$
(III-37)

On peut, sur la base d'analyse mentionnée dans la littérature concernant l'arrêt précis de la cabine, prendre l'erreur admissible de la position $\Delta S_{adm}=5.10^{-3}$ m.

$$\Delta \phi_{adm} = \frac{\Delta S_{adm}}{\rho} \tag{III-38}$$

On a $J_{moy} = \frac{J_1 + J_2}{2}; \quad \Delta J = J_1 - J_2$

J₁: moment d'inertie de l'entraînement électrique lors du mouvement de la cabine avec poids nominal

J₂: moment d'inertie de l'entraînement électrique lors du mouvement de la cabine sans poids

$$\begin{cases} J_{1} = J_{m} + J_{POULIE} + J_{TM} + m_{1}\rho^{2} \\ J_{2} = J_{m} + J_{POULIE} + J_{TM} + m_{2}\rho^{2} \end{cases}$$
(III-39)

Aussi pour l'entraînement électrique régulé, nous pouvons considérer :

$$C_{dyn} = C - C_r \approx J\varepsilon_0$$

Donc:
$$C_{dyn_{moy}} = C - C_r \approx J_{moy}\varepsilon_0$$
$$\Delta C_{dyn} = \Delta J\varepsilon_0$$
d'où $\frac{\Delta C_{dyn}}{C_{dynmoy}} = \frac{\Delta J}{J_{moy}}$ (III-40)

III 3. Modélisation de la machine asynchrone en régime permanent

Dans le cas ou la machine est alimentée en tension, l'amplitude de cette dernière est imposée pour chaque point de fonctionnement [41][42]. En régime sinusoïdal permanent, on choisit un repère de référence, qui tourne à la vitesse de synchronisme de manière à ce que les variables soient de type continu.

$$\begin{cases}
V_{sx} = R_s I_{sx} - \omega_s \psi_{sy} \\
V_{sy} = R_s I_{sy} + \omega_s \psi_{sx} = 0 \\
V_{rx} = 0 = R_r I_{rx} - \omega_r \psi_{ry} \\
V_{ry} = 0 = R_r I_{ry} + \omega_r \psi_{rx}
\end{cases}$$
(III-41)

Il existe deux transformations triphasé /biphasé, l'une qui conserve les amplitudes de courant et l'autre qui assure la conservation de la puissance.

La deuxième parait la plus adaptée à l'étude des commandes des variateurs de vitesses ou de position. Pour cette dernière, il existe un rapport $\sqrt{3}$ entre la valeur maximale en diphasé et la valeur efficace en triphasé.

Dans le cas, où on s'intéresse aux composantes fondamentales, nous avons :

$$\begin{cases} \sqrt{3} V_s = V_{sx} \\ V_{sy} = 0 \end{cases}$$
(III-42)

$$\sqrt{3} I_s = \sqrt{I_{sx}^2 + I_{sy}^2} \\ \sqrt{3} \psi_s = \sqrt{\psi_{sx}^2 + \psi_{sy}^2} \\ \sqrt{3} \psi_r = \sqrt{\psi_{rx}^2 + \psi_{ry}^2} \end{cases}$$
(III-43)

A partir des équations (III-41) (III-42) et (III-43), l'éliminations des courants et des flux rotoriques permet de définir une relation liant Vs, Φ s, ω s et ω r, soit:

$$V_{s} = \frac{R_{s}\psi_{s}}{L_{s}} \sqrt{\frac{\left(\frac{L_{s}\omega_{s}}{R_{s}} + \frac{L_{r}\omega_{r}}{R_{r}}\right)^{2} + \left(1 - \frac{\sigma L_{s}L_{r}\omega_{s}\omega_{r}}{R_{s}R_{r}}\right)^{2}}{1 + \left(\frac{\sigma L_{r}\omega_{r}}{R_{r}}\right)^{2}}}$$
(III-44)

σ- Coefficient de dispersion : $\sigma = \frac{1 - L_M^2}{L_s L_r}$

Les différents paramètres sont définis au deuxième chapitre

• Expression du couple électromagnétique

L'expression du couple en fonction des amplitudes complexes des courants est donnée par [24][43][44]:

$$C_{em} = pLm(\psi_{xs}, i_{ys} - \psi_{ys}, i_{xs}) = pLm.Im(\overline{I_s}, I_r^*)$$
(III-45)

Sachant que $\overline{\psi}_s = L_s.\overline{I_s} + L_M.\overline{I_r}$

De l'équation du circuit rotorique

$$0 = R_r \overline{I_r} + j \,\omega_{gl} L_r \overline{I_r} + j \,\omega_{gl} L_M \overline{I_s}$$
(III-46)

On aura

$$\overline{I_r} = -\frac{jL_m \omega_{gl}}{R_r + jL_r \omega_{gl}} \overline{I_s}$$
(III-47)

$$\overline{\Phi_s} = L_s \, \frac{R_r + jL_r \sigma \omega_{gl}}{R_r + jL_r \omega_{gl}} \overline{I_s} \tag{III-48}$$

En introduisant (III-47), (III-48) dans (III-45), l'expression du couple électromagnétique devient :

$$Cem = p \left(\frac{L_M}{L_r}\right)^2 \psi_s^2 \frac{\omega_{gl}}{R_r \left(1 + \left(\sigma \frac{L_r}{R_r} \omega_{gl}\right)^2\right)}$$
(III-49)

III 4. Différentes lois de commande scalaire

La commande scalaire, la plus ancienne et la plus rustique, correspond à des applications n'exigeant que des performances statiques et dynamiques moyennes. Le contrôle scalaire de la machine asynchrone consiste à imposer aux bornes de l'induit, le module de la tension ou du courant ainsi que la pulsation. Ce mode de contrôle s'avère le plus simple à réaliser mais le moins performant surtout pour des petites vitesses de fonctionnement [42].

Toutes les lois de commande scalaire sont basées sur le principe de l'inversion du modèle statique de la machine en vue de la commande [43].



Figure (III-7) Modèle statique d'une machine asynchrone alimentée en tension.

En effet, connaissant les références du flux utiles ψ^* et du couple C_{em}^* , on obtient la référence de la pulsation de glissement ω_{gl} en inversant le relation $C_{em}(\psi_u, \omega_{gl})$.

De même la pulsation d'alimentation ω_s est fournie par inversion de la fonction en pointillé, cette inversion est appelée autopilotage fréquentielle [43].

III 4 1. Alimentation en tension

III 4 1 1. Contrôle U/f constant

L'équation (III-49) montre que le maintien du flux statorique ψ_s à une amplitude constante nécessite la prise en compte de la pulsation rotorique ω_r , c'est-à-dire de la charge de la machine. Donc le maintient de $(\frac{V_s}{\omega_s} = Cte)$ est insuffisant sur toute la plage de

fonctionnement. Surtout lorsque la machine est en charge et à basse vitesse de rotation.

Dans les domaines de fréquences statoriques élevées, quant il est possible de négliger la chute de tension dans la résistance statorique, la relation précédente se réduit à [21][24]:

$$V_s = \psi_s \,.\,\omega_s \tag{III-50}$$

Ces lois simplifiées ne suffisent pas à réguler le flux pour les faibles valeurs de ω_s et les glissements élevés, souvent est ajouté un terme correctif pour prendre en compte de la pulsation rotorique [24][45].

$$V_{s} = \psi_{s}^{*}(\omega_{s} + k\omega_{gl})$$
(III-51)
avec
$$k = \frac{R_{s}L_{r}}{R_{r}L_{s}}$$

k - Rapport des constantes de temps statorique et rotorique

En régime sinusoïdal permanent, la conservation du rapport (U/f) constant permet au circuit magnétique d'être dans le même état magnétique quel que soit la fréquence d'alimentation. Autrement dit, la forme du cycle d'hystérésis parcouru par le circuit magnétique reste identique pour n'importe quelle fréquence [44].

Remarque

Lors d'un démarrage (faible *f.e.m*) à fort couple (courant important), la chute de tension due à la résistance statorique devient plus importante que la *f.e.m*. Il est alors impossible d'obtenir le flux nominal dans la machine grâce à la loi (U/f) constant [21]. Pour compenser cela, les variateurs industriels proposent différentes lois U(f) et le choix dépend de l'application.

III 4 1 2.Commande scalaire avec contrôle de la fréquence statorique

Dans ce cas, la machine doit absorber une puissance réactive. Elle est alimentée par un onduleur à commutation forcée. Le dispositif de commande fixe la fréquence à partir de l'erreur de vitesse et la tension selon la loi (V/f) (Figure (III-8)). Une boucle interne assure la limitation du courant (d'où la nécessité d'un capteur de courant) [24].



Figure (III-8) Commande scalaire avec contrôle de la fréquence statorique.

III 4 1 3.Commande scalaire avec autopilotage et contrôle de la fréquence rotorique

La variation de la vitesse est obtenue par variation de la pulsation rotorique directement liée au couple. Le régulateur (C_{Ω}) élabore la pulsation (ω_{gl}) à partir de la loi d'autopilotage, son réglage est confié à l'onduleur. Dans ce cas l'autopilotage nécessite une mesure précise de la vitesse [24].



Figure (III-9) Commande scalaire avec autopilotage et contrôle de la fréquence rotorique.

La tension est donnée par une loi « V/f ». Elle est fixée soit par le pont redresseur (si le redresseur est commandé), soit par l'onduleur si le redresseur utilisé est non commandé.

Lors du fonctionnement en génératrice (freinage), un dispositif doit assurer la réversibilité de la source, on utilise alors une résistance ou un dispositif de récupération monté en parallèle sur le condensateur ou un pont de Graëtz réversible en courant dans le cas des dispositifs de grande puissance [24].

III 4 1 3. Commande scalaire avec autopilotage et régulation du flux et du couple

Dans les deux cas précédents, une variation des paramètres de la machine en cours de fonctionnement provoque une dérive du flux, par conséquent, la relation liant le couple au glissement, ou bien le courant statorique, va varier. Une augmentation de flux peut entraîner la saturation de la machine. Un affaiblissement du flux est compensé par un accroissement du glissement (pour un couple donné). Le couple maximum disponible diminue. Un contrôle direct du flux et du couple évite cela [21][42].

Un schéma de contrôle de vitesse avec indépendance des boucles de contrôle du flux et du couple [21][46], est donné à la figure (III-10).



Figure (III-10) Commande scalaire avec autopilotage et régulation de flux et couple.

La boucle du couple a été rajoutée, sans boucle de vitesse, pour produire une réponse rapide et stable de la vitesse.

Le régulateur de la vitesse (G_1) peut être un régulateur proportionnel intégral (PI) (compensateur), donc l'erreur de vitesse en régime permanent est nulle Le régulateur du couple (G_2) pourrait être un gain pur ou un compensateur (PI), mais il faut qu'il y ait un limiteur. La boucle de contrôle du flux compare le flux de commande et le retour du flux et génère la tension de commande pour l'onduleur à MLI. Cette boucle résout le problème de dérivation du flux dit précédemment, mais elle est difficile à réaliser [21].

III 42. Alimentation en courant

La différence avec la commande en tension, c'est un onduleur (commutateur) de courant qui est utilisé, on impose directement des courants dans les phases de la machine. La fréquence du fondamental est calculée de la même manière.

La valeur du courant du plateau (I_d) (courant continu) est égale, à la valeur efficace du courant imposé (I_s). Elle est commandée par régulation à l'aide d'un pont redresseur contrôlé. Le dispositif est plus complexe qu'un contrôle scalaire de la tension [5] [24].



Figure (III-11) Contrôle scalaire du courant.

III 4 3. Remarques

1- Du point de vue dynamique, le fonctionnement d'un entraînement électrique équipé d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de courant ne diffère pratiquement pas de celui alimenté par un onduleur de tension MLI commandé par une régulation de courant [5].

En effet lorsqu'on impose le courant, les constantes de temps du régime dynamique

sont déterminées par la constante de temps $\left(\frac{L_r}{R_r}\right)$ du rotor et non pas des constantes

de temps transitoires $\left(\frac{\sigma L_r}{R_r}\right)$ ou $\left(\frac{\sigma L_s}{R_s}\right)$;

2- Donc le couple électromagnétique (C) ne dépend que du courant statorique (I_s) et de la pulsation rotorique (Ω_r). A courant statorique imposé la courbe donnant(c) en fonction de (Ω_r) passe par un maximum pour une valeur de $\left(\Omega_r = \frac{R_r}{L_r}\right)$, (figure

(III-12));



Figure (III-12) Représentation du couple et flux statorique en fonction de la vitesse de rotation [5].

- a- Si le courtant (I_s) imposé au stator est trop important, on risque de saturer le moteur. Pour ($\Omega_r < \Omega_{rN}$), le fonctionnement est pratiquement à flux constant, légèrement supérieur à (Φ_N). Pour les valeurs supérieures à (Ω_{rN}) le fonctionnement est instable.
- b- Si on diminue le courant (I_s), on diminue le risque de saturation mais on réduit la valeur de (Ω_r) à $\left(\frac{R_r}{L_r}\right)$ au dessus de laquelle le fonctionnement est stable. Donc on voit bien qu'il est nécessaire d'avoir une régulation de courant en boucle fermée pour assurer une valeur optimale de (I_s).

III 5. Commande à flux orienté et commande direct du couple

Parmi les trois principales commandes importantes utilisées pour la variation de vitesse et contrôle de la position de la machine asynchrone, la commande vectorielle à flux orienté et la commande direct de couple sont nommées. Le contrôle vectoriel correspond à un repère de référence lié au flux rotorique de la machine, tandis que le contrôle direct du couple se réalise dans un repère fixe et utilise le flux statorique.

Pour de meilleurs performances dynamiques en régime transitoire, le control vectoriel a flux orienté sera le mieux adapté. Il est basé sur le choix d'un repère de référence, lié au flux rotorique. Si le courant statorique est décomposé en ses composantes (I_{sx}) suivant le flux rotorique et (I_{sy}) en quadrature avec ce flux, nous mettons en évidence une commande découplée du flux et du couple. Et donc nous aurons un fonctionnement comparable à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit contrôle le couple [43].

Dans notre étude, nous avons opté pour un contrôle scalaire, à flux statorique constant. La conservation du rapport (V/f) constant, avec prise en compte de la chute de tension statorique par la correction proposée par [26], permet à la machine d'être dans le même état magnétique quelque soit la fréquence d'alimentation. Cela engendre des équations différentielles linéaires faciles à manipuler.

Par ailleurs, l'entraînement de l'ascenseur a été réduit en un système à deux masses, avec prise en compte de l'élasticité entre eux, à travers lequel nous avons définit une commande dite : S-dispositifs de changement de cadence (S-type). Cette dernière permet d'élaborer la vitesse synchrone pilotée, en intervenant sur les couples comme grandeurs d'entrée.

Chapitre IV

Synthèse de Commande de l'Ascenseur : Applications et Résultats Dans un système d'ascenseur, le type de moteur et le système de contrôle employé, déterminent la performance de l'entraînement de la cabine. Essentiellement, un ascenseur doit se déplacer entre étages en un peu de temps, s'arrêter avec une erreur la plus petite possible et assurer un bon confort des passagers. En plus de la simplicité et la facilite qui sont désirables dans la maintenance [47].

Ce chapitre sera consacré à l'étude d'un contrôle performant pour le démarrage de cet entraînement. Nous avons considéré deux approches de commande : un contrôle en boucle ouverte et un contrôle en boucle fermée.

I. Système d'entraînement d'un ascenseur

Un trajet rapide de la cabine d'un ascenseur et un confort des passagers, sont deux objectifs directement reliés à la caractéristique vitesse en fonction de temps. Cette dernière est divisée en trois régions correspondantes à trois modes de fonctionnement, figure (IV-1).



Figure (IV-1) Caractéristique idéale de la vitesse d'un ascenseur.

Dans le mode (2), le temps du trajet peut être réduit en augmentant le maximum de la vitesse de la cabine. La plus haute vitesse constante a peu d'effet sur le confort des passagers et donc la limitation pratique dans ce mode de fonctionnement est le tarif des équipements (le prix). Dans les modes (1) et (3), le confort des passagers est l'un des facteurs importants dans la limitation du temps de trajet. Des tests ont montrés que les passagers sont sensibles à l'accélération et sa variation brusque.

En plus, le temps de changement de l'accélération/ décélération au dessous de la limite admissible, peut causer un non confort des passagers et donc la courbe (vitesse -temps) devrait être lisse aux corner, ainsi aux régions de départ et arrêt.

Dans le mode (3), la nécessité d'arrêter avec précision à niveau avec un confort des passagers, impose un contrôle sévère, et à cause de la précision désirée, le contrôle en boucle fermée est trouvé le mieux adapté pour acquérir des performances idéales [47].

Dans cette étude nous avons essayé de considérer les deux modes (1) et (2) (démarrage et fonctionnement stable).

II. Contrôle de la vitesse du moteur à travers le contrôle de la force électromotrice (f.e.m)

Il s'agit d'un contrôle en boucle ouverte pour des exigences moyennes en précision et en rapidité. En effet, il est possible de commander le moteur asynchrone dans une large plage de vitesse sans capteur de celle ci. Il suffit pour cela d'alimenter la machine à fréquence variable au moyen d'un convertisseur statique [21][27].

Dans le cas ou la machine est considérée linéaire, la relation liant la vitesse à la f.e.m est semblable à celle d'un moteur à courant continu. Cette approche est mise en œuvre en considérant un contrôle scalaire.

II 1. Type et réglage du régulateur de la f.e.m

Le type et le réglage du régulateur sont nécessaires à déterminer. L'objet de commande étant non linéaire, cela engendre une grande difficulté de la solution, même avec les méthodes de linéarisation du schéma bloc données en littérature.

L'utilisation du système scalaire de la commande par fréquence du moteur asynchrone par la constance de flux statorique engendre une tension d'alimentation variant selon la loi suivante [48] :

$$V_{S} = V_{sn} \frac{f_{s}}{f_{sn}}$$
(IV-1)

 V_s : tension statorique d'alimentation ;

 V_{sn} : tension statorique d'alimentation nominale ;

 f_{s} : fréquence statorique d'alimentation ;

 f_{sn} fréquence statorique d'alimentation nominale.

Cette loi a été réalisée à l'aide d'une boucle retour en f.e.m statorique [49] :

$$E_s = E_{sn} \frac{f_s}{f_{sn}} = \alpha . E_{sn}$$
(IV-2)

Avec

$$E_{sn} = \sqrt{(U_n \sin \varphi_n)^2 + (U_n \cos \varphi_n - I_\eta R_1)^2}$$
(IV-3)

Coefficient d'amplification du l'onduleur kond

L'onduleur étant sans inertie, car la fréquence de commutation est très élevée :

$$k_{ond} = \frac{U_{nph}}{U_y}$$
 (U_y= Tension de référence) (IV-4)

Pour la formation du signal de la boucle retour en f.e.m ; il est nécessaire de déterminer le coefficient de ce retour :

$$k_{bre} = \frac{U_S}{E_{sn}} \tag{IV-5}$$

D'où le schéma linéarisé du système de régulation de la f.e.m suivant [39]:



Figure (IV-2) Schéma linéarisé du système de régulation de la f.e.m.

 $U_{dc} = U_y$, il s'agit de la tension de référence de l'onduleur.

Le système de commande est décrit par :

$$E_S = \alpha . E_{sn}$$

 α - Rapport de réglage de la fréquence d'alimentation : $\alpha = \frac{\omega_s}{\omega_{sn}} = \frac{\omega + \Delta \omega}{\omega_{sn}} = v + S_a$;

 S_a - Glissement de la machine asynchrone : $S_a = \frac{\Delta \omega}{\omega_{sn}} = c K_C$; $\beta = \frac{\Delta C}{\Delta \omega}$;

v - Différence entre le rapport de la fréquence d'alimentation et le glissement de la machine :

$$v = \alpha - S_a = \frac{\omega}{\omega_{sn}} = (C - Cr) \frac{1}{Jp} \frac{1}{\omega_{sn}} = (C - Cr) \frac{K_2}{p} ;$$

C - couple électromagnétique développé par la machine : $C = U \frac{K_m}{1 + Tep}$;

$$K_m = \frac{\Delta C}{\Delta U} = \frac{\Delta \omega \beta}{\Delta U} = \frac{\beta \omega_{sn} S_a}{\Delta U} \approx \frac{(1 - 0.8^2)C_n}{(1 - 0.8)U_n} = 1.8 \frac{C_n}{U_n} ;$$

U - tension d'alimentation : $U = K_{reg}(U_{dc} - U_{bre})$.

II 2. Fonction de transfert et synthèse du régulateur K_{reg}

Si l'on considère la fonction de transfert en boucle ouverte du schéma bloc précèdent, nous avons :

$$F_{TBO} = \frac{K_m K_{reg}}{1 + Tep} \left[\frac{1 + \frac{J}{\beta} p}{\omega_{sn} Jp} \right] E_{sn}$$
(IV-5)

Pour un régulateur de type (PI) de la f.e.m, nous pouvons considérer :

$$K_{reg} = \frac{1 + T_e p}{T_{ie} p} = \frac{ki}{p} + kp \tag{IV-6}$$

D'où

$$\begin{cases} ki = \frac{1}{T_{ie}} \\ kp = \frac{T_e}{T_{ie}} \end{cases}$$
(IV-7)

Donc nous avons supposé que le pôle du régulateur (PI) est caractérisé par une constante de temps T_{ie} , alors que la constante de temps T_e compense bien le pole $\frac{ki}{kp}$.

Fonction de transfert en boucle fermée compensée:

$$F_{TBF} = \frac{E_s}{U_{DC}} = \frac{K_m E_{sn} (1 + \frac{J}{\beta} p) K_{bre}}{JTie \,\omega_{sn} p^2 + \frac{J}{\beta} K_m E_{sn} K_{bre} p + K_m E_{sn} K_{bre}} \frac{1}{K_{bre}}$$
$$= \frac{b_0 + b_1 p}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2} \frac{1}{K_{bre}}$$
(IV-8)

En utilisant les conditions d'optimisation en module optimale:

$$2a_0a_2 = a_1^2; a_0 = b_0; a_1 = b_1$$

Finalement on trouve la fonction de la boucle fermée de régulation de la f.e.m comme suit :

$$F_{TBF} = \frac{E_s}{U_{DC}} = \frac{1 + \frac{J}{\beta}p}{\frac{J^2}{2\beta^2}p^2 + \frac{J}{\beta}p + 1} \frac{1}{K_{bre}} = \frac{1 + 2\tau p}{1 + 2\tau p + 2\tau^2 p^2} \frac{1}{K_{bre}}$$
(IV-9)
avec
$$\tau = \frac{J}{2\beta}$$

II 3. Schéma bloc du système linéarisé de régulation de la vitesse du moteur.

Pour le régulateur (PI) employé, les coefficients intégral et proportionnel obtenus à partir de la synthèse détaillée (voir paragraphe (II .2)) sont :

$$\begin{cases} ki = \frac{1}{Tie} = \frac{1}{\tau K_m E_{sn} K_c K_{bre}} \\ kp = \frac{Te}{Tie} = \frac{Te}{\tau K_m E_{sn} K_c K_{bre}} \end{cases}$$
(IV-10)

Sur la base du schéma bloc linéarisé de contrôle de la force électromotrice, nous avons définit le schéma bloc de la régulation de la vitesse de rotation du moteur, donné sur la figure (IV-3)



Figure (IV-3) Schéma bloc de régulation de la vitesse à travers la f.e.m.

La mise en œuvre de la régulation de la force électromotrice sous environnement Simulink nous a conduit aux résultats suivants :



Figure (IV-4) Résultats de simulation obtenus pour la régulation de la f.e.m.

Le maintien de la force électromotrice constante dans les deux courbes a mis en évidence la qualité du régulateur employé ainsi que sa méthode de synthèse. On remarque que cette force électromotrice n'a pas été influencée par la charge et cela grâce au régulateur (PI).

II 4. Résultats obtenus pour un contrôle de la vitesse à travers la f.e.m.

a. Démarrage à vide

Dans ce cas, nous avons opté pour un coefficient de modulation (m=12) et un coefficient de réglage (r =0.97) et un pas de calcul de (10^{-5} s) . La méthode de résolution choisie est la méthode de Runge Kutta d'ordre 4 à pas fixe.

Les résultats de simulation, de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique, obtenus pour les fréquences d'alimentation 50, 25 et 19 Hz sont représentées comme suit :



b. Démarrage en charge

Dans ce cas, on charge la machine à une valeur de 150Nm au démarrage et dans les mêmes conditions de simulations nous obtenons les résultats ci-après :



c. Discussion

Dans cette approche de contrôle, nous avons opté pour trois valeurs différentes de fréquences (50, 25, 19Hz) et nous avons représenté les différentes vitesses de démarrage et les couples électromagnétiques développés par la machine à vide et en charge.

Pour un démarrage à vide, nous constatons que :

1- les oscillations de vitesses et du couple augmentent au fur et à mesure que la fréquence diminue. Donc le temps de régime transitoire est plus lent pour les faibles fréquences ;

2- les premiers pics du couple sont proportionnels à la fréquence d'alimentation, c'est-à-dire que leur amplitude diminue légèrement avec la diminution de la fréquence.

Dans le cas où la machine démarre en charge :

- 1- le temps d'établissement du régime permanent des vitesses est plus lent pour les faibles fréquences d'alimentation ;
- 2- les oscillations de vitesses et couples ont des amplitudes assez importantes par rapport au démarrage à vide ;
- 3- les amplitudes des premiers pics de couple au démarrage ne sont pas proportionnelles à la diminution de la fréquence (voir le tableau (IV-1)). Ce sont des résultats obtenus pour le régime transitoire au démarrage. Ce dernier n'est pas maîtrisé par un contrôle scalaire en boucle ouverte (pas d'information sur la vitesse).

Le contrôle se basant sur la force électromotrice a donné des résultats acceptables malgré les oscillations importantes des vitesses obtenues pour les différentes fréquences d'alimentation. Ces oscillations sont dues à la présence de l'onduleur. Par contre, de point du vu énergétique, cette approche de commande n'est pas intéressante à cause des amplitudes des pics de couple qui sont assez importantes (d'ordre de 500 Nm).

d. Interprétations

Dans un contrôle scalaire en boucle ouverte, nous n'avons pas d'informations sur l'évolution de la vitesse rotorique. Cette dernière varie avec sa charge. C'est pourquoi il est conseillé de ne pas varier la pulsation ω_s brusquement, sans quoi il y'a risque de décrochement et donc de déstabilisation de l'entraînement. Cependant si une exactitude sur la vitesse est désirée, le contrôle en boucle fermée sera mieux adapté.

III. Contrôle de la vitesse en boucle fermée et à travers la commande S-type

Pour les applications d'un certain niveau de performances, la contre réaction de vitesse est indispensable toujours pour maintenir le flux constant. La pulsation de glissement est désormais imposée par la commande du couple électromagnétique issue du régulateur de vitesse [44] [50].



Figure (IV-17) Schéma bloc d'un système de contrôle en boucle fermée.

III 1. Synthèse du régulateur de vitesse

Théoriquement, une action proportionnelle suffit de garantir les performances exigées par la boucle de vitesse, mais cette action, lors d'un changement de consigne de vitesse fait subsister un écart dis aussi erreur que l'action intégrale assure bien son annulation et accélère l'établissement de la vitesse [30].

En fait le schéma de contrôle en boucle fermée pourrait bien se simplifier en schéma bloc suivant : $|C_r|$



Figure (IV-18) Schéma bloc de retour en vitesse.

Dans un contrôle en boucle fermée, un contrôleur (PI) est employé pour compenser l'erreur de la pulsation rotorique ω_{gl} et donc assurer une bonne adhérence de la commande en vitesse. Pour compenser la pulsation, le signal de vitesse doit être capté.

Mais si cette pulsation peut être estimée avec la tension et le courant statorique, le même schéma de contrôle peut être proposé sans capteur de vitesse [21] [42].

On définit le K par [51] :

Soit

$$C_{em} = 3.p.(V_s^{-}/\omega_s^{-}).(g.\omega_s/R_r)$$
(IV-11)
$$C_{em} = K.g. \ \omega_s = k.\omega_{gl}$$

Par le fait que les frottements sont négligés dans notre cas, la méthode de synthèse par compensation de pôle en boucle ouverte n'est pas possible, et on se limitera de faire un calcul par placement de pole.

Soit la fonction de transfert en boucle fermée :

$$F_{tbf} = \frac{kik + (kpk)p}{Jp^2 + kpk \ p + kik} = \frac{1 + \frac{kp}{ki}p}{\frac{J}{kik}p^2 + \frac{kp}{ki}p + 1} = \frac{1 + \alpha p}{1 + \alpha p + \beta p^2}$$
(IV-12)

Cette fonction contient deux pôles et une racine.

La dynamique du système est entièrement déterminée par les pôles (racines des dénominateurs) [52], et dans ce cas, la méthode de synthèse par placement de pôle qui consiste à choisir les coefficients α , β , de sorte à avoir des performances souhaitées en terme de temps de réponse (rapidité) ou précision par exemple.

Dans notre cas on place le premier pôle ou bien la première constante de temps de sorte à avoir un temps de réponse $t_r = 3$ fois cette constante de temps soit :

$$\tau_1 = \frac{t_r}{3} \tag{IV-13}$$

t_r - temps de retard du mouvement (voir chapitre III) ;

Par contre le deuxième pôle (constante de temps), on peut l'égaliser à la plus petite des constantes de temps dans le but d'éliminer son influence.

Soit

$$\tau_1 = Ts$$
 (IV-14)
 $1 + \alpha p + \beta p^2 = (1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)$

Par identification, on trouve :

$$\begin{cases} ki = \frac{J}{k\tau_1\tau_2} \\ kp = \frac{J}{k\tau_1\tau_2}(\tau_1 + \tau_2) \end{cases}$$
(IV-15)

III 2. Réglage du couple

Dans l'expression (IV-11), nous constatons que le contrôle scalaire en boucle fermée de la vitesse n'est en fait qu'un contrôle indirect du couple électromagnétique à travers la pulsation de glissement ω_{gl} [44][51]. Ce contrôle étant définit en régime permanent, nous n'avons pas un accès direct au contrôle du couple. Dans ce travail une régulation du couple à travers un régulateur type (PI) est mise en œuvre.

III 3. Résultats et interprétations

III 3 1. Résultats du démarrage à vide

1- fréquence 50 Hz



Figure (IV-19) Vitesse de démarrage à vide.



Figure (IV-20) Couple électromagnétique de démarrage à vide.



Figure (IV-21) Force électromotrice de démarrage à vide.

2- fréquence 25 Hz







Figure (IV-23) Couple électromagnétique de démarrage à vide.



Figure (IV-24) Force électromotrice de démarrage à vide.

3. fréquence 19 Hz



Figure (IV-27) Force électromotrice de démarrage à vide.

A. Résultats de confrontation



Figure (IV-28) Vitesses de rotation pour différentes fréquences d'alimentation de démarrage à vide.





B. Discussion

Dans cette approche de régulation, nous avons associé le schéma bloc du contrôle de la force électromotrice avec le schéma bloc de la commande S-type (commande S-dispositif de changement de cadence) en plus de la contre réaction de la vitesse. Nous remarquons ainsi que:

- Les courbes de vitesses obtenues ont la même forme que la force électromotrice respectivement pour les différentes fréquences préconisées (50Hz, 25Hz, 19Hz). En effet, la force électromotrice est proportionnelle au flux statorique d'une part, et d'autre part à la vitesse de rotation N, soit E = K_EΦ N;
- Les figures (IV-19), (IV-22) et (IV-25) obtenues pour les confrontations avec les vitesses de référence, élaborées à partir de la commande S-type, montrent une bonne concordance ;
- A cause de ce contrôle sévère, nous avons remarqué la minimisation des oscillations de vitesse et de couple. Comparés aux résultats obtenus pour le contrôle en boucle ouverte ;
- La commande S-type apporte un bon confort aux passagers et cela grâce à la forme en S de la vitesse pilotée. Cette dernière est plus lisse aux corner, d'où un démarrage doux de la machine ;
- Comme pour l'approche de contrôle en boucle ouverte, la remarque sur les temps d'établissement du régime permanent reste la même, c'est-à-dire en diminuant la fréquence d'alimentation, ce temps augmente. Donc un démarrage lent pour des faibles fréquences ;
- Par ailleurs, sur les courbes du couple électromagnétique, nous avons constaté une grande diminution d'amplitude des pics en couple en régime transitoires par rapport à la boucle ouverte (voir le tableau (IV-1)). Ceci peut bien se manifester à travers l'emploi de la commande scalaire avec la contre réaction de la vitesse.

III 3 2. Résultats du démarrage en charge

Dans ce cas, la machine démarre en charge ($C_r = 150$ Nm). Nous avons varié la fréquence d'alimentations entre : 50, 25 et 19 Hz. Les résultats de simulation de la vitesse, couple et force électromotrice, sont respectivement représentés sur les figures ci après

1- Fréquence 50 Hz



Figure (IV-30) Vitesse de démarrage en charge.

Figure (IV-31) Couple électromagnétique de démarrage en charge.



Figure (IV-32) Force électromotrice du démarrage en charge.

2-Fréquence 25Hz



Figure (IV-35) Force électromotrice de démarrage en charge.

temps(s)

3. Fréquence 19 Hz



Figure (IV-36) Vitesse de rotation de démarrage en charge.







Figure (IV-38) Force électromotrice de démarrage en charge.

Résultats de confrontations des f.e.m et des vitesses



Figure (IV-39) Vitesses de rotations pour differentes fréquences d'alimentation de démarrage en charge.



Figure (IV-40) F.e.m pour différentes fréquences d'alimentation de démarrage en charge.

A. Discussion

Pour le démarrage en charge, nous remarquons que :

 l'effet de la charge apparaît nettement aux premiers instants du démarrage. Nous avons un changement de signes pour toutes les vitesses (vitesses négatives) mais de valeurs tolérables. C'est un résultat qui peut être à l'origine d'une légère secousse de la cabine de l'ascenseur ; les couples obtenus sont d'amplitude assez importante pour pouvoir vaincre le couple résistant et réussir le démarrage, mais ils restent toujours bien inférieurs à ceux obtenus à partir de la régulation en boucle ouverte. En effet, le contrôle en boucle fermée est en fait un contrôle indirect du couple à travers la pulsation rotorique. Alors que, dans la commande en boucle ouverte, nous n'avons pas accès au réglage du couple électromagnétique.

B. Interprétation

Même si cette stratégie de commande en boucle fermée offre de bonnes performances, elle souffre d'une incertitude liée au bloc non linéaire fournissant la tension d'alimentation en fonction de la pulsation ω_s . De plus pour gagner en performance dynamique et du même coup, éviter des pointes de courants pouvant détériorer les enroulements, la commande en courant serait préférable à celle en tension [44].

Le facteur intégral multiplie toutes les erreurs qui devront être par la suite ajustées de sorte qu'elles soient les plus faibles possibles. Alors que le facteur proportionnel, il cause des vibrations et dépassements de la courbe. Souvent est bien d'ajuster le (kp) plus grand que (10.ki). Si (ki) et (kp) sont deux grands, ceci provoquera du bruit à la machine, et les deux petits, causera un ralentissement de la vitesse par rapport à la référence et quelques pertes sensitives [53].



III 3 3. Résultats de confrontations des simulations à vide et en charge

Figure (IV-41) Confrontation des vitesses pour différentes fréquences d'alimentation pour un démarrage à vide et en charge.





Les figures (IV-41) (IV-42) représentent les confrontations des vitesses de rotation du moteur et des forces électromotrices, obtenues des démarrages à vide et démarrages en charge, pour les différentes fréquences d'alimentation.

La figure (IV-42) montre que la charge n'a pas d'influence sur les forces électromotrice régulée. Par contre, nous constatons un écart entre les courbes de vitesses obtenues des démarrages à vide et en charge. Cet écart est estimé à (1rd/s) pour les différentes fréquences,

Fréquence	d,	Z	Contrôle er	n boucles o	uverte	Contrôle en boucle fermée				
d'alimentation	essai	ature								
			Pic de couple au démarrage	temps de réponse	Temps de retard	Pic de couple au démarrage	temps de réponse	Temps de retard		
50 Hz	Essai à vide		Essai à ~500Nm vide		0,027s	~58Nm 1,85s		0,14s		
	Essa cha	i en rge	~520Nm	0.7s	0,1s	~200Nm	2,3s	0,14s		
25 Hz	Essa vic	ai à le	~480Nm	0.8s	0,027s	~75Nm	2,2s	0,02s		
	Essa cha	i en rge	~740Nm	1.5s	0,093s	~200Nm	1,4s	0,02s		
19 Hz	Essa vic	ai à le	~285Nm	>2s	0,025s	~60Nm	2,3s	0,03s		
	Essa cha	i en rge	~517Nm	1.8s	0,1s	~200Nm	1,1s	0,03s		

IV.	Comparaison (de performances	entre les deux	approches de contrôles
- • •	comparation.	at perior manees		approches de controles

Tableau (IV-1) Comparaison de contrôle en boucle ouverte et en boucle fermée.

Dans ce tableau nous avons donné une brève comparaison entre le deux approches de contrôle en considérant des performances bien particulières à savoir : le temps de réponse, le temps de retard et la contrainte du premier pic du couple au démarrage (donc du courant). Cette grandeur est très importante dans la commande des machines électriques.

On remarque ainsi que la boucle fermée donne de meilleures performances en rapidité, confort et minimisation du couple électromagnétique développé.

V. Validation du modèle obtenu

Pour pouvoir valider le modèle obtenu pour le contrôle de démarrage de l'ascenseur et la variation de sa vitesse à travers le variateur de fréquence, il est rationnel de représenter les évolutions de vitesses, couples électromagnétiques, forces électromotrices, ainsi que le déplacement de la cabine pour plusieurs valeurs de fréquences. Pour satisfaire ce but, nous avons considéré plusieurs fréquences d'alimentations données sur le tableau (IV-2).

Fréquences	2.42	2.5	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50
(Hz)												
Pulsation	3.8	3.92	7.85	15.70	23.56	31.41	39.27	47.12	54.97	62.83	70.68	78.5
statorique												
$\omega_{\rm s}(\rm rd/s)$												



V 1. Démarrage à vide



Figure (IV-43) Couples électromagnétiques développés pour un démarrage à vide pour différentes valeurs de fréquences d'alimentation.



Figure (IV-44) Vitesse de rotation du moteur pour un démarrage à vide pour différentes valeurs de fréquences d'alimentation.



V 2. Démarrage en charge

Figure (IV-45) Couples électromagnétiques développés pour un démarrage en charge pour différentes valeurs de fréquences d'alimentation.



Figure (IV-46) Vitesse de rotation du moteur pour un démarrage en charge pour différentes valeurs de fréquences d'alimentation.

Les courbes obtenues pour les différentes valeurs de fréquences d'alimentation nous ont permit de valider l'approche du contrôle scalaire en boucle fermée avec la mise en œuvre de la commande S-type. Toutefois nous pouvons remarquer une petite instabilité du programme de calcul pour certaines fréquences autour des valeurs 30,35 et 40 Hz pour un démarrage en charge.

V 3. Résultats du contrôle en boucle fermée sur l'ascenseur



Figure (IV-47) Vitesses linéaires de la cabine selon la fréquence d'alimentation.



Figure (IV-48) Déplacement de la cabine selon la fréquence d'alimentation.

Nous avons représenté sur les figures (IV-47) (IV-48) respectivement la vitesse linéaire de l'ascenseur et le déplacement de la cabine pour différentes fréquences d'alimentation.

Nous remarquons que le démarrage de la cabine de l'ascenseur est progressif selon la variation de la fréquence et que la vitesse nominale est acquise pour un fonctionnement en régime nominale et une fréquence d'alimentation égale à la fréquence du réseau f_s =50Hz. (Pour cette valeur de fréquence nous avons obtenue la vitesse désirée du cahier des charges presque 2,5m/s donnée en annexe).

De plus nous avons évidemment un déplacement linéaire de la cabine selon la loi $s = vt = \rho.\omega t$ proportionnel à la fréquence d'alimentation.

Avec s : déplacement de la cabine (m) ;

v: vitesse linéaire de la cabine (m/s) ;

- t : temps (s);
- ρ : rayon d'entraînement (m);
- *w* : vitesse angulaire du rotor (rd/s) .

Aussi nous constatons que l'effet de la charge au démarrage est moins important sur le déplacement de la cabine, de l'ordre de quelques millimètres. Cet effet d'une légère secousse de la cabine ne sera pas ressenti par les passagers de l'ascenseur.

Conclusion générale
Conclusion générale

Notre travail consiste en une élaboration d'un modèle de contrôle de performances dynamiques d'un entraînement électrique sous environnement Matlab /Simulink.

L'application de cette étude concerne l'ascenseur, entraîné par un moteur asynchrone à cage, alimenté par un variateur de fréquence. En effet, depuis plusieurs années, l'étude des performances de ces moteurs alimentés par des onduleurs fait objet d'innombrables publications scientifiques, et les possibilités de la variation de vitesse par des machines à courant alternatif sont intéressantes dans tous les domaines industriels.

L'avènement de l'électronique de puissance et le grand nombre de convertisseurs développés récemment permettent le choix d'une association optimale d'un moteur à courant alternatif et d'un onduleur de tension ou de courant. La machine asynchrone présente une grande dynamique de réglage et autorise des vitesses élevées. Le moteur à cage offre en plus une grande puissance massique et constitue une machine fiable grâce à l'absence du collecteur.

Après une détermination des paramètres électriques, magnétiques et mécaniques de l'entraînement électrique, un modèle du moteur alimenté par un variateur de fréquence (onduleur de tension triphasé), a été élaboré.

En suite, nous nous sommes intéressés à la commande de l'ensemble de l'entraînement, en se basant sur les deux parties qui le constituent : électrique et mécanique.

Sur le plan mécanique, nous avons intégrés quelques éléments importants tels que :

- les moments d'inertie de différents éléments en rotation ;
- le rayon d'entraînement électrique ;
- l'accélération désirée du mouvement de la cabine ;
- le poids de la cabine ;
- la pulsation cyclique du mouvement (oscillations mécaniques de vitesse).

Ces éléments nous ont permit d'étudier le système mécanique de l'entraînement réduit à deux masses, à travers lequel nous avons obtenu la vitesse synchrone de la machine pilotée (vitesse de référence), à partir d'une commande appelée commande S-Dispositifs de changement de cadence (S-type).

Cette commande tient compte de l'élasticité du manchon d'accord (couple de torsion), reliant le mécanisme de l'entraînement électrique au moteur asynchrone. Elle établit une loi de vitesse dans laquelle interviennent quelques paramètres de l'agrégat mécanique.

Par ailleurs, sur le plan électrique, nous avons opté pour une commande basée sur un contrôle scalaire E/f constant ou V/f constant suivant deux approches :

- Contrôle E/f constant avec une boucle retour en force électromotrice : c'est une commande en boucle ouverte, vu que nous n'avons pas besoin d'une information sur la grandeur régulée qui est la vitesse de rotation.
- Contrôle V/f constant avec une boucle retour du signal de vitesse, d'où la nécessité d'un capteur de vitesse, il s'agit donc d'un contrôle en boucle fermée.

Pour les deux approches de contrôle, les essais sont effectués pour un démarrage à vide et un démarrage avec une charge constante.

La première approche de contrôle exploite l'hypothèse de linéarisation de la machine asynchrone afin de s'approcher du fonctionnement à couple maximal d'une machine à courant continu. Les résultats obtenus de ce type de régulation sont prometteurs malgré les faibles oscillations du couple et de la vitesse, dues à la présence de l'onduleur.

La deuxième approche de contrôle en boucle fermée, où la vitesse de la machine est comparée à la vitesse de référence obtenue à partir de la commande S-type, montre :

- 1- un bon confort : cela se manifeste à travers la forme en S des vitesse obtenues surtout au niveau des pointes (corners de la courbe : démarrage et établissement du régime à vitesse constante);
- 2- une bonne régulation du couple : les pics des couples au démarrage sont diminués de grandes valeurs par rapport au contrôle en boucle ouverte, soit un gain en couple d'environ 88% ;
- 3- une mauvaise rapidité du système de l'entraînement par rapport au contrôle en boucle ouverte : le temps de réponse et le temps de retard du mouvement sont plus lents.

Ce type de réglage permet une parfaite maîtrise des démarrages à vide et en charge. En effet, nous avons remarqué, à partir des résultats de confrontation des vitesses et des forces électromotrices, à vide et en charge, une bonne concordance des courbes, malgré l'écart aperçu sur les confrontations des vitesses de l'ordre de 1 rd /s. Ce dernier est dû à l'application de la charge au démarrage.

Dans le but de valider notre étude, portant sur un contrôle de la vitesse par un variateur de fréquence, nous avons effectué plusieurs simulations du modèle développé en boucle fermée, à vide et en charge pour plusieurs valeurs de fréquences d'alimentations. Les résultats obtenus mettent en évidence le programme élaboré.

Enfin, ce projet peut être complété par plusieurs études, pouvant faire objet de nombreuses perspectives, à savoir :

- Variation de la charge mécanique;
- Freinage du système de l'entraînement ;
- Effet des forces dissipatives telles que les frottements...etc ;
- Amélioration des performances de l'entraînement électrique par d'autres types de commandes ;
- Prise en compte de la grande majorité d'agrégats mécaniques dans la modélisation du système complet de l'entraînement électrique.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] M. Chami " modélisation et simulation des systèmes multi-physiques à l'aide des réseaux dynamiques hybrides à composants : application à la conversion d'énergie et au transport électrique terrestre » thèse docteur, l'Université Hassan II Ain Chok du Maroc 2005.
- [2] L. D. Mamadou « outils d'aide à la conception des systèmes d'entraînements des machines électriques : exemple d'application » thèse de philosophe doctor (Phd), université de MONTREAL mai 2000.
- [3] J. Regnier « Conception de systèmes hétérogènes en Génie Électrique par optimisation évolutionnaire multicritère » thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, France décembre 2003.
- [4] M. L. Doumbia, G. Roy, V. Rajagopalan, "An Integrated Solution for Simulating Electrical Drives Systems with Matlab/Simulink", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 952-955, 1997.
- [5] J. Bonal, G. Séguier « entraînement électriques à vitesse variable » volume 2, LONDRE Tec & Doc, Lavoisier 1998.
- [6] GPEM/ME (Groupe permanent d'étude des marchés de matériels mécaniques, électriques et électroniques« Ascenseurs et montes charges électriques, fournitures et installation ». Journal officiel de la république française No 5653-1 édition Juillet 1990.
- [7] fr.wikipedia.org/wiki/Ascenseur, Site Internet, consulté en janvier 2008.
- [8] M. Lbouhmadi, J.Laayoun « Etude d'ascenseur commandé par automate programmable » projet de fin d'étude, Université sidi Mohammed ben Abdallah, Fès, Maroc 2007.
- [9] Sandor Markon, Hajime Kita, Hiroshi Kise and Thomas Bartz-Beielstein "Control of Traffic Systems in Buildings" Springer-Verlag London Limited 2006.
- [10] M.Y.H. Bangash, T. Bangash "Lifts, Elevators, Escalators and Moving Walkways, Travelators" a.a. Balkema Publishers Leiden, London, New york, Philadelphia Singapore, Taylor & Francis e-Library, 2007.
- [11] Huayong Yang, Wei Sun, and Bing Xu New "Investigation in Energy Regeneration of Hydraulic Elevators" IEEE/ASME Transactions on mechatronics, vol. 12, no. 5, October 2007.
- [12] Ashok B. Kulkarni "Energy Consumption Analysis for Geared Elevator Modernization: Upgrade from DC Ward Leonard System to AC Vector Controlled Drive" 0-7803-6401 -5/00/10.00 *I*EEE 2000.

- [13] Hiromi Inaba, Seiya Shima, Akiteru Ueda, Takeki Ando, Toshiaki Kurosawa, and yoshio sakai "A New Speed Control System for DC Motors Using GTO Converter and its Application to Elevators" IEEE Transactions on industry applications, vol. ia-21, no. 2., march/april 1985.
- [14] Ascenseurs. free.fr/typefonct/ward_leonard_a_contacteurs. Site internet, consulté en Janvier 2008.
- [15] Stéphane Brisset « Démarches et outils pour la conception optimale des machines électriques » Rapport de Synthèse, Université des Sciences et Technologies de Lille, France, Décembre 2007.
- [16] Adel Merabet « Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone » thèse doctorat, Université du Québec, Chicoutimi Mai 2007.
- [17] Chattelin « Machines Electriques » tome II ; Paris Dunod 1983.
- [18] D. Aguglia « Identification des paramètres du moteurs à induction triphasé en vue de sa commande vectorielle » mémoire de maître és science (Msc). Université LAVAL, France décembre 2004.
- [19] P. Barret « Régime transitoires des machines tournantes électriques » édition Eyrolles, France 1987.
- [20] J.Kirtley « Electric Motor Handbook » Downloaded from Digital Engineering Library @ McGraw-Hill (www.digitalengineeringlibrary.com).
- [21] B. k. Bose "Scalar decoupled control of induction motor" IEEE Transactions on Industry Applications, vol. Ia-20, no. 1, January/February 1984.
- [22] M. Kostenko, L. Piotrovski "Machines électriques" tome II, édition MIR Moscou 1973.
- [23] A. Gastli "Identification of induction motor equivalent circuit parameters using the single- phase test" IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 14, no. 1, March 1999.
- [24] G Grellet, G Clerc "Actionneurs électriques principe, modèle et commande" édition Eyrolles, France 2000.
- [25] Chee- Mun Ong "Dynamic simulation of electric machinery using Matlab/Simulink" prentice hall PTR, upper saddle river, New Jersy 07458 Russ hall 1998.
- [26] M. Poloujadoff "Machine asynchrone, régimes quelconques" technique de l'ingenieur, traité genie électrique D3685.

- [27] K.W. Ng, C.W. Poon "Computer simulation on a typical VVVF elevator drive scalar versus vector" Proceedings of the 4th International Conference on Advances in Power System Control, Operation and Management, APSCOM-97, Hong Kong, November 1997.
- [28] R. Kaller ;J.M. Allembach "Traction électrique" Presses polytechniques et universitaires Romande LAUSANE 1995.
- [29] F. Labrique,G.Seguier, R. Bausière "Les convertisseurs de l'électronique de puissance: la conversion continu- alternative" Paris Tec& Doc, Lavoisier 2eme edition 1995.
- [30] N. Madani « Contribution à l'étude de la commande vectorielle avec réglages linéaire et par mode de glissement de la machine asynchrone » mémoire de magister, université Mouloud Mammeri de Tizi- Ouzou 1996.
- [31] S. Halbsz "Analysis of Pulsewidth Modulation Techniques for Induction Motor Drives" 1993 IEEE (0-7803-1227-9/93).
- [32] M. Osama, O. Abdul_Azim "Implementation and Performance Analysis of an Elevator Electric Motor Drive System" 978-1-4244-1933-3/08, IEEE 2008.
- [33] A.G. Yaour; E.N. Pevzener "Catalogue d'entraînements électriques des systèmes de levage" Energoijdat, Moscou1988.
- [34] Carlos Canudas de Wit, E.von Wester holt « Définition d'un Benchmark sur la commande des ascenseurs motorisées par des machines asynchrones » GDR Commande des machines électriques Internal report, laboratoire d'automatique, Grenoble October 1998.
- [35] R. Chaibi « Cours magister : théorie des entraînements électriques » Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou 2006- 2007.
- [36] S. Rechka; G Roy; S. dennetiere et J. Mahserdjian « Modélisation de systèmes électromécaniques multimasses à base des machines asynchrones à l'aide des outils Matlab et EMTP » EPM-RT 2004-04 Juillet 2004.
- [37] QI. Jiang, Bingyuan Wang « Torsional Vibration suppression Of Ship Elevator » pp897-902. Department of Electrical Engineering, University Tianjin CHINA IPEMC2000.
- [38] T.Yuminaka, M. Nakazato, Y. Takahashi, T. Kurosawa "High speed elevators with AS-type speed control system for multistoried buildings" Hitachi rev, vol 21 no 6pp 243-251,1972.
- [39] B. I. Firago; L. B. Pavliatchik "Théorie de l'entrainement électrique" technoperspective, 2^{eme} édition, Minsk 2007.
- [40] Nitish Patel and Udaya Madawala "A Bit-Stream Based Scalar Control of an Induction Motor » 978-1-4244-1766-7/08, IEEE 2008.

- [41] B. Defornel "Machine asynchrone, commande par commande scalaire" technique de l'ingénieur D3622.
- [42] Chun-Chieh Wang and Chih-Hsing Fang "Sensorless Scalar-Controlled Induction Motor Drives With Modified Flux Observer" IEEE transactions on energy conversion, vol. 18, no. 2, june 2003.
- [43] J.P. Louis 'Modèles pour la commande des actionneurs électriques' Lavoisier, paris 2004 (Hermès sciences).
- [44] Michel ETIQUE "Entraînement réglés" Haute Ecole d'Ingéniérie et de Gestion du canton de Vaud (HEIG-Vd). Mars2006.
- [45] F. Bordry, B. De Fornel et B. Trannoy "Flux and speed numerical control of a voltage-fed asynchronous induction machine" IEEPROCEEDINGS, Vol. 127, Pt. B, No. 2, march 1980.
- [46] Fatiha Zidani Med-Said Nait-Said Rachid Abdessemed Azeddine Benoudjit "Induction Machine Performances in Scalar and Field Oriented Control" 0-78034754-4/98I, IEEE1998
- [47] K. Rajaraman, S. K. Nagaraja, "An Elevator Speed-Control System Using Squirrel-Cage Induction Motors" IEEE transactions on industrial electronics, vol. ie-31, no. 2, may 1984.
- [48] Cs. Szabó, I. I. Incze, Maria Imecs "Voltage-Hertz Control of the Synchronous Machine with Variable Excitation" 1-4244-0361-8/06, IEEE 2006.
- [49] Sun Jin Zheng Wei Hou Zhenyi "One Novel Scalar Control Scheme for Induction Machine" The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, November 2 - 6, 2004, Eusan, Korea.
- [50] S. P. Muley1, M. V. Aware, "V/f Control of an Induction Machine Predicting Inverter Machine Interaction International Journal of Innovations in Energy Systems and Power, Vol. 3, no. 1 (April 2008).
- [51] Jian Yu et John w Finch "An alternative way to the scalar control of induction drives" university of Newcastle-upon tyne, the department of electrical Eng NEI 7RU. United Kingdom.
- [52] A. Boukrouche 'Asservissement et régulation des systèmes linéaires » direction de la publication universitaire de Guelma D.P.U.G 2005, I.S.B.N9961-9548-4-X.
- [53] www.arkel.com.tr "Arkel A Drive vvvf Inverter For Elevators" user manual Arkel 2007 document version : 2.3, consulté en juin 2009.

Annexes

Annexe I

1- Cahier des charges

Masse nominale de la cabine	m_{η} =1000 kg
Masse de la cabine seule	m _c =200 kg
Masse du contre poids	m _{cp} =500 k
Hauteur d'immeuble de l'ascenseur	h=30 m
Accélération	$\gamma = 1.5 \text{ m/s}^2$
Diamètre de la poulie	Dp= 131mm
Moment d'inertie du frein mécanique	Jp=0,011 kgm ²
Moment d'inertie de la poulie	0,025 kgm ²

2- Données techniques du moteur asynchrone [39]

Type du moteur asynchrone	4A200M8X3
Puissance nominale	$P_{\eta}=18,5kW$
Vitesse nominale	N_{η} =736 tours/min
Glissement maximum	gc=0,13
Rendement	η=88,5%
Facteur de puissance	cos φ _η =0,84
Multiplicité maximale du couple	$\frac{C_{\max}}{C_n} = 2,2$
Multiplicité du couple de démarrage	$\frac{C_d}{C_n} = 1,2$
Multiplicité du courant de démarrage	$\frac{I_d}{I_n} = 5,5$
Moment d'inertie du moteur	$J_n = 0.4 \text{ kg m}^2$

3 - Paramètres du schéma équivalent (p, u).

Réactance magnétisante	X*µ= 2,6
Résistance statorique	$R_{1}^{*} = 0,057$
Réactance statorique	X* ₁₌ 0,13
Résistance rotorique ramenée au stator	R* ₂₌ 0,026
Réactance rotorique ramenée au stator	$X_{2}^{*}=0,16$

3- Couple critique de la caractéristique mécanique naturelle

$$\omega_{sn} = \frac{\pi N_n}{30} = 78,5 rd / s$$

$$C_{crnat} = \frac{3U_{phase}^2}{2\omega_{sn}(R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_C^2})} = 482,4 Nm$$

Annexe II

1- paramètres de la commande S-type

Rayon d'entraînement électrique	$\rho = \frac{v}{\omega_n} = 0,0327m/rd$
Accélération angulaire du moteur asynchrone	$\varepsilon_{moy} = \frac{a}{\rho} = 45,87 r d / s^2$
Temps de la consigne de vitesse	$t_0 = \frac{\omega_{sn}}{\varepsilon_{moy}} = 1,71s$
Pulsation cyclique	$\Omega_{12} = \frac{2\pi}{t_0} = 3,67 rd / s$

2- fréquence de la tension de sortie du variateur de fréquence pour l'obtention de la vitesse réduite

$$\omega_{redmoy} = 2,2rd / s$$

$$\omega_{sred} = \omega_{redmoy} + \frac{Cr}{\beta} = 3,8rd / s ; \beta = 140$$

$$f_{1réd} = \frac{\omega_{sred}}{\omega_{SN}} .50 = 2,42Htz$$

$$\alpha_{\min} = \frac{f_{1red}}{f_{sn}} = 0,05$$

3- Gamme de régulation de vitesse de la machine asynchrone

$$Ga = \frac{\omega_{\eta}}{\omega_{r\acute{e}d\,\max}} = \frac{77}{2,2} = 35$$

couple résistant maximal	$C_{r \max} = F_{r \max} \rho = (M_c + M_n - M_{cp})g\rho = 224,5Nm$
valeur maximale du couple dynamique	$C_{dyn\max} = J_{\max} \frac{d\Omega_2}{dt} \bigg _{\max}$
	Pour la commande S-type
	$\frac{d\Omega_2(t)}{dt} = \varepsilon_{moy} - \frac{\varepsilon_{moy}}{\Omega_{12}} \Omega_{12} \cos \Omega_{12} t = \varepsilon_{moy} (1 - \cos \Omega_{12} t)$
	$\left. \frac{d\Omega_2(t)}{dt} \right _{\max} = 2\varepsilon_{moy}$
	Donc le couple dynamique maximale
	$C_{dyn\max} = 2.J_{\max}\varepsilon_{moy} = 206,8Nm$
couple maximal de charge	$C_{\max} = C_{r\max} + C_{dyn\max} = 431Nm$
Constante électromécanique de temps	$T_M = 0,0161s$
Constante électromagnétique de temps	$T_e = \frac{1}{314.g_{criticatu}} = 0,037s$
Rapport des constantes de temps	m = 0,435
Fréquence de résonance [39]	$\Omega_r = 38,66rd / s$
Coefficient d'atténuation	$\xi = 13,51s^{-1}$

4- Application numérique de calcul des régimes transitoires dans le système MA-VF

5- Valeurs numériques des calculs des régimes transitoires

5-1 Equation de la vitesse et du couple pour l'intervalle du temps $t=t_0-t_r$

$$x = Te\Omega_{12} = 0,136rd$$

$$tr = 0,14s$$

$$R = 0,992rd^{2}$$

$$\omega_{\rm N} = \frac{12.485}{\sqrt{0,992}} = 12,535rd/s$$

$$\varphi_{\rm 1} \approx 3,41^{\circ}$$

$$\varphi_{\rm 1} = -79,16^{\circ}$$

<u>Annexes</u>

$$\begin{split} \omega_{1} &= -0,007 \, rd \, / \, s \\ \Delta \omega_{\Sigma} &= 0,738 \, rd \, / \, s \\ \Delta \omega_{odyn} &= 0,738 \, rd \, / \, s \\ V_{1} &= 0,00134 \\ \varepsilon_{init} &= 0 \\ \omega_{0m} &= -0,007 \, rd \, / \, s \\ \varphi_{3} &\approx 86,58^{\circ} \\ C_{dyn0} &= 103,4Nm \\ C_{1} &= 103,82Nm \\ C_{m} &= 2,857 \, Nm \\ \omega_{2} &= -2,81 \\ \omega_{r} &= -0,208 \\ V_{2} &= 0,515 \\ \varphi_{4} &\approx -79,61^{\circ} \end{split}$$

5 2. Variation de la vitesse et le couple à l'accélération dans l'intervalle de temps $0 \le t \le 10Te$

$$\varepsilon_{init} = 7,37rd / s^{2}$$

$$\omega_{init} = 78,16rd / s$$

$$\omega_{c} = 78,54 - 1.6 = 76,94rd / s$$

$$D = 1,122$$

$$\omega_{m1} = 1,37rd / s$$

$$\varphi_{5} = 63^{\circ}$$

$$\Delta \omega_{init} = 0,38rd / s$$

$$C_{init} - Cr = 16,62Nm$$

$$G = 7,6$$

$$C_{m1} = 126,4Nm$$

$$\varphi_{6} = 172,46^{\circ}$$