

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE**



UNIVERSITE MOULOU D MAMMERIE DE TIZI-OUZOU
Faculté de génie électrique et informatique
Département d'ELECTROTECHNIQUE



MEMOIRE

Présenté à l'université de Tizi-Ouzou
Pour l'obtention du Diplôme de
MASTER ACADEMIQUE
En Electrotechnique
Option : Machines électriques

THEME

**SIMULATION PAR POWER SYSTEM DE MATLAB D'UNE CHAINE DE
TRACTION ELECTRIQUE FERROVIAIRE ASYNCHRONE.**

Proposé et suivi par :

Mr. N.BENYAHIA

Etudié par :

A. AIT ALI SAID

Promotion 2010

Je dédie ce modeste travail à :

Mes très chers parents qui ont toujours été là pour moi. J'espère qu'ils trouveront dans ce travail toute ma reconnaissance et tout mon amour.

Ma sœur et mon frère

Toute ma famille.

Yasmine, Saïd et Pupus.

Tous mes amis et à toute ma promotion Master 2010.

Ait Ali Saïd. Aomer

Remerciements

Mes vifs remerciements vont tout droit en premier lieu vers mon promoteur Mr BENYAHIA Nabil, qui m'a aidé par son soutien et ses précieux conseils durant tout le long de ce travail.

J'exprime particulièrement ma reconnaissance et ma gratitude à l'égard de mes enseignants pour m'avoir prodigué savoir et conseils.

Mes remerciements, à toute personne ayant participé de près ou de loin à la réalisation de ce présent mémoire.

Ma profonde reconnaissance et considération au membre du jury qui nous fera l'honneur d'évaluer le contenu de ce mémoire.

Ait Ali Saïd. Aomer

Table des matières

Table des matières

<i>Liste des symboles</i>	5
<i>Introduction générale</i>	7
 <i>Chapitre I</i>	
<i>Etat de l'art d'une chaine de traction électrique ferroviaire</i>	10
I.1 Introduction.....	11
I.2 Description de la chaîne de traction ferroviaire	11
I.3 Alimentation	12
I.4 Etage d'entrée	13
I.5 Onduleurs et commande rapprochée.....	14
I.5.1 MLI naturelle	15
I.5.2 MLI régulière symétrique	16
I.5.3 Commande MLI Vectorielle	17
I.5.4 Commande par hystérésis	18
I.6 Moteurs de traction	18
I.6.1 Moteurs à courant continu	19
I.6.2 Moteur asynchrone.....	19
I.6.3 Moteur synchrone	20
I.7 Commande des moteurs	20
I.7.1 Commande scalaire	21
I.7.2 Commande vectorielle	21
I.7.3 Commande directe du couple.....	22
I.8 La charge mécanique	23
I.9 Conclusion	25
 <i>Chapitre II</i>	
<i>Modélisation d'une chaine de traction électrique ferroviaire asynchrone</i>	26
II.1 Introduction	27
II.2 Modélisation de la partie électrique.....	27
II.2.1 Onduleur de tension.....	27
II.2.1.1 Expression et forme d'onde	28
II.2.1.2 Circuit d'aide a la commutation	31
II.2.3 Stratégie de commande en courant de l'onduleur par hystérésis.....	31
II.2.3.1 Choix de la bande d'hystérésis	32

II.2.4 Machine Asynchrone triphasée	33
II.2.4.1 Principe de fonctionnement	33
II.2.4.2 Hypothèses de travail.....	34
II.4.3 Mise en équation de la machine Asynchrone	34
II.4.3.1 Equations électriques	35
II.4.3.2 Equations magnétiques	36
II.4.3.3 Equations mécaniques	37
II.4.4 Transformation de Park à puissance constante.....	37
II.4.5 Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone triphasée.....	38
II.4.5.1 Equations électriques	38
II.4.5.2 Equation magnétique	39
II.4.5.3 Couple électromagnétique	40
II.4.6 Choix du référentiel	40
II.4.6.1 Référentiel immobile par rapport au stator.....	40
II.4.6.2 Référentiel immobile par rapport au rotor.....	41
II.4.6.3 Référentiel immobile par rapport au champ tournant.....	41
II.5 Modélisation de la partie mécanique	41
II.5.1 Mouvement de translation et de rotation :.....	41
II.5.2 Equation du mouvement	43
II.6 Conclusion	44
Chapitre III	
<i>Contrôle global de la chaine de traction électrique</i>	45
III.1 Introduction	46
III.2 Principe de la commande vectorielle	46
III.2.1 Modèle en tension par orientation du flux rotorique.....	47
III.2.1.1 Expressions des tensions	47
III.2.1.2 Expressions des flux.....	47
III.2.2 Les estimateurs de commande.....	47
III.2.2.1 Estimation du flux	48
III.2.2.2 Estimation de la pulsation rotorique.....	48
III.2.3 Méthodes d'orientation du flux	49
III.2.4 Processus électrique	50
III.2.5 Découplage entrée sortie.....	51
III.2.6 Contrôle du flux et du couple.....	52
III.2.7 Contrôle de la vitesse.....	53
III.2.8 Structure générale de réglage	53

III.3 Commande vectorielle, contrôle en courant par hystérésis	54
III.4 Structure générale de réglage du système de traction électrique	55
III.4.1 Fonctionnement en survitesse	56
III.4.2 Les perturbations	56
III.4.2.1 Perte d'adhérence d'une roue	57
III.4.2.2 Analyse du patinage	58
III.4.2.2 Le décollement du pantographe	59
III.5 Conclusion.....	59
 Chapitre IV	
<i>Simulation de la chaîne de traction électrique asynchrone</i>	60
IV.1 Introduction.....	61
IV.2 Présentation de Power system blocksets	61
IV.3 Simulation du moteur asynchrone associée à la commande vectorielle	61
IV.4 Variation de la bande d'hystérésis "h"	63
IV.5 Simulation de la chaîne de traction électrique	64
IV.5.1 Essai de démarrage et arrêt du train	65
IV.5.2 Essai en survitesse.....	66
IV.5.3 Pertes d'adhérence	68
IV.5.4 Décollement du pantographe	71
IV.6 Conclusion	73
 <i>Conclusion générale</i>	 74
 <i>Annexes</i>	 77
 <i>Bibliographie</i>	 85

Liste des symboles

Liste des symboles

R_s	Résistance statorique
R_r	Résistance rotorique
L_s	Inductance cyclique du stator
L_r	Inductance cyclique du rotor
M	Inductance mutuelle
J	Inertie moteur.
f	Coefficient de frottement
P	Nombre de paires de pôles
ω_s, ω_r	Pulsation statorique et rotorique
C_r	Couple résistant
C_e	Couple électromagnétique
Ω_r	Vitesse de rotation mécanique
σ	Coefficient de dispersion de Blondel $\left(\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right)$
Φ	Flux
θ	Angle électrique entre l'axe a du stator et l'axe a du rotor
U_d, U_q	Tensions de couplage du modèle de la machine dans le repère tournant d, q
J_{PA}	Inertie de petit arbre.
r_1, r_2	Rayon de la petite et de la grande roue.
J_e, r_e	Inertie et rayon de la roue du train.
J_t	Inertie totale des masses tournantes.
V_{tr}	Vitesse linéaire du train.
F_{av}	Force d'avancement du train.
F_{res}	Force de résistance à l'avancement.
F_{max}	Force maximale transmissible.
μ	Coefficient d'adhérence.
M	Poids du train
g_r	Glissement de la roue par rapport au rail
g_m	Glissement de la machine

Introduction générale

Introduction générale

S'il y a bien un domaine où la recherche est à la pointe du progrès dans les technologies les plus avancées, c'est bien le secteur de la traction électrique ferroviaire. En effet, les progrès constants de l'électronique de puissance dans la création de nouveaux composants, l'utilisation croissante des techniques numériques de commande ou de contrôle des systèmes, ainsi que les progrès de la modélisation dans le calcul et le dimensionnement ont permis de réaliser des systèmes de traction aux performances sans cesse améliorées, avec des puissances massives en perpétuelle croissance, tout en préservant la simplicité, l'économie et la fiabilité de ces systèmes.

Les systèmes d'alimentations et de contrôle dans la traction électrique ferroviaire, composés d'associations de convertisseurs statiques et de machines électriques deviennent toujours plus complexes. Les contraintes imposées aux systèmes électromécaniques soumettent les composants à des régimes de fonctionnement proches de leurs niveaux extrêmes, ce qui pose un problème de fiabilité et de sûreté de fonctionnement du dispositif. Une chaîne de traction électrique ferroviaire n'échappe pas à ce constat, puisque la dynamique du couple moteur se rapproche nettement de celle de la chaîne de transmission mécanique. Ce constat pose de nouveaux problèmes de stabilité globale du système, non encore rencontrés sur des dispositifs moins optimisés. La dynamique du couple est notamment imposée par la nécessité de contrôler l'adhérence au niveau du contact roue/rail (phénomène de patinage et d'enrayage) qui engendre des perturbations et des aléas sur le système.

Les couplages entre les parties électriques et mécaniques du système se traduisent par des perturbations au niveau du moteur. Une commande s'avère nécessaire afin de garder les performances du système malgré les perturbations qui l'affectent. Ces dernières décennies nous avons vu de nombreux algorithmes et techniques de commande, parmi les plus utilisés, on peut citer : La commande vectorielle et la commande directe du couple.

MATLAB est un logiciel de calcul numérique, de visualisation et de programmation très raffinée et conviviale, développé par la société (Mathworks). Mais aussi, un environnement de développement des applications à part entière, il permet à l'utilisateur d'élaborer ses propres fonctions, de véritables programmes, ainsi que, des interfaces graphiques très performantes.

L'objectif de notre présent travail est l'étude et la simulation d'une motorisation asynchrone d'une chaîne de traction électrique ferroviaire. Pour ce faire, nous avons opté pour la commande vectorielle à flux rotorique orienté. Les particularités de cette commande pour la traction électrique ferroviaire seront développées et analysées par simulation. Nous examinerons aussi le fonctionnement en survitesse et les différentes perturbations qui sont susceptible de porter des aléas pour le fonctionnement d'un train électrique.

Ce travail se décompose de quatre chapitres. Le premier chapitre présente un état de l'art d'une chaîne de traction électrique ferroviaire et les fonctions de ses composants les plus importants.

Dans le deuxième chapitre, une propulsion électrique asynchrone est modélisée avec ses éléments de base. La modélisation de l'onduleur de tension et sa commande par hystérésis sera élaborée ainsi que le modèle mathématique de la machine asynchrone. Puis, la modélisation de la partie mécanique de la chaîne de traction a été introduite.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude de la commande vectorielle pour la motorisation asynchrone. Le fonctionnement en survitesse et le fonctionnement de deux perturbations à savoir le, décollement du pantographe et la perte d'adhérence seront analysé.

Le quatrième chapitre. Consiste à donner les résultats de la simulation de la commande vectorielle du moteur asynchrone et de la chaîne de traction réduite (monomoteur mono convertisseur) qui permet de faire des études de comportement du système au fonctionnement en survitesse et lors de l'introduction de deux perturbations à savoir le perte d'adhérence et le décollement du pantographe.

Enfin, nous achèverons notre travail par une conclusion générale affirmant l'ensemble des déductions fournissaient dans les sections précédentes.

Chapitre I

Etat de l'art d'une chaine de traction électrique ferroviaire

I.1 Introduction

Depuis 3 décennies, le chemin de fer est l'objet de profondes évolutions vis-à-vis desquelles l'ensemble de ses composants est concerné. Sous l'influence, voire même la pression, du contexte économique politique, la structure même des réseaux se modifie. En un mot l'espace de travail ferroviaire n'a plus aucun rapport avec celui des décennies précédentes au cours desquelles il s'agissait essentiellement de perfectionnement technique à l'abri, croyait-on, de toute concurrence. Au cœur de tels bouleversements, les technologies mises en œuvre, contribuent encore largement, bien que discrètement, à ces transformations.

Dans cette perspective, nous proposons dans ce premier chapitre un état de l'art de la chaîne de traction ferroviaire, où l'on donnera les différentes technologies utilisées telles que les alimentations, convertisseurs, moteurs et commandes.

I.2 Description de la chaîne de traction ferroviaire

Une chaîne de traction comprend tous les composants qui font avancer le train. Ils sont configurés de manière différente au niveau de l'étage d'entrée, selon le type de la source d'alimentation, continue ou alternatif. La figure I.1 montre le schéma général d'une chaîne de traction ferroviaire. Le pantographe reçoit l'électricité transmise par la caténaire. L'électricité passe par l'étage d'entrée, son rôle est de fournir une source de tension continue et le niveau de tension souhaité pour les onduleurs. L'onduleur transforme la source continue en une source alternative à fréquence et tension variables afin d'alimenter le moteur de traction. L'énergie mécanique de l'arbre moteur est envoyée aux roues par l'intermédiaire d'un réducteur de vitesse.

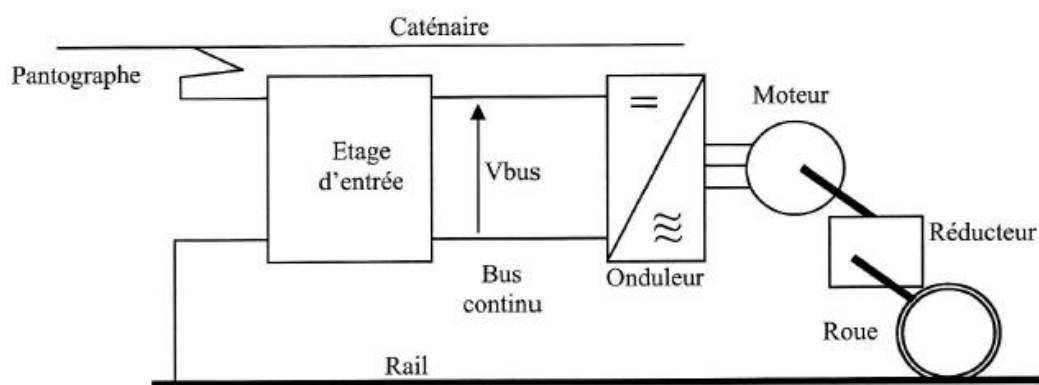


Figure I.1 : Schéma général d'une chaîne de traction ferroviaire.

I.3 Alimentation

Depuis la disparition de la traction à vapeur dans la plupart des pays, dans les années soixante-dix et quatre-vingt, la répartition est quasi constante entre les deux sources d'énergie de traction. 80 % des engins moteurs en service dans le monde utilisaient l'énergie fossile autonome, et les 20 % restants pour l'énergie électrique [1].

Par contre, les nouvelles lignes construites à partir des années 1980, notamment à **grande vitesse**, et les extensions de **réseaux urbains et suburbains** utilisent exclusivement la **traction électrique**.

Il existe de nombreux systèmes d'électrification ferroviaires, du 750 V en continu pour les transports urbains (600 V dans certains cas), du 1 500 V en grande ligne ou 3 000 V pour certains pays qui ont opté pour le doublement de la tension pour réduire les courants et les pertes. Un autre type d'alimentation très utilisé ces dernières années, le courant alternatif monophasé, 25 kV sous 50 Hz (ou 60 Hz) et 15 kV sous 16,7 Hz. Les lignes nouvelles, à grande vitesse en particulier, sont systématiquement électrifiées en 25 kV sous 50 Hz (ou 60 Hz) ou 2×25 kV telles que celles développées par le Japon puis la France [1].

Les transports urbains utilisent toujours les 750 V continus, très bien adapté à la contrainte de faible gabarit en tunnel et à l'alimentation par conducteur latéral. Se développe la technologie de l'**alimentation intermittente** pour les lignes en surface : en remplaçant le conducteur aérien par un conducteur au sol sous tension au passage du véhicule, elle préserve l'esthétique des sites urbains. Dans le cas de métro à grand gabarit et à très fort trafic, le courant continu sous 1 500 V est parfois utilisé.

La **comparaison** entre les systèmes d'électrification 1500 V (courant continu) et 25 kV à 50 Hz est nettement en faveur de l'alimentation en tension monophasée avec une économie de l'ordre de 30 % en termes de coûts d'investissement, d'exploitation et de maintenance. Néanmoins, le réseau préexistant 1500 V cc a été conservé et l'existence d'engins de traction appelés « bicourants » permet l'interpénétration sans difficulté entre les deux systèmes d'électrification [1].

I.4 Etage d'entrée

L'étage d'entrée doit fournir une tension continue à l'onduleur de tension et filtrer les harmoniques des courants rejetés sur le réseau. L'alimentation électrique, à puissances élevées, est réalisée par l'intermédiaire des contacts électriques glissants de relativement faible surface, le pantographe.

Les structures des convertisseurs statiques utilisés pour l'étage d'entrée dépendent de l'alimentation. Dans le cas d'une caténaire à tension alternative, un transformateur abaisseur associé soit à un redresseur, soit à un filtre, est utilisé. Pour le cas d'une caténaire à tension continue, un hacheur associé à un filtre ou un filtre tout seul est employé en cas d'une tension faible. Les schémas de ces circuits sont montrés sur la figure I.2.

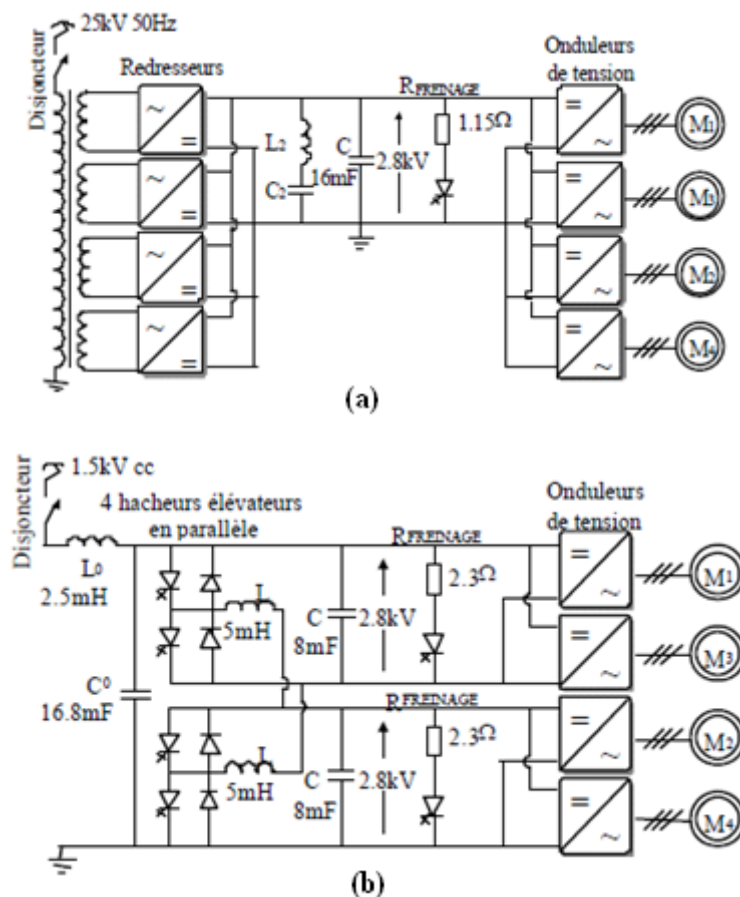


Figure I.2 : Schéma du circuit de puissance de la locomotive BB36000.

- a) Alimentation sous 25kV à 50Hz
- b) Alimentation sous 1.5kV continu

Dans tous les cas le filtrage d'entrée a deux fonctions, d'une part il transmet l'énergie provenant de la caténaire vers la chaîne de traction, en améliorant la forme de cette énergie. D'autre part il adapte la chaîne de traction au cahier des charges des réseaux, en assurant certaines contraintes d'impédance du train et filtrer les perturbations générées par la chaîne de traction en remontant vers le réseau d'alimentation [2].

I.5 Onduleurs et commande rapprochée

Les onduleurs de tension alimentent les machines à courant alternatif à partir d'une source de tension continue. Ils permettent d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables par la commande. Une machine triphasée sans liaison de neutre est alimentée par un onduleur de tension à trois bras comprenant chacun deux cellules de commutation. Chaque cellule est composée d'un interrupteur, commandé à l'amorçage et au blocage et d'une diode antiparallèle [3].

Dans le domaine ferroviaire, on trouve des onduleurs de courant ou de tension, cela dépend du type de traction et du moteur choisi. Le **pilotage** des moteurs triphasés qui s'effectuent au moyen d'onduleurs alimentés depuis une source de courant continu pour les moteurs synchrone et asynchrone et d'une source de tension continue seulement pour le moteur asynchrone [11].

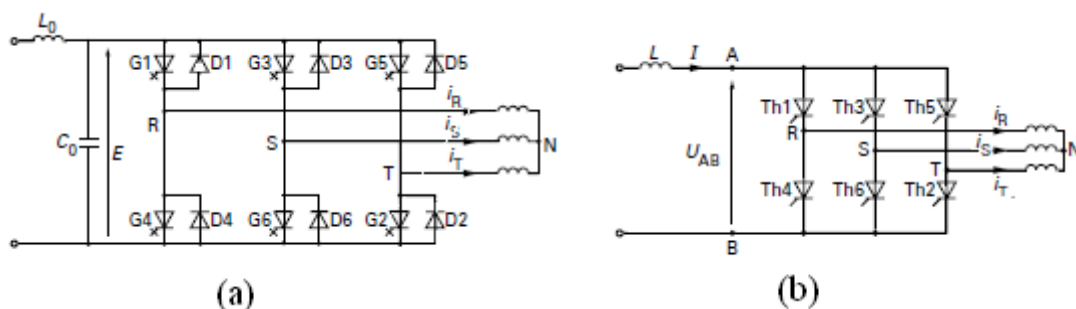


Figure I.3 : structure d'un onduleur

- a) Onduleur de tension
- b) Onduleur de courant

Les onduleurs de grande puissance sont équipés soit de thyristors GTO (Pour les applications tramway et métro), dont la fréquence de commutation maximale est de 600Hz, soit des IGBT lesquels peuvent atteindre fréquences de travail de l'ordre de 2,5kHz.

Généralement, se sont les IGBT qui sont retenus, car la faible fréquence de commutation des GTO a des répercussions dans tous les signaux de la chaîne de puissance (courants, couples électromagnétiques, ...). Ces derniers présentent de fortes oscillations et un contenu harmonique très important [2].

Généralement, les onduleurs sont commandés par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI). Elle consiste à imposer aux bornes de la machine des tensions, hachées à fréquence fixe ou variable, évoluant en fonction des références de tension obtenues à partir des régulateurs des courants. A l'aide d'un signal triangulaire appelé "porteuse", ces tensions sont modulées en largeur d'impulsions (MLI) afin de déterminer les instants de commutation et la durée de conduction de chaque interrupteur de l'onduleur. A chaque instant, l'un des deux interrupteurs de chaque bras est en conduction et l'autre est bloqué [3].

Généralement on trouve, quatre types de commande :

- Commande à MLI naturelle.
- Commande à MLI symétrique.
- Commande à MLI vectorielle.
- Commande par hystérésis.

I.5.1 MLI naturelle

C'est la méthode la plus classique. Elle est réalisée de manière analogique, elle consiste à comparer la modulante basse fréquence (tension de référence) à une porteuse généralement triangulaire haute fréquence. Le signal de sortie vaut 1 si la modulante est plus grande que la porteuse, 0 sinon ; le signal de sortie change donc d'état à chaque intersection de la modulante et de la porteuse, comme il est illustré sur la figure I.4.

Si le signal est sinusoïdal, la modulation est caractérisée par :

$$\text{L'indice de modulation : } m = f_p/f$$

$$\text{Le coefficient de réglage en tension : } r = U_r / U_p$$

Avec

f : Fréquence de référence.

f_p : Fréquence de la porteuse.

U_r : L'amplitude de référence.

U_p : La valeur crête de la porteuse.

L'augmentation de l'indice m , permet de repousser les harmonique d'ordre bas vers des fréquences élevées, ce qui permet la réduction des pertes dans la machine, mais élève les pertes liées a la commutation dans l'onduleur.

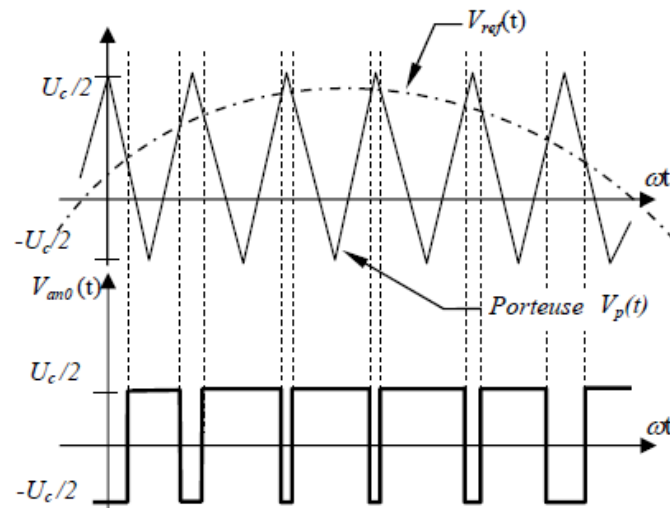


Figure I.4 : Principe de la MLI naturelle

I.5.2 MLI régulière symétrique

Les commandes des interrupteurs du convertisseur sont définies à l'aide d'un algorithme comportant uniquement des expressions algébriques, directement adaptables à un système numérique de contrôle. Le principe montré dans la figure I.5, consiste à découper chacune des trois tensions sinusoïdales de référence qu'on souhaite imposer (onde modulante) par un signal triangulaire de haute fréquence (porteuse). L'onde modulante est échantillonnée à chaque sommet positif de l'onde triangulaire, déterminant les impulsions de commande de l'onduleur [2].

En fait, la valeur moyenne de la tension de sortie est imposée pendant chaque période de commutation, dont la référence est obtenue par la discrétisation de l'onde modulante.

Il est possible d'observer dans la Figure que les créneaux d'impulsions générés sont centrés autour de tous les sommets de la porteuse [2].

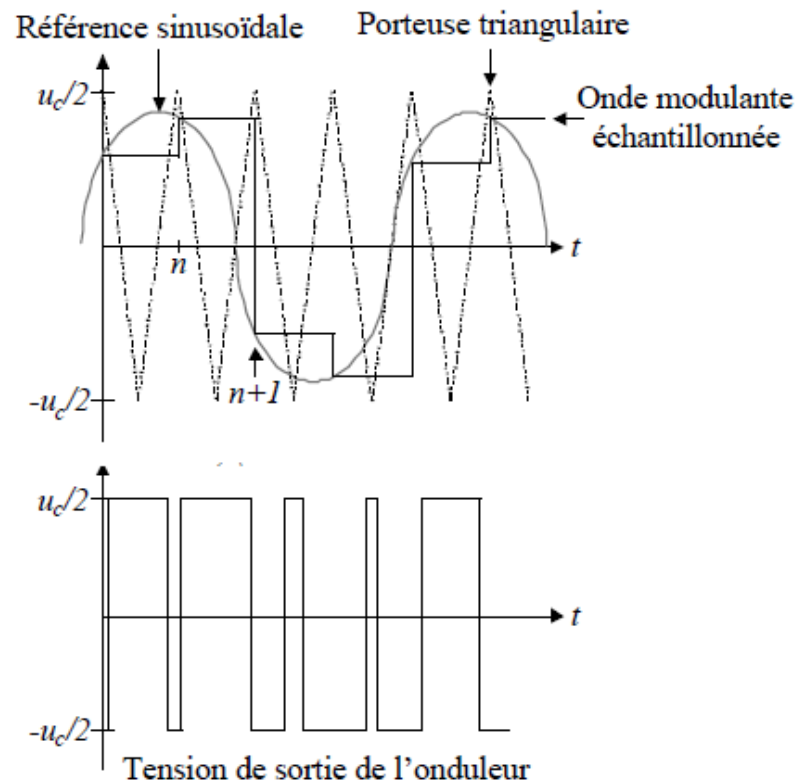


Figure I.5 : Principe de la MLI symétrique

I.5.3 Commande MLI Vectorielle

La MLI vectorielle est une stratégie de référence. Son principe est la poursuite du vecteur tension. A chaque période de modulation, l'algorithme de commande fournit les tensions triphasées qu'il faut appliquer à un moteur ou à une charge triphasée quelconque. Ces tensions peuvent s'exprimer dans un repère diphasé orthogonal fixe par rapport au stator de la machine, voir figure I.6. Il existe une combinaison de deux vecteurs adjacents correspondant à deux états de commutations de l'onduleur permettant d'obtenir le vecteur de tension de commande [6]. Ce type de stratégie permet une bonne maîtrise du vecteur tension et une diminution des harmoniques.

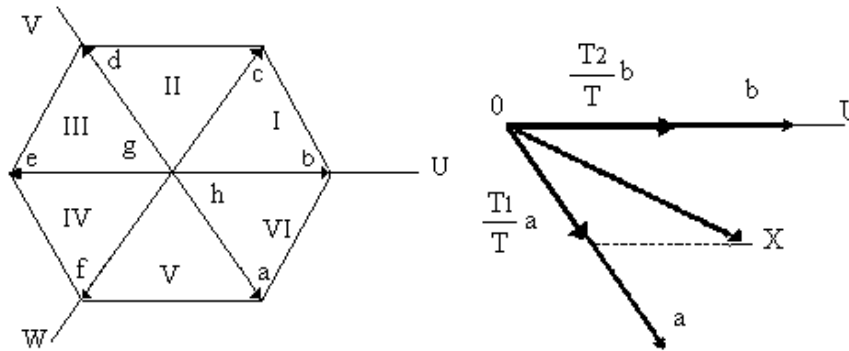


Figure I.6 : vecteur tension d'un onduleur

I.5.4 Commande par hystérésis

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur. L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis. Dès que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure, un ordre de commande est envoyé de manière à rester à l'intérieur de la bande. La simplicité de la mise en œuvre, est le principal atout de cette technique. En revanche, les commutations évoluant librement à l'intérieur de la bande d'hystérésis, les fréquences situées dans le haut de cette bande se maîtrisent difficilement à cause des fréquences de commutation [4].

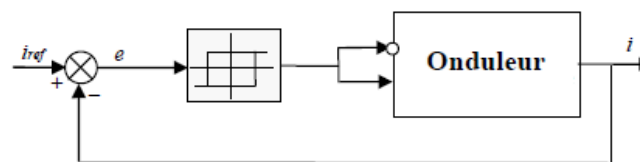


Figure I.7 : Schéma de commande par hystérésis

I.6 Moteurs de traction

Le composant de base dans les systèmes de traction ferroviaire est le moteur de traction. Le robuste et ancestral moteur série à courant continu a vécu pour laisser place au tandem à s'orienter vers l'utilisation des moteurs triphasés – synchrones et asynchrones – à partir de la décennie quatre-vingt. Ces moteurs se caractérisent par une plus grande puissance massique et volumique que les moteurs à courant continu.

Depuis la fin de la décennie quatre-vingt, cette motorisation se généralise sur l'ensemble des nouveaux matériels roulants.

I.6.1 Moteurs à courant continu

Les premiers tours de roues de la traction électrique en 1879 avec Siemens, ont été effectués grâce au moteur à courant continu à collecteur à excitation série. Il répond parfaitement à l'exigence ferroviaire : couple élevé au démarrage et grande plage de variation de ce couple en fonction de la vitesse, néanmoins ses rapports poids/puissance et poids /volume ne sont guère intéressants, sa plage de vitesse n'est pas très étendue et l'usure par les balais a conduit les différents constructeurs automobiles à se diriger vers des motorisations basées sur des machines alternatives [14].

I.6.2 Moteur asynchrone

Le moteur asynchrone est le moteur le plus utilisé dans l'industrie. Il est peu coûteux, on le fabrique en grande série. Il est robuste, dispose d'une puissance massique assez élevée et son entretien est très limité. Son fonctionnement ne génère pas d'étincelles à la différence d'un moteur à courant continu [5].

Il a longtemps été fortement concurrencé par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance, où elle est utilisée aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion des navires), dans l'industrie (machines-outils).

Dans le domaine ferroviaire, ces moteurs sont équipés d'un rotor à cage simple et constitué de 2 ou 3 paires de pôles selon les performances exigées [5].

Son exploitation à vitesse variable nécessite l'emploi d'un onduleur dont la fonction est de gérer les échanges entre l'alimentation et la machine. Ces échanges sont évidemment bidirectionnels suivant que l'on place en phase de traction ou de freinage par récupération.

Son électronique est relativement chère et nécessite une tension d'alimentation élevée afin de faciliter la fabrication du moteur et réduire les pertes dans l'onduleur.

I.6.3 Moteur synchrone

Auparavant, on avait utilisé des moteurs synchrones à rotor bobiné, nécessitant des bagues collectrices pour l'alimenter à travers un hacheur ou un redresseur. Dans ces premières réalisations, on a utilisé des convertisseurs triphasés à commutation naturelle pilotés par la position rotorique, d'où leur nom de moteurs synchrones autopilotés [5].

Puis, au début du 21^{ème} siècle, le moteur synchrone à aimant permanent semble promis à un bel avenir. Grâce aux aimants permanents qui produisent une densité magnétique élevée, on peut construire des moteurs synchrones plus compacts et plus légers que des moteurs asynchrones de même puissance, Ces moteurs sont très robustes et présentent un faible moment d'inertie ce qui leur confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes.

Ils ont pu trouver leur essor en traction électrique par le développement des aimants en terres rares. Leur prix de revient est cependant plus élevé que celui des moteurs asynchrones.

Cette chaîne de traction a certes fait ses premières preuves en transports publics, mais elle est aussi retenue pour les prochaines générations de trains à grande vitesse [5].

I.7 Commande des moteurs

Afin de faire fonctionner les machines synchrones et Asynchrones dans des plages de vitesse variable, plusieurs stratégies de commande peuvent être envisagées pour permettre de conserver les performances fixées à l'avance même en présence de perturbations et de variations paramétriques.

Généralement, on trouve trois types de commandes :

- Commande scalaire
- Commande vectorielle
- Commande directe du couple

I.7.1 Commande scalaire

Dans ce type de commande, le contrôle s'effectue sur les grandeurs telles que la tension ou la fréquence. Les principes mis en place pour ce type de commande ne contrôlent pas les valeurs instantanées des grandeurs électriques. Par conséquent, la dynamique du couple n'est pas complètement maîtrisée. Toutefois, sa simplicité a conduit à de nombreuses applications en vitesse variable [6].

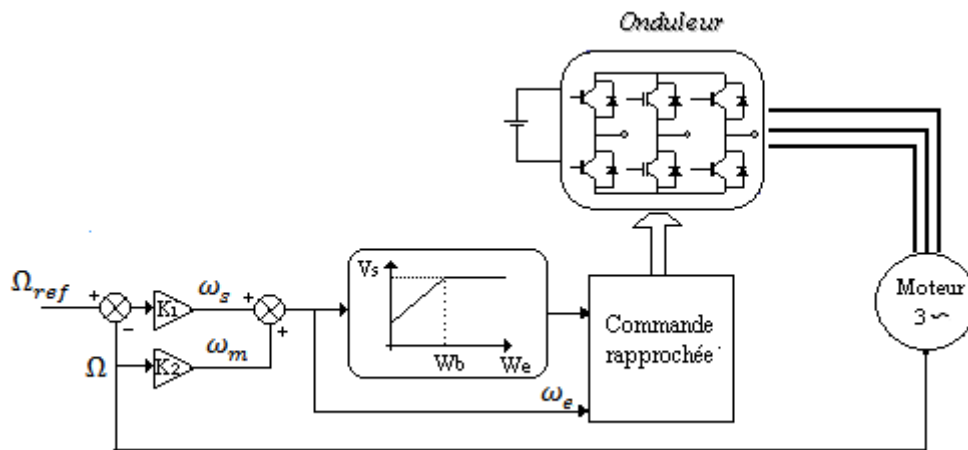


Figure I.8 : Principe de base de la commande scalaire

I.7.2 Commande vectorielle

Initialement appliquée à la machine Asynchrone, elle a été rapidement étendue à la machine synchrone. Le but de ce type de commande est de retrouver la proportionnalité entre le flux et le couple d'une machine à courant continu à partir d'un dispositif alimenté uniquement au stator, à flux constant, obtenir une dynamique de couple équivalente à celle du courant et enfin un contrôle précis du couple jusqu'à vitesse nulle [6].

Cependant, il existe plusieurs variantes de commande vectorielle, suivant l'orientation du flux statorique ou rotorique et suivant l'alimentation en courant ou en tension et enfin pour la machine Asynchrone il existe la commande vectorielle direct ou indirect.

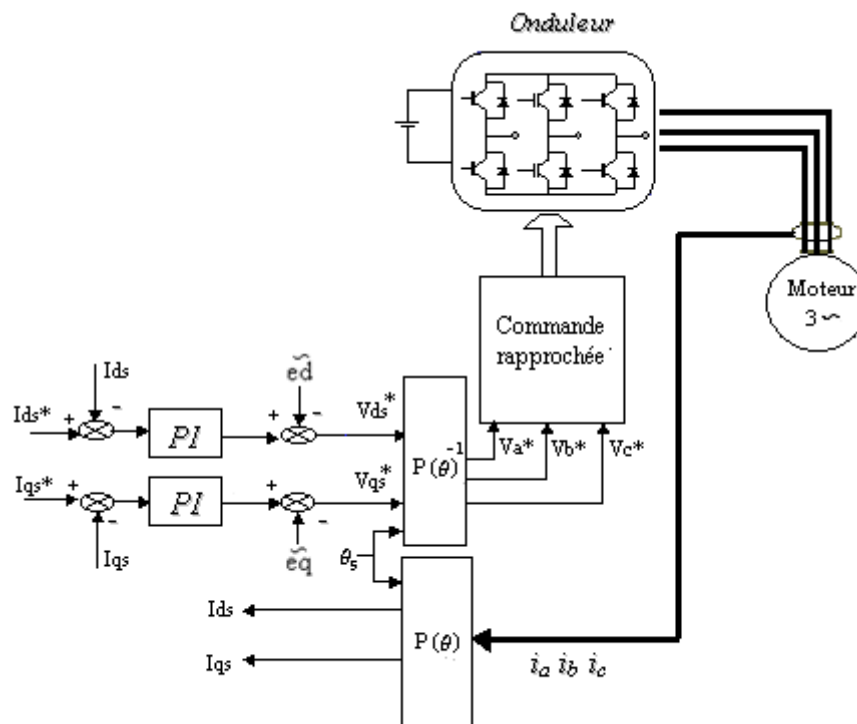


Figure I.9 : Principe de base de la commande vectorielle des machines AC

I.7.3 Commande directe du couple

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou DTC) introduite en 1985 par TAKAHASHI utilise une approche séduisante de part son efficacité et sa simplicité de mise en œuvre. Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche. Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle que sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures de courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques [13].

Appliquer au tout début à la machine à induction, la commande directe du couple s'applique également aux machines synchrones à aimants permanents ou une extension de la commande à la zone de champs affaiblissant peut être effectuée [6].

En comparaison avec la commande vectorielle à orientation du flux rotorique, nous constatons que la modulation de largeur d'impulsions (MLI) constitue le noyau de cette commande. Par conséquent, cela permet d'obtenir de grande dynamiques sur le couple car il n

y aura plus la contrainte de moyennage des tensions de commande à chaque période d'échantillonnage. De plus cette stratégie de commande présente une insensibilité aux variations des paramètres rotoriques. [6]

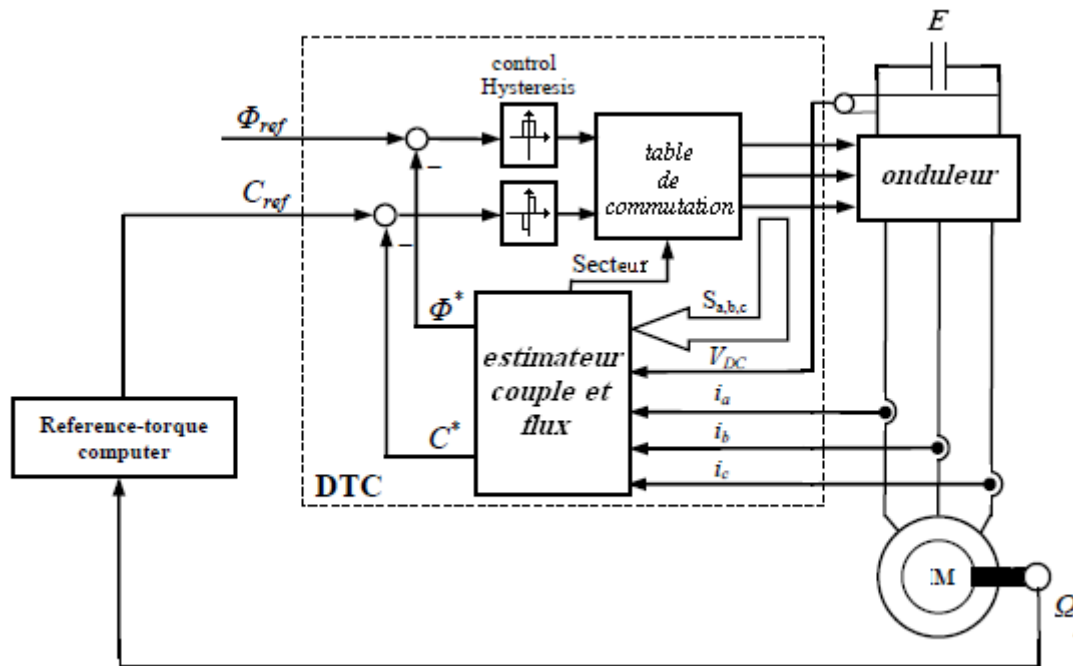


Figure I.10 : principe de la DTC des machines triphasées

La figure I.10 présente un schéma simplifié du système de commande. On peut comprendre le fonctionnement général du système en suivant les signaux d'entrée et de sortie des différents blocs. Notamment, la boîte **sélecteur** émet les signaux logiques au convertisseur indiquant, à tout instant, lesquels des interrupteurs doivent être fermés.

I.8 La charge mécanique

La transmission du couple des moteurs jusqu'au rail se fait par l'intermédiaire du Bogie de traction sur lequel sont fixés les essieux (et donc les roues). Il est composé d'une transmission mécanique qui relie chaque moteur à sa propre roue. Cette transmission est constituée principalement d'accouplements mécaniques et de réducteurs [2].

Chaque bogie possède en général au moins deux essieux sauf les cas particulier ou :

les voitures reposent sur des bogies intermédiaires à un essieu par bogie.

les wagons pour transports de charges lourdes où l'on peut compter plusieurs essieux.

certains autorails comme les Bugatti où l'on a 5 essieux.

Le contact de type fer-fer, établi entre la roue et le rail, est défini par une loi non linéaire d'adhérence. D'habitude l'adhérence est faible, cela signifie qu'il y a toujours un glissement de la roue par rapport au rail. Il ne peut y avoir de transmission de force que s'il y a glissement. [2]

Finalement, la dynamique propre de la locomotive représente la charge commune des moteurs. Elle permet de déterminer les charges vues par chaque essieu [2].

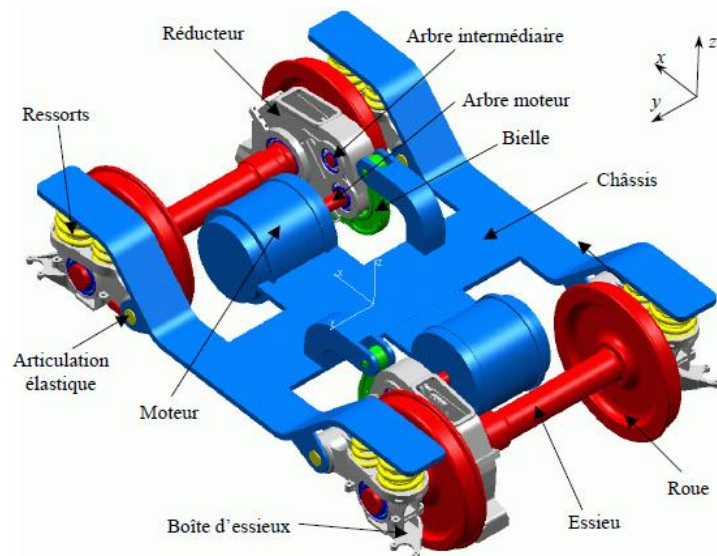


Figure I.11 : bogie de traction ferroviaire

I.9 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons effectué une présentation des différents éléments et commandes constituant une chaîne de traction ferroviaire. En commençant par la description de celle-ci. Ensuite, on a donné les différentes technologies utilisées.

Les chaînes de traction affichent une homogénéité quasi parfaite entre les domaines si variés du transport urbain, de la traction à grande puissance ou de la grande vitesse. Les principes de base sont les mêmes et les composants aussi. L'alliance entre les moteurs triphasés, les convertisseurs et les techniques de commandes a rapidement et définitivement supplanté le traditionnel moteur à collecteur. Ainsi un bénéfice de prix considérablement réduit est approuvé par l'ensemble des acteurs de la construction ferroviaire.

Chapitre II

Modélisation d'une chaîne de traction électrique ferroviaire asynchrone

II.1 Introduction

Dans notre étude le processus à contrôler est constituée d'un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil alimenté par un onduleur de tension. Avant toute synthèse de lois de commande, il est indispensable d'analyser le processus à contrôler d'établir une modélisation adaptée.

Dans ce chapitre nous aborderons la modélisation de l'onduleur de tension et du moteur asynchrone en tenant compte des hypothèses simplificatrices et de la transformation de Park. Puis, nous finirons ce chapitre par la modélisation de la partie mécanique d'un train qui constitue la charge du moteur.

II.2 Modélisation de la partie électrique

II.2.1 Onduleur de tension

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue-alternative, il permet de modifier de façon périodique les connections entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir un signal contrôlé en fréquence et en amplitude à la sortie.

On peut réaliser un onduleur de tension triphasée en regroupant trois demi-points monophasés et en utilisant un diviseur capacitif commun (figure II.1.a). Si les courants i'_a, i'_b et i'_c sont sinusoïdaux et forment un système triphasé équilibré, leur somme instantanée sera nulle. Aucun courant ne passera entre le point neutre N et le point milieu O. Donc on peut supprimer cette connexion, et donc le diviseur devient inutile, sans que le régime des tensions et des courants de sortie soit modifié [19]. On arrive ainsi au schéma usuel de l'onduleur de tension sur la figure II.1.b. (Le point commun O est virtuel).

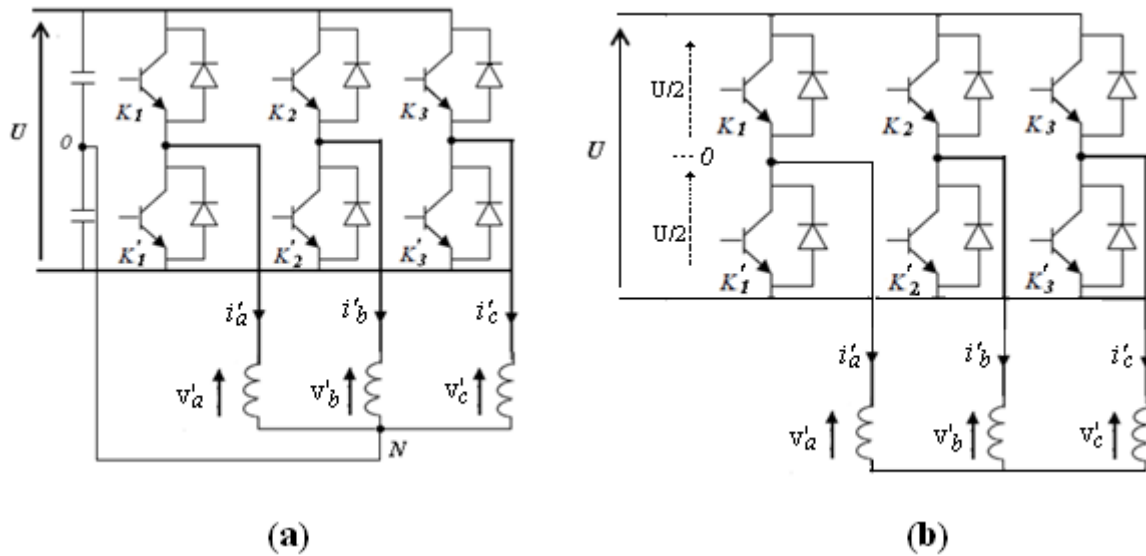


Figure II.1 : structure d'un onduleur de tension

- a) avec point neutre
- b) sans point neutre

II.2.1.1 Expression et forme d'onde [11]

Pour l'étude de l'onduleur de tension, on suppose que les sources de tension continue et de courant alternatif sont parfaites. Et en fonctionnement normal, la source U est génératrice et les sources i_a, i_b et i_c sont réceptrices. On admet que les courants sont sinusoïdaux.

En régime équilibré, pour que les trois tensions v'_a, v'_b, v'_c soient identique à un tiers de leur période T près, on commande chaque demi-point avec un décalage de $T/3$ sur le précédent. Ainsi les trois tensions de sortie peuvent s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} v'_a = V'\sqrt{2} \sin(\omega t) \\ v'_b = V'\sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v'_c = V'\sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

Si la charge est équilibrée alors : $v'_a + v'_b + v'_c = 0$

Les tensions simples peuvent s'exprimer en fonction des tensions composées :

$$\begin{cases} v'_a = \frac{1}{3}(V_{ab} - V_{ca}) \\ v'_b = \frac{1}{3}(V_{cb} - V_{ab}) \\ v'_c = \frac{1}{3}(V_{ca} - V_{bc}) \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

Avec:

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{a0} - V_{b0} \\ V_{bc} = V_{b0} - V_{c0} \\ V_{ca} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

Les tensions simples peuvent aussi être données en fonction des tensions prises par rapport au point commun 0 :

$$\begin{cases} v'_a = \frac{1}{3}(2V_{a0} - V_{b0} - V_{c0}) \\ v'_b = \frac{1}{3}(-V_{a0} + 2V_{b0} - V_{c0}) \\ v'_c = \frac{1}{3}(-V_{a0} - V_{b0} + 2V_{c0}) \end{cases} \quad (\text{II-4})$$

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F_j définie par :

$F_j = 1$: Interrupteur du demi-bras haut fermé.

$F_j = 0$: Interrupteur du demi-bras bas ouvert.

Avec : $j=1, 2, 3$

Les tensions imposées dans chaque bras de l'onduleur sont données par :

$$\begin{cases} V_{a0} = F_1 \cdot U \\ V_{b0} = F_2 \cdot U \\ V_{c0} = F_3 \cdot U \end{cases} \quad (\text{II-5})$$

Et les tensions simples v'_a , v'_b , v'_c s'expriment par :

$$\begin{bmatrix} v'_a \\ v'_b \\ v'_c \end{bmatrix} = \frac{U}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II-6})$$

Les tensions simples ont été tracées sur la figure II.2, en utilisant indifféremment les équations (II-2) ou (II-4). Ce sont des créneaux qui forme comme on l'attendait, un système triphasé équilibré non sinusoïdal.

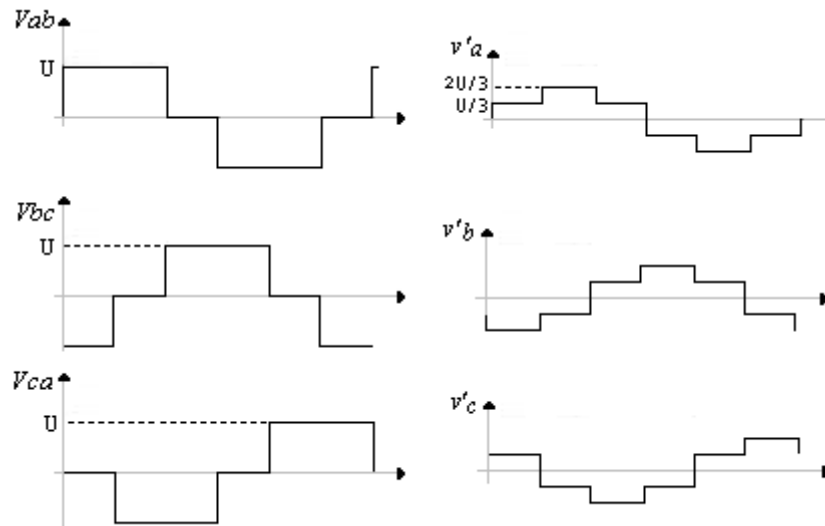


Figure II.2 : forme d'onde de l'onduleur triphasé.

La valeur efficace des tensions composées a pour valeur:

$$V_{ab} = \sqrt{\frac{2}{3}} U \quad (\text{II-7})$$

Les tensions de sortie v'_a, v'_b, v'_c ont pour valeur efficace :

$$V' = \frac{\sqrt{2}}{3} U \quad (\text{II-8})$$

Leur fondamental a pour valeur efficace :

$$V'_1 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U \quad (\text{II-9})$$

La valeur moyenne et efficace du courant d'entrée est :

$$\begin{cases} I_{moy} = \frac{3}{\pi} I' \sqrt{2} \cos \varphi \\ I_{eff} = I' \sqrt{2} \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\varphi} \end{cases} \quad (\text{II-10})$$

Avec :

φ : Angle de déphasage entre le courant et la tension.

II.2.1.2 Circuit d'aide a la commutation

Lorsqu'on utilise la commande à MLI, chaque interrupteur commandé est fermé puis ouvert plusieurs fois au cours d'une même alternance du courant i' . Pratiquement toutes les commutations se font à courant i' non nul et chaque interrupteur doit être protégé à la fois contre les di/dt et le dv/dt excessifs. Lorsque T_1, D_1, T'_1, D'_1 sont intégrés dans le même boîtier, chaque demi-pont se présente alors comme l'indique la figure II.3.

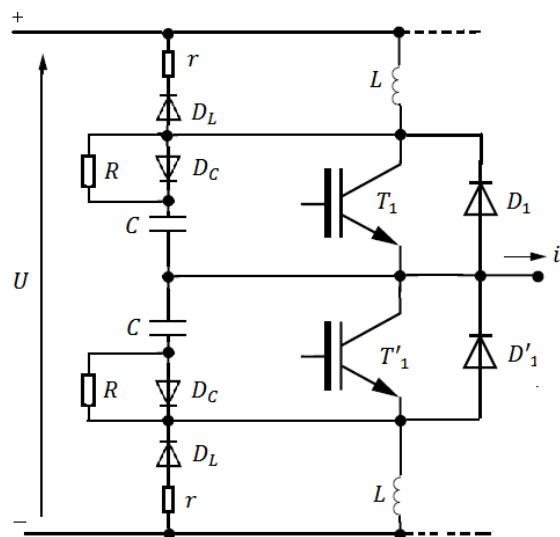


Figure II.3 : Schéma de circuit d'aide a la commutation (CALC)

Les circuits (snubbers) capacitif destinés à la protection contre les dv/dt comportent chacun, outre la capacité C , une résistance R destinée à limiter le courant de décharge de C à la fermeture du transistor [19].

Les circuits inductifs destinés à la protection contre les di/dt comportent chacun, outre l'inductance L , une résistance r de décharge de L à l'ouverture du transistor et une diode D_L qui met cette résistance en circuit ouvert pendant la fermeture du transistor [19].

II.2.3 Stratégie de commande en courant de l'onduleur par hystérésis

Le principe de cette commande est basé sur la commande des interrupteurs de l'onduleur de telle sorte que les variations du courant dans chaque phase du moteur soient limitées dans une bande d'hystérésis encadrant les fréquences des courants.

Quand le courant instantané s'écarte de sa référence d'une valeur h fixée par l'hystérésis du régulateur, une commutation est imposée aux interrupteurs du bras d'onduleur correspondant, de façon à maintenir les courants toujours à l'intérieur de leur bande.

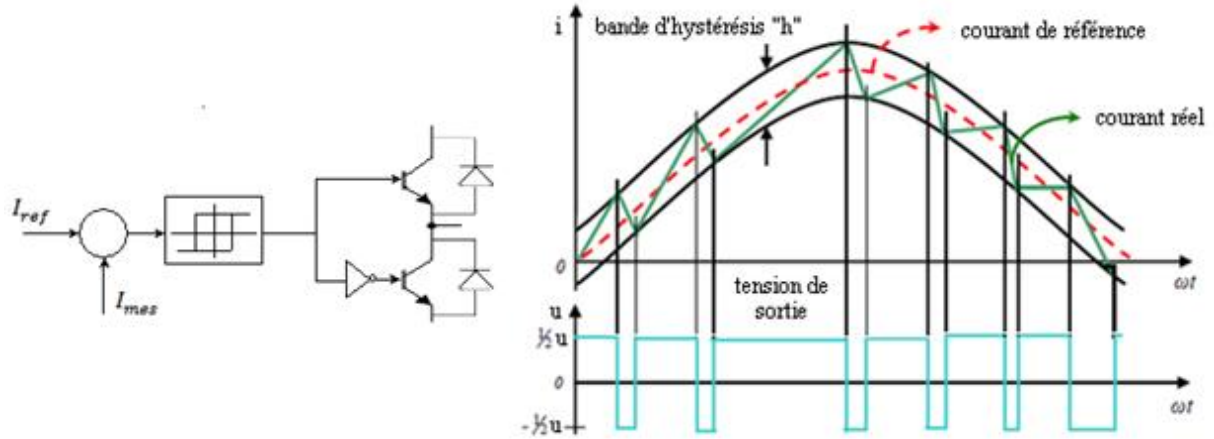


Figure II.4 : Schéma de principe du contrôle par hystérésis d'un bras de l'onduleur

Cette méthode est actuellement très utilisée dans l'industrie (pour les fortes puissances) à cause de sa simplicité et sa robustesse. Elle ne nécessite pas de connaître les valeurs des paramètres internes de la machines, mais présente l'inconvénient d'une variation aléatoire de la fréquence de commutation des interrupteurs suivant les conditions de fonctionnement. Cette fréquence de commutation des interrupteurs doit varier dans les limites des possibilités de l'onduleur.

Les conditions de commutation des trois commutateurs statique S_i ($i=1,3$) de l'onduleur sont définies en termes d'états logique S_i correspondants de la façon suivante :

$$\begin{cases} S_i = 0 & i_i > i_{iref} + h/2 \\ S_i = 1 & i_i \leq i_{iref} - h/2 \\ S_i = S_{i-1} & i_i = i_{iref} \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

Tel que :

i_i ($i=1,3$): sont les courant des phases statoriques (i_a, i_b, i_c).

i_{iref} ($i=1,3$): sont les courant de référence issus des commande des trois bras de l'onduleur.

h : est la bande d'hystérésis.

II.2.3.1 Choix de la bande d'hystérésis

Une diminution de la largeur de la bande d'hystérésis, permettrait un meilleur lissage de courant, toute fois cette diminution est limitée par l'augmentation de la fréquence de commutation des interrupteurs (ils sont beaucoup plus sollicités, ce qui augmente le risque des ratés d'amorçage)

D'autre part, si on augmente la largeur de la bande, cela va générer une augmentation des amplitudes des harmoniques de tensions, ce qui engendrera une forte ondulation du couple. Ainsi il faut réaliser un compromis entre la fréquence de commutation et l'amplitude des harmoniques. En général, la bande d'hystérésis ne doit pas dépasser 5% du courant nominal.

II.2.4 Machine Asynchrone triphasée

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine.

Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logées trois enroulements identiques, à p paires de pôles, leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique de $2\pi/3$.

Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes.

La structure électrique du rotor peut être réalisée, soit par un système d'enroulements triphasés (rotor bobiné) raccordés en étoile à trois bagues sur lesquelles frottent trois balais fixes accessibles par la plaque à bornes et mis en court-circuit pendant les régimes permanents ; soit par une cage conductrice intégrée au tôles ferromagnétique (rotor à cage d'écureuil).

II.2.4.1 Principe de fonctionnement

Le champ tournant issu des bobines du stator va induire des courants dans le bobinage rotorique (ou bien à cage). L'interaction de ces courants et du champ magnétique tournant crée un couple moteur qui provoque la rotation du rotor à une vitesse légèrement inférieure à celle du champ tournant, on dit qu'il y a **glissement** [7]. Le glissement (g_m) est la différence relative des deux vitesses définie par :

$$g_m = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{II-12})$$

Avec :

ω_s : La vitesse de rotation angulaire du stator (vitesse de synchronisme) en rd/s

ω_r : La vitesse de rotation angulaire du rotor en rd/s

La fréquence du courant rotorique est donnée par l'équation :

$$f_r = g_m \cdot f_s \quad (\text{II-13})$$

f_s : La fréquence du courant statorique.

II.2.4.2 Hypothèses de travail

Afin de faciliter l'étude de la machine asynchrone et la mise en équation, les hypothèses généralement admises sont [15]:

- Le bobinage est réparti de manière à donner une $f.m.m$ sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- Régime non saturé, le phénomène d'hystérésis et les courants de Foucault en plus l'effet de peau sont négligés.
- Le régime homopolaire est nul.

II.4.3 Mise en équation de la machine Asynchrone

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ces courants, nous considérons le modèle de la machine asynchrone idéal sur la figure II.5.

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

On désigne par :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} : \text{La vitesse de rotation angulaire des champs tournant.}$$

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: La vitesse de rotation angulaire du rotor.

$\omega = \omega_s - \omega_r$: La vitesse angulaire électrique.

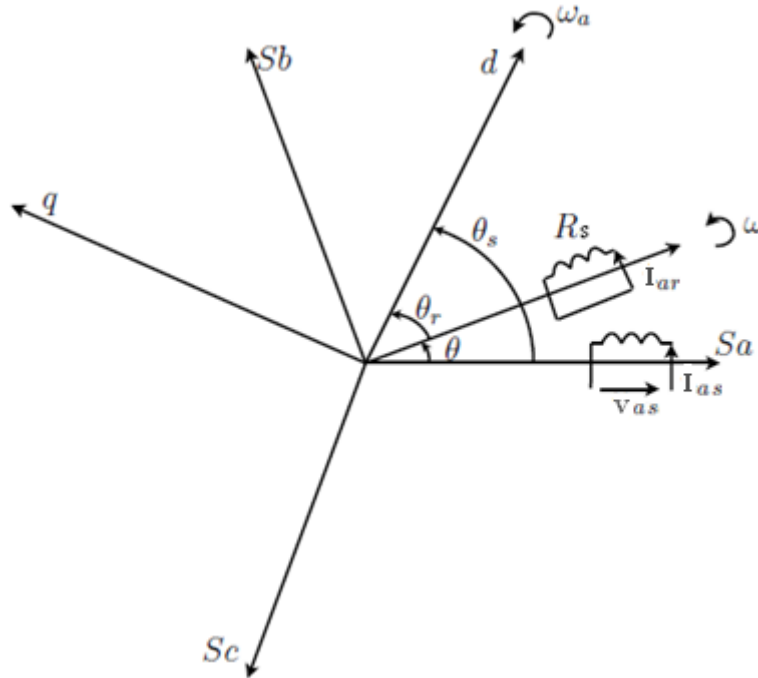


Figure II.5 : Modèle idéal de la machine Asynchrone triphasée

II.4.3.1 Equations électriques

Les équations électriques dans un repère fixe lié au stator sont décrites par :

$$\begin{cases} V_{as} = R_s I_{as} + \frac{d\Phi_{as}}{dt} \\ V_{bs} = R_s I_{bs} + \frac{d\Phi_{bs}}{dt} \\ V_{cs} = R_s I_{cs} + \frac{d\Phi_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II-14})$$

$$\begin{cases} V_{ar} = R_r I_{ar} + \frac{d\Phi_{ar}}{dt} \\ V_{br} = R_r I_{br} + \frac{d\Phi_{br}}{dt} \\ V_{cr} = R_r I_{cr} + \frac{d\Phi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II-15})$$

R_s et R_r sont respectivement les résistances des enroulements du stator et du rotor.

II.4.3.2 Equations magnétiques

Les relations entre flux et courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \\ \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & m_1 & m_2 & m_3 \\ M_s & l_s & M_s & m_3 & m_1 & m_2 \\ M_s & M_s & l_s & m_2 & m_3 & m_1 \\ m_1 & m_2 & m_3 & l_r & M_r & M_r \\ m_3 & m_1 & m_2 & M_r & l_r & M_r \\ m_2 & m_3 & m_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-16})$$

Telle que :

$$\begin{cases} m_1 = M_{sr} \cos(\theta) \\ m_2 = M_{sr} \cos(\theta - 4\pi/3) \\ m_3 = M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II-17})$$

De cette forme matricielle, on aura :

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (\text{II-18})$$

Tel que:

$$\begin{aligned} [I_s] &= \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} ; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} ; [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} ; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \\ [L_{ss}] &= \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} ; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \\ [L_{sr}] &= M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{II-19})$$

Avec:

l_s et l_r représentent respectivement les inductances cycliques du stator et du rotor.

M_s : Inductances mutuelles entre phase statorique.

M_r : Inductances mutuelles entre phase rotorique.

M_{sr} : est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

II.4.3.3 Equations mécaniques

L'équation mécanique est donnée par la relation suivante :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} - f\Omega \quad (\text{II-20})$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_e : Couple électromagnétique développé par la machine.

C_r : Couple résistant de la charge.

f : Coefficient de frottement visqueux.

La résolution du système d'équations du modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée est très difficile même avec l'utilisation de l'outil numérique. Pour faciliter le processus de résolution, l'utilisation de la transformation de Park s'impose.

II.4.4 Transformation de Park à puissance constante

La transformation de Park permet de faire le passage d'un système triphasé (a, b, c) vers un système (d, q, o) constitué des grandeurs diphasées équivalentes (d, q) et d'une composante homopolaire (o), qui n'est pas prise en compte dans le modèle usuel de la machine. La transformation de Park utilisée dans cette étude repose sur l'invariance de la puissance instantanée, ainsi, les équations employées pour la modélisation de la machine synchrone sont définies par :

$$[X_{dq0}]^t = [P(\theta)][X_{abc}]^t \quad (\text{II-21})$$

Avec la matrice de passage $P(\theta)$:

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-22})$$

Et la matrice de transformation inverse est donné par :

$$P(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-23})$$

Le coefficient $\sqrt{\frac{2}{3}}$ a été choisi pour donner une expression invariante du couple électromagnétique et de la puissance à partir de la propriété : $[P(\theta)^{-1}] = [P(\theta)]^t$

II.4.5 Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone triphasée

II.4.5.1 Equations électriques

$$[V_{abc}] = [R][I_{abc}] + \frac{d[\Phi_{abc}]}{dt} \quad (\text{II-24})$$

On écrit d'autre part :

$$\begin{cases} [V_{abc}] = P(\theta)^{-1}[V_{dq0}] \\ [I_{abc}] = P(\theta)^{-1}[I_{dq0}] \end{cases} \quad (\text{II-25})$$

L'équation devient :

$$P(\theta)^{-1}[V_{abc}] = P(\theta)^{-1}[R][I_{dq0}] + \frac{d}{dt}(P(\theta)^{-1}[\Phi_{abc}]) \quad (\text{II-26})$$

On multiplie à gauche par P(θ). On obtient alors :

$$[V_{abc}] = [R][I_{dq0}] + P(\theta) \frac{d}{dt}(P(\theta)^{-1}[\Phi_{abc}]) + \frac{d\Phi_{dq0}}{dt} \quad (\text{II-27})$$

On a :

$$P(\theta) \frac{dP(\theta)^{-1}}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-28})$$

En appliquant la transformation de Park aux équations de la machine asynchrone, On trouve :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_r \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_r \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II-29})$$

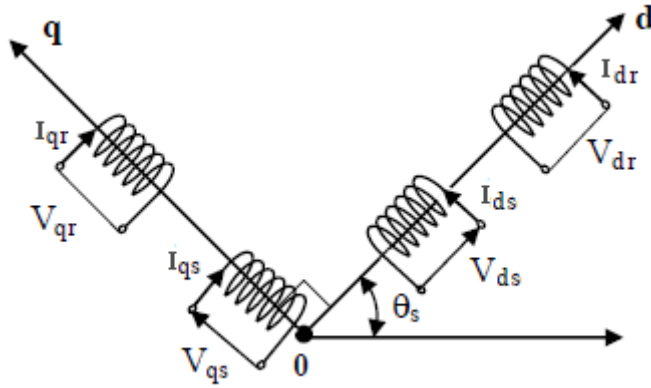


Figure II.6: Modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park

II.4.5.2 Equation magnétique

En appliquant la transformation de Park aux équations donnant du flux. On obtient le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{dr} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} \Phi_{qs} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-30})$$

Le système matriciel peut être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = M I_{ds} + L_r I_{dr} \\ \Phi_{qr} = M I_{qs} + L_r I_{qr} \end{cases} \quad (\text{II-31})$$

Avec:

$L_s = l_s - M_s$: Inductance propre cyclique du stator.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance propre cyclique du rotor.

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

II.4.5.3 Couple électromagnétique

Nous avons exprimé les équations de la machine, mais il reste également le couple électromagnétique. Il en résulte plusieurs expressions toutes égales :

$$\begin{cases} C_e = p(\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \\ C_e = p(\Phi_{qr} I_{dr} - \Phi_{dr} I_{qr}) \\ C_e = pM(I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \\ C_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \end{cases} \quad (\text{II-32})$$

II.4.6 Choix du référentiel

Les équations électriques peuvent être réécrites dans le repère (d, q), pour cela, trois types de référentiel sont intéressants, la condition est de choisir le référentiel favorable, ce choix se fait en fonction du problème à étudier.

II.4.6.1 Référentiel immobile par rapport au stator

Ce référentiel est immobile par rapport au stator. Il est préférable pour étudier les variations importantes de la vitesse de rotation associées ou non avec les variations de la fréquence de l'alimentation [10].

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{Donc :} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r \quad (\text{II-33})$$

II.4.6.2 Référentiel immobile par rapport au rotor

Ce référentiel tourne à la même vitesse que le Rotor. Un observateur placé sur ce référentiel verrait la vitesse de rotation constante. Ce référentiel est intéressant quand on étudie des régimes transitoires où la vitesse est supposée constante [10].

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad \text{Donc : } \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r \quad (\text{II-34})$$

II.4.6.3 Référentiel immobile par rapport au champ tournant

Ce référentiel est lié au champ tournant, donc il tourne à la vitesse de synchronisme. Il est donc préférable pour l'étude des exemples où la fréquence d'alimentation est constante. Il est aussi utilisé dans l'alimentation des moteurs à fréquence variable, lorsqu'on désire étudier sa fonction de transfert vis-à-vis des petites perturbations [10].

$$\frac{d\theta_r}{dt} = g \cdot \omega \quad \text{Donc : } \frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad (\text{II-35})$$

II.5 Modélisation de la partie mécanique

Une locomotive comporte deux bogies, constitués chacun de deux essieux moteurs. Le système global qu'est constitué de deux moteurs identiques et qui sont liées à une charge mécanique commune, alimentées par deux onduleurs. La transmission est constituée principalement d'accouplements mécaniques et de réducteurs, le contact de type fer-fer, établi entre la roue et le rail, est défini par une loi non linéaire d'adhérence. [2]

II.5.1 Mouvement de translation et de rotation :

Dans un train, la force propre de l'engin de traction F_{av} qui permet le mouvement de translation du train sur la voie, provient d'un mouvement de rotation du ou des moteurs de traction. Le couple C_r à l'essieu de la roue est transformé en force à l'avancement F_{av} au niveau de rayon r_o , le rail étant fixe, cette force s'applique aussi au niveau des paliers de l'essieu, imprimant au train un mouvement à vitesse V_{tr} , voir figure II.7. [5]

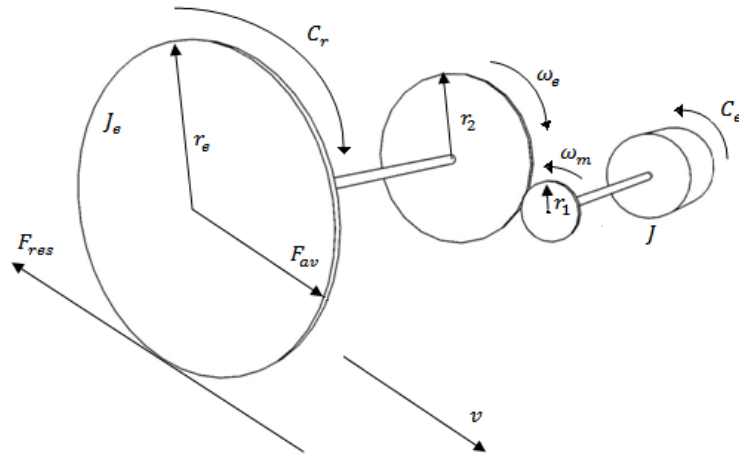


Figure II.7: système de transmission mécanique monomoteur

On a:

$$F_{av} = \frac{C_r}{r_e} \quad (\text{II-36})$$

En tenant compte du réducteur, on peut exprimer le couple et la force à l'avancement à l'essieu roue en fonction du couple C_m produit par le moteur:

$$C_r = C_e \frac{r_2}{r_1} \quad (\text{II-37})$$

$$F_{av} = \frac{1}{K_g} \frac{C_e}{r_e} \quad (\text{II-38})$$

Où K_g est le rapport de transmission.

$$K_g = \frac{r_1}{r_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (\text{II-39})$$

Où, N désigne le nombre de dents de la roue dentée.

On peut encore exprimer la relation entre la vitesse de rotation du moteur et la vitesse du train par l'expression :

$$V_{tr} = K_g r_e \omega_m \quad (\text{II-40})$$

II.5.2 Equation du mouvement

Le mouvement du train, défini par le tracé de la voie, peut être assimilé à celui d'un point matériel doté d'un seul degré de liberté [5]. Un tel mouvement est décrit par l'équation de Newton unidimensionnelle suivante:

$$\sum_{i=1}^n F_i = M \cdot a \quad (\text{II-41})$$

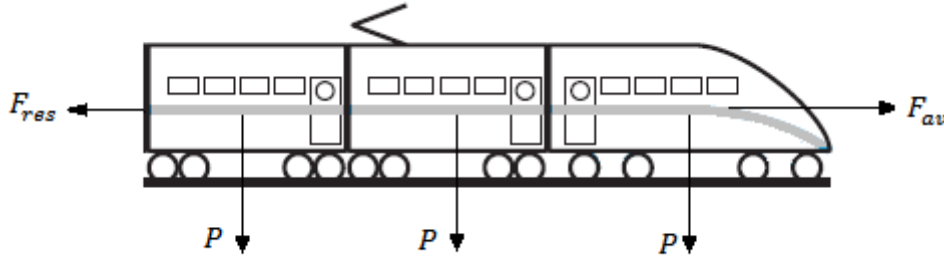


Figure II.8 : Forces exerçantes sur un train circulant sur une voie

On peut décomposer les forces qui s'exercent sur le train en deux groupes: les forces F_{av} produites dans le train, positives en traction, négatives au freinage, et les forces subies par le convoi F_{res} qui la plupart s'opposent au mouvement. La masse M est celle mesurée pour un véhicule arrêté sur une balance, mais corrigée par un facteur pour tenir compte de l'inertie des masses tournantes dans le véhicule [5], on peut écrire alors:

$$F_{av} - F_{res} = M \cdot a \quad (\text{II-42})$$

Lorsqu'on observe la figure, on constate qu'il faut tenir compte des inerties dans l'équation du mouvement. L'inertie à l'arbre secondaire intervient comme une masse supplémentaire.

$$F_{av} - F_{res} = \left(M + \frac{J_t}{r_e^2} \right) a \quad (\text{II-43})$$

L'inertie à l'arbre secondaire J_t se compose de la somme J_e des inerties fixées à cet arbre et de l'inertie J_m à l'arbre moteur reportée à l'arbre secondaire.

Les forces subies par le convoi sont souvent désignées par l'expression résistance à l'avancement F_{res} puisqu'elles s'opposent au mouvement du train. Ces dernières peuvent se composer en deux parties: les forces de frottements dues au mouvement du train F_f et la force d'arrachement F_A [5].

$$F_f = A + B.V_{tr} + C.V_{tr}^2 \quad (\text{II-44})$$

Le terme constant A , parfois appelé roulement pur, n'est lié qu'à la charge par essieu. Il exprime le roulement des roues sur rail et les paliers. Le coefficient B ne prend en compte que la qualité de la voie et la stabilité du convoi. Le coefficient C , qui représente naturellement la part aérodynamique, diffère selon que le train circule à l'air libre ou bien en tunnel. La force d'arrachement, elle n'apparaît qu'aux très basse vitesses, cette force est nulle pour toutes les autres vitesses, elle a pour fonction d'ouvrir le passage dans l'air, pour lesquelles elle vaut [5].

$$F_A = 7,510^{-3}.M.g \quad (\text{II-45})$$

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, une propulsion électrique asynchrone a été modélisée avec ses éléments de base. Nous avons modélisé l'onduleur de tension et présenté le principe de la commande par hystérésis qui est simple est robuste mais présente l'inconvénient d'une variation aléatoire de la fréquence de commutation des interrupteurs. Le modèle de la machine asynchrone dans la base de Park est donné en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Et enfin, nous avons donné les différentes équations régissant le fonctionnement de la charge mécanique.

Chapitre III

Contrôle global de la chaîne de traction électrique

III.1 Introduction

Dans ce chapitre nous donnerons les fondements de la commande vectorielle pour la chaîne de traction électrique à motorisation asynchrone. Le fonctionnement en survitesse, ainsi que l'introduction de deux perturbations seront abordé à savoir le décolllement du pantographe et la perte d'adhérence.

III.2 Principe de la commande vectorielle

Le but de cette commande, est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continue à excitation séparée, en découplant la commande du couple de celle du flux.

Nous avons vu, que le couple en régime transitoire s'exprime dans le repère (d, q) comme un produit croisé du courant ou du flux. Si nous reprenons l'écriture du couple électromagnétique :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad (\text{III-1})$$

On s'aperçoit, que si l'on élimine le deuxième terme $(\Phi_{qr} I_{ds})$, alors le couple ressemblerait à celui d'une machine à courant continu (MCC).

Pour cela, il suffit d'orienter le repère dq , de manière à annuler la composante en quadrature, c à dire, de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de telle sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe (d) et donc avoir :

$$\Phi_{qr} = 0 \quad \text{Et} \quad \Phi_{dr} = \Phi_r$$

Le couple s'écrit alors :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_{dr} I_{qs} \quad (\text{III-2})$$

Le couple est réglable par action sur I_{qs} lorsque le flux Φ_{dr} est maintenu constant.

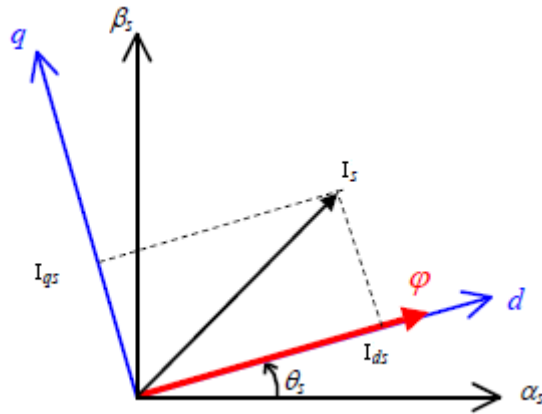


Figure III.1 : Schéma de principe de la commande vectorielle

III.2.1 Modèle en tension par orientation du flux rotorique

III.2.1.1 Expressions des tensions

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} + R_s I_{ds} \\ V_{qs} = \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} + R_s I_{qs} \end{cases} \quad (\text{III-3})$$

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_r}{dt} \\ 0 = R_r I_{qr} + \omega_r \Phi_r \end{cases} \quad (\text{III-4})$$

III.2.1.2 Expressions des flux

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \end{cases} \quad (\text{III-5})$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} = 0 \end{cases} \quad (\text{III-6})$$

III.2.2 Les estimateurs de commande

Seules les grandeurs statoriques sont accessibles, les grandeurs rotoriques, elles, ne le sont pas, il faut donc pouvoir les estimer à partir des grandeurs statoriques.

III.2.2.1 Estimation du flux

$$\Phi_r = L_r I_{dr} + M I_{ds} \quad (\text{III-7})$$

A partir des équations (III-4) on peut tirer I_{dr} , on aura donc :

$$\Phi_r = L_r \left(-\frac{1}{R_r} \frac{d\Phi_r}{dt} \right) + M I_{ds} \quad (\text{III-8})$$

L'équation peut être réécrite en utilisant la notation de Laplace « S ».

$$\tilde{\Phi}_r = \frac{M}{1+T_r S} I_{ds} \quad (\text{III-9})$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique de la machine}$$

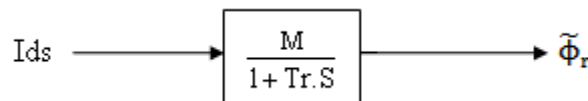


Figure III.2 : Estimateur du flux

III.2.2.2 Estimation de la pulsation rotorique

A partir de l'équation :

$$\omega_r \Phi_r + R_r I_{qr} = 0 \quad (\text{III-10})$$

On peut écrire :

$$\omega_r = -\frac{R_r I_{qr}}{\Phi_r} \quad (\text{III-11})$$

Le courant I_{qr} n'est pas mesurable mais peut être remplacé par $-\frac{M}{L_r} I_{qs}$

Finalement ω_r est estimée par la relation suivante :

$$\tilde{\omega}_r = \frac{M}{T_r \Phi_r} I_{qs} \quad (\text{III-12})$$

Les expressions (III-9) et (III-12) constituent de simples observateurs du flux rotorique et de la vitesse du référentiel dans le repère rotorique. Leurs précisions peuvent s'avérer très vite insuffisante. Il apparaît d'emblée que toute erreur relative sur la valeur de la constante de temps rotorique T_r , paramètre sensible à la température, à l'état magnétique de la machine et à l'effet de peau, se répercute directement sur les grandeurs estimées [7].

III.2.3 Méthodes d'orientation du flux

Les méthodes d'orientation du flux sont au nombre de deux : directe et indirecte.

La méthode directe consiste à déterminer la position et le module du flux. A cet effet, deux procédés sont utilisés, à savoir la mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteurs et l'estimation de flux à l'aide de modèles mathématiques.

La méthode indirecte, elle, n'utilise pas l'amplitude du flux, mais seulement sa position. Dans ce cas, le flux n'est pas contrôlé directement, mais c'est une variable intermédiaire liée au flux par un modèle de référence qui est contrôlée.

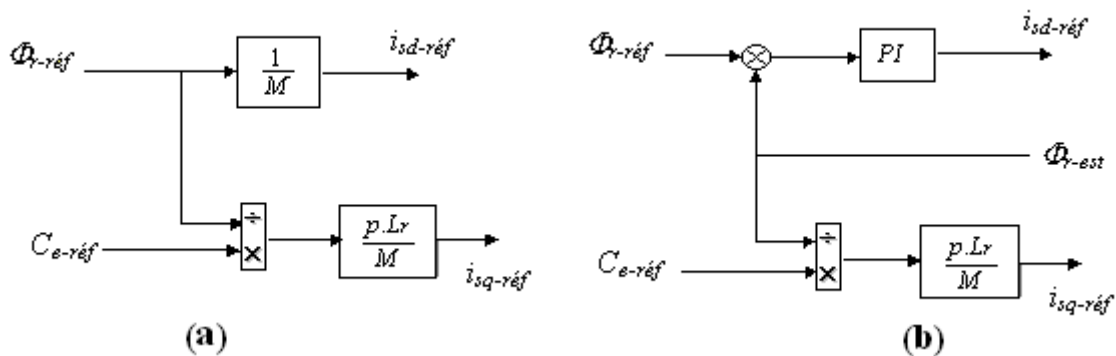


Figure III.3 : Méthode d'orientation du flux

- a) Méthode indirect
- b) Méthode direct

III.2.4 Processus électrique

A partir des équations des flux et des tensions, nous pouvons exprimer les tensions $V_{ds}(S)$ et $V_{qs}(S)$ en fonction des grandeurs utiles pour la maîtrise du couple électromagnétique.

$$\begin{cases} V_{ds}(S) = [R_s + \sigma L_s S] I_{ds}(S) - \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{qs} \\ V_{qs}(S) = [R_s + \sigma L_s S] I_{qs}(S) + \omega_s (\sigma \cdot L_s \cdot I_{ds} + \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r) \end{cases} \quad (\text{III-13})$$

Où :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r} : \text{Coefficient de dispersion de Blondel.}$$

Si on pose :

$$\begin{cases} e_d = \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{qs} \\ e_q = \omega_s (\sigma \cdot L_s \cdot I_{ds} + \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r) \end{cases} \quad (\text{III-14})$$

Finalement on aura :

$$\begin{cases} V_{ds}(S) = [R_s + \sigma L_s S] I_{ds}(S) - e_d \\ V_{qs}(S) = [R_s + \sigma L_s S] I_{qs}(S) + e_q \end{cases} \quad (\text{III-15})$$

Le système d'équations (III-15) débouche sur les fonctions de transfert suivantes :

$$\begin{cases} F_d = \frac{1}{R_s + \sigma L_s S} = \frac{I_{ds}}{V_{ds}(S) + e_d} \\ F_q = \frac{1}{R_s + \sigma L_s S} = \frac{I_{qs}}{V_{qs}(S) - e_q} \end{cases} \quad (\text{III-16})$$

On résume les deux équations précédentes dans la figure III.4.

En posant :

$$\begin{cases} B = \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \\ D = \omega_s (\sigma \cdot L_s + \frac{1}{L_r} \frac{M^2}{1 + T_r S}) \end{cases} \quad (\text{III-17})$$

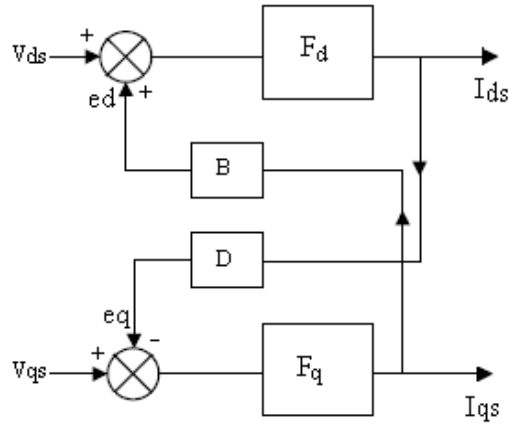


Figure III.4 : Schéma de couplage de la machine asynchrone.

On remarque qu'il y a un couplage non linéaire dû à la présence des termes e_d et e_q . Il est donc nécessaire de réaliser un découplage dans le but de limiter l'effet de e_d et e_q sur les deux grandeurs de réglage V_{ds} et V_{qs} .

III.2.5 Découplage entré sortie

L'objectif de ce découplage est de limiter l'effet d'une entrée sur une seule sortie. On peut représenter alors le schéma fonctionnel du contrôle sous la forme d'un ensemble de système mono variable évoluant en parallèle.

Il existe plusieurs techniques de découplage à savoir, le découplage en utilisant un régulateur, le découplage par retour d'état, et le découplage par compensation. Dans notre cas, on se limitera à la représentation du découplage par compensation.

On définit, deux nouvelles variables de commande U_{ds} et U_{qs} afin d'assurer le découplage entrée-sortie tel que :

$$\begin{cases} V_{ds}(S) = U_{ds}(S) - \tilde{e}_d \\ V_{qs}(S) = U_{qs}(S) + \tilde{e}_q \end{cases} \quad (\text{III-18})$$

On définit par \tilde{e}_d et \tilde{e}_q comme les perturbations reconstituées par le dispositif de commande.

Si : $\tilde{e}_d=e_d$ et $\tilde{e}_q=e_q$, le découplage est évident. Avec les nouvelles composantes U_{ds} et U_{qs} nous pouvons à partir des équations différentielles définir deux fonctions de transfert mono variables :

$$\begin{cases} \frac{I_{ds}(S)}{U_{ds}(S)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s \cdot S} \\ \frac{I_{qs}(S)}{U_{qs}(S)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s \cdot S} \end{cases} \quad (\text{III-19})$$

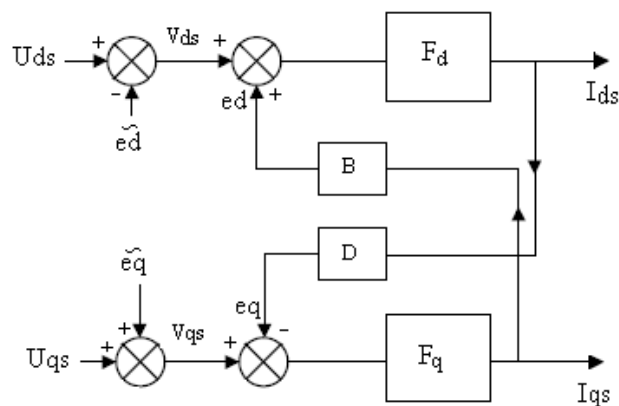


Figure III.5 : Découplage par compensation

III.2.6 Contrôle du flux et du couple

Nous avons vu qu'un découplage parfait entre l'axe « d » et « q » conduit à transformer notre système initial comportant deux entrées et deux sorties en deux sous système mono-entrée et mono sortie. Ceci permet d'étudier séparément les boucles de régulation sur les deux axes.

L'implantation d'un régulateur proportionnel intégral (PI), semble nécessaire pour améliorer et tester les performances de la commande vectorielle d'une part et de la machine d'autre part. La figure III.6 représente le schéma fonctionnel du control du flux et du couple.

Théoriquement, une action proportionnelle suffit à garantir les critères de performances exigés par la boucle de vitesse, mais une action proportionnelle, lors d'un changement de consigne de vitesse fait subsister un écart. Une action intégrale est donc nécessaire pour annuler cette erreur en régie permanent.

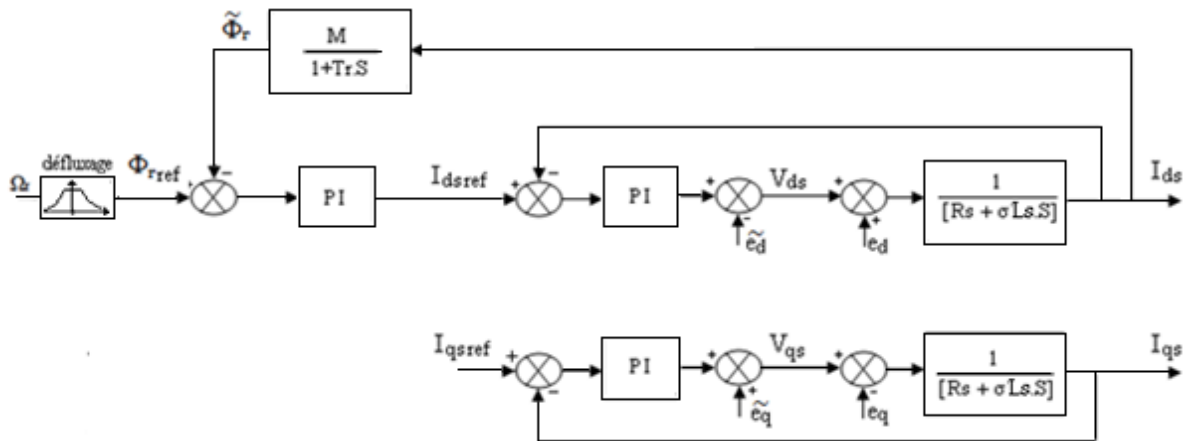


Figure III.6 : Schéma fonctionnel du contrôle du flux et du couple.

II.2.7 Contrôle de la vitesse

Nous avons illustré la commande vectorielle par un asservissement de vitesse du côté de la charge, le schéma de commande est le suivant :

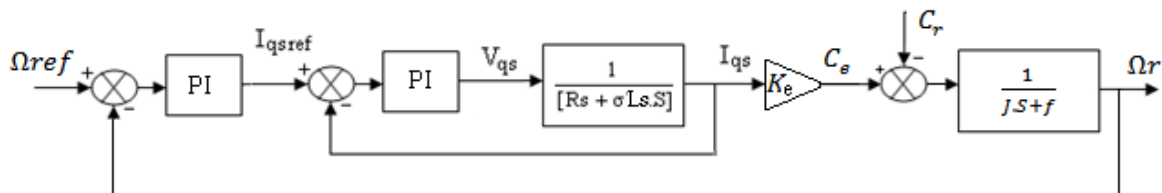


Figure III.7 : Schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse

Le système à commander possède un gain dépendant du courant I_{ds} , qui pourra être ici considéré comme une perturbation mesurable.

Le régulateur de vitesse fixera la dynamique désirée sur la vitesse de rotation, sa grandeur de commande I_{qs-ref} constitue la consigne de la boucle de courant interne. Le calcul des régulateurs, est donné dans l'annexe-1

II.2.8 Structure générale de réglage

Le principe de contrôle issu des principes évoqués précédemment est schématisé sur la figure suivante :

La simplicité de mise en œuvre et la sécurité de fonctionnement liée à la commande en courant font que ce type de commande est largement répandu.

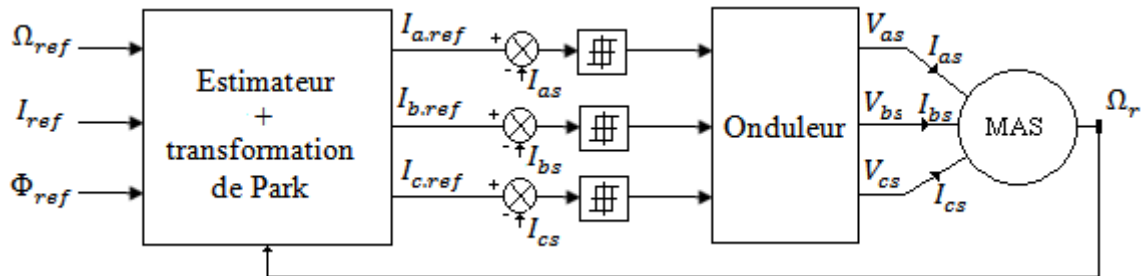


Figure III.9 : Contrôle en courant par comparateurs à hystérésis d'une MAS

III.4 Structure générale de réglage du système de traction électrique

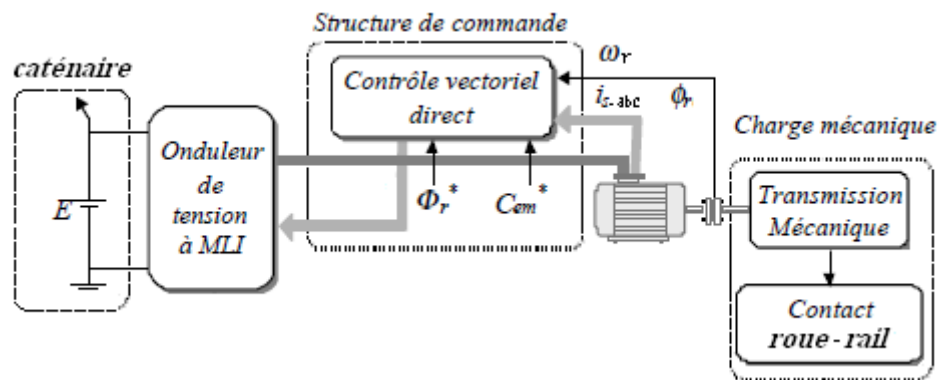


Figure III.10 : Schéma synoptique de la structure générale de réglage.

La figure III.10 illustre l'organisation fonctionnelle de la commande vectorielle appliquée à la chaîne de traction électrique. Sur ce schéma, l'onduleur de tension qui est relié à la machine asynchrone est alimenté par la caténaire (tension continue). La transmission mécanique et le contact entre la roue et le rail constitue la charge mécanique.

Il faut noter qu'en traction ferroviaire, le fonctionnement en survitesse est indispensable. Et qu'il est possible d'introduire dans le système deux perturbations à savoir la perte d'adhérence et le décollement du pantographe.

III.4.1 Fonctionnement en survitesse

Plusieurs applications, plus particulièrement la traction électrique, exigent un fonctionnement en survitesse à puissance constante. Or pour assurer un tel fonctionnement, dans le cas d'un entraînement à vitesse variable utilisant un moteur asynchrone, une tension élevée à l'entrée est requise. Pour contourner cette sur demande en tension, on réduit le flux résultant " Φ_r " aux vitesses élevées (défluxage). De plus, pour optimiser la demande du courant de magnétisation de la machine à induction, il est nécessaire de défluxer de manière à offrir à la machine le flux dont elle a besoin pour produire son couple maximal sans aucune violation des contraintes thermiques imposées sur la machine et sur les composants de puissance du convertisseur [15].

$$\begin{cases} \Phi_{r-ref} = \Phi_{r-nom} & , \text{ Pour : } \Omega < \Omega_{nom} \\ \Phi_{r-ref} = \frac{\Phi_{r-nom} \cdot \Omega_{nom}}{\Omega} & , \text{ pour : } \Omega > \Omega_{nom} \end{cases} \quad (\text{III-20})$$

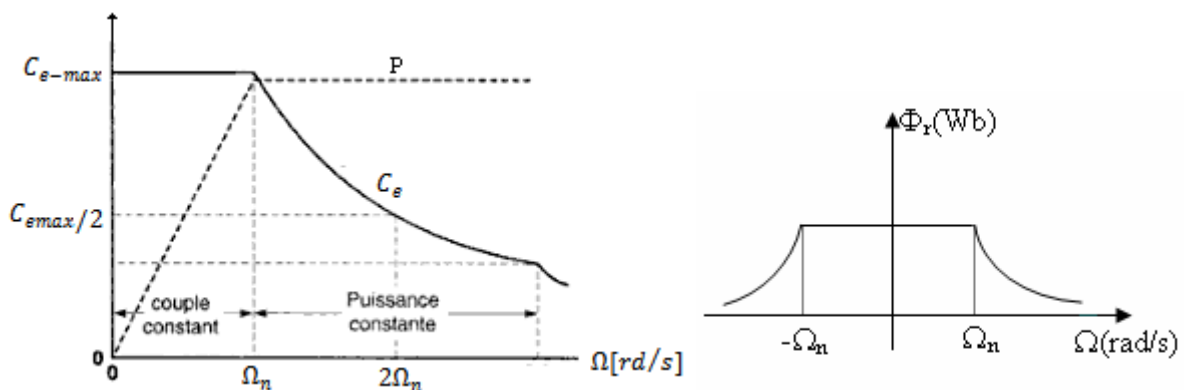


Figure III.11 : Caractéristique de fonctionnement en survitesse d'un moteur asynchrone

III.4.2 Les perturbations

Le comportement de l'ensemble du système de traction avec la prise en compte des perturbations externes ou mécaniques a été étudié dans le cadre de ce travail. Dans cette section, nous allons donner deux perturbations, à savoir, la perte d'adhérence d'une roue et le décollement du pantographe.

III.4.2.1 Phénomène d'adhérence roue-rail

L'adhérence est le résultat de l'action d'un couple sur une roue posée sur un rail qui se traduit par un effort à la jante de cette roue tant que celle-ci trouve un appui sur le rail. Le poids exercé verticalement sur une roue de bogie de traction ferroviaire placée sur le rail, produit une déformation élastique des matériaux en contact. Quand un effort tangentiel, comme le couple moteur, est appliqué à la jante de la roue, il se produit un déplacement relatif des surfaces en contact de la roue et du rail en fonction de cette déformation. Il est défini comme un glissement (g_r) relatif de la roue par rapport au rail qui possède une grande influence sur l'effort transmissible à la roue [2].

Il est possible d'apprécier sur la figure III.12, le comportement de l'effort tangentiel à la jante (adhérence) en fonction du glissement de la roue par rapport au rail (glissement relatif). Il a été constaté que pour un état de rail donné, le glissement qui est très faible, croît d'abord proportionnellement à l'effort, on parle d'une zone de pseudo-glissement. Ensuite, au-delà d'une valeur de glissement relatif d'environ 1,5%, le glissement augmente brusquement, on parle de la zone de patinage. L'effort résistant du rail diminue considérablement.

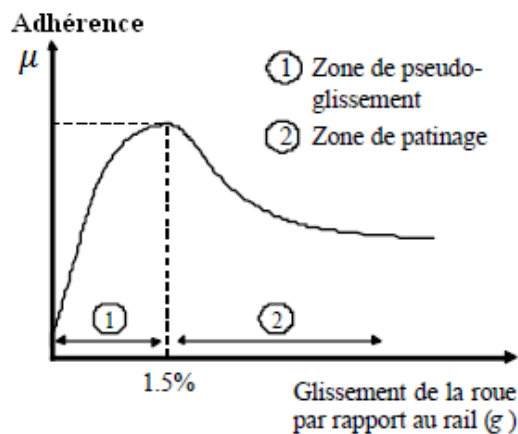


Figure III.12 : Courbe adhérence μ par rapport au glissement (g_r)

Le coefficient d'adhérence d'une roue μ est défini comme le rapport entre l'effort maximal transmissible F_{max} , et le poids supporté par la roue $M g$ (M est la masse du train, g est l'accélération de la pesanteur) [2].

$$\mu = \frac{F_{max}}{M.g} \quad (\text{III-21})$$

Le coefficient d'adhérence présente un comportement sensiblement non linéaire, puisqu'il dépend de l'état du rail. Malheureusement, plusieurs facteurs ont une influence défavorable sur la surface de contact du rail, parmi lesquels on peut citer: la pollution (feuilles mortes, de l'huile), le climat (des rails recouverts de glace), l'usure (dégradation de la surface), etc. La réduction abrupte de la valeur de μ qui entraîne le système dans la zone de patinage, est l'effet caractéristique de ces influences.

III.4.2.2 Analyse du changement d'adhérence

Dans cette partie, nous faisons l'hypothèse d'une perte d'adhérence du contact roue rail liée par exemple au passage de la rame d'un rail sec à un rail très mouillé. La conséquence est la chute brutale du coefficient d'adhérence (passage du point A au point B sur la figure III.13).

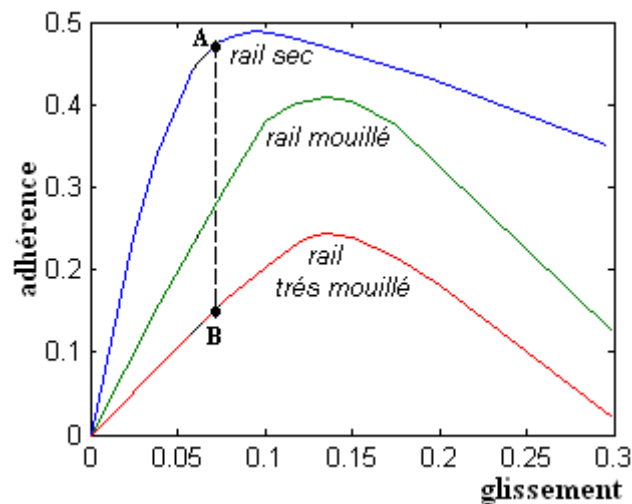


Figure III.13 : Perte d'adhérence sur une roue

Dans ces conditions, l'effort développé par la roue perturbée diminue spontanément de manière importante. Par ailleurs, le changement de la caractéristique de la courbe d'adhérence peut être à l'origine de problèmes d'instabilités. On observe alors l'accroissement de la vitesse de la roue et donc de celle du glissement. Pour retrouver l'adhérence du contact roue-rail, il convient d'annuler (ou de réduire) au plus tôt le couple moteur sur la roue perturbée [18].

III.4.2.2 Le décollement du pantographe

La fourniture de l'alimentation électrique de puissances élevées est réalisée par l'intermédiaire des contacts électriques glissants de relativement faible surface. La connexion entre la caténaire et le pantographe n'est pas toujours permanente, il peut apparaître de pertes momentanées de l'alimentation après la génération et la rupture d'un arc électrique, dont la densité du courant dépend des divers paramètres, parmi lesquels on peut citer le matériel d'émission, la surface d'émission électronique, la distance de séparation, la tension appliquée, etc. La perte momentanée d'alimentation est nommée décollement du pantographe. [2]

Pendant le décollement du pantographe au niveau électrique la chaîne de traction voit une diminution de l'énergie électrique d'entrée qui dépend des plusieurs facteurs et qui conduit à un comportement dégradé de l'ensemble du système. Par conséquent, cette perturbation est propagée à l'ensemble de la chaîne de traction, entraînant à nouveau un comportement dégradé du système qui est plus gênant que la perturbation établie par le décollement [2].

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé, dans un premier temps le principe de la commande vectorielle, qui est très utilisé dans le domaine de la traction ferroviaire, Le but de cette commande est d'arriver à un découplage entre les grandeurs commandant le flux et le couple. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple. Dans un second temps nous avons, abordé le principe de fonctionnement en survitesse qui est souvent nécessaire en traction ferroviaire, dans ce cas un défluxage est nécessaire pour maintenir la puissance constante. Puis deux perturbations (perte d'adhérence et décollement du pantographe) qui risquent de déstabilisé le système ont été abordée.

Chapitre IV

Simulation de la chaîne de traction électrique asynchrone

IV.1 Introduction

L'apport de l'informatique permet aujourd'hui de simuler presque tous les systèmes et de mettre en évidence les performances que l'on peut espérer obtenir.

Dans ce chapitre nous allons simuler la chaîne de traction électrique étudiée dans le chapitre 2 avec le Logiciel Power system Blocksets de Matlab.

IV.2 Présentation de Power system blocksets

Power Systems est un outil de conception moderne qui permet aux scientifiques et ingénieurs rapidement et facilement de créer des modèles qui simulent les réseaux électriques. Il fournit des modèles d'équipements typiques tels que les lignes, les machines, les transformateurs, et les composants d'électronique de puissance.

Power Systems utilise l'environnement Simulink de Matlab, vous permettant de construire un modèle simple clic à l'aide de procédures « glisser ». Non seulement vous pouvez tirer de la topologie du circuit rapidement, mais votre analyse du circuit peut comprendre ses interactions avec les disciplines mécaniques, thermiques, de contrôle, et d'autres. Ceci est possible car toutes les parties électriques de la simulation interagissent avec l'étendue de la bibliothèque de modélisation de Simulink.

IV.3 Simulation du moteur asynchrone associée à la commande vectorielle

Dans cette section, nous avons simulé un moteur asynchrone associé à la commande vectorielle indirecte alimenté en tension et régulé en courant par hystérésis. Le schéma de simulation est présenté sur la figure IV.1.

L'essai est mené pendant une durée de 2s où la vitesse de référence est une rampe qui évolue linéairement de 0 à 120 rd/s appliquée à $t = 0$ s et à $t = 1$ s, on applique un couple résistant $C_r = 100$ N.m. La consigne du flux est maintenue constante et égale à 0.96 Wb. Les paramètres de la machine utilisés dans la simulation sont donnés à l'annexe-2.

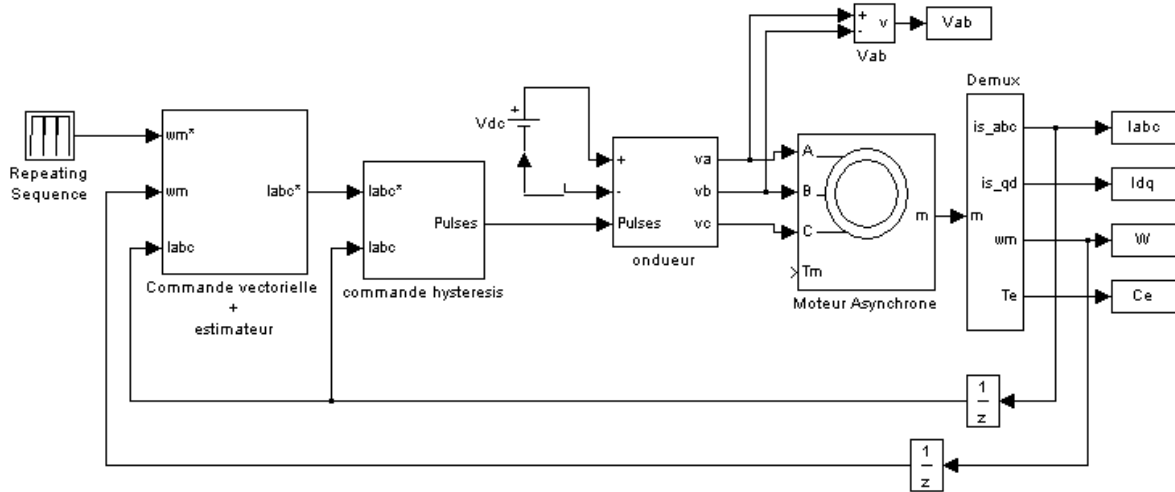


Figure IV.1 : Schéma de simulation de la commande vectorielle d'un moteur asynchrone alimenter en tension et réguler en courant.

Résultats de la simulation

Les résultats obtenus par la simulation numérique, permettent d'apprécier l'efficacité de la commande vectorielle. Sur la figure IV.2, la vitesse suit sa consigne qui évolue linéairement de 0 à 120 rd/s, puis atteint rapidement sa valeur de référence (120 rd/s) au bout de 0.25 seconde. On constate alors un fort couple de démarrage qui diminue très rapidement lorsque la vitesse atteint le régime permanent, comme il est constaté sur la figure IV.3. Puis, lors de l'application d'un couple C_r à ($t = 1s$), on constate une légère diminution de la vitesse qui revient à sa consigne au bout de 0.7 seconde. A ce moment, une augmentation du couple électromagnétique pour vaincre le couple résistant est remarquée.

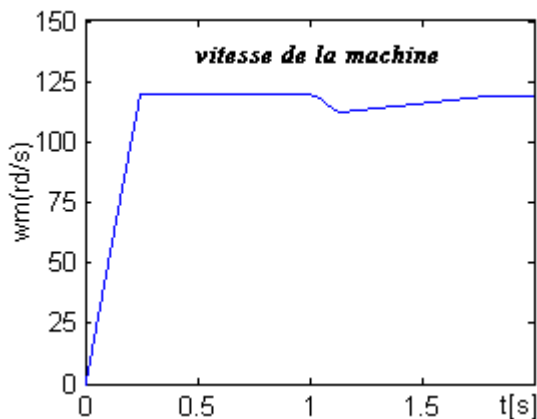


Figure IV.2 : réponse de la vitesse

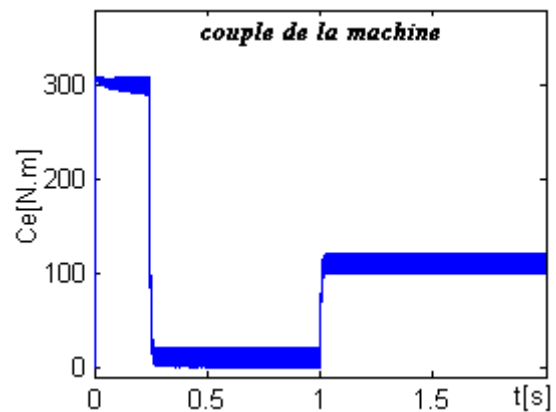


Figure IV.3 : réponse du couple électromagnétique.

Les courants fictif I_{ds} et I_{qs} sont en parfait accord avec l'évolution du flux d'une part, et du couple d'autre part, comme l'indique la figure IV.5. On voit le courant I_{qs} qui suit la variation du couple, contrairement au courant I_{ds} qui suit le flux constant. Et enfin, on constate sur la figure IV.4 un fort courant (I_{as}) de démarrage, qui diminue au régime permanent, puis augmente lors de l'application du couple résistant.

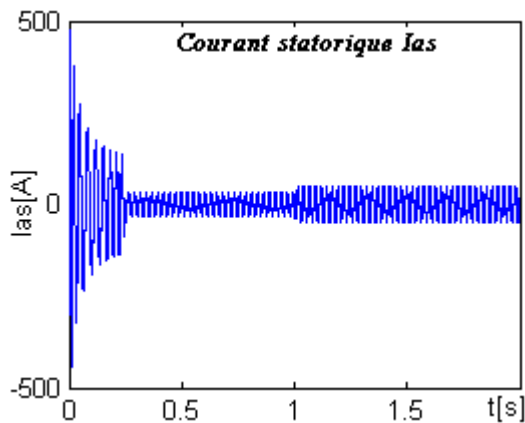


Figure IV.4 : réponse du courant statorique I_{as}

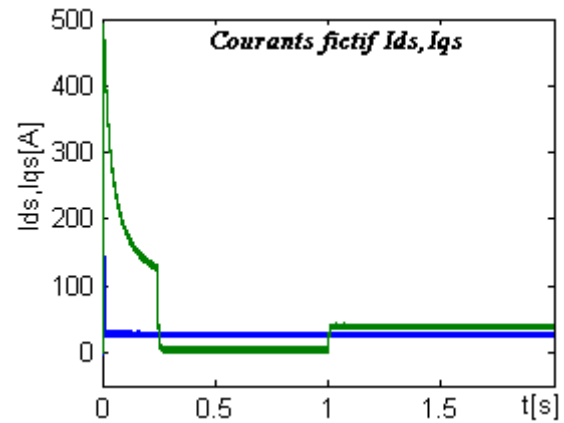


Figure IV.5 : réponse des courants fictifs I_{ds} et I_{qs}

IV.4 Variation de la bande d'hystérésis " h "

Un deuxième essai consiste à voir les allures du courant statorique et du couple électromagnétique pour les différentes valeurs de la bande d'hystérésis " h ". On donnera deux valeurs différentes de " h ", à savoir : $h = 5A$ et $h = 20A$

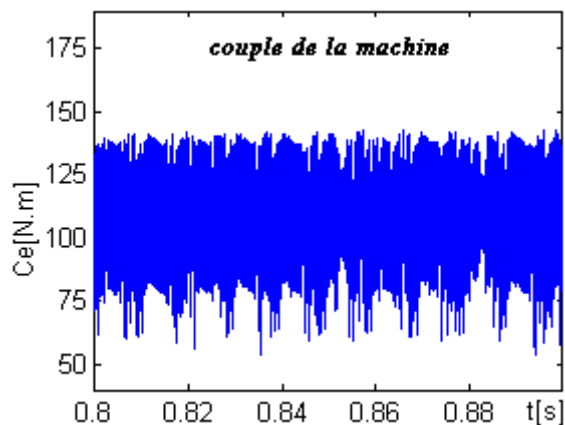


Figure IV.6 : caractéristique du couple pour $h = 20 A$

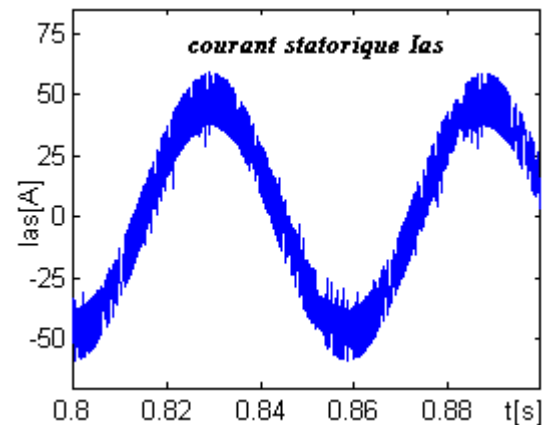


Figure IV.7 : caractéristique du courant statorique I_{as} pour $h = 20 A$

Les figure IV.6 et figure IV.7, donnent les résultats obtenus lorsque on applique une valeur de $h = 20A$, on constate une forte ondulation du couple d'environ 70 N.m, et une variation de l'amplitude du courant qui varie autour de 20A, ce qui est prévisible avec la largeur de la bande choisie.

Lorsque on applique une valeur de $h = 5A$, on constate sur la figure IV.9, un meilleur lissage du courant, ou l'amplitude du courant varie autour de 5A, qui correspond à la largeur de la bande choisie. Une diminution de l'ondulation du couple est constatée sur la figure IV.8 qui est d'environ 20 N.m.

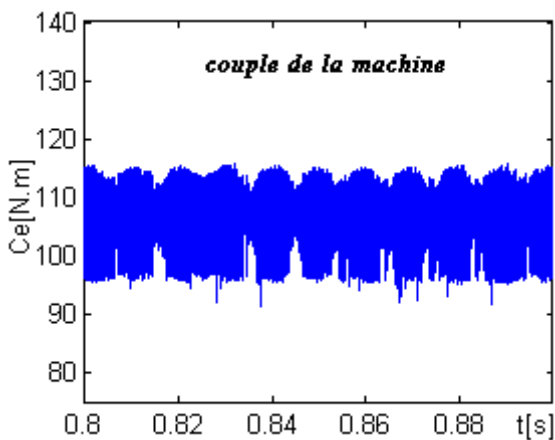


Figure IV.8 : caractéristique du couple C_e pour $h = 5 A$

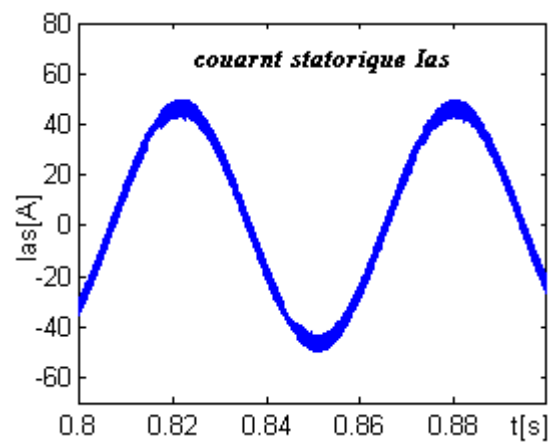


Figure IV.9 : caractéristique du courant statorique I_{as} pour $h = 5 A$

IV.5 Simulation de la chaîne de traction électrique

Le modèle réduit de la chaîne de traction ferroviaire sous Simulink est représenté sur la figure IV.10, en plus de la chaîne de transmission mécanique, on trouvera le moteur de traction alimenté par un onduleur de tension, le train lui même, ainsi que, les forces de résistances à l'avancement subies par ce derniers, elles sont rassemblées dans le bloc environnement.

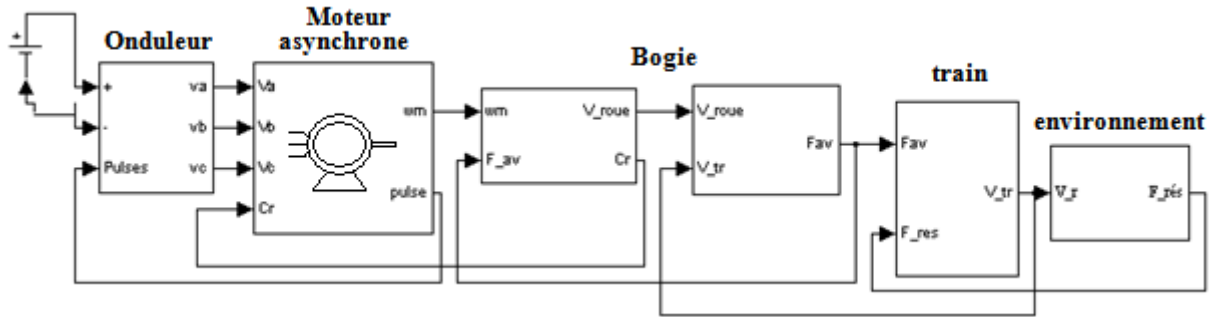


Figure IV.10 : Schéma de simulation d'une chaîne de traction mono onduleur mono moteur

La simulation de la chaîne de traction s'est effectuée en quatre essais. Le premier essai est consacré au fonctionnement normal du train, le second essai est consacré au fonctionnement en survitesse. Les deux autres essais se sont effectués en tenant compte des perturbations à savoir, le changement d'adhérence et le décollage du pantographe.

IV.6.1 Essai de démarrage et arrêt du train

Sur cet essai, on va simuler le démarrage d'un train qui accélère jusqu'à atteindre une vitesse de 6.2 [m/s], puis il se stabilise à cette vitesse entre les instants 1.2s et 2s, puis le train décélère jusqu'à ce qu'il s'arrête.

La figure IV.11, nous montre la vitesse du train qui augmente jusqu'à ce qu'elle se stabilise à sa vitesse de référence, où la référence du couple est bien respectée comme on le constate sur la figure IV.12. Puis lors de la phase de décélération, le couple diminue jusqu'à ce qu'elle atteigne une valeur négative d'environ -180 [N.m] qui est due au freinage du moteur.

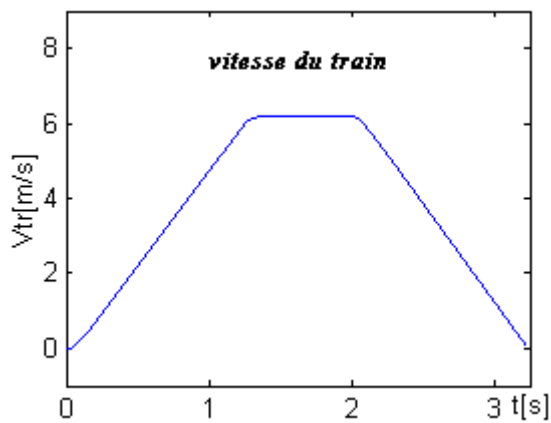


Figure IV.11 : caractéristique de la vitesse du train

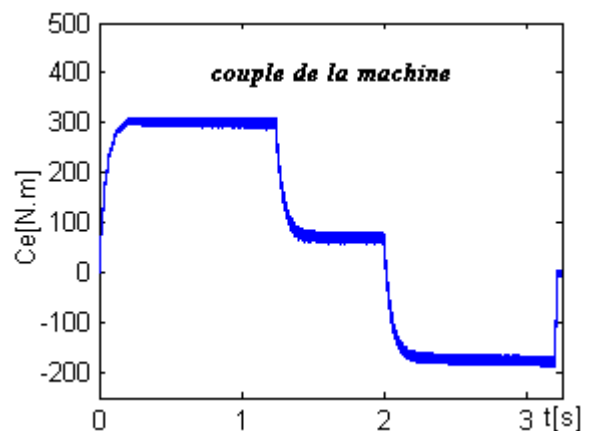


Figure IV.12 : caractéristique du couple moteur

Un fort courant de démarrage est constaté sur la figure IV.13 qui diminue au régime permanent. Puis lors de la phase de décélération le courant augmente mais avec une ondulation moins importante. La force d'avancement suit l'évolution du couple où l'on voit ici une diminution très importante de cette force pendant que le train décélère.

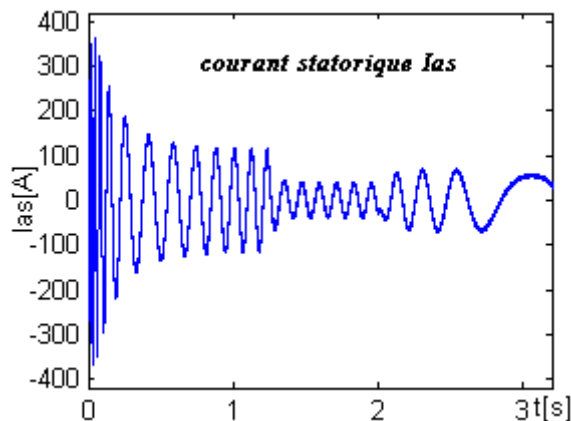


Figure IV.13 : caractéristique du courant statorique

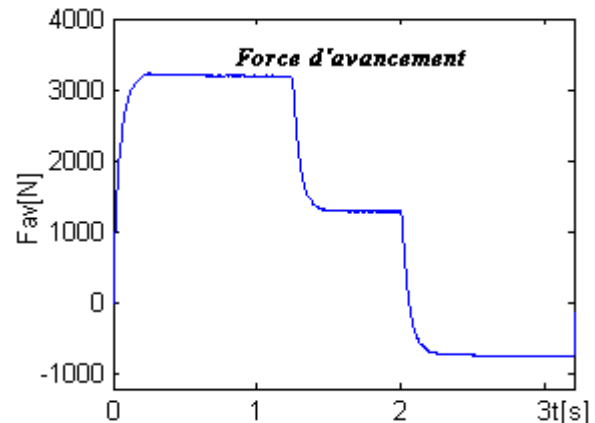


Figure IV.14 : caractéristique de la force d'avancement

IV.5.2 Essai en survitesse

Sur cet essai, le train démarre à partir d'une station où il est à l'arrêt, puis il démarre en accélérant jusqu'à ce qu'il se stabilise à sa vitesse nominale qui est de **9.3 [m/s]**, ensuite le train accélère, pour rouler en survitesse à une vitesse d'environ **12.5 [m/s]** ce qui équivaut **45 [Km/h]**. Lorsque le train s'approche d'une autre station le train ralentit et puis s'arrête à son arrivé à la deuxième station.

Sur la figure IV.15, on voit la vitesse du train qui augmente jusqu'à ce qu'elle se stabilise à sa vitesse nominale, où la référence du couple est bien respectée comme on le voit sur la figure IV.16. Par contre au delà de la vitesse nominale, le couple diminue inversement proportionnel à la vitesse, ainsi, la puissance mécanique développée par la machine reste sensiblement constante.

Sur la figure IV.17, on voit le flux Φ_r qui reste constant lorsque le moteur est en régime normale, puis pendant la phase de survitesse, la démagnétisation du moteur asynchrone est remarquée, où l'on voit une diminution du flux Φ_r qui atteint environ **0.6 [Wb]** lorsque le train atteint une vitesse de **12.5 [m/s]**. Ainsi le courant I_{ds} , qui diminue et le courant I_{qs} qui

augment lorsque la vitesse du train se stabilise au delà de la vitesse nominale, permettant la démagnétisation de la machine et le fonctionnement à puissance absorbée constante lorsque la vitesse de la machine augmente

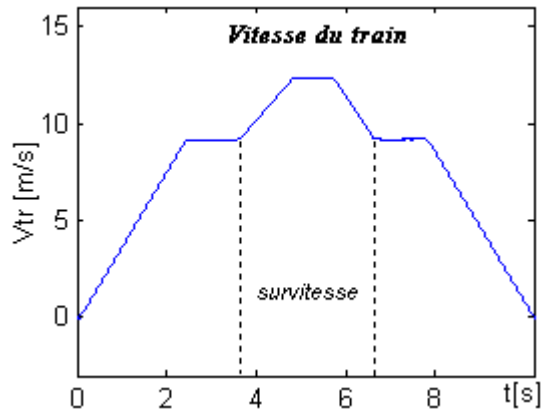


Figure IV.15 : caractéristique de la vitesse du train

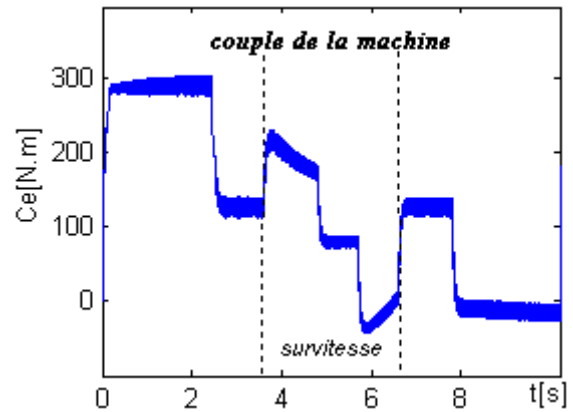


Figure IV.16 : caractéristique du couple moteur

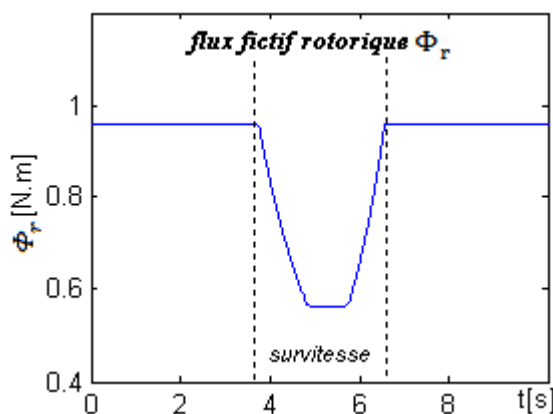


Figure IV.17 : caractéristique du flux Φ_r du couple

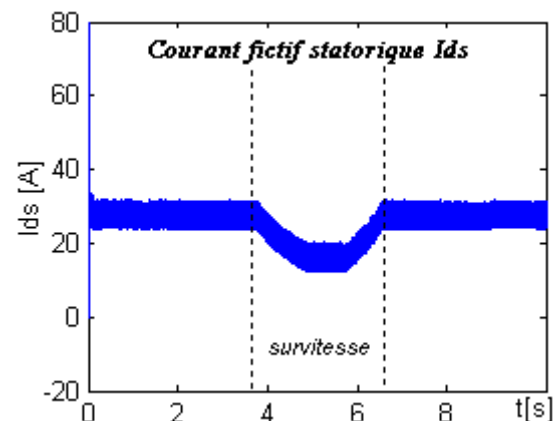


Figure IV.18 : caractéristique du courant I_{ds} moteur

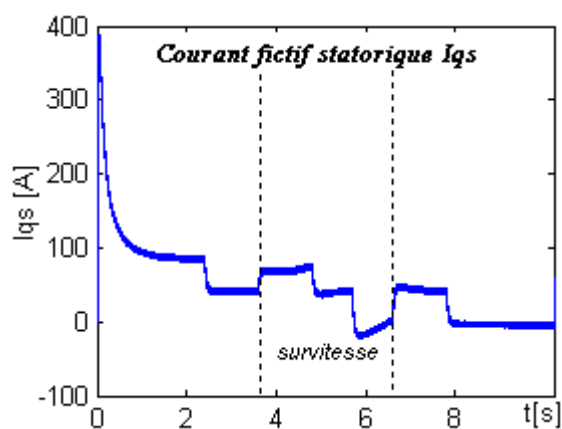


Figure IV.19 : caractéristique du courant I_{qs}

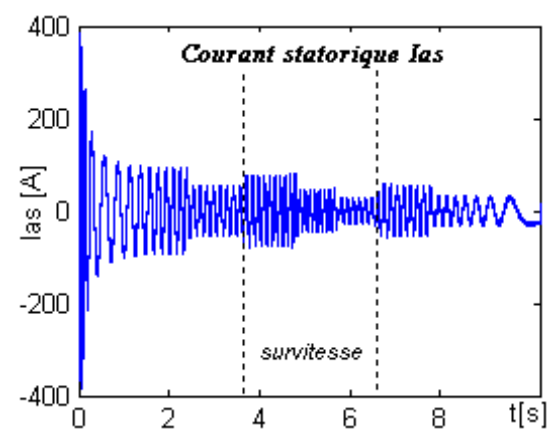


Figure IV.120 : caractéristique du courant I_{as}

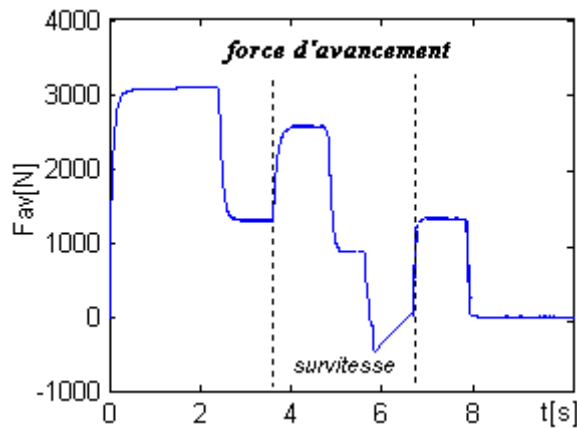


Figure IV.21 : caractéristique de la force d'avancement

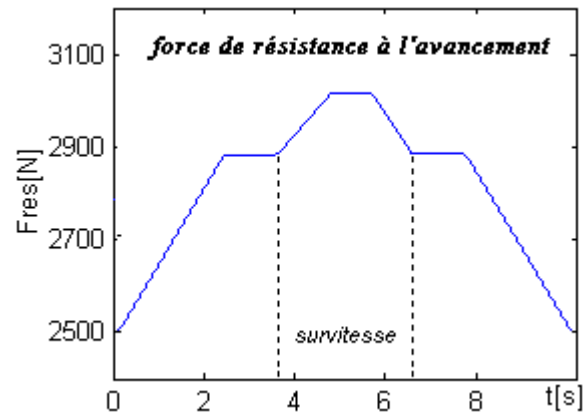


Figure IV.22 : caractéristique de la force de résistance à l'avancement

Sur la figure IV.21 et figure IV.22, on voit la force d'avancement qui suit l'allure du couple électromagnétique, contrairement à la force de résistance à l'avancement qui suit la vitesse. On constate qu'au delà de la vitesse nominale, la force d'avancement diminue inversement proportionnel à la force de résistance.

IV.5.3 Pertes d'adhérence

La caractéristique naturelle des moteurs électriques permet de limiter les départs de patinage ou d'enrayage. Cette propriété est cependant inutilisable car, si rien n'est prévu pour diminuer l'effort, la commande en couple intervient rapidement pour maintenir le couple électromagnétique demandé par la conduite et aggraver ainsi la perte d'adhérence [12]. Ce qui impose de réduire activement et rapidement l'effort demandé.

En traction, le dispositif d'anti-patinage consiste simplement à réduire l'effort de traction très rapidement et à le rétablir progressivement [12].

L'objectif principal de cet essai est de montrer le comportement du couple du moteur asynchrone et de la vitesse du train lorsqu'il y a variation d'adhérence et du glissement, pour cela, on va simuler notre système lorsqu'il roule sur de différents états du rail.

L'essai de simulation s'effectue sur un itinéraire où l'état du rail diffère d'un endroit à un autre. Le train roule sur un rail sec à sa vitesse de référence, soit $V_{tr} = 6.2 \text{ [m/s]}$, puis il

passer sur un rail mouillé entre les instants **1.8s** et **2.4 s**, puis sur un rail très mouillé, pour revenir enfin sur un rail sec à **t=3s**.

Les résultats de la figure IV.23, montrent que plus le rail est mouillé plus l'adhérence diminue, ce qui cause une diminution du glissement entre la roue et le rail. Puis, lorsque le rail redevient sec, l'adhérence augmente et une diminution du glissement est constatée.

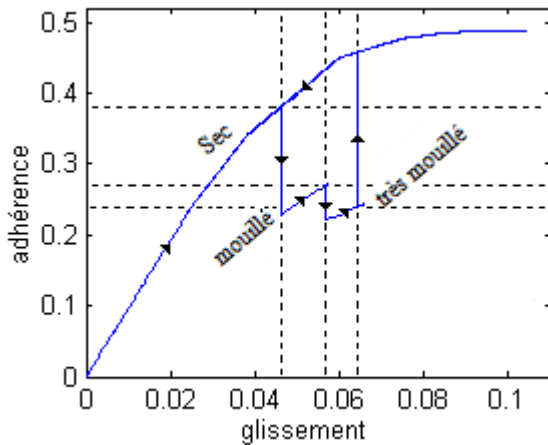


Figure IV.23 : caractéristique de l'adhérence en fonction du glissement

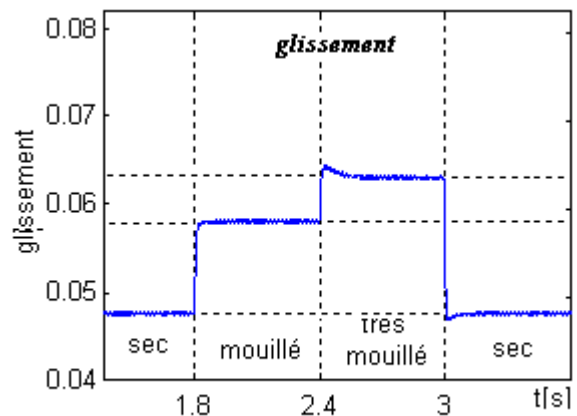


Figure IV.24 : caractéristique du glissement

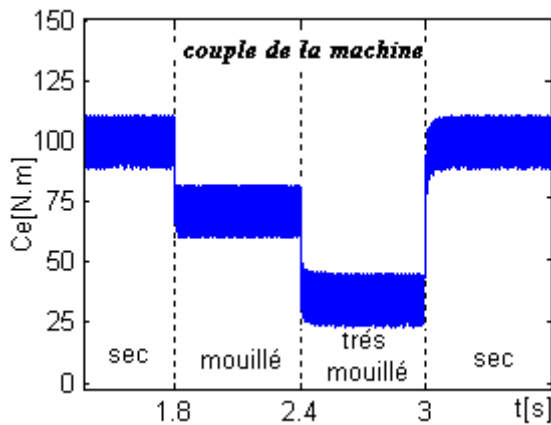


Figure IV.25 : caractéristique du Couple moteur

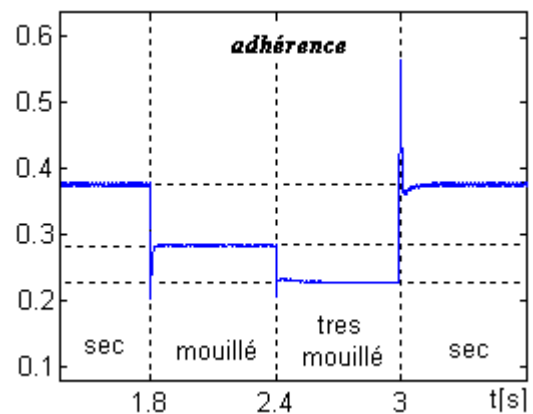


Figure IV.26 : caractéristique de l'adhérence

Sur la figure IV.25, on constate une diminution du couple moteur lorsque le rail devient mouillé à $t = 1.8s$, cela est le résultat de l'augmentation du glissement entre la roue et le rail. Une augmentation de la vitesse du moteur et de la roue est constatée, comme l'indique la figure IV.27 et la figure IV.28. Puis lorsque le rail devient très mouillé à $t = 2.4s$, une

diminution encore plus importante du couple est constaté, qui atteint environ 30 N.m . Enfin lorsque le rail redevient sec à $t = 3 \text{ s}$, l'adhérence augmente, la vitesse du moteur diminue, le glissement diminue, ce qui engendre une augmentation le couple qui revient à sa valeur initiale.

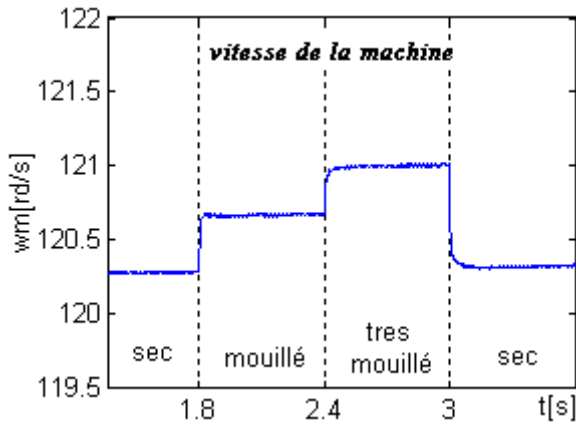


Figure IV.27 : caractéristique de la Vitesse du moteur

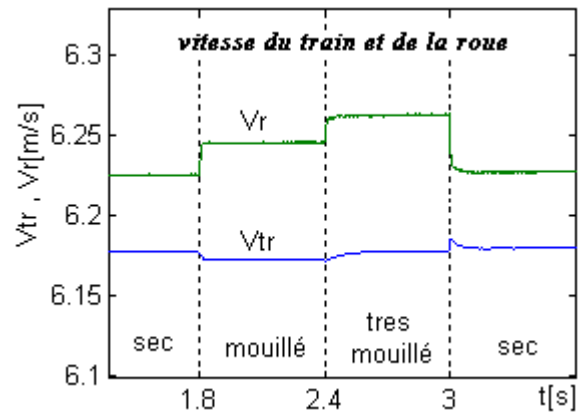


Figure IV.28 : caractéristique de la vitesse du train et de la roue

Un deuxième essai de simulation s'est effectué sur un itinéraire où l'état du rail est très mouillé puis devient mouillé à $t = 2.4 \text{ s}$, pour qu'il devienne sec à $t = 3 \text{ s}$

La figure IV.29, nous donne la caractéristique de l'adhérence en fonction du glissement, on voit que lorsque le train passe d'un rail très mouillé à un rail mouillé l'adhérence augmente ce qui cause une diminution du glissement, puis lorsque le rail devient sec, une forte augmentation de l'adhérence et une diminution du glissement est constaté.

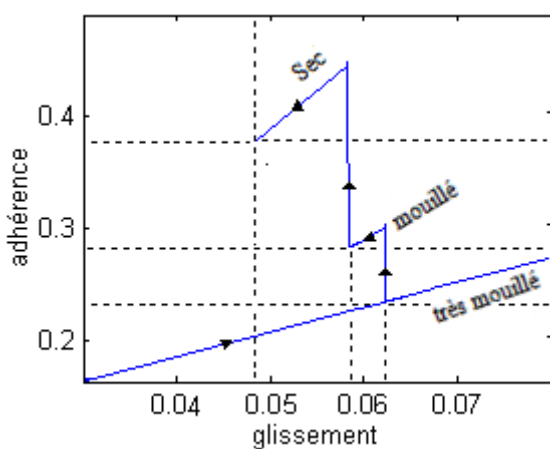


Figure IV.29 : caractéristique de l'adhérence en fonction du glissement

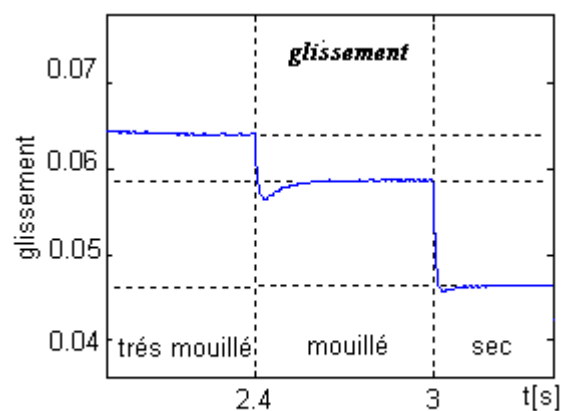


Figure IV.30 : caractéristique du glissement

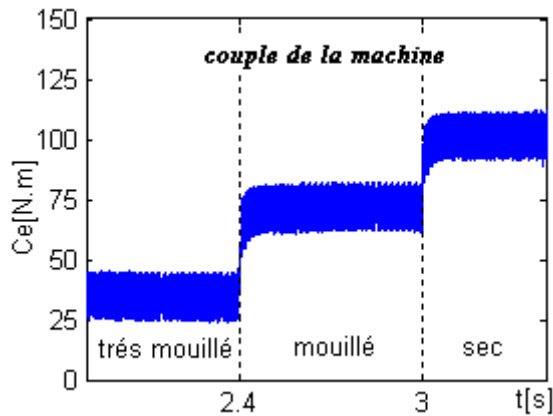


Figure IV.31 : caractéristique du Couple moteur

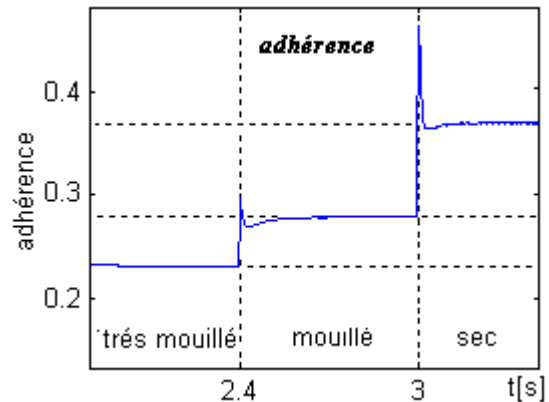


Figure IV.32 : caractéristique de l'adhérence

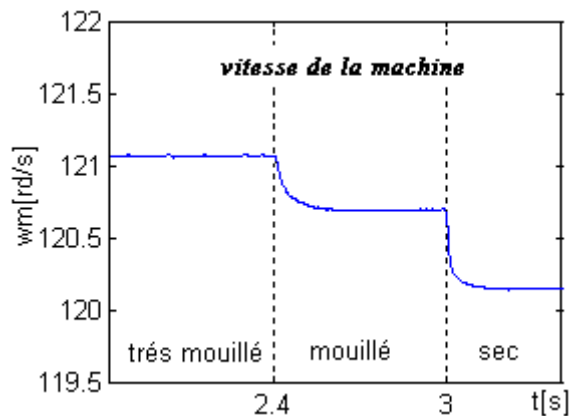


Figure IV.33 : caractéristique de la Vitesse du moteur

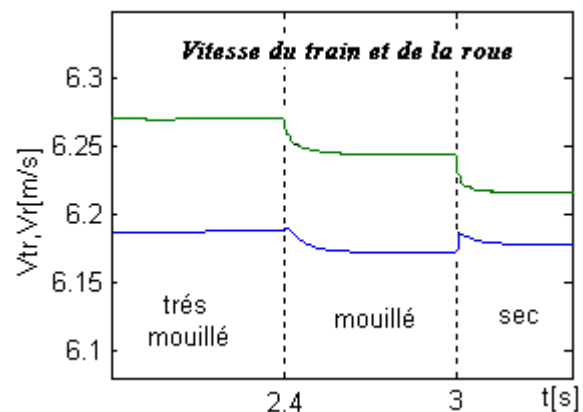


Figure IV.34 : caractéristique de la du train et de la roue

Sur la figure IV.31, on constate une augmentation du couple moteur lorsque le train passe d'un rail très mouillé à un rail mouillé à $t = 2.4s$, cela est le résultat d'une diminution du glissement entre la roue et le rail, ainsi une diminution de la vitesse du moteur est constaté comme l'indique la figure IV.33. Puis à $t = 3s$ lorsque le rail devient sec, une augmentation plus importante du couple est constaté, qui atteint environ $110 N.m$.

IV.5.4 Décollement du pantographe

Dans cette section, nous allons simuler le système en introduisant le décollement du pantographe. Pour ce faire, Nous allons couper l'alimentation pendant une durée de $100ms$ une fois que le moteur a atteint sa vitesse de référence soit $\omega_m = 120 \text{ rd/s}$.

Interprétation des résultats

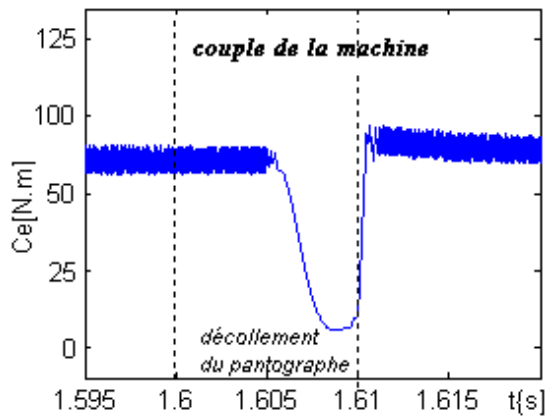


Figure IV.35 : réponse du couple

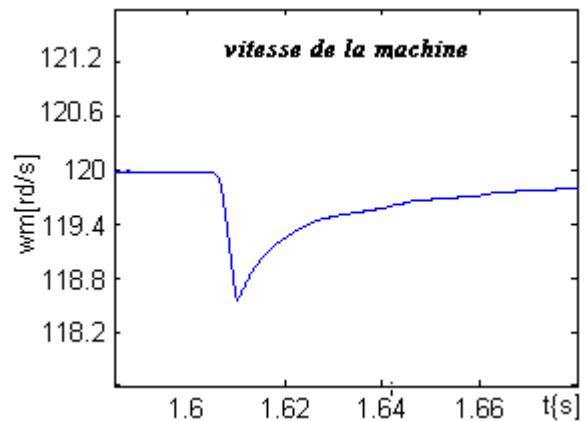


Figure IV.36 : réponse de la vitesse du moteur

Le décollement du pantographe cause une grande réduction de la tension de sortie. Ceci se répercute sur la référence du courant statorique dans l'axe q , en réduisant sa valeur, voir figure IV.37. Par conséquent, le couple électromagnétique C_e est réduit fortement. Le système subit une perte momentanée du contrôle du couple et une légère diminution de la vitesse, comme il est indiqué sur la figure IV.35 figure IV.36. Le recollement du pantographe produit une augmentation brusque de la tension. On voit alors le couple qui augmente et reprend son régime normal. Cette variation est transmise par la composante I_{qs} , qui est directement proportionnel au couple électromagnétique C_e .

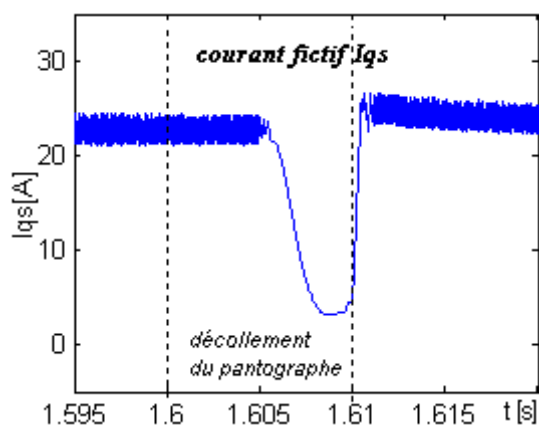


Figure IV.37: réponse du courant I_{qs}

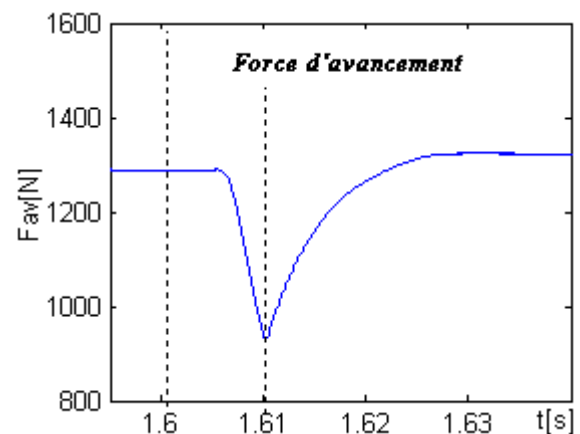


Figure IV.38 : réponse de la force d'avancement

Cette perte de contrôle est accompagnée d'une importante variation de la force transmise à l'essieu qui peut endommager la transmission mécanique du système, car le couple reliant les systèmes électrique et mécanique, excite le mécanisme du système où l'on voit sur la figure IV.38, la force d'avancement qui diminue pendant le décollement.

En réalité le Pantographe alimente un filtre qui se situe à l'étage d'entrée. Afin d'améliorer le comportement du système une stratégie de correction consiste à annuler la référence de couple électromagnétique C_{e-ref} , pendant que la différence de potentiel électrique entre la tension d'entrée U et la tension U_c conservée par la capacité C du filtre ($U - U_c$) reste supérieure à une valeur limite. L'amélioration du fonctionnement du filtre est obtenue en réduisant l'échelon de tension appliqué lors du recollement, grâce à l'augmentation de la tension minimale de la capacité d'entrée [2].

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectué dans un premier temps deux tests sur la commande de la machine asynchrone où l'on a vu la robustesse de la commande vectorielle. Le choix de la largeur de la bande à hystérésis a été choisi finalement pour une valeur qui correspond à 5% de la valeur nominale du courant. Dans un second temps, quatre tests de simulation ont été effectués sur la chaîne de traction électrique appliquée à la commande vectorielle. La robustesse de la commande apparaît clairement lors du changement d'adhérence et au fonctionnement en survitesse où le couple et le flux suivent les trajectoires prévues.

Conclusion générale

Conclusion générale :

Le premier chapitre de ce mémoire est consacré à la description d'une chaîne de traction électrique ferroviaire. Nous avons donné les différents modèles constituant une chaîne de traction ferroviaire (source, onduleur, machine, charge mécanique).

Dans le second chapitre, nous avons mis l'accent sur la modélisation de la partie électrique et la partie mécanique de la chaîne de traction électrique. Dans un premier temps, nous avons étudié l'onduleur de tension et la machine asynchrone dans le modèle de Park, qui présente un fort couplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique. Dans un second temps, nous avons modélisé la charge mécanique qui est constitué d'accouplements mécanique et de réducteurs,

Le troisième chapitre est consacré à la commande vectorielle à flux rotorique orienté qui nous a permis de découpler la machine et de contrôler indépendamment le flux et le couple électromagnétique après avoir implanté des régulateur PI dans le souci d'étudier la commande avec performance (stabilité, précision,...). Le fonctionnement en survitesse qui est souvent utilisé en traction électrique et les différentes perturbations (la perte d'adhérence et le décollement du pantographe) qui risquent de produire des dysfonctionnement dans le système, ont été présentées.

Le dernier chapitre, nous donne les résultats de simulation de ce qui a été étudié précédemment. Nous avons vérifié la robustesse de la commande vectorielle contrôlée en courant par hystérésis. La méthode de commande par hystérésis des courants qui est simple et robuste est très utilisée, elle ne nécessite pas la connaissance exacte des paramètres internes de la machine. Son désavantage est une fréquence de hachage variable qui entraîne des ondulations du couple.

Puis trois tests se sont effectués sur la chaîne de traction électrique, le premier consiste à prévoir la robustesse du train, au fonctionnement en survitesse, nous avons vu qu'un défluxage est nécessaire pour garder la puissance constante. Le second test nous donne le comportement du couple et de la vitesse lors d'un changement d'adhérence. Nous avons vu que lorsqu'il y a perte d'adhérence le glissement augmente, ce qui impose de réduire activement et rapidement l'effort demandé. Et enfin un troisième test sur le décollement du

pantographe a été fait. Le décollement peut produire une perte de contrôle du système et une importante variation de la force transmise à l'essieu qui peut endommager la transmission mécanique du système.

L'étude proposée est une structure de commande d'une chaîne de traction monomoteur mono onduleur. Une structure de commande pour un système multi-machines multi convertisseurs, avec une étude comparative entre la commande vectorielle et la commande direct du couple, apparaît comme une perspective très intéressante.

Annexes

Annexe -1-

Calcul des régulateurs appliqué à la commande vectorielle

1.1 Régulation du courant I_{ds}

La boucle de régulation du courant I_{ds} se présente, comme suit :

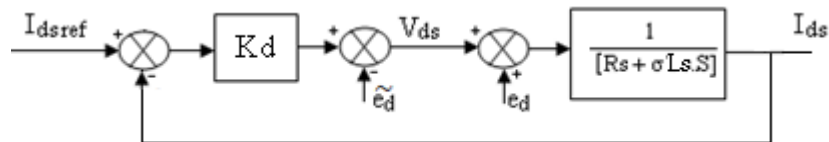


Figure An.1.1 : Boucle de régulation du courant I_{ds}

Le régulateur (K_d) est choisit comme étant un régulateur proportionnel et intégral, avec la fonction de transfert de la forme suivante :

$$K_d(S) = \frac{K_{pd}}{S} \left(S + \frac{K_{id}}{K_{pd}} \right) \quad (1.1)$$

La fonction de transfert en boucle ouvert est donnée par :

$$G_{ids} = \frac{K_{pd}}{S} \left(S + \frac{K_{id}}{K_{pd}} \right) \cdot \frac{1}{(R_s + \sigma.L_s.S)} \quad (1.2)$$

En utilisant la méthode de compensation des pôles on aura :

$$\frac{K_{id}}{K_{pd}} = \frac{R_s}{\sigma.L_s} \quad (1.3)$$

Et la fonction de transfert se simplifie à :

$$G_{ids} = \frac{K_{pd}}{\sigma.L_s.S}$$

En boucle fermée on aura donc:

$$G_{ids(fermé)} = \frac{G_{ids}}{1+G_{ids}} = \frac{1}{1+\frac{\sigma.L_s}{K_{pd}}S} \quad (1.4)$$

Le temps de réponse en boucle fermée du système est caractérisé par :

$$\tau = \frac{\sigma.L_s}{K_{pd}} \quad (1.5)$$

Afin d'améliorer la dynamique du système, une constante de temps pour le mode électrique de $\tau=1$ ms sera choisi, on aura donc :

$$\begin{cases} K_{pd} = \frac{\sigma L_s}{\tau} \\ K_{id} = K_{pd} \frac{R_s}{\sigma L_s} \end{cases} \quad (1.6)$$

1.2 Régulation du flux Φ_r

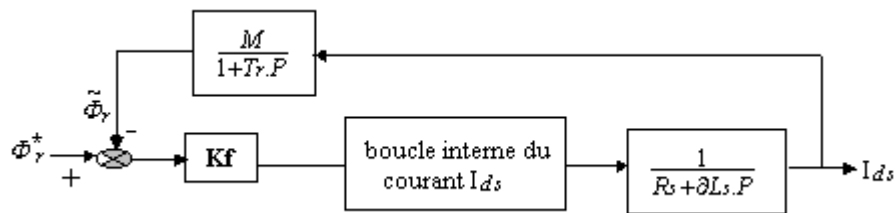


Figure an.1.2 : boucle de régulation du flux

Pour la boucle externe de flux, le calcul se fera de la même manière. Sachant que la boucle interne plus rapide a déjà atteint la valeur de référence désirée, la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G_{\Phi_r} = \frac{K_{pf}}{S} \left(S + \frac{K_{if}}{K_{pf}} \right) \cdot \frac{M}{T_r \left(S + \frac{1}{T_r} \right)} \quad (1.7)$$

Après compensation du pôle dominant

$$\frac{1}{T_r} = \frac{K_{if}}{K_{pf}} \quad (1.8)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donné par :

$$G_{\Phi r(fermé)} = \frac{G_{\Phi r}}{1+G_{\Phi r}} = \frac{1}{1+\frac{T_r}{M K_{pf}}S} \quad (1.9)$$

La constante de temps s'exprime alors par :

$$\tau_r = \frac{T_r}{M K_{pf}} \quad (1.10)$$

Celle-ci sera choisi alors dix (10) fois plus grande que celle de la boucle interne pour permettre à la boucle interne de courant d'atteindre la valeur de référence ($\tau_r = 10 \tau$)

Les paramètres du régulateur seront donc :

$$\begin{cases} K_{pf} = \frac{T_r}{M 10 \tau} \\ K_{if} = \frac{K_{pf}}{T_r} \end{cases} \quad (1.11)$$

1.3 Régulation du courant I_{qs}

La boucle de régulation du courant I_{qs} se présente, comme suit :

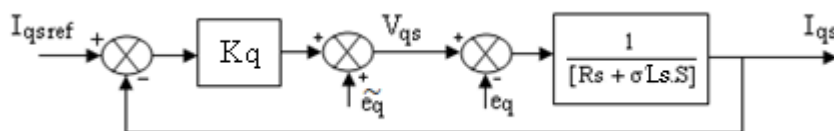


Figure An.1.2 : Boucle de régulation du courant I_{qs}

Comme précédemment, le régulateur (K_q) est choisit comme étant un régulateur proportionnel et intégral, avec la fonction de transfert de la forme suivante :

$$K_q(S) = \frac{K_{pq}}{S} \left(S + \frac{K_{iq}}{K_{pq}} \right) \quad (1.12)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G_{iqs} = \frac{K_{pq}}{S} \left(S + \frac{K_{iq}}{K_{pq}} \right) \cdot \frac{1}{(R_s + \sigma \cdot L_s \cdot S)} \quad (1.13)$$

En utilisant comme précédemment la méthode de compensation des pôles on aura :

$$\frac{K_{iq}}{K_{pq}} = \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} \quad (1.14)$$

Et la fonction de transfert se simplifie à :

$$G_{iqs} = \frac{K_{pq}}{\sigma \cdot L_s \cdot S} \quad (1.15)$$

En boucle fermée on aura donc:

$$G_{iqs}(fermé) = \frac{G_{iqs}}{1 + G_{iqs}} = \frac{1}{1 + \frac{\sigma \cdot L_s}{K_{pq}} \cdot S} \quad (1.16)$$

Le temps de réponse en boucle fermée du système est caractérisé par :

$$\tau = \frac{\sigma \cdot L_s}{K_{pq}} \quad (1.17)$$

En choisissant $\tau = 1\text{ms}$, les coefficients du régulateur s'écrivent :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{pq} = \frac{\sigma L_s}{\tau} \\ K_{iq} = K_{pq} \frac{R_s}{\sigma L_s} \end{array} \right. \quad (1.18)$$

1.4 Régulation de la vitesse Ω_r

Entre la boucle interne et de la boucle externe, la différence du temps de réponse doit être plus importante car il faut que les courants s'établissent et que la machine se magnétise et atteigne le flux de référence. On prendra donc un temps de réponse 50 fois plus grand que pour le courant.

En supposant que l'orientation du flux est établie, c'est-à-dire, que le couple est commandé à partir de la composante en quadrature du courant statorique (I_{qs}) et que le flux Φ_r est constant. On peut écrire l'expression du couple comme suit :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_{ref} I_{qs} = K_e I_{qs} \quad (1.19)$$

Avec :

$$K_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_{ref} \quad (1.20)$$

En insérant un régulateur PI de fonction de transfert :

$$K_v(S) = \frac{K_{pv}}{S} \left(S + \frac{K_{iv}}{K_{pv}} \right) \quad (1.21)$$

La boucle de régulation globale se présente comme suit :

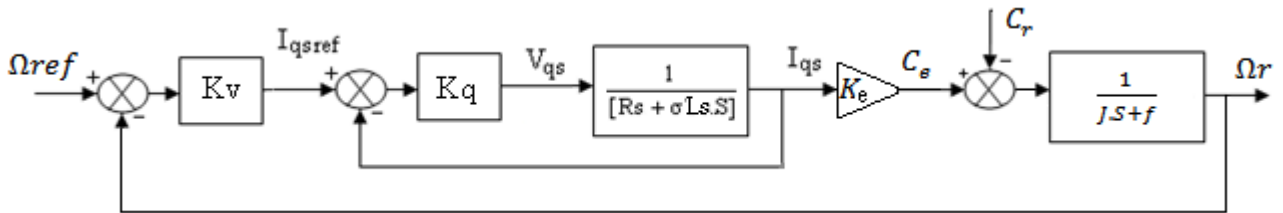


Figure An.1.3 : Boucle de régulation de la vitesse avec un régulateur PI

En considérant le courant I_{qs} parfaitement réglé, la fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle externe est la suivant:

$$G_{\Omega r} = \frac{K_{pv}}{S} \left(S + \frac{K_{iv}}{K_{pv}} \right) \frac{K_e}{J.S+f} \quad (1.21)$$

En utilisant la méthode comme précédemment la méthode de compensation des pôles on aura :

$$\frac{K_{iv}}{K_{pv}} = \frac{f}{J} \quad (1.22)$$

La fonction de transfert se simplifie à :

$$G_{\Omega r} = \frac{K_{pv} \cdot K_e}{J.S} \quad (1.23)$$

En boucle fermée on aura donc:

$$G_{\Omega r}(fermé) = \frac{G_{\Omega r}}{1+G_{\Omega r}} = \frac{1}{1+\frac{J}{K_{pv} K_e} S} \quad (1.24)$$

La constante de temps du système est :

$$\tau_v = \frac{J}{K_{pv} K_e} = 50 \tau \quad (1.25)$$

D'où les coefficients de régulation de vitesse :

$$\begin{cases} K_{pv} = \frac{J}{K_e \cdot 50 \cdot \tau} \\ K_{iv} = \frac{K_{pv} f}{J} \end{cases} \quad (1.26)$$

Annexe -2-

Paramètres de la chaîne de traction

Paramètres de la machine Asynchrone

Paramètres	Valeurs
Tension nominale	220 [V]
Puissance nominal	38 [kW]
Fréquence nominale	60 [Hz]
Résistance statorique	0.087 [Ω]
Résistance rotorique	0.228 [Ω]
Inductance cyclique du stator	0.0355 [H]
Inductance cyclique du rotor	0.0355 [H]
Inductance mutuelle	0.0347 [H]
Moment d'inertie	0.6017 [Kg.m ²]
Coefficient de frottement	0.1 [N.m.s]
Nombre de paires de pôles	2

Paramètres de la charge mécanique

	Masse [Kg]	Inertie [Kg.m ²]	Rayon [m]
Petite roue	20,42	$123,93 \cdot 10^{-4}$	0,02
Grande roue	40,96	0,33	0,18
Roue	47,39	1,43	0,465
Grand arbre	19,56	$4,17 \cdot 10^{-4}$	0,02
Train	900	-	-

Bibliographie

- [1] M.Provoost, C.Courtois, **Traction électrique ferroviaire, Dynamique ferroviaire et sous-stations**, techniques de l'ingénieur [D5501], France, 07/2008.
- [2] Rosendo Pena Eguiluz, **Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire**, thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, France, 2002.
- [3] S.R. Bowes, A. Midoun, **New PWM switching strategy for microprocessor controlled inverter drives**, **IEE Proceedings**, vol. 133, Pt. B, no. 4, pp. 237-254, juillet 1986.
- [4] Djaffar Ould Abdeslam, Jean-Philippe Urban, **Commande d'un onduleur avec des approches neuromimétiques pour la compensation des courants harmoniques dans les réseaux électriques**, conférence international (ICEEA 2008), Sidi Bel-Abbes 2008.
- [5] Jean-Marc Allenbach, **Traction Electrique**, édition Ppur, Suisse, 2008.
- [6] Philippe Bastiani, **stratégie de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur – machine alternative : application à la traction électrique**. Thèse de doctorat à l'INSA de Lyon, France, 2001.
- [7] J.P Caron & J.P Hautier, **Modélisation et commande de la machine Asynchrone**, Edition TECHNIP. France, 1995.
- [8] Lotfi Baghli, **Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques**, thèse de doctorat à l'université Henry Poincaré-Nancy, France, 2009.
- [9] Sejir KHOJET EL KHIL **Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA)**, thèse de doctorat à l'école national d'ingénieur de Toulouse, France, 2006.
- [10] M.Mansour & R.Djeddi, **Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension**, mémoire d'ingénieur, Université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Algérie, 2000.

- [11] Victor Sabaté, **Traction électrique ferroviaire : Convertisseurs et moteurs**, techniques de l'ingénieur [D5502], France, 2008.
- [12] J.C Alacoque *et* P.Chapas, **Transport ferroviaire : gestion de l'adhérence**, technique de l'ingénieur [D 5535], France, 2008.
- [13] H.Yantour, J.Saadi & A.Khoumsi, **Modélisation et simulation d'une commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone (DTC)**, 6e Conférence Francophone de Modélisation et SIMulation, Maroc avril 2006.
- [14] Pierre Chapas, **Evolution de la traction**, 1ere partie, Lyon, France, 2006.
http://sciences-physiques.ac-dijon.fr/documents/lycee/phys_app/traction_fer/traction_fer.pdf
- [15] NACERI Farid, **Commande non linéaire adaptative des machines électriques associée à des convertisseurs statiques**, thèse de magister, université de Batna, 2008.
- [16] J.Laroche, **Electronique de puissance Convertisseur**, Edition DUNOP, France, 2005.
- [17] N. Benyahia et T. Rékioua **Commande vectorielle d'un système bimoteur dans le cas de la traction électrique ferroviaire**. 4eme conférence internationale JTEA06, Tunisie, 2006.
- [18] Jean-Noël Verhille, **Représentation énergétique macroscopique du métro VAL 206 et structure de commande déduites par inversion**, thèse de doctorat à l'université de Lille, ENSAM, France, 2007.
- [19] Francis Labrique, Gay Segulier & Robert Bausiere, **Les convertisseurs de l'électronique de puissance, tome 4, 2^e édition**, Tec & Doc Lavoisier, France, 1998.