REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVESITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU
FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET DE L'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Magister

Spécialité : Electrotechnique

Option : Entraînements électriques

Présenté par

AISSAOUI Nassima

Thème

Elaboration du système de commande automatique de l'entraînement électrique à moteur à courant continu

Devant le jury d'examen composé de :

M. LAGHROUCHE Mourad	Professeur,	UMMTO	Président
M. CHAIBI Rachid	Professeur,	UMMTO	Rapporteur
M. NEDJAR Mohammed	Professeur,	UMMTO	Examinateur
M. MAIDI Ahmed	MC (A),	UMMTO	Examinateur
M. SADAOUI Youcef	MC (A),	UMMTO	Examinateur

Soutenu le :

Remerciements

Je tiens à remercier très vivement Monsieur Rachid CHAIBI, Professeur à l'université Mouloud MAMMERI de Tizi-ouzou, Directeur de mémoire de m'avoir offert l'opportunité de travailler sur une thématique aussi passionnante, ainsi que pour son encadrement exemplaire aussi bien sur l'aspect scientifique que sur l'aspect humain, qu'il trouve ici toute ma gratitude.

Je tiens à présenter mes vifs remerciements à M^{r} Mohammed NEDJAR, Professeur à l'université Mouloud MAMMERI de Tizi-ouzou, M^{r} Mourad LAGHROUCHE, Professeur à l'université Mouloud MAMMERI de Tizi-ouzou, M^{r} Youcef SADAOUI, Maître de Conférences (A) à l'université Mouloud MAMMERI de Tizi-ouzou, et M^{r} Ahmed MAIDI Maître de Conférences (A) à l'université Mouloud MAMMERI de Tizi-ouzou pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'être membres de jury et d'examiner ce travail.

Je remercie très sincèrement tous les enseignants du Laboratoire « H – ETH », M. HAMEL, A. BOUHEDA, M^{r} DICHE, M^{r} REZGUI, F. BOUALI et G. YOUSFI pour leurs aides, leur patience, leur générosité, leur disponibilité et leurs encouragements.

Mes sincères remerciements vont également au personnel de la bibliothèque pour leur serviabilité et leur compréhension.

Je voudrais souligner l'importance de l'environnement dans lequel j'ai eu le plaisir de travailler et remercier vivement mes amies Melle G. OUADFEL, K. HELLALI mes camarades, O.KANA, Z. AIT SAADI, et Z. LARABI qui m'ont aidé, soutenu ou conseillé à diverses occasions. Je remercie les secrétaires autant pour leur soutient logistique que pour leur gentillesse.

J'adresse enfin mes sincères remerciements à toute ma famille, et plus particulièrement mes chers parents, qui m'ont beaucoup encouragé et à qui je dois ma réussite, à mon cher mari qui m'a soutenu, à mes enfants, à mes frères et sœurs.

Pour tous ceux qui ont contribués à l'élaboration de ce mémoire, je leur présente mes vifs remerciements.

Sommaire

Introduction générale 1

Chapitre I: Entrainement électrique par machine à courant continu.....3

I.1. Introduction……...3
I.2. Constitution d'une machine tournante à courant continu.....3
I.2.1. Différents types de circuit inducteur.....4
I.2.2 Modes de connexion de l'induit et de l'inducteur.....5
– Moteur à courant continu à excitation shunt.....5
– Moteur à courant continu à excitation série.....5
– Moteur à courant continu à excitation indépendante..... 5
I.3. caractéristiques mécaniques des machines à courant continu 5
I.3.1. Expression générale du couple.....5
I.3.2. moteur à excitation séparée ou shunt.....6
I.3.3. Moteur série.....7
I.3.4. Moteur à aimant permanent.....8
I.3.5. comparaison des caractéristiques mécaniques..... 8
I.4. Réglage de la vitesse d'un moteur.....9
I.4.1. Réglage par rhéostat.....9
I.4.2. Réglage par le flux.....10
I.4.3. Réglage par la tension d'induit.....11
I.5. Zones de fonctionnement d'un moteur.....12
I.6. Choix d'un moteur.....13
I.7. Fonctions de transfert des machines à courant continu.....15
I.7.1. Généralités.....15
I.7.2. Fonctions de transfert d'un moteur.....16
I.7.3. Réglage de vitesse par l'induit.....17
I.7.4 Réglage de vitesse par l'excitation.....20
I.7.5 Réglage du courant d'induit.....20
I.7.6 Cas des moteurs à excitation série.....21
I.8 Quadrants de fonctionnement.....22
I.9 Conclusion……...23

Chapitre II: Modélisation de l'ensemble convertisseur-moteur

II.1. Introduction 24
II.2. Choix des convertisseurs.....24

II.2.1 Réversibilité.....24
II.2.2 Sources.....25
II.3. Convertisseur de courant en montage en pont triphasé.....27
II.3.1 Chutes de tension en charge.....28
a. Commutation.....29
b. Chutes de tension dues aux résistances.....29
II.3.2 Facteur de puissance.....30
II.3.3 Circuit équivalent.....30
II.4. Montages réversibles.....30
II.4.1 Généralités.....30
II.4.2 Montage à circulation de courant.....32
II.4.3 Montage à bande morte.....34
II.4.4 Montage à logique d'inversion.....35
II.5. Caractéristiques dynamiques.....36
II.5.1 Généralités.....36
II.5.2 Circuit équivalent-régime dynamique.....36
II.6 Choix des éléments et dispositifs constituants l'entrainement électriques.....39
II.6.1 Choix du moteur à courant continu.....40
II.6.2 Calcul des paramètres du circuit de puissance de l'entraînement électrique 40
II.6.3 Choix et détermination du circuit de puissance.....44
II.6.4 Calcul de la marge de tension.....47
II.7. Conclusion.....47
Chapitre III: Elaboration du système de commande
III.1. Introduction..... 49
III.2. principe de régulation.....49
III.2.1 Généralités.....49
III.2.2 Régulation à boucles multiples en cascade.....50
III.3. Régulateurs 51
III.3.1 Fonctions d'un régulateur.....51
III.3.2 Régulateur PID.....52
III.3.3 Ajustement des régulateurs : cas des boucles en cascades..... 53
III.3.4 Amplificateur opérationnel.....54
III.4.5 Réalisation d'un régulateur PID.....56
III.4. Compensation d'une boucle de rétroaction.....57

III.5 Compensation de la boucle de régulation.....58
III.5.1 Régulation du courant d'induit.....58
III.5.1.1 Optimisation du contour de la boucle du courant d'induit.....58
III.5.1.2 Calcul des paramètres de régulation du courant d'induit…….60
III.5.2 Optimisation du contour de la f.e.m…….61
III.5.2.1 Fonctions de transfert du schéma bloc……61
III.5.2.2 Calcul des paramètres du régulateur en utilisant un capteur de tension pour la fem ……....63
III.5.3 Optimisation du contour du courant d'excitation……64
III.5.3.1 Fonctions de transfert du schéma bloc……65
III.5.3.2 Calcul des paramètres de régulateur de courant……...…...65
III.6 Calcul des caractéristiques de vitesse et leurs statismes……...66
III .6.1 Equation de la caractéristique électromécanique……...67
III.6.2 Statisme des différentes courbes de vitesse…….68
III.6.2.1 Statisme de la caractéristique naturelle……...68
III.6.2.2 Statisme de la caractéristique en boucle ouverte…….68
III.6.2.3 Statisme de la caractéristique en boucle fermée…….68
III.6.3 Réglage de la tension en vitesse à vide Ω_o ……...……68
III.7 Calcul de la valeur de la chute dynamique de vitesse du moteur sans couple de charge..68
III.8 Evaluation de l'influence de la boucle retour en fem sur les processus, se déroulant dans le contour du courant…….70
III.9 Conclusion……72
Chapitre IV : Modélisation des processus dynamiques
IV.1 Introduction……..73
IV.2 Etude des processus dynamiques dans les contours du courant d'induit et de la fem à travers un modèle mathématique numérique élaboré……..……..……....73
IV.2.1 boucle de courant…….73
IV.2.2 boucle de la fem……...76
IV.3 Conclusion……78
Conclusion générale……79

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

Les entraînements à vitesse variable prennent une part de plus en plus importante du marché des entraînements. En effet, la possibilité de faire varier ainsi que d'inverser la vitesse de rotation d'une machine est devenue une nécessité dans bien des industries et dans le contexte d'une automatisation accrue.

Le domaine des entraînements est complexe puisqu'il fait appel à plusieurs aspects de la technologie de l'électricité : électronique de puissance et convertisseurs statiques, machines électriques, électronique de commande et notions d'asservissement.

Au début des années 1880, de nombreux moteurs à courant continu et alternatif avaient été mis au point, l'obstacle majeur résidait dans la difficulté de leur démarrage ou dans la fragilité de leur commutateur mécanique, et la variation de leur vitesse.

Parmi les machines les plus utilisées est la machine à courant continu. C'est un convertisseur électromécanique permettant la conversion bidirectionnelle de l'énergie. Suivant la méthode de création du champ magnétique, on distingue les excitations électromagnétique et magnétoélectrique. Si la première est créée à l'aide de bobines, la seconde est réalisée à l'aide d'aimants permanents. L'excitation électromagnétique est la plus répandue. Selon le mode de connexion de l'enroulement d'excitation par rapport à l'induit qui a une grande influence sur les propriétés de la machine. On distingue les excitations indépendante, shunt, série et composée. La présence du collecteur limite ces machines en puissance et en tension. Leur atout principal réside dans la simplicité de commande et de régulation. Même si elles sont de moins en moins utilisées dans le domaine de l'industrie, leur emploi comme moteur reste sans équivalent dans le domaine des faibles vitesses, les équipements domestiques, automobiles (essuie glaces, ventilateurs, démarreur).

Les entraînements à courant continu accaparent donc une place importante du marché des entraînements à vitesse variable, place qu'ils devraient encore garder malgré les progrès accomplis dans le domaine des entraînements à courant alternatif.

Les convertisseurs statiques constituent, au même titre que les machines à courant continu (mcc), un maillon fondamental des systèmes d'entraînement à vitesse variable. Ceux des mcc sont spécifiques et peuvent être classés en deux grandes familles :

- celle fonctionnant à partir du réseau alternatif ;
- celle alimentée par une source de tension continue, éventuellement créée par redressement à partir du réseau.

Le but de ce travail est d'élaborer une commande automatique d'un entraînement électrique à moteur à courant continu ; pour ce faire notre choix s'est porté sur un moteur à courant continu à excitation indépendante fonctionnant dans les quatre quadrants.

Notre travail consiste en première partie de dresser, l'utilisation de la machine à courant continu dans les entraînements électriques, de décrire le fonctionnement de ce type de machine, à savoir sa réversibilité et ces caractéristiques électriques et mécaniques.

Différents schémas fonctionnels, sont décrits, selon le mode de régulation et la grandeur à contrôler.

La deuxième partie est consacrée à la modélisation de l'ensemble convertisseur-moteur. Une description des différents montages des convertisseurs alternatif-continu réversibles est détaillée.

Différents éléments et dispositifs constituants l'entraînement électriques sont choisis, à savoir, le bloc de commande, le transformateur, le moteur électrique, le filtre de lissage, la source d'alimentation de l'enroulement d'excitation et le bloc d'amorçage de ce dernier. Un calcul des différents paramètres du circuit de puissance de l'entraînement électrique est fait.

La troisième partie est dédiée à l'élaboration du système de commande, pour ce faire, une étude théorique de la régulation automatique est faite. En illustrant aussi le fonctionnement et la réalisation des régulateurs analogiques PID pour ainsi dresser une méthodologie de contrôle adéquate.

Un calcul des caractéristiques de vitesse et leurs statismes est fait. Ainsi que la valeur de la chute dynamique de vitesse du moteur sans couple de charge.

L'évaluation de la boucle retour en fem sur les processus, se déroulant dans le contour du courant est élaborée.

La dernière partie est consacrée à l'étude des processus dynamiques dans les contours du courant d'induit et de la fem à travers un modèle mathématique numérique élaboré.

Chapitre I

Entraînement électrique par machine à courant continu

I.1. Introduction

Les machines à courant alternatif, synchrones ou asynchrones, utilisées de façon conventionnelle, se prêtent bien à des applications où la vitesse est à peu près constante. Cependant, la machine à courant continu est plus facile à régler lorsque la vitesse doit varier sur une grande plage. En effet, la machine à courant alternatif requiert une commande beaucoup plus complexe pour réaliser un entraînement à vitesse variable et le convertisseur doit fournir une tension alternative d'amplitude et de fréquence variables. Ces inconvénients réduisent donc son attrait dans les applications à vitesse variable, malgré les avantages qu'elle possède sur la machine à courant continu: robustesse et coût moindre, grâce à l'absence de collecteur, poids réduit...

Le choix d'un moteur à courant continu s'est donc imposé comme la meilleure solution pour le réglage de la vitesse et du couple mécanique, les domaines d'application du moteur à courant alternatif étant encore restreints (environnements viciés, endroits difficilement accessibles...).

Afin de permettre l'analyse d'un entraînement basé sur un moteur à courant continu, la constitution et les principales caractéristiques mécaniques et électriques de ce moteur sont présentées.

I.2. Constitution d’une machine tournante à courant continu

La mise en application du principe général des convertisseurs électromécaniques dans une machine tournante, à géométrie cylindrique nécessite, si l’on n’utilise pas la réluctance variable :

- Un inducteur pour la création d’une inductance radiale,
- Un induit avec des conducteurs axiaux parcourus par un courant.

Dans une machine à courant continu (mcc), l’inducteur est le stator, la partie fixe de la machine. Il crée une induction magnétique fixe dans l’espace à partir d’un bobinage (bobines excitatrices) parcouru par un courant d’excitation continu ou à partir d’aimants permanents. Comme les caractéristiques de la machine sont liées à l’amplitude du flux inducteur, l’induction magnétique devra être la plus élevée possible, de l’ordre du Tesla dans les machines de grande taille. Un circuit magnétique permet de créer facilement une induction importante avec peu d’Ampères Tours. Sauf pour les grandes puissances, donc des grandes dimensions, ce circuit magnétique pourrait être massif (induction magnétique constante), mais il est réalisé en général par poinçonnage dans les mêmes tôles magnétiques que le rotor, qui doit être lui impérativement feuilleté.

L'induit est la partie tournante de la MCC, son rotor. C'est le lieu de la conversion électromécanique via les forces électromotrices induites. Il est constitué d'un circuit magnétique encoché où sont placés des conducteurs axiaux parcourus par un courant. Le circuit magnétique est feuilleté puisque l'induction magnétique fixe, dans l'espace de l'inducteur, donne une induction magnétique variable dés que l'induit tourne. L'alimentation des conducteurs mobiles de l'induit se fait à travers des contacts glissants dans un organe, appelé collecteur.

La figure (I.1) donne la représentation d'une mcc.

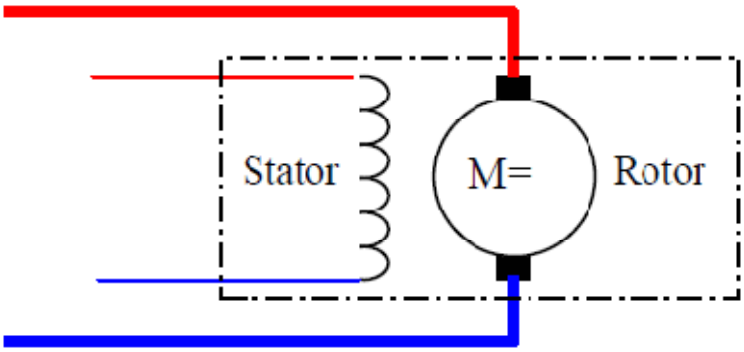


Figure I.1 : Représentation d'une machine à courant continu.

La figure suivante représente la coupe transversale schématique de MCC bipolaire, ou le nombre de paire de pôle (p) égal à 1**[1]**.

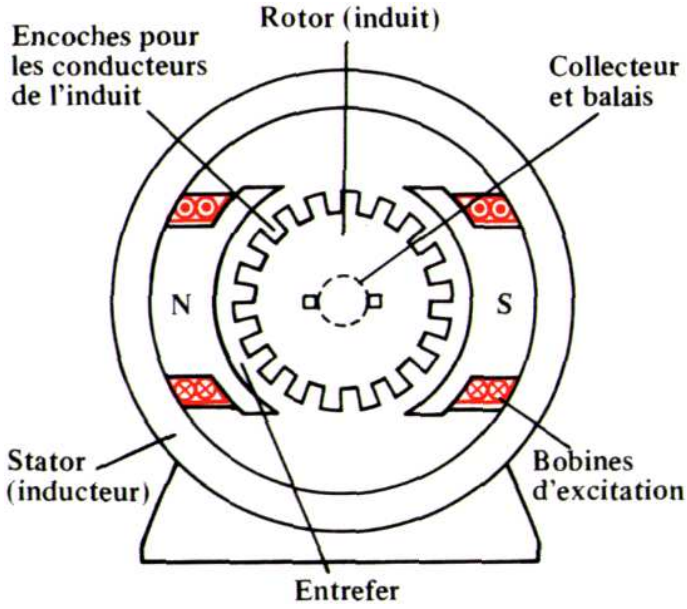


Figure I.2: Coupe transversale d'une machine bipolaire à courant continu **[2]**.

I.2.1. Différents types de circuit inducteur

Le circuit inducteur du moteur à courant continu peut être un :

- **Stator à aimants permanents :** ce type d'excitation est utilisé pour les moteurs de faible et moyenne puissances.
- **Stator à enroulements et pièces polaires :** Ce circuit inducteur est accessible, le courant d'excitation est réglable, ce qui rend possible le fonctionnement en survitesse.

I.2.2 Modes de connexion de l'induit et de l'inducteur

Il existe plusieurs modes de connexion entre le circuit induit et le circuit inducteur :

- **Moteur à courant continu à excitation shunt :** l'induit est montré en parallèle avec le circuit inducteur.
- **Moteur à courant continu à excitation série :** l'induit est monté en série avec le circuit inducteur. Ce type de moteur est caractérisé par un fort couple à basse vitesse. Il est utilisé dans les applications exigeant un couple au démarrage assez élevé (cas de la traction électrique).
- **Moteur à courant continu à excitation indépendante :** l'inducteur est indépendant de l'induit. C'est le cas le plus fréquent dans les entrainements électriques à courant continu. Le champ d'excitation peut être constant (cas des aimants permanents) ou maintenu constant (tension et courant d'excitation constants) **[3]**.

I.3. Caractéristiques mécaniques des machines à courant continu

I.3.1. Expression générale du couple

Soit un moteur à excitation séparée fonctionnant en régime établi, figure (I.3) : la tension appliquée aux bornes de l'induit est U_i(V) et la machine tourne à la vitesse angulaire Ω (rad/s). Les équations de base sont donc :

$$U_i = E_{mot} + R_{ci} I_i \qquad (I.1)$$

Et

$$E_{mot} = K_e \phi \omega \qquad (I.2)$$

Où E_{mot} : tension induite (V),

I_i : courant dans d'induit (A),

ϕ : Flux utile (Wb),

K_e : constante de la machine.

La courbe donnant le flux utile ϕ en fonction du courant d'excitation I_e représente aussi, pour une vitesse constante donnée, la courbe de la tension induite E_{mot} en fonction du courant I_e : c'est la courbe de saturation de la machine.

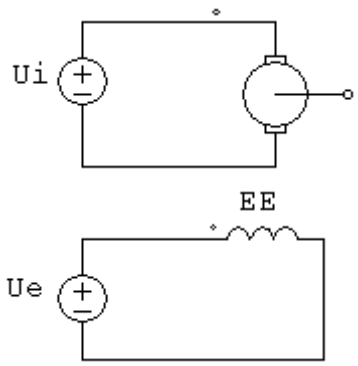


Figure I.3 : Moteur à excitation séparée **[4]**.

L'équation (I.1) permet d'écrire l'équation de puissance :

$$U_i I_i = E_{mot} I_i + R_{ci} I_i^2$$

Soit $P_i = P_e + P_j$ (I.3)

Où P_i : puissance totale (W),

P_e : puissance électromagnétique (W),

P_j : pertes joules (W).

Le moteur tournant à une vitesse ω, cette puissance se traduit par un couple électromagnétique C_e :

$$C_e = \frac{P_e}{\omega} = K_e \phi I_i \quad (I.4)$$

Le couple utile, ou couple mécanique C_m, est obtenu à partir du couple électromagnétique en soustrayant les pertes (pertes fer, c'est-à-dire hystérésis et courants de Foucault, et pertes mécaniques, c'est-à-dire frottement).

$$C_m = C_e - C_p \quad (I.5)$$

Où C_p : couple de pertes fer et de pertes mécaniques.

Puisque le couple de pertes C_p ne représente qu'une fraction du couple utile, on peut écrire :

$$C_m \approx C_e = K_e \phi I_i \quad (I.6)$$

Le couple utile d'un moteur à courant continu est donc proportionnel au courant de l'induit I_i et au flux de l'inducteur ϕ .

I.3.2. moteur à excitation séparée ou shunt

La tension appliquée à l'inducteur, donc le courant d'excitation, est indépendante du courant d'induit I_i (figure I.3), l'inducteur possède son alimentation propre, ce qui est la configuration la plus courante pour un moteur à courant continu. Pour un moteur shunt, l'inducteur est branché en parallèle avec l'induit.

Dans les deux cas, le flux reste constant et le couple mécanique s'écrit :

$$C_m = K\, I_i \tag{I .7}$$

Où $K = K_e\, \phi$

La relation entre la vitesse ω et le courant d'induit I_i se déduit des équations de base :

$$\omega = \frac{U_i - R_{ci} I_i}{K} \tag{I.8}$$

Enfin, le couple mécanique C_m en fonction de la vitesse ω est donné par l'équation :

$$C_m = \frac{K}{R_{ci}}(U_i - K\omega) \tag{I.9}$$

Notons que la vitesse n (tr/min) est égale à

$$n = \frac{60}{2\pi}\omega \tag{I.10}$$

Les trois relations liant couple, courant et vitesse pour un moteur shunt ou à excitation séparée, alimenté à tension d'induit et d'inducteur constantes, sont résumées dans la figure (I.4).

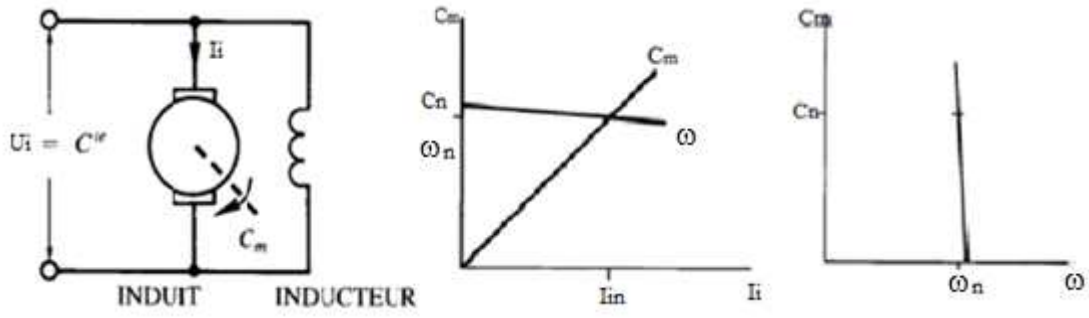


Figure I.4 : Caractéristiques d'un moteur shunt

I.3.3. Moteur série

L'inducteur est dans ce cas en série avec l'induit, d'où $I_e = I_i$. de plus, si le circuit magnétique n'est pas saturé, $\phi = HI_i = HI_e$, d'où

$$C_m = K\,\phi\, I_i = K_e\, I_i^2 \tag{I.11}$$

Où $K_e = K\, H$

et

$$\omega = \frac{U_i - (R_{ci} + R_e) I_i}{K_e I_i} \approx \frac{k_1}{Ii} \tag{I.12}$$

$$C_m = \frac{K_e U_i^2}{[(R_{ci} + R_e) + K_e \omega]^2} \approx \frac{k_2}{\omega^2} \tag{I.13}$$

La caractéristique mécanique s'obtient graphiquement en éliminant I_i des deux caractéristiques (C_m, I_i) et (ω, I_i), tel que le montre la figure (I.5).

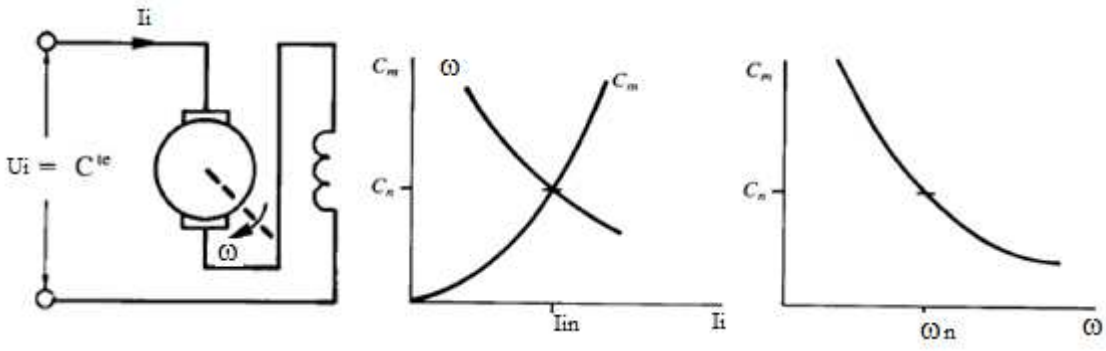


Figure I.5 : Caractéristiques d'un moteur série

I.3.4. Moteur à aimant permanent

Ces moteurs sont identiques au moteur à excitation séparée, les pôles principaux bobinés étant remplacés par des aimants permanents. La perte d'excitation n'est plus possible et les risques d'emballement causés par la perte de celle-ci sont éliminés. Les caractéristiques couple-vitesse de ce moteur sont identiques à celles du moteur à excitation séparée. Cependant, le courant de démarrage doit être limité, en général à 150%, pour éviter de démagnétiser les pôles principaux.

I.3.5. Comparaison des caractéristiques mécaniques

Les caractéristiques mécaniques des moteurs à courant continu peuvent être classées en deux catégories, la caractéristique shunt ou la caractéristique série, tracées dans la figure (I.6).

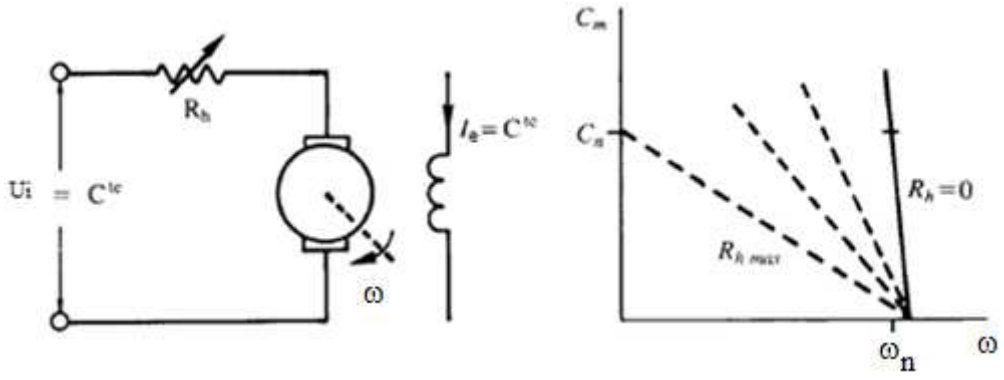


Figure I.6 : Caractéristiques mécaniques des machines électriques

Cette classification ne s'applique pas seulement aux machines à courant continu, mais aussi aux machines à courant alternatif. Le moteur asynchrone par exemple, a une caractéristique à l'allure shunt.

La comparaison des caractéristiques mécaniques des deux types principaux de moteurs à courant continu conduit aux observations suivantes :

- Pour un couple de démarrage exigé, supérieur au couple nominal, le moteur série requiert un courant d'induit moins important que le moteur shunt ou à excitation séparée, comme l'indique la figure (I.4). Le moteur série est donc préféré au moteur shunt dans les applications exigeant un fort couple au démarrage, comme c'est le cas en traction électrique.
- Dans la plupart des entraînements à vitesse variable, la machine entrainée peut être considérée comme fonctionnant à couple constant. Dans ce cas, le moteur à excitation séparée est préféré.
- Le moteur à excitation séparée a une bonne régulation de vitesse face aux variations du couple moteur et ses caractéristiques vitesse-courant et couple-courant sont en première approximation linéaire ; c'est donc le moteur presque universellement employé dans les entraînements à vitesse variable, étant plus facile à régler que le moteur série.
- Lorsqu'un freinage électrique est requis, le moteur fonctionnant alors en génératrice, le moteur à excitation séparée est le plus indiqué. En effet, la tension induite est définie par la vitesse, principalement, alors que dans le cas d'un moteur série, le courant joue un rôle primordial. De plus, la génératrice série est instable, la tension d'induit augmentant avec le courant, donc la charge branchée.

I.4. Réglage de la vitesse d'un moteur

La vitesse d'un moteur à excitation séparée ou shunt est donnée par l'équation :

$$\omega = \frac{U_i - R_{ci} I_i}{K_m \phi} \tag{I.14}$$

Elle peut donc être modifiée en agissant sur les trois paramètres R_{ci}, ϕ, et U_i, le couple moteur, donc le courant d'induit, étant considéré constant (couple résistant constant). Il en résulte trois modes de réglage de vitesse.

I.4.1. Réglage par rhéostat

Les paramètres U_i et ϕ étant fixés à leur valeur nominale et le couple moteur étant constant, la vitesse peut être variée en introduisant un rhéostat R_h.

$$\omega = \frac{U_i}{K_m \phi} - (R_{ci} + R_h) \frac{I_i}{K_m \phi} \tag{I.15}$$

Au démarrage, on obtient :

$$\omega = 0$$

$$I_i = \frac{U_i}{R_{ci} + R_h} \tag{I.16}$$

À mesure que la vitesse augmente, la valeur de la résistance série R_h est diminuée, permettant de maintenir le courant, donc le couple, constant. La caractéristique mécanique est une série de droites (figure I.7), convergeant au point :

$$C_m = 0 \tag{I.17}$$

$$I_i = 0$$

$$\omega = \frac{U_i}{K_m \phi}$$

Les inconvénients de cette solution sont :

- des caractéristiques d'allure série, le point de fonctionnement devenant fortement dépendant du couple résistant,
- une importante dissipation d'énergie dans le rhéostat.

Ce système n'est donc employé que pour le démarrage ou le freinage du moteur, en particulier en traction électrique **[5,6]**.

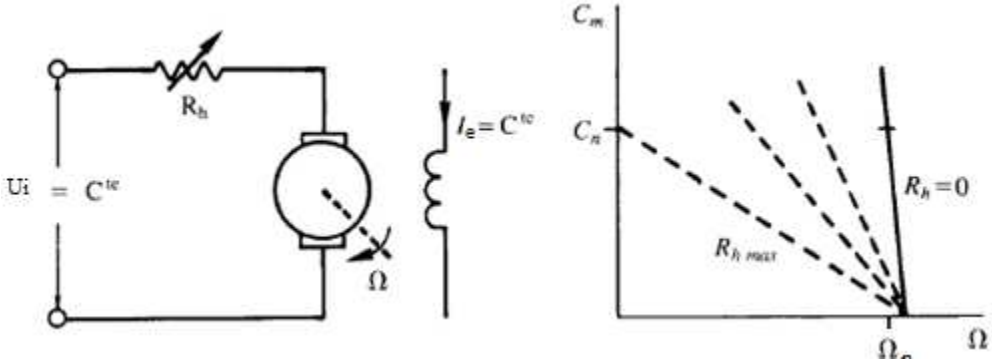


Figure I.7 : Réglage rhéostatique

I.4.2. Réglage par le flux

Afin d'obtenir le couple maximal au démarrage, le flux d'excitation doit être ajusté à sa valeur nominale aux vitesses faibles. Toute réduction de flux ne peut donc entraîner qu'une augmentation de la vitesse au-dessus de la vitesse nominale : une série de droites parallèles est ainsi obtenue (figure I.8).

Il faut noter cependant que dans ce mode de réglage, le couple correspondant au courant nominal de la machine diminue dans les mêmes proportions que la réduction du flux. De plus, dans cette région, la tension d'alimentation d'induit étant constante, pour un courant

d'induit constant égal à la valeur nominale, le moteur fonctionne à puissance constante, donc avec un couple maximum décroissant avec la vitesse.

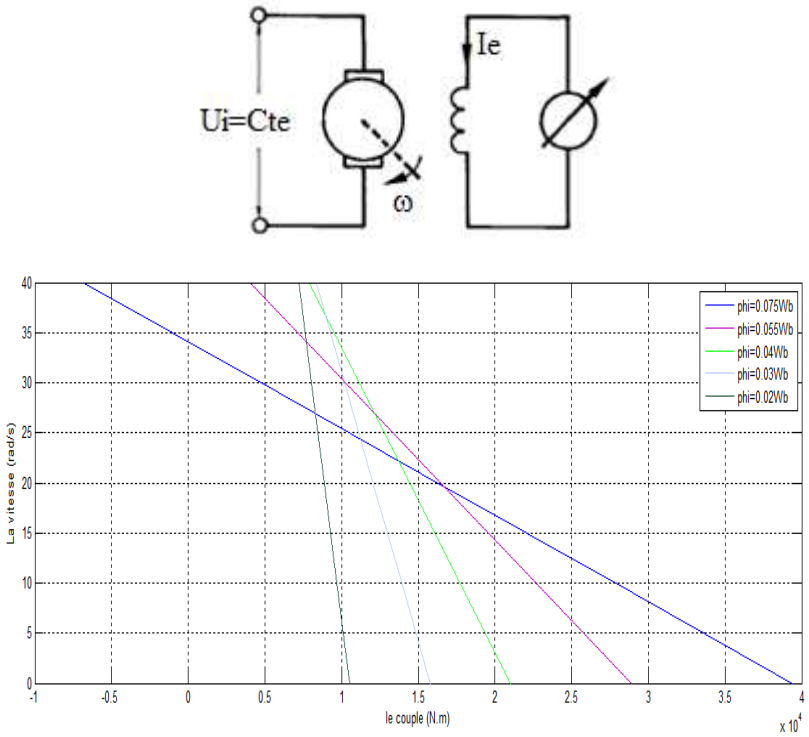


Figure I.8 : Réglage par le flux

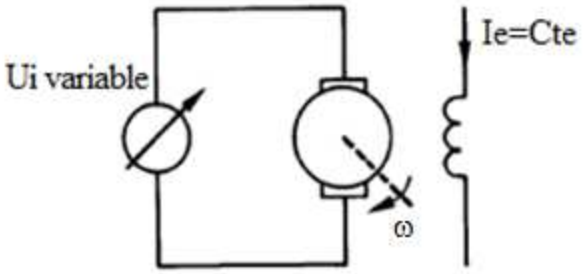
I.4.3. Réglage par la tension d'induit

Le flux étant réglé à sa valeur nominale, la vitesse peut être variée d'une valeur nulle à la valeur nominale en variant la tension d'alimentation de l'induit de zéro à la valeur nominale. On obtient alors des caractéristiques parallèles à la caractéristique nominale (figure I.9).

Les avantages de cette solution sont:

- un contrôle de vitesse sans pertes d'énergie, contrairement au réglage rhéostatique,
- la conservation de caractéristiques mécaniques à l'allure shunt.

Cette solution est donc la plus couramment employée pour le réglage de vitesse. Elle requiert cependant une alimentation en courant continu variable, de puissance environ égale à la puissance maximale du moteur **[4,7]**.



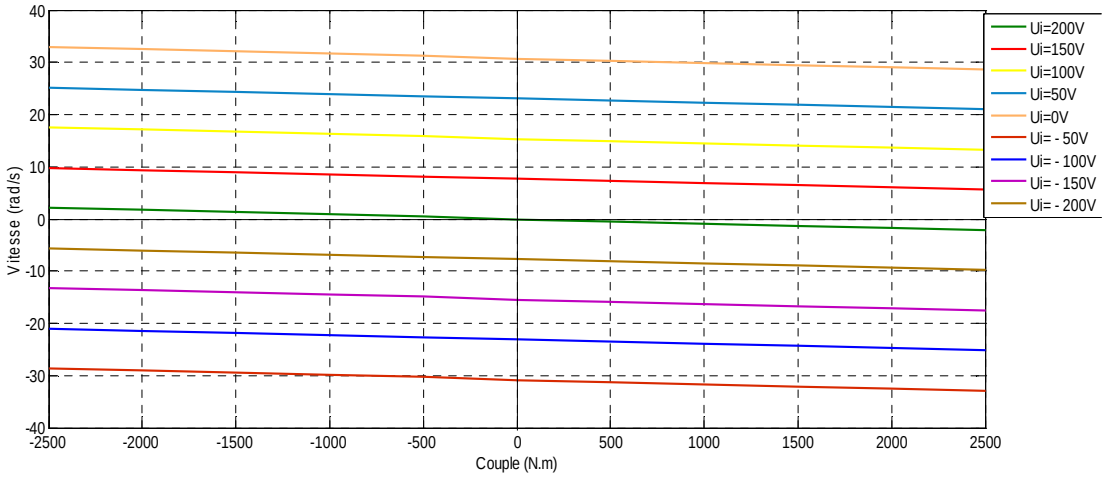
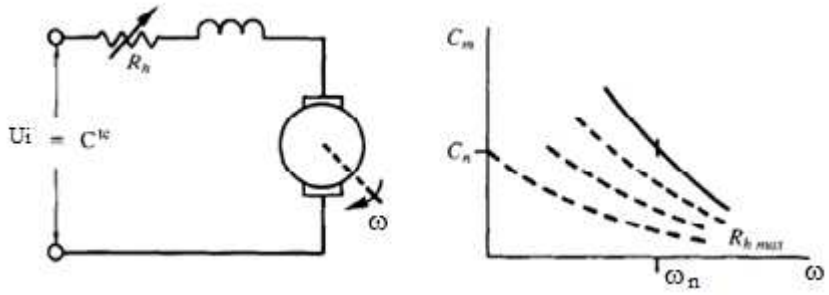
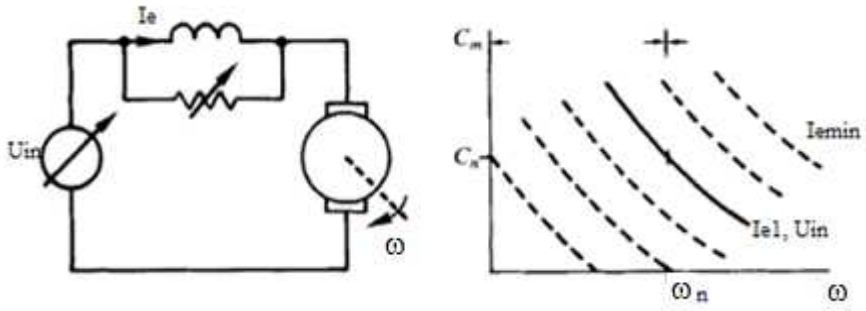


Figure I.9 : Réglage par la tension d'induit

Le réglage de la vitesse d'un moteur série peut se faire de façon identique à celui d'un moteur shunt: par rhéostat, par réglage du flux d'excitation, par réglage de la tension d'alimentation. Les caractéristiques obtenues sont représentées dans la figure (I.10).



a. Réglage par rhéostat



b. Réglage par le flux et la tension d'induit

Figure I.10 : Réglage de la vitesse d'un moteur série

I.5. Zones de fonctionnement d'un moteur

Le réglage de la vitesse d'un moteur (série, shunt ou excitation séparée) se fait en général par deux des moyens présentés :

- variation de la tension d'alimentation de l'induit,

- variation du flux d'excitation.

Le faible rendement et les mauvaises performances du réglage par rhéostat en font une solution qui n'est guère employée de nos jours, sinon pour le démarrage des moteurs de traction.

Les deux solutions retenues permettent de couvrir une grande gamme de vitesses (figure I.11) :

- réglage par la tension de l'induit : vitesses variant de 0 à la vitesse nominale. La machine peut fournir le couple nominal, l'excitation étant ajustée à sa valeur nominale. La puissance nominale augmente linéairement (aux pertes près) avec la vitesse, jusqu'à ce que la tension et la vitesse atteignent leur valeur nominale.
- réglage par le flux d'excitation : vitesse variant de la vitesse nominale à la vitesse maximale. La machine ne peut plus fournir le couple nominal, le flux étant graduellement réduit. La puissance correspondant au courant nominal reste constante sur cette plage de vitesses, la tension d'alimentation étant constante.

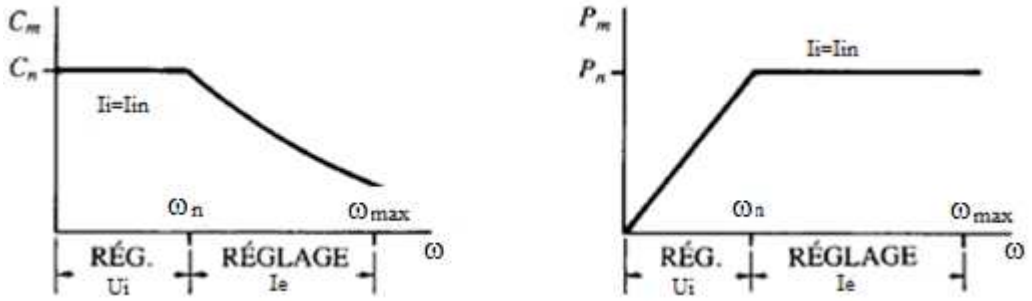


Figure I.11 : Zones de fonctionnement d'un moteur à courant continu

I.6. Choix d'un moteur [4]

Le choix de la puissance et de la vitesse d'un moteur est basé sur les critères suivants :

- en régime établi, les caractéristiques mécaniques de la machine entraînée,
- en régime transitoire, les temps d'accélération et de décélération demandés, dépendant principalement des moments d'inertie des masses rotatives.

Le problème est en général très complexe. U_n cas particulier sera donc présenté, ce qui permet de définir les principaux paramètres à considérer.

Une machine doit être entraînée de façon que la vitesse varie suivant le graphe de la figure (I.12). Les décélérations se font par récupération d'énergie, donc des couples moteurs négatifs. De plus, sont spécifiés :

- le couple résistant C_r, constant,
- le moment d'inertie de la machine entraînée, J_r.

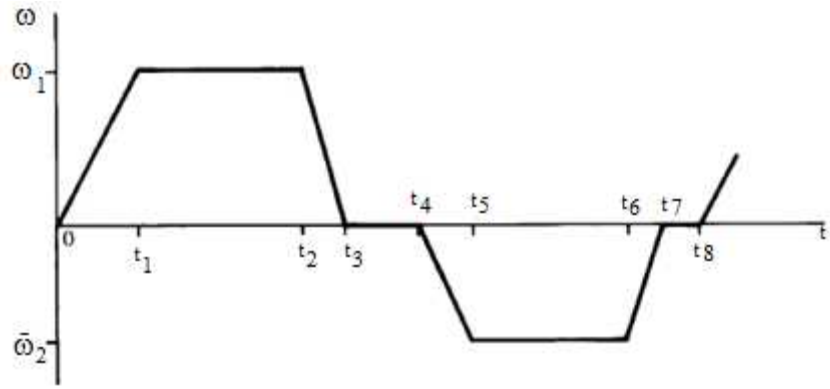


Figure I.12 : Cycle de variation de vitesse d'une machine entrainée

À partir de ces données, les caractéristiques et paramètres suivants peuvent être déterminés :

- le type de réglage de vitesse : le couple résistant étant constant et l'accélération requise devant être constante, seul le réglage par variation de la tension d'induit peut être utilisé. Le réglage par variation du flux réduirait le couple moteur disponible, donc le couple d'accélération de la machine entraînée,
- la vitesse nominale, ω_n : elle est donnée par la vitesse maximale demandée, ω_1, une excitation constante ayant été choisie,
- le couple nominal, C_n : à partir des données de vitesse, de couple résistant et de moment d'inertie de la machine entraînée, le graphe de la variation du couple moteur en fonction du temps peut être obtenu en utilisant l'équation (I.9) :

$$C_m = C_r + J_r \frac{d\omega}{dt}$$

Ce graphe (figure I.13) donne la valeur approximative du couple moteur, le moment d'inertie du moteur n'étant pas connu. Il permet cependant de définir une valeur approximative du couple maximum, et du couple nominal, le couple maximum étant en général égal à environ 150 % du couple nominal **[8]**.

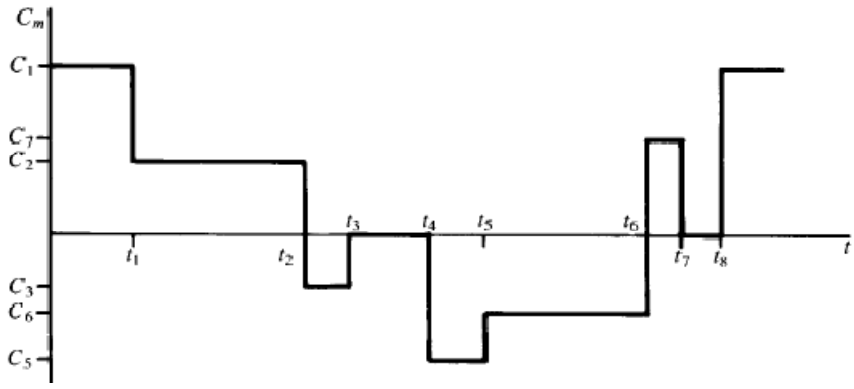


Figure I.13 : Cycle de variation du couple moteur

- la puissance nominale, P_n : elle est égale au produit du couple nominal et de la vitesse nominale.

La puissance et la vitesse du moteur ayant été déterminées de façon approximative, celui-ci peut être choisi en fonction des tensions d'alimentation de l'induit et de l'excitation désirées ainsi que des types de moteur disponibles. Il faut noter cependant que le calcul précédent ne tient pas compte du moment d'inertie et du couple résistant (ou couple de pertes) du moteur: le couple moteur doit donc être recalculé, si une plus grande précision est exigée.

Le moteur ayant été choisi, il faut encore vérifier que le courant nominal efficace spécifié par le manufacturier n'est pas dépassé. Pour évaluer le courant efficace, le graphe de la variation du courant d'induit en fonction du temps doit être obtenu. Comme le flux d'excitation est constant, on peut écrire, d'après l'équation (I.7) et en négligeant la réaction d'induit **[4]** :

$$I_i = \frac{C_m}{K} \tag{I.18}$$

Où $K = \frac{C_n}{I_n} = \frac{P_n}{\omega_n I_n}$

I.7. Fonctions de transfert des machines à courant continu

I.7.1. Généralités

Il existe plusieurs méthodes d'analyse d'un système linéaire (ou linéarisé autour d'un point d'opération) pour en déterminer les caractéristiques dynamiques (précision, stabilité...) : l'analyse dans le domaine des fréquences est couramment employée pour l'étude des machines électriques et de leur asservissement. En effet, la réponse fréquentielle s'obtient expérimentalement à l'aide d'un oscillateur sinusoïdal commandant un amplificateur de puissance à large bande passante : les résultats théoriques peuvent ainsi être vérifiés.

La première étape de l'étude d'un asservissement consiste à développer les fonctions de transfert des éléments du système dans le domaine des variables de Laplace (domaine P). La réponse fréquentielle, correspondant au cas particulier P = jw, est ainsi obtenue et peut s'exprimer sous la forme de diagrammes de Bode (gain et phase en fonction de la fréquence). La compensation du système en boucle fermée est étudiée à partir de la réponse fréquentielle. La réponse transitoire s'obtient à partir de la réponse fréquentielle **[9].**

L'étude du comportement dynamique des machines à courant continu est basée sur les hypothèses suivantes :

- la saturation du circuit magnétique n'est prise en considération que dans les enroulements d'excitation,
- la réaction d'induit est négligée,

- les pertes fer sont négligées,
- tous les enroulements sont représentés par une résistance et une inductance équivalentes en série, indépendantes de la température,
- les sources de tension sont représentées par leur circuit équivalent Thévenin (source de tension et résistance et inductance équivalentes en série).

Le régime statique correspond au cas particulier du régime établi.

I.7.2. Fonctions de transfert d'un moteur

Le circuit équivalent d'un moteur est donné par la figure I.14,

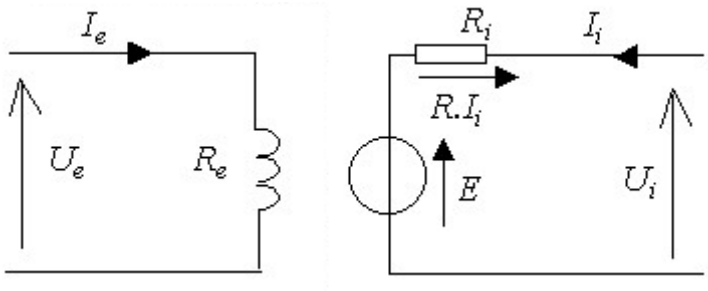


Figure I.14 : circuit équivalent d'un moteur **[4]**.

Les fonctions de transfert sont :

- Pour l'excitation

$$G_e = \frac{I_e}{U_e} = \frac{1}{R_e} \quad \frac{1}{(1+T_e s)} \tag{I.19}$$

Où R_e et T_e sont des paramètres globaux (convertisseur et machine réunis).

- Pour l'induit

$$G_i = \frac{I_i}{U_i - U_e} = \frac{1}{R_{ci}} \quad \frac{1}{(1+T_i s)} \tag{I.20}$$

$$\frac{E_{mot}}{\omega} = K_e I_e$$

Où K_e varie en fonction de la saturation de la machine.

- Pour un système mécanique

$$\frac{C_m}{I_i} = K_e I_e \tag{I.21}$$

$$G_m = \frac{\Omega}{C_m - C_r} = \frac{1}{J_t s} \tag{I.22}$$

Où $J_t = J_m + J_r$, est le moment d'inertie global du moteur et de la machine entraînée et le couple de pertes du moteur (pertes fer et pertes mécaniques) sont négligées.

Le diagramme structurel du moteur, applicable à des réglages de vitesse par l'induit ou par l'excitation, est représenté dans la figure (I.14), la variable de sortie choisie étant la vitesse.

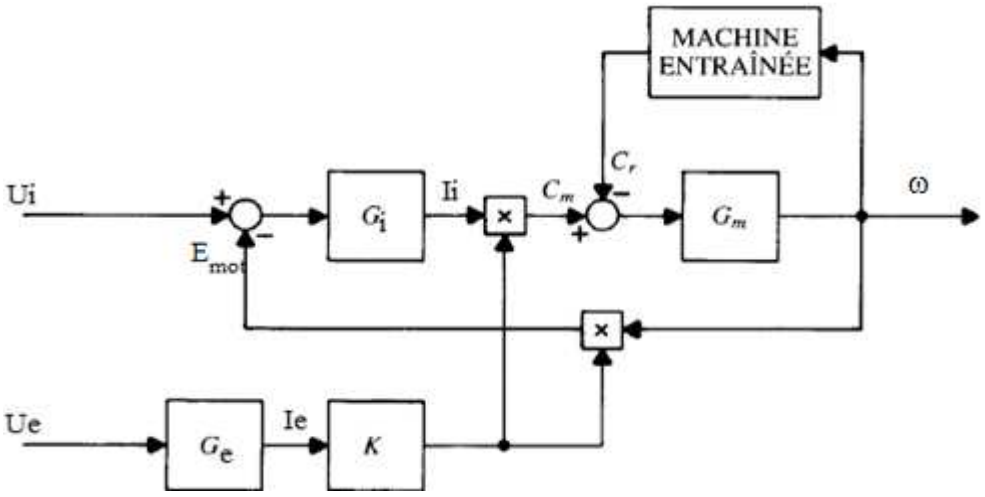


Figure I.15 : Diagramme structurel d'un moteur.

Les méthodes d'analyse d'un système linéaire ne peuvent êtres appliquées au moteur tel que représenté dans la figure (I.15), les fonctions de transfert contenant des produits de plusieurs variables. Il est donc nécessaire de linéariser le système. Cette tâche est grandement simplifiée du fait que deux modes d'opération ont été définis pour le moteur, dans le cas d'un réglage de vitesse:

- fonctionnement à excitation constante, avec variation de la tension d'alimentation de l'induit;
- fonctionnement à tension d'alimentation de l'induit constante, avec variation de courant d'excitation.

I.7.3. Réglage de vitesse par l'induit

Le courant d'excitation est constant :

$K_e I_e = K$ = constante

Le diagramme structurel devient celui de la figure (I.16). Ce diagramme peut être réduit à celui de la figure (I.17) en manipulant les blocs. Le comportement dynamique du système moteur-charge est alors caractérisé par deux constantes de temps **[10]** :

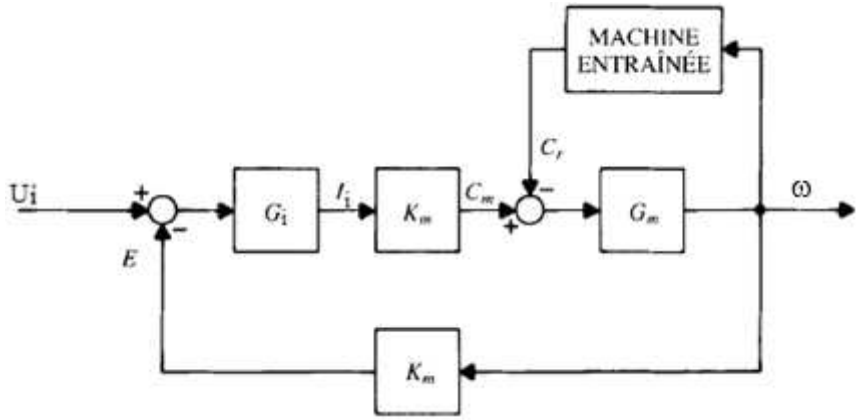


Figure I.16: Diagramme structurel- réglage par l'induit.

- Constante de temps électrique T_i :

$$T_i = \frac{L_i + L_c}{R_{ci} + R_c} \tag{I.23}$$

Constante de temps mécanique T_m

$$T_m = \frac{J(R_{ci} + R_c)}{K_m^2} \tag{I.24}$$

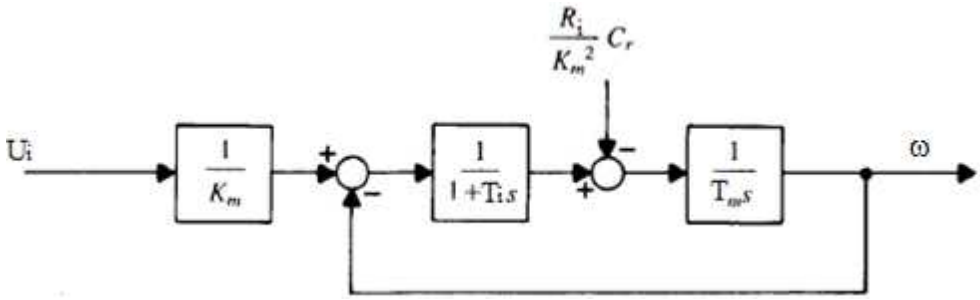


Figure I.17: Diagramme réduit- réglage par l'induit.

Si, pour de petites variations de vitesse autour d'un point de fonctionnement donné, le couple résistant est constant, la boucle de rétroaction peut être réduite à une fonction de transfert unique :

$$G_s = \frac{\omega}{U_i} = \frac{1}{K_m} \quad \frac{1}{(1+T_i s)(T_m s+1)} \tag{I.25}$$

Les pôles de cette fonction de transfert peuvent être réels ou complexes, selon le rapport entre T_i et T_m. Si $T_m >> T_i$, c'est-à-dire $T_m / T_i > 10$, la fonction G_S peut être réduite à son pôle dominant T_m :

$$G_s = \frac{\omega}{E_c} = \frac{1}{K_m} \quad \frac{1}{1+T_m s} \tag{I.26}$$

Dans le cas général, les pôles de la fonction de transfert, ou racines du polynôme caractéristique du dénominateur donné par :

$$s^2 + \frac{1}{T_i}s + \frac{1}{T_i T_m} \tag{I.27}$$

Soit sous la forme normalisée :

$$s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2$$

Sont donnés par

$s_{1,2} = -\xi w_n \pm w_n\sqrt{\xi^2 - 1}$, pour les pôles réels ;

$s_{1,2} = -\xi w_n \pm j w_n\sqrt{1-\xi^2}$, pour les pôles complexes.

Où $w_n = \sqrt{\frac{1}{T_i T_m}}$ rad/s, est la fréquence naturelle

$\xi = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{T_m}{T_i}}$, le facteur d'amortissement.

Pour que les pôles soient réels, il faut avoir ξ > 1 soit $T_m > 4T_i$. Si ce n'est pas le cas, le système est sous-amorti, c'est-à-dire que pour un échelon de tension d'alimentation U_i, il y aura dépassement et dans certains cas, oscillations de vitesse durant la période transitoire (figure I.18).

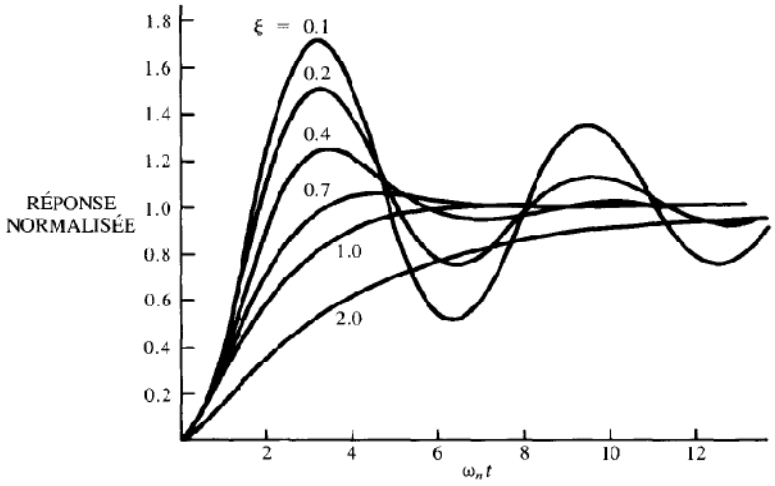


Figure I.18 : Réponses transitoires et fréquentielles normalisées d'un système du second ordre (Réponse transitoire) **[4]**.

Le type de réponse dépend donc de la relation entre les constantes de temps électrique, T_i et mécanique T_m. Le tableau suivant donne les valeurs typiques des principaux paramètres de moteurs de diverses puissances. On notera que la réponse transitoire du moteur devient plus oscillatoire à mesure que sa puissance augmente. Cependant, plus la charge a un moment d'inertie important, plus l'ensemble est amorti.

I.7.4 Réglage de vitesse par l'excitation

La tension d'alimentation est constante et le contrôle de vitesse se fait par le courant d'excitation I_e. Dans ce mode de fonctionnement, le moteur opère à puissance constante: le courant d'induit sera donc supposé constant. Le diagramme structurel du moteur sera comme suit :

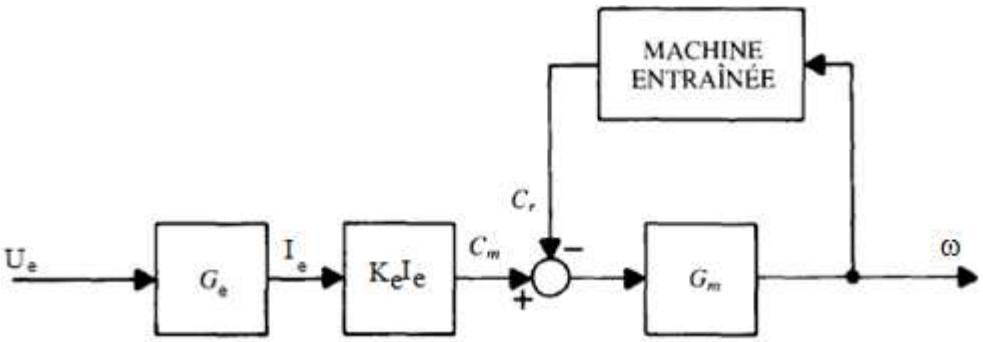


Figure I.19: diagramme structurel – réglage par l'excitation.

La fonction de transfert du moteur s'écrit :

$$G_s = \frac{K_e I_i}{R_e J} \quad \frac{1}{s(1+T_e s)} \tag{I.28}$$

dans le cas d'un couple résistant constant

$$G_s = \frac{K_e I_i}{R_e J} \quad \frac{1}{(s+B/J)(1+T_e s)} \tag{I.29}$$

dans le cas d'un couple résistant proportionnel à la vitesse.

Le polynôme caractéristique possède deux pôles réels dont la position dépend des caractéristiques du système.

I.7.5 Réglage du courant d'induit

Une boucle de vitesse, dans le cas d'un réglage par l'induit, utilise très souvent, pour la limitation et la régulation du courant d'induit, une boucle additionnelle du courant (voir le chapitre III). Cette boucle peut être aussi considérée comme une régulation de couple, l'excitation étant constante.

La relation entre la tension d'alimentation U_i et le courant I_i s'obtient à partir du diagramme structurel de la figure (I.15), qui est reproduit dans la figure (I.20), la variable de sortie étant maintenant le courant d'induit I_i.

Dans le cas où la constante de temps électrique T_i est beaucoup plus petite que la constante de temps mécanique T_m, la vitesse Ω peut être considérée comme constante durant les variations du courant I_i. La fonction de transfert devient :

$$G_c = \frac{I_i}{U_i} = \frac{1}{R_{ci}} \quad \frac{1}{1+T_i s} \tag{I.30}$$

Si les deux constantes de temps sont voisines et le couple résistant C_r constant, on obtient :

$$G_c = \frac{1}{R_{ci}} \quad \frac{T_m s}{(1+T_i s)(T_m s+1)} \tag{I.31}$$

Cette fonction de transfert a les mêmes pôles que celle de la vitesse Ω en fonction de la tension d'alimentation U_i discutée précédemment. Le comportement dynamique est donc caractérisé par les mêmes fréquences naturelles et facteur d'amortissement.

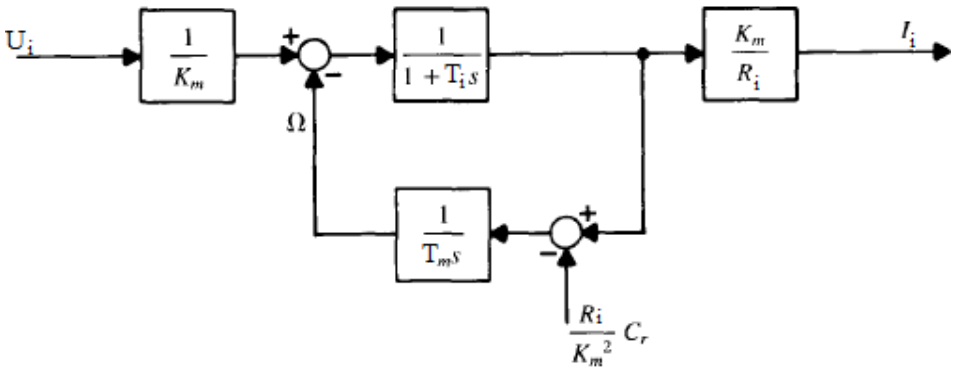


Figure I.20 : diagramme structurel – réglage du couple.

I.7.6 Cas des moteurs à excitation série

Pour les moteurs à excitation série alimentés par une tension d'induit variable, la vitesse dépend aussi bien de la tension appliquée que du couple résistant. En effet, le flux inducteur est fonction du courant d'induit. Le système est donc non-linéaire et les notions utilisées plus haut pour un système linéaire ne s'appliquent plus. On peut cependant linéariser le système autour d'un point d'opération.

Cette démarche n'est pas simple et les fonctions de transfert obtenues varient selon le point d'opération.

Il est néanmoins possible d'obtenir des fonctions de transfert utiles et simples en notant que la machine est saturée pour des courants d'induit de l'ordre de grandeur ou plus grands que le courant nominal. Dans ce cas, le flux magnétique inducteur est constant et la machine, en régime dynamique et dans cette zone de fonctionnement, se comporte comme un moteur à

excitation séparée constante. Tous les résultats ayant trait au réglage de la vitesse par l'induit et au réglage du courant d'induit s'appliquent alors.

I.8 Quadrants de fonctionnement [4]

Il existe des applications industrielles où le moteur électrique doit fonctionner à des vitesses et des couples variables dans les deux sens de rotation. En plus de son action comme moteur, la machine doit fonctionner comme génératrice (phase de freinage) pendant des courts intervalles.

Pour mieux décrire ce comportement on utilise un repère graphique dans lequel les vitesses (Ω), positives et négatives, sont affichées sur l'axe vertical, tandis que les couples (C), positifs et négatifs, sont représentés sur l'axe horizontal. Les deux axes séparent le graphique en quatre quadrants de fonctionnement identifiés respectivement quadrants I, II, III et IV (figure I.21).

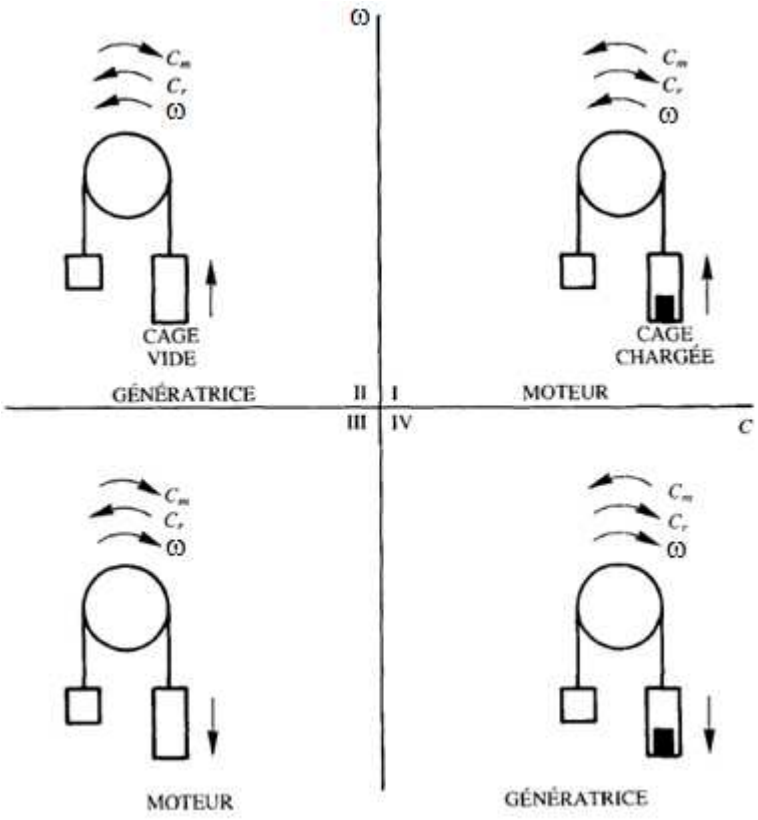


Figure I.21 : Modes de fonctionnement d'un moteur dans le plan vitesse-couple **[10].**

Le quadrant I correspond à un couple $C_m>0$ et une vitesse ω >0, il caractérise le fonctionnement en mode moteur de la machine.

Le quadrant II correspond à un couple $C_m<0$ et une vitesse ω >0, il caractérise le fonctionnement en mode génératrice de la machine.

Le quadrant III correspond à un couple C_m<0 et une vitesse ω <0, il caractérise le fonctionnement en mode moteur de la machine dans de sens négatif.

Le quadrant IV correspond à un couple C_m >0 et une vitesse ω <0, la machine fonctionne en génératrice **[5,10]**.

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait un rappel sur la constitution de la machine à courant continu, son principe de fonctionnement et les différents types de son excitation. Et nous avons exposé aussi les différents modes de réglage de la vitesse, accompagné des schémas bloc appropriés.

Dans le prochain chapitre, nous allons exposer les différents types de convertisseurs qui assurent la réversibilité en tension et en courant dans les quatre quadrants du fonctionnement du moteur à courant continu. Et nous calculerons aussi les différents paramètres du circuit de puissance.

Chapitre II

Modélisation de l’ensemble convertisseur-moteur

II.1. Introduction

La commande des machines à courant continu requiert la présence d'une source de tension continue, réglable en fonction d'une tension de commande donnée. Cette source peut être considérée comme un amplificateur de puissance.

En tant qu'amplificateur de puissance, la source de tension continue possède des caractéristiques statiques et dynamiques. Les caractéristiques statiques peuvent être affectées par l'organe à contrôler, soit, le plus souvent, un inducteur ou un induit de moteur. Les caractéristiques dynamiques dépendent du type de convertisseur. Toutes ces caractéristiques influencent les performances des boucles de régulation d'un entraînement.

De plus, les convertisseurs doivent transformer l'énergie, disponible sous la forme d'une tension alternative ou d'une tension continue, en une tension continue variable: d'où deux catégories de convertisseurs, les convertisseurs de type alternatif-continu et les convertisseurs de type continu-continu. Avant l'avènement des semi-conducteurs, en particulier du thyristor, les convertisseurs de type alternatif-continu étaient le plus souvent réalisés à l'aide de machines tournantes, ou convertisseurs rotatifs. Depuis l'avènement des semi-conducteurs de puissance, les entraînements utilisent, dans la majorité des cas, des convertisseurs statiques.

Dans ce chapitre, nous allons choisir les éléments et dispositifs constituant l'entraînement électrique, et nous déterminerons les différents paramètres du circuit de puissance.

II.2 Choix des convertisseurs

La variation de vitesse s'effectue, le plus souvent, par la variation de tension d'induit, complétée, éventuellement, par la variation de la tension d'excitation. Les alimentations sont des amplificateurs, commandables par des tensions de faibles niveaux et constitués par des convertisseurs statiques dont les composants (thyristors, transistors) travaillent en commutation. Les tensions obtenues présentent des discontinuités et les courants doivent être filtrés. Ce filtrage est naturellement créé par l'inductance du moteur, si elle est suffisante, sinon par une inductance additionnelle. Le choix du convertisseur et de son environnement est effectué à partir de considérations sur la réversibilité, la source, la puissance à fournir, les perturbations électromagnétiques, la bande passante souhaitée et, bien sûr, de critères économiques **[11]**.

II.2.1 Réversibilité

Les machines sont naturellement réversibles. Pour bénéficier de cette propriété, il faut que le convertisseur et la source soient également réversibles. Si la source ne l'est pas, on ne

peut pas récupérer l'énergie lors du fonctionnement en frein de la machine, mais on peut la dissiper dans des rhéostats (réversibilité dissipative).

Le fonctionnement du moteur dans les quatre quadrants du plan a été décrit dans le premier chapitre. Par ailleurs, le signe du couple C change si l'on change le signe du courant ou celui du flux. La figure (II.1) donne les différents cas possibles d'alimentation de l'induit et de l'inducteur pour accéder aux quatre quadrants. On peut se limiter à un ou deux quadrants et utiliser des alimentations non réversibles (cas du pont monophasé mixte, très simple et très économique), mais alors les transitoires sont nécessairement lents, puisque la machine ne peut pas freiner efficacement et de façon contrôlée.

On peut accéder à une certaine réversibilité grâce à des inverseurs électromécaniques qui commutent le courant d'induit, mais les temps morts sont élevés (environ 100 ms) et les performances dynamiques sont peu satisfaisantes.

Pour obtenir les performances élevées réclamées par les automatismes modernes, il faut généralement recourir à des convertisseurs réversibles, qui donnent accès aux quatre quadrants et qui permettent des inversions très rapides (quelques millisecondes pour les convertisseurs en commutation naturelle, beaucoup moins pour les convertisseurs en commutation forcée). Enfin, la constante de temps de l'inducteur étant très grande (de l'ordre de la seconde), on peut préférer travailler, pour maximiser les performances dynamiques, avec un convertisseur sur l'induit dont la constante de temps est faible (de l'ordre de la dizaine de millisecondes), bien que la puissance à installer soit beaucoup plus grande **[12]**.

II.2.2 Sources

On rencontre plusieurs types de sources ou de réseaux.

- Les réseaux alternatifs sinusoïdaux industriels dont la fréquence *f* est 50 Hz. Pour les petites puissances (inférieures à 20 kW), on utilise le réseau monophasé à 230-400 V et, pour les grandes puissances (atteignant plusieurs mégawatts), le réseau triphasé, éventuellement sous des tensions supérieures (690 V). En traction ferroviaire, on rencontre des alimentations monophasées sous des tensions élevées (25 kV par exemple) mais un transformateur abaisse la tension à des valeurs inférieures à 1 500 V.
- Les réseaux de tensions continues redressées correspondent :
    - soit à des réseaux propres à la traction à une tension de 1 500 V, 3 000 V ou 750V, la réversibilité étant dans ce dernier cas partielle, obtenue par échange d'énergie entre les machines fonctionnant en génératrice et celles fonctionnant en moteur sur le même réseau ;

- soit à des réseaux locaux, obtenus par redressement du réseau industriel alternatif, le plus souvent à l'aide des redresseurs à diodes (non réversibles) ; on ne dispose plus alors que de la réversibilité dissipative.

- Les sources électrochimiques (batteries) fournissent une tension continue, souvent assez basse (12 V, 48 V…) ; elles sont réversibles en courant. On les utilise dans les systèmes embarqués autonomes, les engins de manutention et autres véhicules électriques **[4]**.

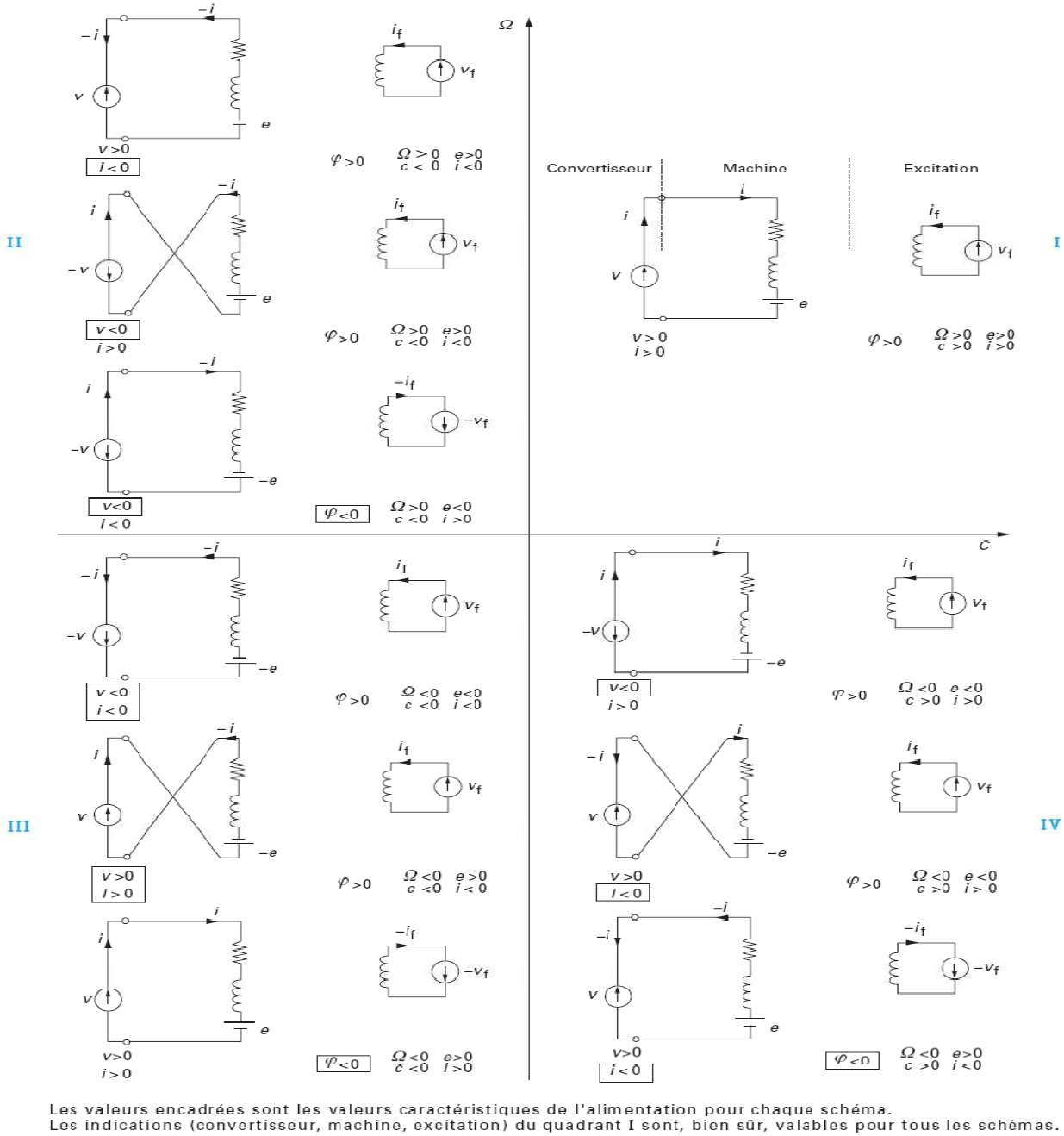


Figure II.1 : Différents modes d'alimentation possibles pour la machine à courant continu fonctionnant dans les quatre quadrants **[16]**.

II.3. Convertisseur de courant en montage en pont triphasé

Pour la conversion alternative-continue, on utilise aujourd'hui presque exclusivement le convertisseur de courant en montage en pont triphasé. La figure (II.2) rappelle le montage. Celui-ci est composé de deux groupes de commutation en série et contient donc six thyristors.

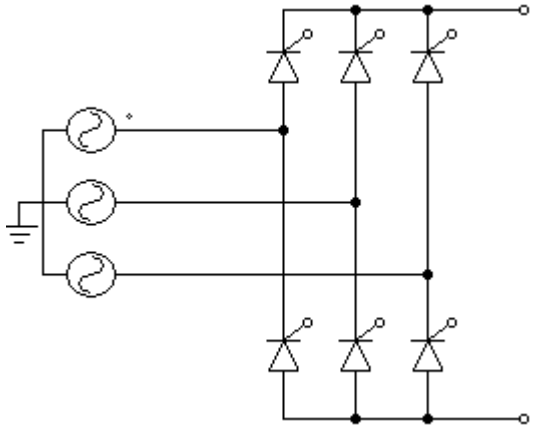


Figure II.2 : convertisseur de courant en montage en pont triphasé **[13].**

La tension redressée est :

$$E_{dmoy} = 2(1.17U_s \cos\alpha) = 2.34U_s \cos\alpha \quad \text{(II.1)}$$

Le facteur de puissance du secondaire s'obtient à partir de la forme d'onde du courant :

$$I_s = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad \text{(II.2)}$$

Donc

$$f_s = \frac{E_d I_d}{3U_s I_s} = 0.955\cos\alpha \quad \text{(II.3)}$$

Le facteur de puissance est très voisin de l'unité pour α = 0° et décroît avec une augmentation de l'angle de déphasage jusqu'à 90° pour augmenter à nouveau.

Les facteurs de puissance primaire et réseau, si un transformateur est utilisé, ont la même valeur.

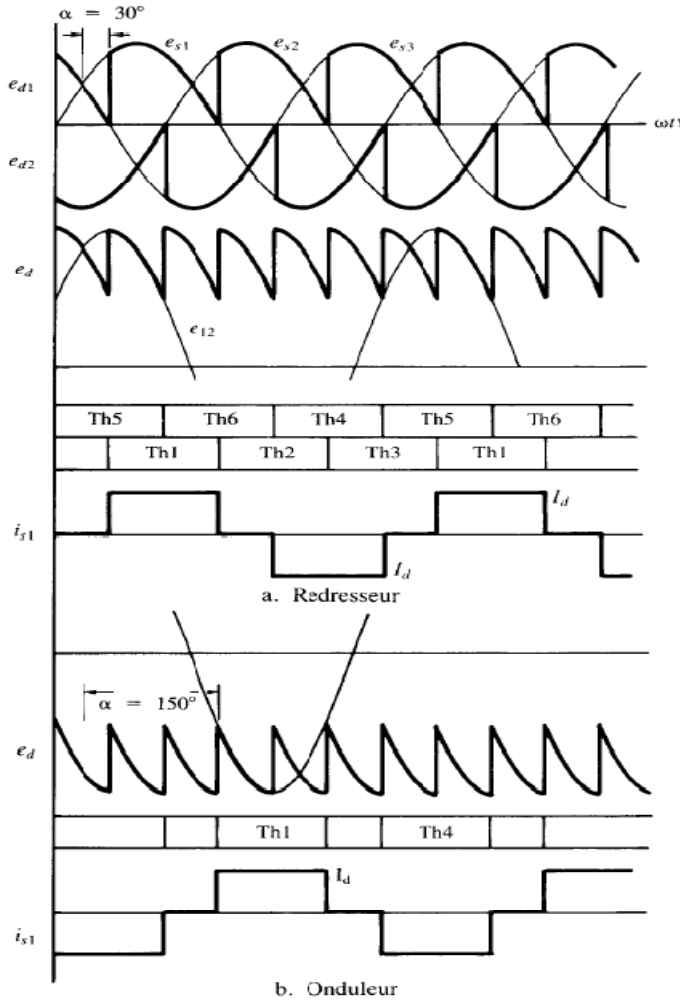


Figure II.3 : Formes d'ondes des tensions et des courants, pour un pont triphasé

En triphasé, le circuit de commande est généralement conçu de façon à linéariser la caractéristique entrée-sortie, la tension de commande de valeur maximale V_{cm}, étant liée à l'angle de retard α par la relation :

$$\alpha = \cos^{-1}\frac{V_c}{V_{cm}} \tag{II.4}$$

D'où $E_d = E_{dm}\dfrac{V_c}{V_{cm}}$

II.3.1 Chutes de tension en charge

Dans tout ce qui précède, les chutes de tension dans le convertisseur ont été négligées. En réalité, la tension aux bornes du convertisseur est donnée par la relation :

$$E_d = U_{dm} - U_x - U_r - U_T \tag{II.5}$$

U_x : chute de tension due à la commutation ;

U_r : chute de tension due aux résistances du circuit (en particulier le transformateur),

U_T : chute de tension directe dans les thyristors (1.5V maximum, négligeable dans la plupart des cas).

a. Commutation :

L'hypothèse d'une commutation instantanée du courant d'un thyristor à l'autre n'est pas valable en pratique, les inductances dans le circuit empêchant des variations rapides de courant. Toutes les inductances ont été groupées ; la plus importante contribution à cette inductance est l'inductance de fuite du transformateur **[14]**.

Le courant dans un thyristor varie d'autant plus vite que la différence de tension entre les deux phases est élevée.

La durée de la commutation, est donnée par :

$$\cos\alpha - \cos(\alpha + \mu) = \frac{2X_c I_d}{\sqrt{6}U_s} \quad \text{(II.6)}$$

Où α : angle de retard

μ : angle d'empiétement

$X_c = \omega L_c$ Réactance globale de commutation

U_s : tension efficace secondaire par phase.

- Pour la chute de tension due à la commutation, U_x :

$$U_x = \frac{3}{2\pi} X_c I_d = 0.5 X_c \frac{I_d}{I_{dn}} \quad \text{(II.7)}$$

- Pour la résistance équivalente introduite par commutation, R_{cc} :

$$R_{cc} = \frac{3}{2\pi} X_c \quad \text{(II.8)}$$

b. Chutes de tension dues aux résistances :

La chute de tension due aux résistances peut s'exprimer en fonction des pertes cuivre *Pj* par la relation :

$$U_r = \frac{P_j}{I_d}$$

Avec :

$$P_j = 3R_s I_s^2 \quad \text{(II.9)}$$

R_s est la résistance globale du circuit au secondaire.

La résistance équivalente due aux chutes résistives est donc

$$P_{cj} = \frac{P_j}{I_d^2} \quad \text{(II.10)}$$

II.3.2 Facteur de puissance

Le facteur de puissance du secondaire s'obtient à partir de la forme d'onde du courant :

$$I_s = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \qquad \text{(II.11)}$$

Donc $f_s = \frac{E_d I_d}{3 U_s I_s} = 0.955 \cos\alpha$ (II.12)

Le facteur de puissance est très voisin de l'unité pour α = 0° et décroît avec une augmentation de l'angle de déphasage jusqu'à 90° pour augmenter à nouveau.

Les facteurs de puissance primaire et réseau, si un transformateur est utilisé, ont la même valeur.

La commutation a pour effet de diminuer légèrement le facteur de puissance; en effet, en première approximation,

$$f = 0.955 \cos(\alpha + \mu/2) \qquad \text{(II.13)}$$

Tout ce qui précède sur le convertisseur triphasé tout thyristor était dans la conduction continue.

II.3.3 Circuit équivalent

À partir des chutes de tension en charge, un circuit équivalent est obtenu, en régime statique, pour le convertisseur figure suivante :

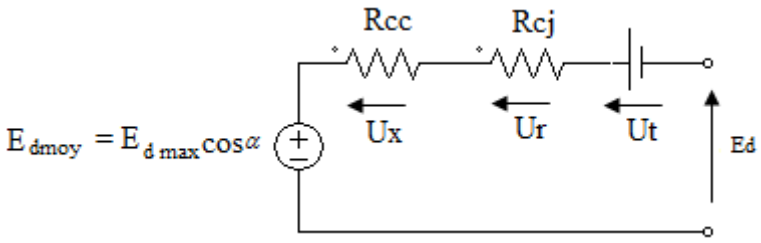


Figure II.4 : Circuit équivalent redresseur triphasé tout thyristor.

II.4. Montages réversibles

II.4.1 Généralités

L'utilisation la plus importante des convertisseurs de type alternatif-continu est la réalisation d'entraînements à vitesse variable basés sur des machines à courant continu contrôlé par l'induit: le moteur doit souvent non seulement fournir un couple utile, mais aussi être freiné électriquement.

Cependant, la récupération de puissance par l'intermédiaire d'un moteur se fait par inversion du courant dans l'induit, c'est-à-dire par un fonctionnement en génératrice, alors que l'inversion de puissance dans un convertisseur, ou opération en onduleur, est réalisée par l'inversion de la tension. Cette incompatibilité entre moteur et convertisseur est illustrée par la

figure (II.5). Un ensemble moteur-convertisseur ne peut donc fonctionner que dans un seul quadrant du plan E-I pour un sens de rotation donné.

Pour obtenir un freinage électrique avec récupération d'énergie, deux solutions sont possibles si on intervient au niveau de l'alimentation de l'induit :

- inverser le branchement de l'induit lorsque la récupération est demandée, par un commutateur, soit de type électromécanique, soit de type statique à semi-conducteurs (figure II.6) ; ou
- brancher aux bornes du moteur deux convertisseurs du même type, en montage antiparallèle, l'un fournissant le courant positif, l'autre le courant négatif (figure II.7) **[15]**.

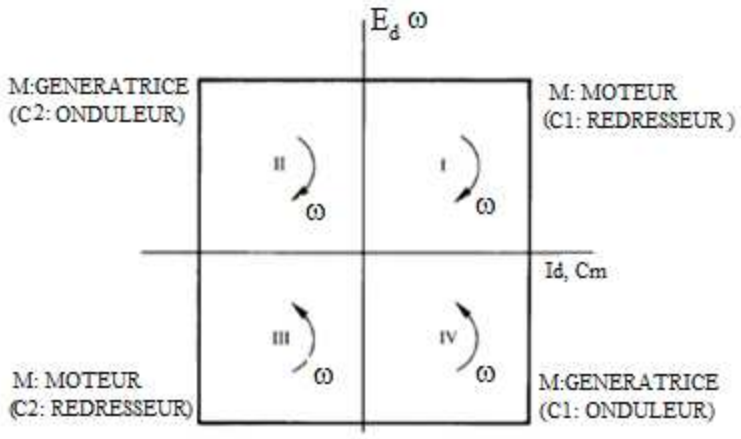


Figure II.5 : Modes d'opération d'un ensemble moteur-convertisseur

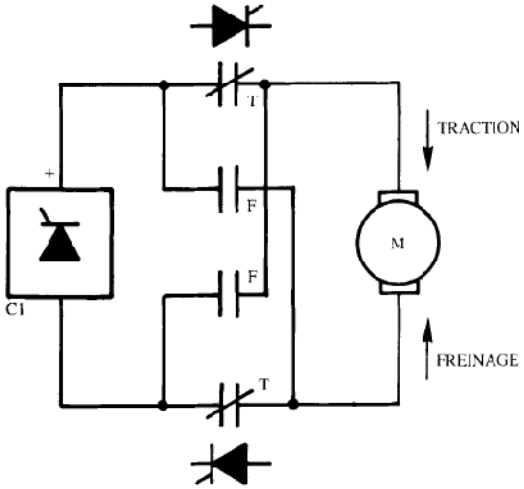


Figure II.6 : Réversibilité par commutation du branchement du moteur

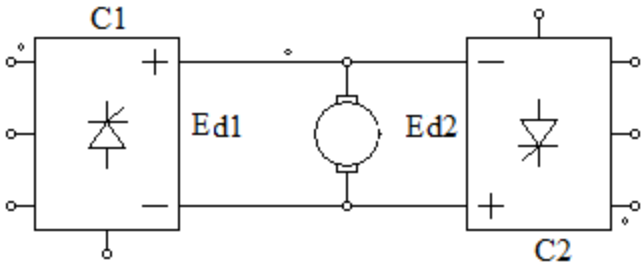


Figure II.7 : Montage réversible

Les deux solutions permettent une opération dans les quatre quadrants, la solution du montage réversible étant la plus flexible et la plus couramment employée. Une troisième solution consiste à renverser le branchement de l'inducteur: l'inconvénient est la constante de temps relativement longue de l'inducteur **[16]**.

Les convertisseurs réversibles peuvent être réalisés de trois façons, soit avec :

- circulation de courant,
- bande morte,
- logique d'inversion.

Les principes de fonctionnement sont illustrés à l'aide de montages de base du type pont triphasé.

II.4.2 Montage à circulation de courant [17]

Les deux convertisseurs sont commandés en permanence. L'angle de retard α de chaque redresseur est ajusté de façon que les tensions moyennes soient égales et opposées, d'où

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 180° \qquad \text{(II.14)}$$

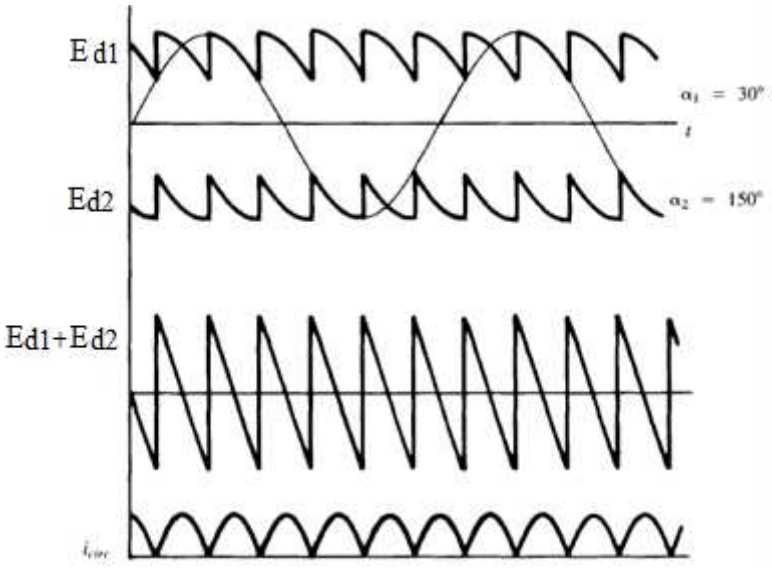


Figure II.8 : Tensions et courants dans un montage à circulation de courant

Cependant, si les tensions sont égales en valeur moyenne, les valeurs instantanées sont différentes comme l'indique la figure (II.8). Il en résulte un courant unidirectionnel circulant entre les deux convertisseurs, à travers un circuit de basse impédance. Ce courant doit donc être limité par des inductances placées dans la boucle (figure II.9).

Les avantages de cette solution sont les suivants :

- Le courant de circulation permet de maintenir les deux montages en conduction continue. Si la relation (II.14) entre les angles de retard des deux convertisseurs est conservée, les deux caractéristiques de sortie sont superposées, quel que soit le courant dans la charge. Le transfert de courant d'un convertisseur à l'autre se fait alors automatiquement selon les exigences de la charge. La figure (II.10) illustre la caractéristique de commande du montage réversible, cette caractéristique ayant été linéarisée. D'où la relation :

$$E_{d1} = -E_{d2} = E_{dm}\frac{V_{c1}}{V_{cm}} \qquad \text{(II.15)}$$

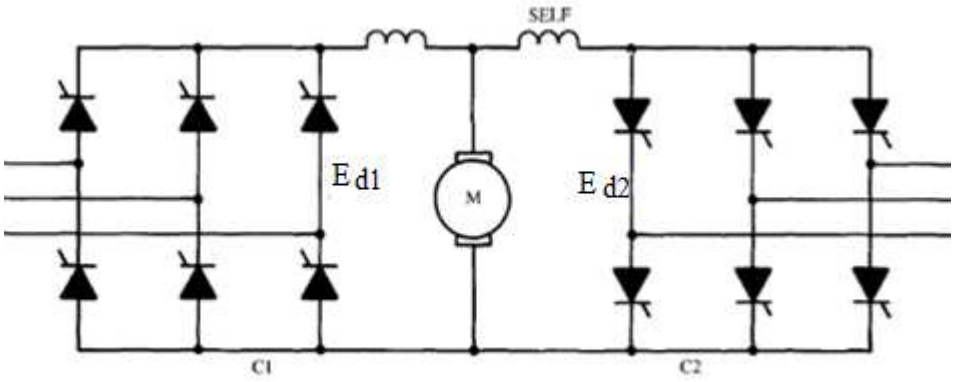


Figure II.9 : Montage antiparallèle avec circulation de courant

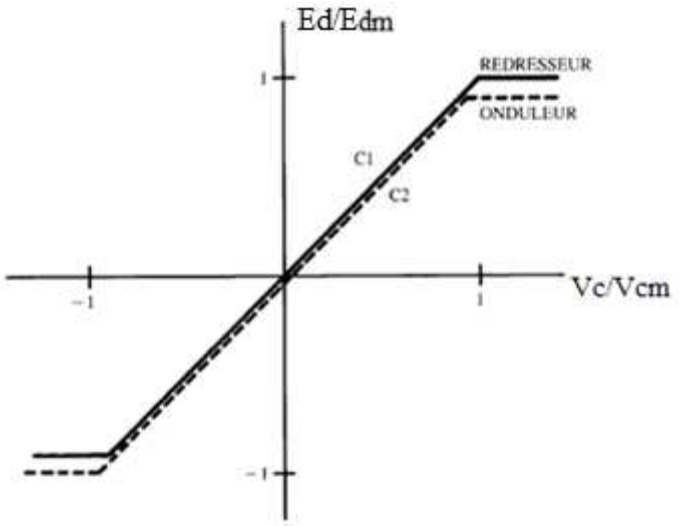


Figure II.10 : Caractéristique de commande d'un montage à circulation de courant

La condition $\alpha_1 + \alpha_2 = 180°$ se traduit donc par :

$$V_{c1} = -V_{c2} = V_c$$

- La réalisation du circuit de commande est simple.

Par contre, la présence d'inductances est l'inconvénient majeur de cette solution : encombrement, coût, constante de temps additionnelle, sont le prix de la simplicité. De plus, le courant de circulation diminue le rendement du montage, et maintenir le courant de circulation à une valeur suffisante peut poser un problème.

II.4.3 Montage à bande morte [12]

Il est possible d'éliminer le courant de circulation en ajustant l'angle d'amorçage de chaque convertisseur de façon à empêcher toute différence de tension entre les deux montages capable de générer ce courant. Il suffit pour cela de décaler les caractéristiques, tel que l'indique la figure (II.11) pour une caractéristique de sortie linéarisée.

La largeur de la bande morte doit être telle que les deux convertisseurs ne peuvent jamais fonctionnée simultanément. Elle dépend :

- de la largeur de la zone de conduction discontinue, fonction de l'ordre de la tension redressée,
- de la marge de sécurité employée, cette marge tenant compte de la rapidité du régulateur en régime dynamique. Une évolution rapide de la tension de commande pourrait rendre le second convertisseur conducteur avant le blocage du premier, causant un courant circulant élevé.

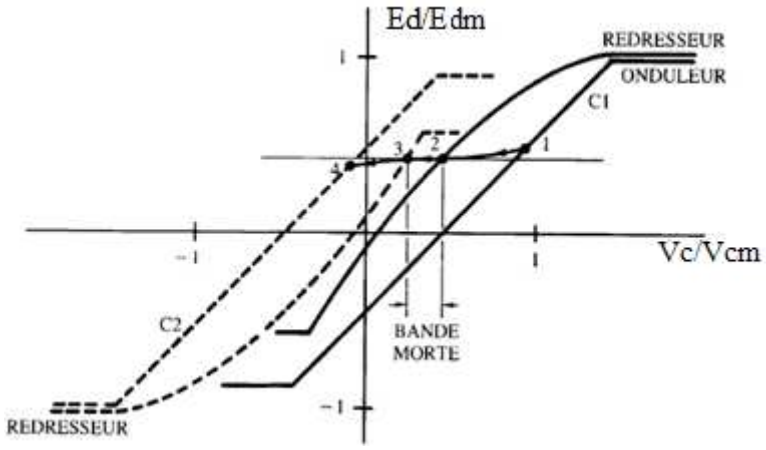


Figure II.11 : Caractéristique d'un montage réversible à bande morte, pont triphasé

Dans le cas d'un pont triphasé complet, aucun courant ne peut circuler entre les deux convertisseurs si le décalage relatif correspond au moins à une tension de commande égale à V_{cm} soit :

$$V_{c1} + V_{c2} = V_{cm} \quad \text{(II.16)}$$

Puisque $V_{c1} = V_c + \frac{V_{cm}}{2}$

Et $V_{c2} = -V_c + \frac{V_{cm}}{2}$

En pratique, une marge de sécurité est introduite et la relation suivante est employée :

$$V_{c1} + V_{c2} = 1.4V_{cm} \quad \text{(II.17)}$$

Le passage d'un fonctionnement en moteur à celui en génératrice est illustré par le parcours 1-2-3-4 de la figure (II.11). Le temps mort pendant lequel il n'y a aucun contrôle sur le moteur, le temps 2-3, dépend de :

- la valeur du décalage des tensions de commande,
- la rapidité de l'évolution de la tension de commande, celle-ci étant limitée par le risque d'apparition de courants circulants.

II.4.4 Montage à logique d'inversion

L'une des faiblesses du montage précédent est le risque d'apparition de courants circulants; il peut être éliminé, si à chaque instant un seul convertisseur est commandé, l'autre étant bloqué. La logique d'inversion assure le blocage, par suppression des impulsions, ou la conduction, par application des impulsions, des convertisseurs.

Le passage d'un convertisseur à l'autre se fait en quatre temps :

- annulation du courant de charge par augmentation de l'angle α,
- suppression des impulsions de commande des thyristors après annulation du courant,
- vérification du blocage du convertisseur,
- temporisation au blocage de l'autre convertisseur, le temps de sécurité garantissant le blocage du convertisseur,
- calage et déblocage de l'autre groupe.

Le calage est basé sur les mêmes considérations que pour le montage à bande morte. Le décalage de la tension de commande peut se faire par une décharge de condensateur.

L'ordre de basculement est en général donné par la régulation qui demande une inversion du courant d'induit.

La vérification du blocage des convertisseurs peut se faire soit par surveillance du courant circulant dans le convertisseur, soit par surveillance de la tension aux bornes des semi-conducteurs.

La figure (II.12) donne un schéma typique pour une commande réversible à logique d'inversion.

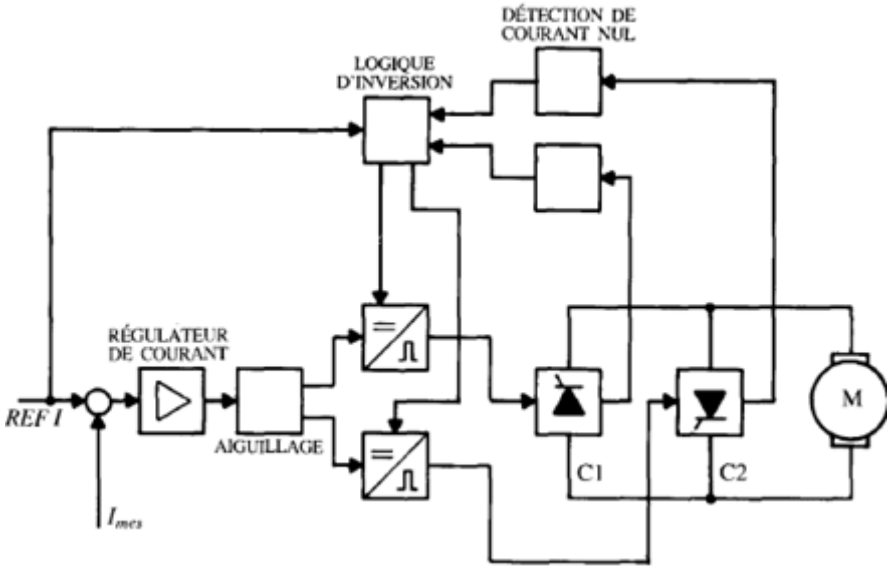


Figure II.12 : Montage réversible à logique d'inversion **[4]**.

Pour notre travail, on choisit un montage réversibles en antiparallèle

II.5. Caractéristiques dynamiques [18]

II.5.1 Généralités

Pour l'étude de la compensation d'un système comprenant un convertisseur de type alternatif-continu, il est nécessaire de développer un circuit équivalent en régime dynamique du convertisseur.

Le circuit équivalent pour le régime statique a été défini. Il peut aussi être employé, avec quelques modifications, pour le régime dynamique.

Les caractéristiques statiques sont fortement altérées dès que le courant fourni par le convertisseur devient discontinu. Ce phénomène affecte aussi le circuit équivalent en régime dynamique **[4, 18,19]**.

II.5.2 Circuit équivalent-régime dynamique

Pour le régime dynamique, il faut ajouter au circuit équivalent du régime statique les inductances du circuit. On obtient le circuit équivalent de la figure II.13 dans lequel:

- la résistance équivalente R_c est la somme de la résistance fictive introduite par le phénomène d'empiètement R_{cc} et de toutes les résistances du circuit (transformateur, câbles, fusibles...) R_{cj} :

$$R_c = R_{cc} + R_{cj}\frac{pq}{2\pi}wL_c + \frac{P_j}{I_d^2} \quad \text{(II.18)}$$

Où P : nombre de groupes commutant en série, (p = 2 pour un pont),

q : nombre de phases,

L_c : inductance de commutation (inductances de court-circuit par phase)

P_j : pertes joules totales (excluant celles des semi-conducteurs)

I_d : courant continu

En règle générale, pour les convertisseurs de fortes puissances, la contribution des résistances du circuit est négligeable.

- l'inductance équivalente L_d dépend de la configuration du circuit de puissance [4] :
- la tension moyenne redressée *Ed*o dépend du type de montage :

$E_{dmoy} = E_{dm}\cos\alpha$ Pour un montage tout thyristor

Si le circuit de commande linéarise la caractéristique entrée-sortie du montage

$$E_{dmoy} = \frac{U_{dm}}{V_{cm}}V_c = K_c V_c \quad \text{(II.19)}$$

Où V_c : tension de commande de valeur maximale V_{cm}.

- les chutes de tension dans les semi-conducteurs peuvent être négligées.

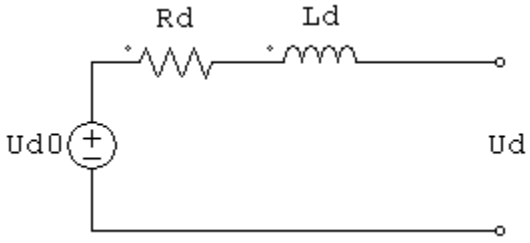


Figure II.13 : Circuit équivalent du convertisseur, régime dynamique

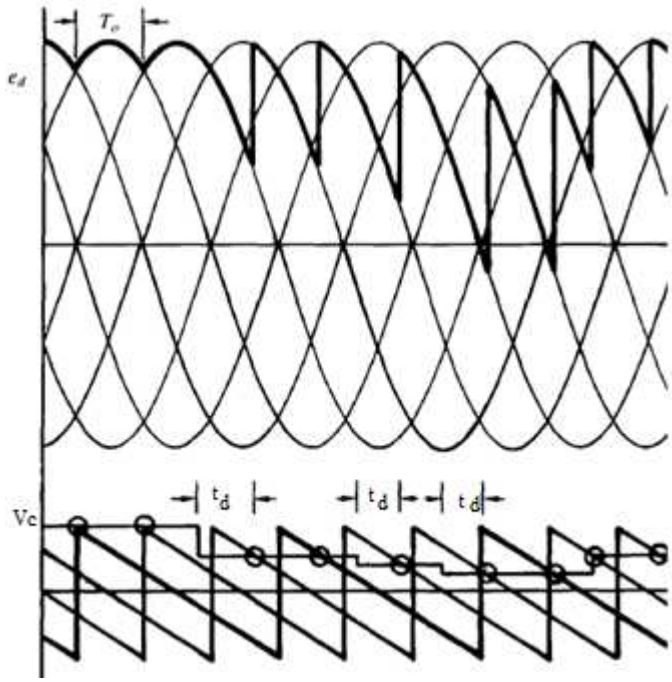


Figure II.14 : Tension de sortie du convertisseur en régime dynamique

Le circuit équivalent ainsi obtenu permet de calculer les variations de la tension et du courant moyens du convertisseur. Cependant, on a supposé que la tension de sortie E_{d0} varie instantanément avec toute modification de l'angle d'amorçage α ou de la tension de commande V_c. En réalité, la nature discrète de la tension de sortie, formée de portions de la tension alternative, introduit un délai dans la réponse du convertisseur. Pour de petites variations de la tension de commande (figure II.14), un délai variant de 0 à une valeur égale à la période de l'ondulation de la tension de sortie T_o est introduit. Ce délai peut donc être considéré statistiquement comme étant égal à la moitié de la période T_o, d'où :

$$\tau_d = T_0 / 2 \tag{II.20}$$

La fonction de transfert d'un élément contenant un délai τd est donnée par :

$$G = e^{-\tau_d s} \tag{II.21}$$

qui peut en première approximation s'écrire :

$$G = \frac{1}{e^{\tau_d s}} = \frac{1}{1+\tau_d s} \tag{II.22}$$

La fonction de transfert du convertisseur est donc :

$$G_d = \frac{U_d}{V_c} = K_c \frac{1}{1+\tau_d s} \tag{II.23}$$

II.6 Choix des éléments et dispositifs constituants l'entraînement électrique

L'entraînement électrique est composé de :

- Bloc de commande ;
- Transformateur ;
- Moteur électrique ;
- Filtre de lissage ;
- Source d'alimentation de l'enroulement d'excitation ;
- Bloc d'amorçage de l'enroulement d'excitation.

Le schéma fonctionnel de l'entrainement électrique proposé est donné sur la figure suivant :

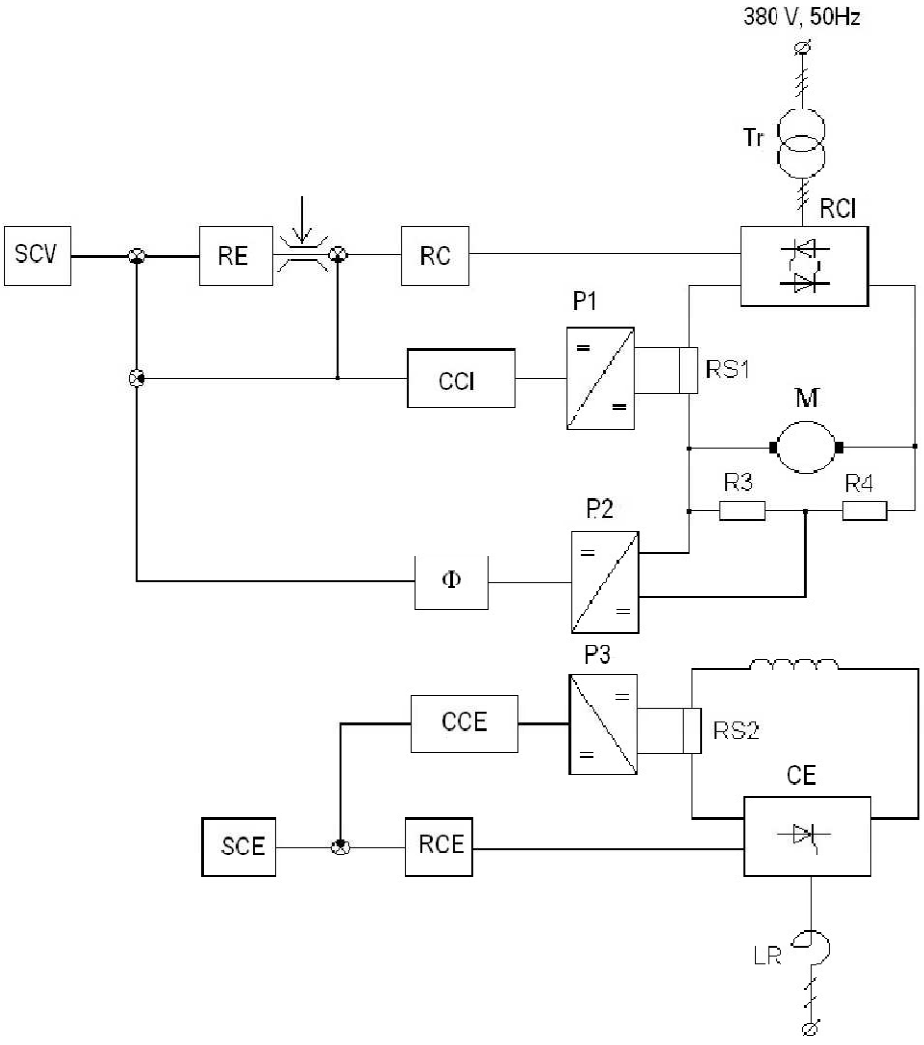


Figure II.15 : Schéma fonctionnel de l'entraînement électrique.

Avec :

SCV : Signal de consigne en vitesse ;

RE : Régulateur de la fem ;

RC : Régulateur du courant d'induit;

RCI : Convertisseur circuit d'induit ;

CCI : Capteur du courant d'induit ;

CCE : Capteur du courant d'excitation ;

SCE : Signal de consigne en courant d'excitation ;

RCE : Régulateur du courant d'excitation ;

CE : Convertisseur circuit d'excitation.

II.6.1 Choix du moteur à courant continu

Les caractéristiques du moteur doivent convenir à celle de la charge c'est-à-dire que tous les points de fonctionnement doivent être accessibles et stables. Il faut tenir compte du couple à transmettre et du couple d'accélération (dépend du moment d'inertie total ramené au rotor).

On choisit un moteur à courant continu à excitation indépendante réversible de type P132-4K de données techniques suivantes :

- la puissance nominale P_n = 75 kW ;
- la tension nominale U_n = 220 V ;
- le courant nominal I_n = 385 A ;
- la vitesse nominale n_n = 300 tr/min ;
- le moment d'inertie du moteur J_M = 100 kg.m^2 ;
- le facteur de transmission du réducteur $j_{réd.}$ = 5 ;
- la vitesse maximale n_{max} = 1500 tr/min ;
- le courant d'induit maximal I_{max} = 2,5 I_n ;
- le moment de giration (couple volant) GD^2 = 73 kg.m^2 ;
- le nombre de paire de pôles 2p = 4 ;
- le nombre de spires de l'enroulement d'induit Ni = 135 ;
- la résistance de l'enroulement d'induit R_{ei} à 20°C = 0,025 Ω ;
- le nombre de voix en parallèle 2a = 2 ;
- le nombre de spires de l'enroulement d'inducteur Ne = 639,
- la résistance de l'enroulement d'inducteur R_e = 12 Ω.

II.6.2 Calcul des paramètres du circuit de puissance de l'entraînement électrique

- **Calcul de la vitesse angulaire nominale**

$$\omega_n = \frac{2\pi.n_n}{60} \quad \text{(II.24)}$$

$$\omega_n = 31.4 \text{ rd/s}$$

- **Calcul de l'inductance de l'enroulement d'induit**

$L_i = C_k.U_n/I_n.2p.\omega_n$ (II.25)

$C_k = 0,1$ – pour les machines compensées

$$L_i = 0.1 \times \frac{220}{385 \times 4 \times 31.4}$$

$L_i = 4.547\ 10^{-4}$ H

- **Calcul de l'inductance de l'enroulement d'inducteur**

$$L_e = 2PN_eK_\phi \quad \text{(II.26)}$$

$$L_e = 4 \times 639 \times 3.632 \cdot 10^{-3}$$

$$L_e = 9.284\,H$$

N_e : nombre de spires de l'enroulement d'inducteur ;

K_Φ, est définit à partir de la courbe d'aimantation, on le prend égal à $3,632.10^{-3}$ Wb/A

- **Calcul de la résistance du circuit d'induit**

$R_{ci} = \boldsymbol{\beta}_T (R_i + R_{paux})$ (II.27)

$\boldsymbol{\beta}_T$: coefficient tenant compte de la variation de la résistance des enroulements lors de l'échauffement jusqu'à 80°c, on prend $\boldsymbol{\beta}_T = 1,24$

$R_{ci} = 1.24\ (0.025+0.004) = 0.036\ \Omega$

- **Calcul de la FEM nominale du moteur**

$E_{mot} = U_n - I_n R_i - \boldsymbol{\Delta}U_{balais}$ (II.28)

$\boldsymbol{\Delta}U_{balais} = 2V$

$E_{mot} = (220 – 285*0.036 – 2)$ V,

$E_{mot} = 204,1$ V

- **Coefficient de construction du moteur**

$K_e = 2p.\ N_{sp}/\ \boldsymbol{\pi}.2a$ (II.29)

$K_e = 4*135/\ (3.14*2)$

$K_e = 85.\ 9$

- **Coefficient f.e.m. et couple moteur**

$$K = E_{mot} / \omega_n \quad \text{(II.30)}$$

$$K = 204.1 / 31.4$$

$$K = 6.498 \text{ N.m/A}$$

- **Calcul du flux magnétique**

$$\phi_n = K / K_e \quad \text{(II.31)}$$

$$\phi_n = 6.498/85.9$$

$$\phi_n = 0.076 \text{ Wb}$$

- **Calcul de la résistance de l'enroulement d'excitation à 80°**

$$R_e = \beta_T . R_{pprin} \quad \text{(II.32)}$$

$$R_e = 1.24*12$$

$$R_e = 14.88\Omega$$

- **Calcul du courant d'excitation nominal**

$$I_{en} = U_n / R_e \quad \text{(II.33)}$$

$$I_{en} = 220/14.88$$

$$I_{en} = 14.78A$$

- **Le couple électromagnétique**

$$C_{em} = P_{em} / w_n \quad \text{(II.34)}$$

$$C_{em} = E_{mot} * I_n / w_n$$

$$C_{em} = 2503 \text{ N.m}$$

- **Calcul du couple nominal**

$$P_n = C_u * w_n \quad \text{(II.35)}$$

$$C_u = Pn / w_n$$

$$C_u = 75000/31.4$$

$$C_u = 2387 \text{ N.m}$$

Et si on néglige le couple de pertes, on aura :

$$C_m = C_u = 2387 \text{ N.m}$$

Et le couple résistant sera égal au couple moteur en régime permanent ;

$$C_r = C_m$$

- **Calcul de l'inertie du moteur**

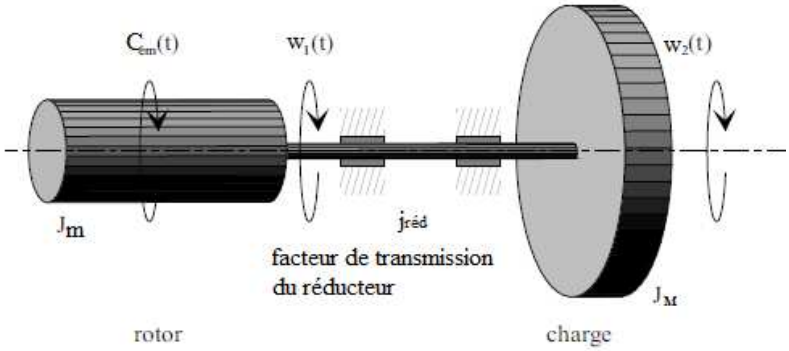
Parfois dans les catalogues du moteur est indiqué le moment de giration GD^2, dans ce cas le moment d'inertie du rotor du moteur est calculé comme suit :

$$J_m = \frac{GD^2}{4} \qquad \text{(II.36)}$$

A.N : $J_m = \frac{73}{4} = 18.25 Kg.m^2$

$$J_m = 18.25 Kg.m^2$$

- **Calcul de l'inertie réduit du système (ramené à l'arbre du moteur)**



$$J_t = J_m + J_M \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 \qquad \text{(II.37)}$$

On a $j_{réd} = \frac{\omega_{ent}}{\omega_{sort}} = \text{constante}$

$\omega_{ent} = \omega_1 = \omega_m$: vitesse du rotor,

$\omega_{sort} = \omega_2 = \omega_{ch}$: vitesse de la charge entrainée.

Alors $J_t = J_m + \frac{J_M}{(j_{réd})^2}$

A.N : $J_t = 18.25 + \frac{100}{(5)^2} = 22.25 \ Kg.m^2$

$$J_t = 22.25 \ Kg.m^2$$

- **Calcul de l'accélération maximale du moteur au démarrage en considérant $C_{dyn} = C_n$**

Au démarrage la vitesse angulaire est nulle ;

$C_{em} - C_r = C_{dyn} = C_n$;

$C_{em} - C_r = J_t \, dw/dt + f \, w$;

$$\varepsilon = Cn/J_t \qquad \text{(II.38)}$$

ε = 2388,53/22,25 = 107.29 rad/s^2

- **Calcul des constantes de temps**
  - ✓ **Calcul de la constante de temps du circuit inducteur (électromagnétique)**

$$T_e = \frac{L_e}{R_e} = \frac{9.284}{14.88} = 0.624\,s \qquad \text{(II.39)}$$

  - ✓ **Calcul de la constante de temps du circuit induit**

$$T_i = \frac{L_i}{R_i} = \frac{4.547\times10^{-4}}{0.036} = 0.013\,s \qquad \text{(II.40)}$$

  - ✓ **Calcul de constante de temps de la boucle de courant de Foucault**

$$\tau_{ef} = 0.1\cdot T_e = 0.1\cdot 0.624 = 0.062\,s \qquad \text{(II.41)}$$

II.6.3 Choix et détermination du circuit de puissance

On choisit un transformateur de type TCZP-2000/0,7, dont les paramètres suivants :

U_1= 0,38 kV ; U_{2phase} = 117 V ; tension du court circuit ΔU_{cc} = 5,2 % ; pertes en tension du court circuit ΔP_{cc} = 2960 W ; courant redressé nominal I_{dn} = 500 A ;

La résistance shunt du circuit d'induit est choisie de tel sort, à avoir un courant nominal qui la traverse, qui ne sera pas inférieur au courant nominal de l'induit du moteur.

I_n = 385A, pour avoir $I_{shn} = I_n$, on choisit une résistance shunt dont la tension à ses bornes est de U_{shn} = 75mV.

Comme potentiomètre de référence de vitesse, on choisit un potentiomètre de type PPB - 15 -1000 Ω, $U_s = \pm 15$ V et $V_{c(max)}$ = 10 V série qui nécessite une résistance auxiliaire R_{aux} = 500 Ω.

- **Calcul de la résistance du transformateur, ramenée au courant redressé**

$$R_T = \frac{\Delta P_{cc}}{I_{dn}^2} = \frac{2960}{500^2} = 0.012\,\Omega \qquad \text{(II.42)}$$

$$R_T = 5.92\,m\Omega\,.$$

- **Calcul de la fem maximale redressée**

La tension redressée est donnée par :

$$E_d = K_{cx1} U_{2eff} \cos\alpha \qquad \text{(II.43)}$$

Et E_d est maximal pour cos α = 1.

$$E_{d\max} = K_{cx1}\cdot U_{2phase} = 2.34\cdot 117 = 273.1V$$

Où K_{cx1} = 2,34 - coefficient de circuit redresseur en pont triphasé.

- **Calcul de la réactance inductive ramenée au secondaire :**

$$X_T = \frac{\Delta U_{cc} \cdot U_{2phase}}{100 \cdot K_{cx2} \cdot I_{dn}} = \frac{5.2 \cdot 117}{100 \cdot 0.815 \cdot 500} = 0.015\,\Omega \quad \text{(II.44)}$$

Avec : K_{cx2} = 0815 - pour le circuit redresseur en pont triphasé.

- **Résistance équivalente du transformateur en tenant compte de commutation des thyristors**

$$R_{cc} = \frac{3 \cdot X_m}{\pi} = \frac{3 \cdot 0.015}{3.14} = 0.014\,\Omega \quad \text{(II.45)}$$

$$R_{cc} = 0.014\,\Omega$$

- **Résistance du filtre de lissage**

On a un filtre de type : FROS-125/0.5

L_{f1} = 0.75 mH, pertes dans le cuivre à I_{dn} : ΔP_{f1} = 960W.

$$R_{f1} = \frac{\Delta P_{f1}}{I_{dn}^2} = \frac{960}{500^2} = 3.84 \cdot 10^{-3}\,\Omega \quad \text{(II.46)}$$

- **Calcul de la résistance shunt**

$$R_h = 0.1 \cdot R_i = 0.1 \cdot 0.036 = 0.0036\Omega$$

- **Résistance équivalente du circuit convertisseur-moteur**

$$R_{ieq} = R_i + R_T + R_{f1} + R_h + R_{cc} \quad \text{(II.47)}$$

$$R_{ieq} = 0.036 + 0.012 + 3.84 \cdot 10^{-3} + 0.0036 + 0.014 = 0.069\,\Omega$$

$$R_{ieq} = 0.069\,\Omega$$

- **Calcul de l'inductance de dispersion**

$$L_T = \frac{X_T}{2\pi \cdot f} = \frac{0.015}{2 \cdot 3.14 \cdot 50} = 4.752 \cdot 10^{-5}\,H \quad \text{(II.48)}$$

- **Calcul de l'inductance du circuit convertisseur – moteur**

$$L_{ieq} = L_i + 2L_T + L_{f1} \quad \text{(II.49)}$$

$$L_{ieq} = 4.547 \cdot 10^{-4} + 2 \cdot 4.752 \cdot 10^{-5} + 0.75 \cdot 10^{-3} = 1.298 \cdot 10^{-3}\,H$$

- **Calcul de la constante de temps électromagnétique du circuit convertisseur-moteur**

$$T_{ieq} = \frac{L_{ieq}}{R_{ieq}} = \frac{1.298 \cdot 10^{-3}}{0.069} = 0.019\ s$$

- **Calcul de la constante de temps électromécanique**

$$T_M = \frac{J_t \cdot R_{ieq}}{K^2} = \frac{22.25 \cdot 0.069}{6.498^2} = 0.036\ \Omega \quad \text{(II.50)}$$

- **Calcul du gain du convertisseur**

$$K_{CT} = \frac{\pi \cdot E_{d\max}}{U_{ref}} = \frac{3.14 \cdot 273.1}{10} = 86.01 \quad \text{(II.51)}$$

Avec U_{ref} est la tension de référence qui est de 10 V.

- **Calcul du coefficient de transfert du shunt dans le circuit d'induit**

$$K_{shi} = \frac{U_{shn}}{I_{shn}} = \frac{0.075}{500} = 1.5 \cdot 10^{-4}\ \Omega \quad \text{(II.52)}$$

- **Calcul du coefficient d'amplification du capteur du courant d'induit**

$$K_{cc} = \frac{V_{c(max)}}{2.5 \cdot I_n} = \frac{10}{2.5 \cdot 385} = 0.01 \quad \text{(II.53)}$$

- **Calcul du coefficient de transfert du capteur du courant d'induit**

$$K_{ci} = \frac{V_{c(max)}}{K_{conv} \cdot K_{shi} \cdot 2.5 \cdot I_n} = \frac{10}{1 \cdot 1.5 \cdot 10^{-4} \cdot 2.5 \cdot 385} = 66.6 \quad \text{(II.54)}$$

La résistance shunt du circuit d'excitation est choisie de tel sort à avoir un courant d'excitation nominal. On choisit un courant de shunt I_{shen} = 15A.

- **Calcul du coefficient de transfert du shunt dans le circuit d'excitation**

$$K_{she} = \frac{U_{shne}}{I_{shne}} = \frac{0.075}{15} = 5 \cdot 10^{-3} \quad \text{(II.55)}$$

- **Calcul du coefficient d'amplification du capteur du courant d'excitation**

La tension aux bornes du capteur sera de 4.5 V.

$$K_{CEE} = \frac{U_{CE}}{I_{shne}} = \frac{4.5}{15} = 0.3 \quad \text{(II.56)}$$

- **Calcul du coefficient de transfert du capteur du courant d'excitation**

$$K_{ce} = \frac{U_{CE}}{K_{conv} \cdot K_{she} \cdot I_{shne}} = \frac{4.5}{1.0 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 15} = 60 \quad \text{(II.57)}$$

Les constantes de temps des boucles des courants d'induit et d'excitation non compensées, sont respectivement : $T_\mu = 0.005$ s et $T_{\mu e} = 0.04$ s.

II.6.4 Calcul de la marge de tension

- On détermine la réserve en tension nécessaire comme suit:

$$U_m = \frac{Ed_m}{U_n} \quad \text{(II.58)}$$

$$Ed_m = E_{mot} + \Delta E_{an} \quad \text{(II.59)}$$

E_{mot} : fem nominale du moteur = 204 V.

$$\Delta E_{an} = \max \{\Delta E_{dstat}; \Delta E_{ddyn}\} \quad \text{(II.60)}$$

$$\Delta E_{dstat} = I_{max} \cdot R_{ieq} = 2.5 \cdot 385 \cdot 0.069 = 66.6 \text{ V.} \quad \text{(II.61)}$$

$$\Delta E_{ddyn} = \frac{T_{ieq}}{2T\mu} I_{мах} R_{ieq} = \frac{0.019}{2 \cdot 0.005} \cdot 2.5 \cdot 385 \cdot 0.069 = 124.9V \text{ .} \quad \text{(II.62)}$$

$$U_m = \frac{E_{mot} + \Delta E_{an}}{U_n} = \frac{204 + 124.9}{220} = 1.49 \text{ .}$$

- Détermination du facteur de sécurité réel :

$$U_\phi = \frac{Ed_{\max}}{U_n} = \frac{273.1}{220} = 1.22 \quad \text{(II.63)}$$

- Valeur limite de la fem :

$$E_{dlim} = Ed_{max} - \Delta E_{an} = 273.1 - 124.9 = 144.1 \text{ V.} \quad \text{(II.64)}$$

- Limitation de la fem du moteur tout en réduisant la tension de ligne de 10%

$$Ed_{rés} = \frac{E_{d\lim}}{Ed_{\max}} = \frac{144.1}{273.1} = 0.706 \quad \text{(II.65)}$$

$$E_{dlimr} = 0.9E_{dmax} - \Delta E_{an} = 0.9 \cdot 273.1 - 124.9 = 117.2 \text{ V.}$$

À première vue, il s'ensuit que le réglage par le module optimal sera réalisé dans une suffisante large gamme de vitesses.

II.7 Conclusion

Ce chapitre est dédié à la modélisation de l'ensemble convertisseur-moteur utilisé dans ce projet.

En premier, nous avons présenté les différents montages réversibles possibles d'un convertisseur alternatif-continu, pour l'alimentation de notre moteur.

Ensuite nous avons présenté, le schéma fonctionnel de l'entraînement électrique étudié.

Enfin, nous avons calculé les différents paramètres du circuit de puissance, comprenant, le transformateur, les redresseurs, le filtre de lissage et le moteur.

Dans le prochain chapitre nous étalerons les modes de la régulation du moteur à courant continu, en calculant les paramètres du différents régulateurs, à rappeler, régulateur du courant d’induit, régulateur de la fem et aussi le régulateur du courant d’excitation.

Chapitre III

Elaboration du système de commande

III.1. Introduction :

Dans un entraînement employant une machine électrique, une variable principale et souvent des variables secondaires sont réglées. La variable principale est fréquemment la vitesse de la machine. La régulation de vitesse d'un moteur peut être réalisée par le réglage du courant de l'induit, le flux étant maintenu constant. Cette méthode est utilisée dans la majorité des cas.

La commande se fait en boucle fermée ou rétroaction, la grandeur désirée est constamment comparée à la valeur réelle, et l'erreur, après manipulation dans un régulateur commande le convertisseur. La régulation en boucle fermée permet en effet de :

- réaliser les relations désirées entre une tension de référence et la grandeur de sortie (vitesse, couple...),
- compenser les variations, les imprécisions et les dérives des caractéristiques des éléments du système (moteur, convertisseur...),
- réduire l'effet des perturbations externes (variation de la charge du moteur...) sur la grandeur de sortie.

Si la variable principale à réguler est la vitesse, il est nécessaire, dans les machines à courant continu, de limiter le courant à des valeurs acceptables, car la résistance interne du moteur est faible. Il en découle plusieurs configurations possibles pour le réglage de la vitesse.

La régulation requiert aussi des organes de mesure et un régulateur qui doit être ajusté de façon à réaliser les caractéristiques statiques (précision) et dynamiques (temps de réponse, stabilité) exigées. Le calcul des paramètres du régulateur est basé sur les fonctions de transfert obtenues dans les chapitres précédents.

Dans ce chapitre nous allons réaliser une commande de la vitesse du moteur à courant continu, avec la régulation du courant d’induit et de la force électromotrice f.e.m. et aussi une régulation du courant d’excitation sera traitée.

III.2. Principe de régulation

III.2.1 Généralités

Les principes de régulation peuvent être illustrés à l'aide de la régulation de vitesse d'un moteur contrôlé par l'induit, celle-ci étant le type de régulation le plus couramment rencontré dans les entraînements. Si la vitesse est la variable primaire, la quantité directement réglée, d'autres variables doivent souvent être surveillées et limitées. Il en est ainsi du courant

dans l'induit, l'impédance du circuit étant faible et toute variation brutale de la tension d'alimentation de l'induit pouvant provoquer des courants très élevés. Le courant devient alors une variable secondaire à régler.

Il y a quatre façons de réaliser un asservissement de vitesse, variable primaire, tout en limitant le courant, variable secondaire :

- la régulation élémentaire,
- la régulation à boucles convergentes,
- la régulation à boucles multiples en cascade,
- la régulation à boucles en parallèle.

Bien que la régulation de vitesse, avec limitation de courant soit prise comme exemple, les principes qui sont présentés s'appliquent à tout autre type de régulation (position...) **[4]**.

Nous allons utiliser une régulation à boucle multiples en cascade.

III.2.2 Régulation à boucles multiples en cascade

Ce système comporte un régulateur par variable contrôlée (figure III.1). La variable principale ou vitesse est réglée par la boucle extérieure: la sortie du régulateur de vitesse sert de signal de référence à la boucle intérieure, fixant la référence de la variable secondaire ou courant. La limitation de courant, fonction uniquement du seuil de saturation du régulateur de vitesse, est indépendante de la référence de vitesse ou de toute autre grandeur. Cependant, ce seuil peut, si nécessaire, être ajusté en fonction des exigences. De plus, ce principe de régulation permet d'ajouter des boucles supplémentaires à l'extérieur des premières (position...) **[20]**.

Les avantages de ce système proviennent principalement de la présence d'un régulateur par boucle de commande :

- Chaque boucle peut être calculée et ajustée de façon optimale, en partant de la boucle la plus intérieure et en réduisant la rapidité de la boucle extérieure par un facteur de 2 ou plus, généralement 4 à 10, par rapport à la boucle qui lui est intérieure.
- Le transfert de la régulation de la variable principale à la variable secondaire se fait avec souplesse.
- La mise en service est simple, la boucle intérieure étant stabilisée la première.
- La boucle intérieure réduit certaines constantes de temps du système et linéarise ses caractéristiques, ce qui simplifie l'ajustement de la boucle extérieure. Le nombre de constantes de temps de chaque boucle est réduit, ce qui permet l'utilisation d'un régulateur de type proportionnel-intégrateur au lieu de proportionnel-intégrateur-

dérivateur, ce dernier pouvant être difficile à régler et cause d'instabilité, en plus, d'être très sensible au bruit.

Ces avantages en font la régulation la plus couramment employée pour les entraînements à courant continu: elle est la mieux adaptée à la régulation de vitesse avec contrôle et limitation de courant. On peut, en particulier, limiter les variations brutales de courant (di/dt) pouvant affecter la commutation.

L'inconvénient majeur de cette solution est la possibilité d'une réponse assez lente de la boucle la plus externe ; en effet, même dans le cas d'une régulation de vitesse, la rapidité du système peut être moins grande que dans le cas d'une régulation directe, à boucles convergentes par exemple. La régulation à boucles en parallèle contourne ce problème.

Dans certains entraînements employant des convertisseurs de type alternatif-continu triphasés, une première boucle interne de tension est employée qui permet de linéariser la caractéristique entrée-sortie du convertisseur et d'améliorer les performances de l'ensemble. La seconde boucle règle le courant et la troisième la vitesse **[21]**.

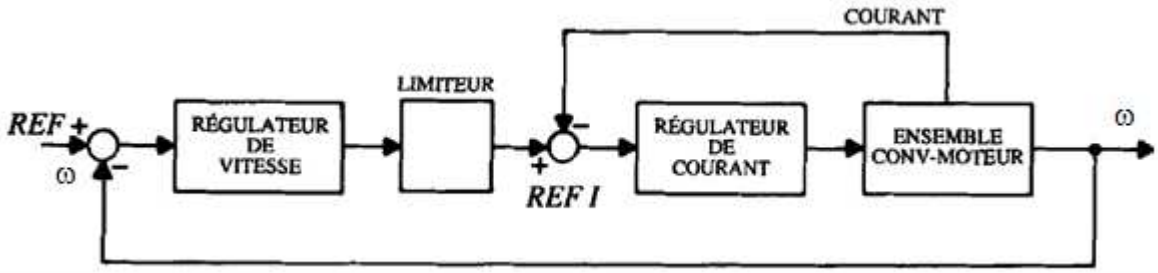


Figure III.1 : Régulation à boucles multiples en cascade.

III.3. Régulateurs

III.3.1 Fonctions d'un régulateur

Les fonctions d'un régulateur, tel que le régulateur de vitesse ou de courant, découlent de l'étude précédente sur les principes de régulation. Elles sont principalement:

- la compensation et l'optimisation d'une boucle de régulation, indépendamment des autres boucles, dans la mesure du possible;
- le contrôle de la rapidité d'évolution des variables asservies (gradient de courant d'induit...);
- la limitation précise de la grandeur d'entrée ou de sortie, permettant la limitation des variables asservies (sortie d'un régulateur de vitesse fournissant la référence de courant dans une régulation en cascade...) ; **[32]**

- le transfert souple du contrôle d'un mode à un autre, ou d'une variable à une autre (commutation du régulateur de vitesse au régulateur de courant dans une régulation parallèle...).

III.3.2 Régulateur PID

La fonction première d'un régulateur en régime dynamique, la compensation et l'optimisation des performances d'une boucle de régulation, est en général réalisée à l'aide d'un régulateur du type proportionnel-intégrateur-dérivateur ou PID. Ce régulateur peut être considéré comme universel, permettant de compenser la plupart des asservissements, en particulier ceux des machines électriques.

La tension de sortie du régulateur PID (figure III.2), est formée de la somme de trois termes :

- un terme proportionnel, de gain K_p, qui dicte la rapidité de réaction de la boucle,
- un terme intégrateur, de gain K_i, qui élimine l'erreur entre la référence et la sortie,
- un terme de dérivée, de gain K_d, qui compense les retards et réduit le temps de réponse **[22]**.

L'équation caractéristique du régulateur est donc :

$$V_0 = K_p V_i + K_i \int V_i dt + K_d \frac{dV_i}{dt} \qquad \text{(III.1)}$$

Où Vi et Vo sont respectivement les variables d'entrée et de sortie. Dans le domaine des transformées de Laplace, on obtient :

$$\frac{V_0(P)}{V_i(P)} = K_p + \frac{K_i}{P} + K_d P \qquad \text{(III.2)}$$

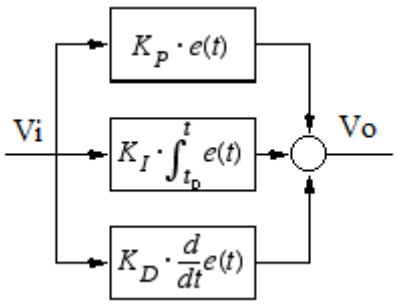


Figure III.2 : représentation d'un régulateur PID.

Le terme intégrateur agit aux basses fréquences et le terme dérivateur aux hautes fréquences :

$K_i >> K_d$

Dans ce cas, la fonction de transfert peut être réduite à :

$$R = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(1+\tau_1 p)(1+\tau_2 p)}{(1+\tau_3 p)} \quad \text{(III.3)}$$

Où

$$\begin{aligned} \tau_1 &= K_p / K_i = \tau_i \\ \tau_2 &= K_d / K_p = \tau_d \\ \tau_3 &= 1/K_i \end{aligned} \quad \text{(III.4)}$$

Les régulateurs élémentaires sont un cas particulier du régulateur PID et sont caractérisés par les fonctions de transfert suivantes :

- régulateur P, gain K_p :

$$\begin{aligned} K_i &= K_d = 0 \\ R &= K_p \end{aligned} \quad \text{(III.5)}$$

- régulateur PI, gain K_p, K_i :

$$\begin{aligned} K_d &= 0 \\ R &= \frac{1+\tau_1 p}{\tau_3 p} \end{aligned} \quad \text{(III.6)}$$

- régulateur PD, gains K_p, K_d :

$$\begin{aligned} K_i &= 0 \\ R &= K_p(1+\tau_2 p) \end{aligned} \quad \text{(III.7)}$$

- régulateur I, gain K_i :

$$\begin{aligned} K_p &= K_d = 0 \\ R &= \frac{1}{\tau_3 p} \end{aligned} \quad \text{(III.8)}$$

III.3.3: Ajustement des régulateurs : cas des boucles en cascades

La boucle intérieure est ajustée en premier lieu, le régulateur ne dépendant que des performances de cette boucle. La boucle externe est compensée ensuite, le régulateur étant choisi de façon que celle-ci soit au moins deux fois plus lente que la boucle interne : ce régulateur ne dépend qu'indirectement des caractéristiques en boucle ouverte de la première boucle.

III.3.4 Amplificateur opérationnel

Les régulateurs PID du type analogique sont pour la plupart réalisés aujourd'hui à l'aide d'amplificateurs opérationnels.

L'amplificateur opérationnel (figure III.3) est un élément actif, qui amplifie la différence entre deux tensions V_1 et V_2, d'où :

$$V_O = A(V_1 - V_2)$$

L'amplificateur idéal a les caractéristiques suivantes:

- Gain en tension, $A \to \infty$,
- Impédance d'entrée, $Z_i \to 0$,
- Impédance de sortie, $Z_O \to 0$
- Bande passante, $f(0db) \to \infty$
- Taux de réjection de mode commun, $CMRR \to \infty$,
- Tension et courant résiduels nuls.

Dans la plupart des applications, un amplificateur opérationnel intégré, tel que le 741, peut être considéré comme idéal, compte tenu des courants, tensions et fréquences usuelles, les erreurs introduites par cette approximation étant compensées par le fonctionnement en boucle fermée du système **[23]**.

Pour un amplificateur idéal, les équations suivantes s'appliquent donc :

$V_1 = V_2$, puisque A $\to \infty$
$I_1 = I_2 = 0$, puisque $Z_i \to \infty$

Et la charge n'affecte pas les caractéristiques du circuit, si la limite de courant n'est pas dépassée, puisque $Z_O \to 0$.

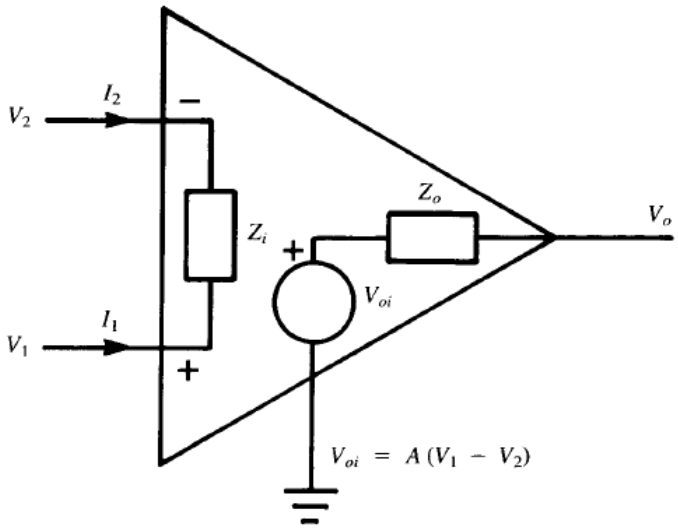


Figure III.3 : l'amplificateur opérationnel **[23].**

Pour des applications analogiques, l'amplificateur opérationnel est employé avec des éléments passifs dans les circuits d'entrée et de rétroaction, le montage le plus souvent employé étant le montage inverseur (figure III.4). Les équations suivantes, valables pour l'amplificateur idéal, permettent de calculer la fonction de transfert du montage. En effet,

$$V_1 = V_2 = 0$$
$$I_1 = I_2 = 0$$

D'où $I_i = -I_O$

Donc $\frac{V_O}{V_i} = \frac{Z_2}{Z_1}$

Où Z_1 et Z_2 sont des impédances quelconques.

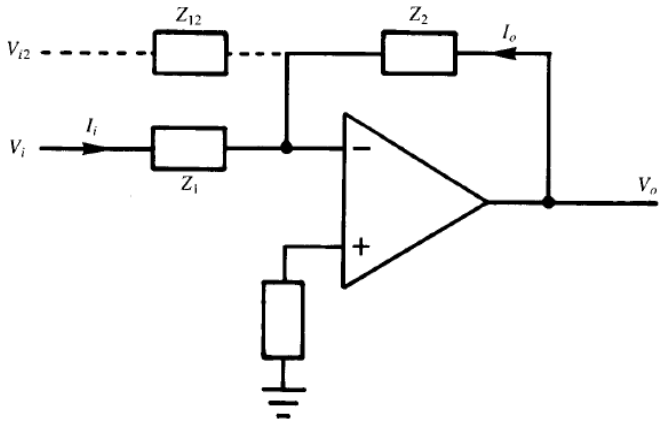


Figure III.4 : l'amplificateur opérationnel-montage inverseur.

Il faut noter que l'entrée (-) de l'amplificateur est une masse virtuelle, d'où la simplicité de la fonction de transfert et le découplage entre Z_1 et Z_2.

Si un signal additionnel V_{i2} est branché au montage inverseur par l'intermédiaire d'une impédance Z_{12}, on obtient un circuit additionneur :

$$V_O = -\left(\frac{Z_2}{Z_1}V_i + \frac{Z_2}{Z_{12}}V_{i2}\right) \qquad \text{(III.9)}$$

L'impédance additionnelle Z12 n'affecte pas la fonction de transfert Vo / Vi initiale, l'entrée (-) de l'amplificateur étant une masse virtuelle. Une variante du montage inverseur est le montage potentiométrique (figure III.5) dont la fonction de transfert est donnée par :

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{V_{OP}}{V_i}$$

$$\frac{V_O}{V_{OP}} = -\frac{Z_2}{Z_1}\left(1 + \frac{Z_3}{Z_4}\right) \qquad \text{(III.10)}$$

Si $Z_3 // Z_4 << Z_2$

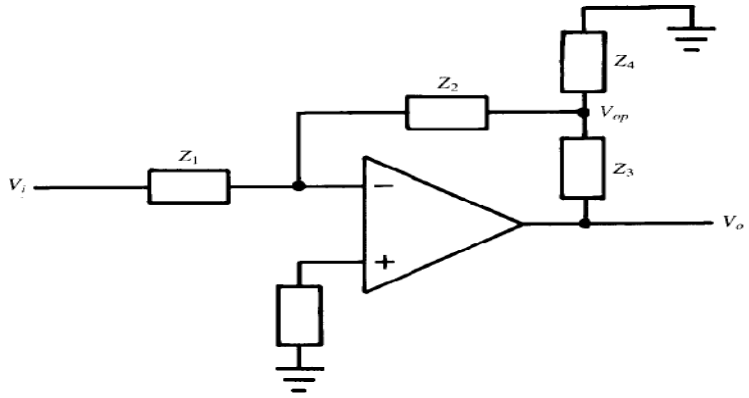


Figure III.5 : l'amplificateur opérationnel-montage potentiométrique.

III.3.5 Réalisation d'un régulateur PID

Le montage inverseur et sa variante, le montage potentiométrique permettent donc de réaliser facilement une fonction de transfert quelconque, par le choix des impédances Z_1, Z_2, Z_3, Z_4. Une réalisation possible d'un régulateur PID, basée sur ce montage inverseur, est donnée dans la figure suivante. La fonction de transfert du régulateur s'obtient par le calcul des impédances :

$$R = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_4}{2R_2} \frac{1}{R_2C_1p/+1} \frac{R_5C_2p+1}{(R_4+R_5)C_2p+1} \frac{(R_6+R_7)C_3p+1}{R_7C_3p+1} \qquad \text{(III.11)}$$

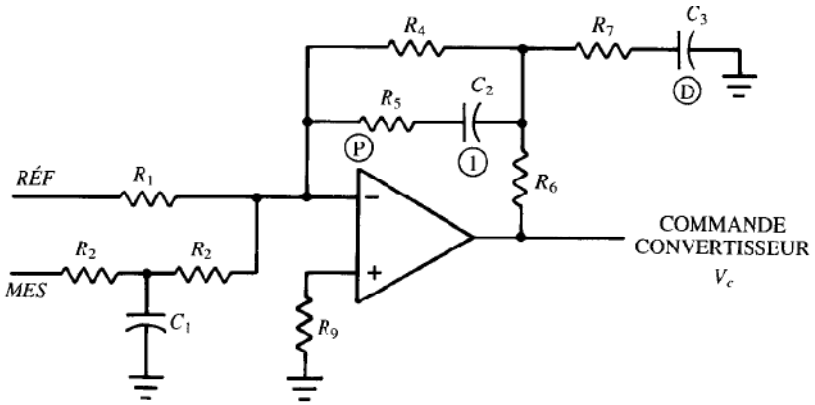


Figure III.6 : réalisation d'un régulateur PID.

.

Il faut noter que les termes suivants ont été ajoutés aux termes P, I, D du régulateur universel de base, à cause de considérations pratiques :

- Une limitation du gain aux fréquences basses associée au terme intégrateur, ce qui introduit un terme $(1 + t_3p)$ à la place du terme t_3p. Un gain infini aux fréquences basses peut en effet introduire une instabilité dans le système en boucle fermée, le point d'opération pouvant dériver autour du point choisi à cause de l'action de l'intégrateur **[24]**.

- Une limitation du gain aux fréquences élevées, due au terme dérivateur, ce qui introduit un pôle additionnel, terme ($1 + t_4p$). Un gain trop élevé à ces fréquences ne fait qu'amplifier le bruit présent dans le système et crée ainsi des perturbations à la sortie.
- Un terme de filtration du signal de retour, ce qui introduit un autre pôle, terme ($1 + t_5p$) ; l'ondulation et les parasites sur le signal de retour créent des perturbations dans le système qui réagit ainsi à une mesure fausse du signal à régler.

Dans la plupart des applications du domaine des entraînements, un régulateur du type PI est adéquat. Dans ce cas, la branche composée de R_6, R_7 et C_3 devient inutile. Cependant, R_6 et R_7 sont souvent utilisés comme montage permettant de faire varier le gain du régulateur à toutes les fréquences, donc sans affecter les constantes de temps. Le condensateur C_3 est remplacé par un court-circuit et R_6 et R_7 par un potentiomètre **[24]**.

III.4. Compensation d'une boucle de rétroaction

Pour satisfaire aux exigences de stabilité et de performance dans le cas général, un régulateur du type proportionnel, P, proportionnel-intégrateur PI, ou proportionnel-intégrateur -dérivateur PID est introduit dans la boucle.

L'effet de chaque terme du compensateur est le suivant:

- terme I: gain élevé aux basses fréquences, donc augmentation de la précision statique,
- terme P: gain aux fréquences moyennes, donc augmentation de la bande passante du système bouclé,
- terme D: gain élevé aux hautes fréquences, donc annulation d'un pôle, soit d'un second pôle dominant, soit d'un pôle dominant à une fréquence basse, ce qui résulte en une augmentation de la bande passante du système bouclé.

En règle générale, le choix du type de compensation, en fonction des caractéristiques en boucle ouverte, peut se résumer ainsi :

- caractéristique intégrateur en boucle ouverte (gain élevé aux basses fréquences) : terme P seulement,
- caractéristique du premier ordre avec un pôle dominant à une fréquence moyenne : termes P et I,
- caractéristique du deuxième ordre avec deux pôles réels dominants rapprochés : termes P, I, D,
- caractéristique du premier ordre avec un pôle dominant à une fréquence basse: termes P, I, D.

III.5 Compensation de la boucle de régulation [4, 25, 26]

En se basant sur l'étude des fonctions de transfert des machines à courant continu et sur la méthode simplifiée de stabilisation et de compensation, le régulateur peut être choisi et calculé pour les boucles de régulation les plus couramment utilisées dans l'industrie, soit la régulation de tension, en freinage par exemple, et la régulation de vitesse et de couple en traction.

III.5.1 Régulation du courant d'induit

Système d'optimisation basée sur le principe de la régulation analogique, en commençant par le contour intérieur du courant d'induit.

III.5.1.1 Optimisation du contour de la boucle du courant d'induit

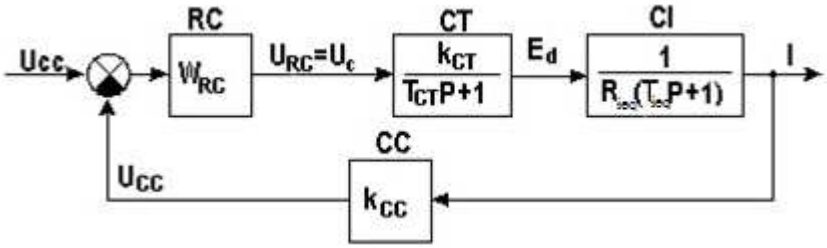


Figure III.7: Régulation de courant d'une machine à excitation séparée fixe

RC : Régulateur de courant ;

Uc : Signal de commande ;

CT : Convertisseur à thyristors ;

CI : Circuit d'induit ;

CC : Capteur de courant.

L'optimisation est réalisée dans les hypothèses :

1) Le capteur du courant d'induit crois sans inertie ;

$$W_{cc}(p) = K_{cc} \tag{III.12}$$

2) Toute inertie, qui a un contour relié à l'entrée du convertisseur ;

$$T_{\mu} = T_{CT} + T_{\mu(RC)} + T_{\mu(cc)} \tag{III.13}$$

3) La perturbation en fem est nulle.

- **Fonction de transfert en boucle ouverte :**

$$FTBO_I(p) = \frac{K_{RC}(1+T_{RC}P)}{T_{RC}P} \cdot \frac{K_{CT}}{1+T_{\mu}P} \cdot \frac{1}{R_{ieq}(1+T_{ieq}P)} \cdot K_{CC} = \frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)} \tag{III.14}$$

$$W_{RC}(p) = \frac{R_{ieq}(T_{ieq}p+1)}{2T_{\mu}p \cdot K_{CT}K_{cc}} = \frac{R_{ieq}T_{ieq}}{2T_{\mu}K_{CT}K_{cc}} \frac{T_{ieq}p+1}{T_{ieq}p} = K_{RC}\frac{T_{ieq}p+1}{T_{ieq}p} \tag{III.15}$$

Avec $K_{RC} = \dfrac{R_{ieq} T_{ieq}}{2T_{\mu} K_{CT} K_{cc}}$ (III.16)

Ce qui donne un régulateur proportionnel-intégral (PI).

- **Fonction de transfert en boucle fermée :**

La fonction de transfert du courant en boucle fermée a la forme suivante :

$$G_I(p) = \frac{1}{K_{cc}} \frac{FTBO_I(P)}{1 + FTBO_I(P)} = \frac{1}{K_{cc}} \frac{\dfrac{1}{2T_{\mu} p(T_{\mu} p + 1)}}{1 + \dfrac{1}{2T_{\mu} p(T_{\mu} p + 1)}} = \frac{1/K_{cc}}{1 + 2T_{\mu} p + 2T_{\mu}^{\,2} p^2}$$

Le terme $T_{\mu}^{\,2}$ est négligeable devant T_{μ}, alors on peut écrire :

$$G_I(p) \cong \frac{1/K_{cc}}{1 + 2T_{\mu} p} = \frac{1/K_{cc}}{1 + T_C p} \quad \text{(III.17)}$$

Où $T_C = 2T_{\mu}$, constante de temps équivalente du circuit de courant d'induit en boucle ouverte **[27,28]**.

Le schéma fonctionnel équivalent de la boucle fermée du courant d'induit, sera comme suit:

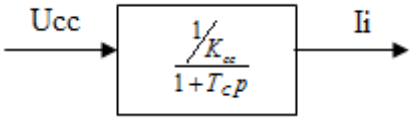


Figure III.8 : Schéma fonctionnel du courant d'induit en boucle fermée.

III.5.1.2 Calcul des paramètres de régulation du courant d'induit

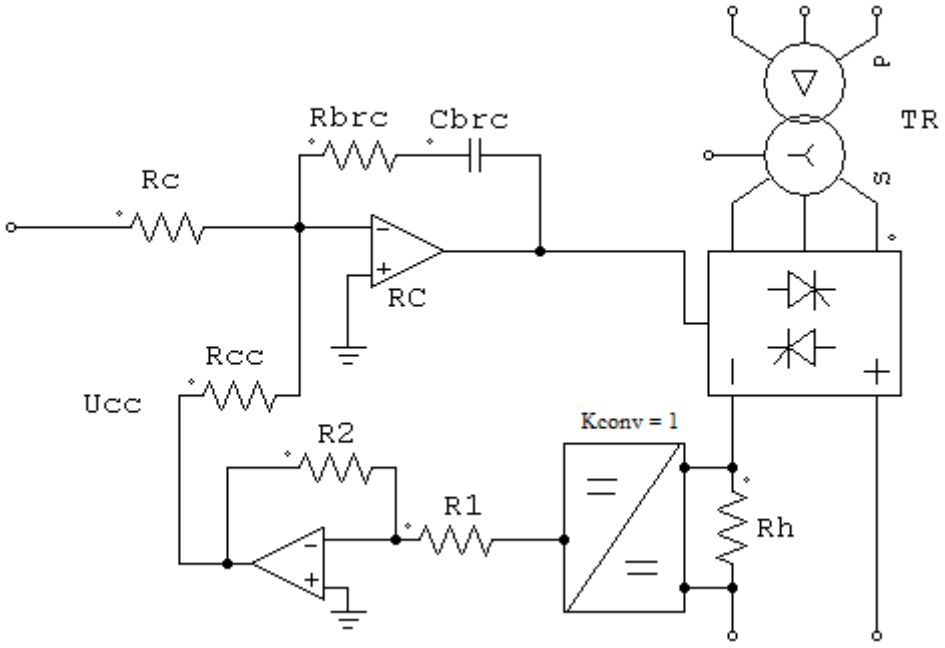


Figure III. 9: Régulateur du courant d'induit

- Le gain du régulateur de courant

$$K_{RC} = \frac{R_{ieq} T_{ieq}}{2T_{\mu} K_{CT} K_{cc}} = \frac{0.052 \cdot 0.069}{2 \cdot 0.005 \cdot 86.1 \cdot 0.01} = 0.151 \qquad \text{(III.18)}$$

On règle la valeur de capacité du condensateur dans la boucle fermée de l'amplificateur opérationnel du régulateur de courant à $C_{brc} = 1 \cdot 10^{-6} F$.

La résistance de la boucle fermée de l'amplificateur opérationnel du régulateur de courant est donnée par :

$$R_{brc} = \frac{T_{ieq}}{C_{brc}} = \frac{0.019}{1 \cdot 10^{-6}} = 1.875 \cdot 10^{4}\,\Omega \qquad \text{(III .19)}$$

- Résistance au capteur de courant :

$$R_{cc} = \frac{R_{brc}}{K_{RC}} = \frac{1.875 \cdot 10^{4}}{0.151} = 1.22 \cdot 10^{5}\,\Omega \qquad \text{(III.20)}$$

$$R_c = R_{cc} = 1.22 \cdot 10^{5}\,\Omega \qquad \text{(III.21)}$$

Le coefficient de transfert du capteur du courant d'induit est défini précédemment dans chapitre II, admettons R_1 = 5 kΩ, on aura :

$R_2 = R_1 \cdot K_{ci} = 5 \cdot 66.6 = 333$ kΩ (III.22)

III.5.2 Optimisation du contour de la f.e.m [29]

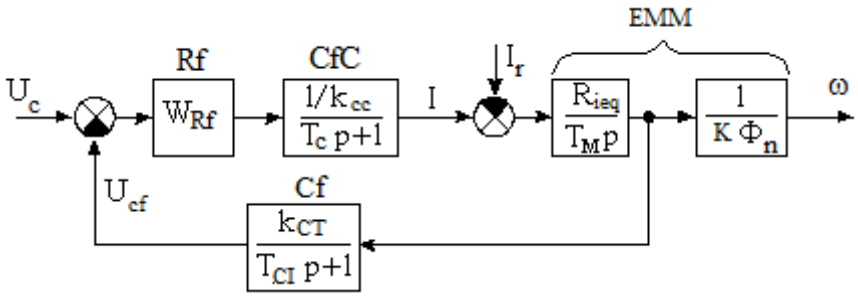


Figure III.10 : Schéma fonctionnel de la régulation de la f.e.m

Rf : régulateur de la fem;

CfC : boucle de courant;

EMM : partie électromécanique du moteur;

Cf : Capteur de la fem.

T_{CI} - constante de temps du circuit d'induit du moteur qui élimine le signal de retour à la fem.

Hypothèse:

$I_r = 0$;

Dans la boucle, il existe deux constantes de temps très faibles qui sont reliés en série et par conséquent, on peut les convertir en une constante de temps égale à leur somme **[30]**.

On peut mettre le schéma précédent comme suit :

$$\frac{1}{T_C p+1}\cdot\frac{1}{T_{CI} p+1}=\frac{1}{T_C T_{CI} p^2+(T_C+T_{CI})p+1}\approx\frac{1}{(T_C+T_{CI})p+1}=\frac{1}{T_A p+1} \quad \text{(III.23)}$$

$T_A = T_C + T_{CI}$

III.5.2.1 Fonctions de transfert du schéma bloc

- **En boucle ouverte**

  La fonction de transfert de la FEM en boucle ouverte est donnée comme suit :

$$G_{FO}(p)=W_{RF}\cdot\frac{\frac{1}{K_{cc}}K_{CT}}{T_A p+1}\cdot\frac{R_{ieq}}{T_M p}=\frac{1}{2T_A p(T_A p+1)} \quad \text{(III.24)}$$

D'où

$$W_{Rf}=\frac{T_M K_{cc}}{2T_A R_{ieq} K_{CT}}=K_{Rf} \quad \text{(III.25)}$$

Nous avons un régulateur proportionnel (régulateur P) pour la fem.

Avec un tel système de régulation, nous aurons un système astatique en l'absence de perturbation et statique avec la perturbation.

- **En boucle fermée**

La fonction de transfert de la boucle fermée de la fem est :

$$G_F(P) = \frac{G_{FO}(P)}{1+G_{FO}(P)} = \frac{\dfrac{T_{CI}p+1}{2T_A p(T_A p+1)K_{CT}}}{1+\dfrac{1}{2T_A p(T_A p+1)}} = \frac{\dfrac{1}{K_{CT}}(T_{CI}p+1)}{2T_A{}^2 p^2 + 2T_A p + 1} \qquad \text{(III.26)}$$

La réponse à cette fonction de transfert, présente un fort dépassement. Pour réduit ce dépassement, on insert un filtre qui a la même constante de temps que le capteur de la fem.

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$W_\phi = \frac{1}{(T_{CI}p+1)} \qquad \text{(III.27)}$$

La fonction de transfert du contour de la fem avec filtre est donnée par :

$$G_{Ff}(P) = \frac{\dfrac{1}{K_{CT}}}{2T_A{}^2 p^2 + 2T_A p + 1} \approx \frac{\dfrac{1}{K_{CT}}}{2T_A p + 1} \qquad \text{(III.28)}$$

Schéma de la boucle fermée en fem est donné par:

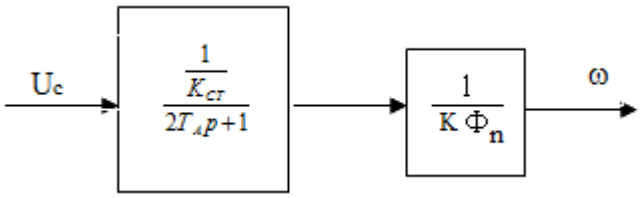


Figure III.11 : Schéma de la boucle fermée de la fem.

III.5.2.2 Calcul des paramètres du régulateur en utilisant un capteur de tension pour la fem :

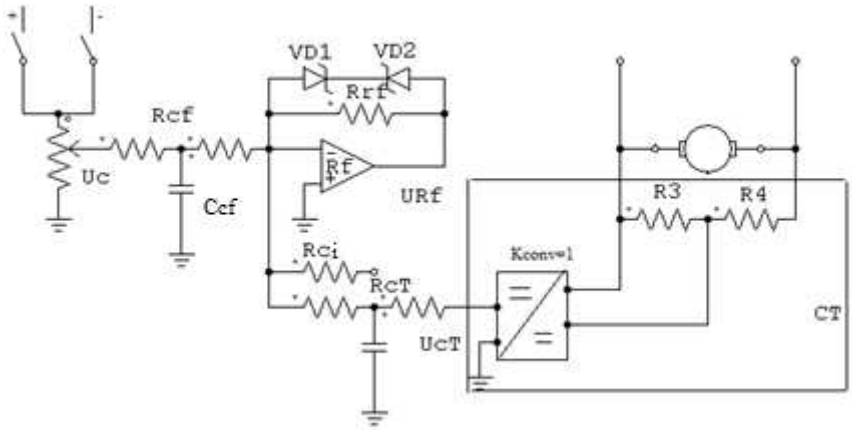


Figure III.12 : Régulateur de la f.e.m

- Le coefficient du capteur de tension :

$$K_{CT} = \frac{U_c(\max)}{U_n(\max)} = \frac{10}{220} = 0.045 \qquad \text{(III.29)}$$

- Le gain du régulateur de la fem

$$K_{Rf} = \frac{T_M \cdot K_{cc}}{2(T_C + T_{CI}) \cdot K_{CT} \cdot R_{ieq}} = \frac{0.036 \cdot 0.01}{2(0.01 + 0.013) \cdot 0.045 \cdot 0.069} = 2.557 \qquad \text{(III.30)}$$

Il n'y a pas de capacité dans le circuit du capteur de la fem, $C_{CT} = 1\ \mu F$.

- Résistance du capteur de la tension

$$T_{CI} = T_{ieq} = C_{CT} \frac{R_{CT1} \cdot R_{CT2}}{R_{CT1} + R_{CT2}} \qquad \text{(III.31)}$$

Si $R_{CT1} = R_{CT2} = 0.5R_{CT}$, on aura : $T_{ieq} = \frac{C_{CT} \cdot R_{CT}}{4}$

$$R_{CT} = \frac{4 \cdot T_{ieq}}{C_{CT}} = \frac{4 \cdot 0.013}{1 \cdot 10^{-6}} = 5.058 \cdot 10^4\ \Omega \qquad \text{(II.32)}$$

$$\frac{U_{Rf}}{R_{Rf}} = \frac{U_{cc}}{R_{cc}} \rightarrow R_{RF} = \frac{U_{Rf}}{U_{cc}} R_{cc} = \frac{U_{Rf\max}}{U_{cc\max}} R_{cc} \qquad \text{(III.33)}$$

- Résistance de la boucle de retour de l'amplificateur opérationnel du régulateur de tension :

$$R_{rf} = K_{RF} \cdot R_{CT} = 2.557 \cdot 5.058 \cdot 10^4 = 129.3\ k\Omega. \qquad \text{(III.34)}$$

- La résistance R_{cf} se calcule au régime stationnaire

$\frac{U_c}{R_{cf}} = \frac{U_{CT}}{R_{CT}}$, $I_c = I_{CT}$, $U_{c\max} = U_{CT\max} = 10V$ donc,

$$R_{cf} = R_{CT} = 5.058 \cdot 10^4\ \Omega \quad \text{(III.35)}$$

- La capacité du circuit de filtrage est déterminée par la condition :

$$T_{cf} = T_{ieq} = C_{cf} \frac{R_{cf1} \cdot R_{cf2}}{R_{cf1} + R_{df2}}. \text{ Si } R_{cf1} = R_{cf2} = 0.5R_{fc}, \text{ alors, } T_{ieq} = \frac{C_{cf} \cdot R_{cf}}{4} \quad \text{(III.36)}$$

Quand $R_{cf} = R_{CT}$, $C_{cf} = C_{CT} = 1\mu F$

- Calcul de la résistance R_{ci} :

$$\frac{U_{CT}}{R_{CT}} = \frac{U_{cc}}{R_{ci}}$$

$$U_{cc} = I_i K_{cc}, U_{CT} = U_n K_{CT} = I_i R_{ieq} K_{CT}$$

$$R_{ci} = \frac{R_{CT} \cdot K_{cc}}{R_i \cdot K_{CT}} = \frac{5.058 \cdot 10^4 \cdot 0.01}{0.036 \cdot 0.045} = 309.1\,\Omega \quad \text{(III.37)}$$

- Calcul de R_3 et R_4 :

On a un diviseur de tension : $K_{conv} = \frac{R_3}{R_3 + R_4} = K_{CT}$; vu que $K_{conv} = 1$,

Et supposant $R_3 = 1K\Omega$, on calcul R_4 comme suit :

$$R_4 = R_3 \frac{1 - K_{CT}}{K_{CT}} = 1000 \frac{1 - 0.045}{0.045} = 21k\Omega \quad \text{(III.38)}$$

La fem de sortie est limitée par les deux diodes Zener connectées en tête bèche. Puisque le la sortie du régulateur de la fem est le signal de référence pour le courant, sa limitation mène à une limitation du courant maximal du moteur.

La chute de tension à travers le Zener $\Delta V_D = 1V$, et sa tension maximale $V_{Dmax} = 10$ V.

Alors, la tension Zener est de : $V_{D1} = V_{D2} = V_{Dmax} - \Delta V_D = 10 - 1 = 9$ V. (III.39)

III.5.3 Optimisation du contour du courant d'excitation [30,31]

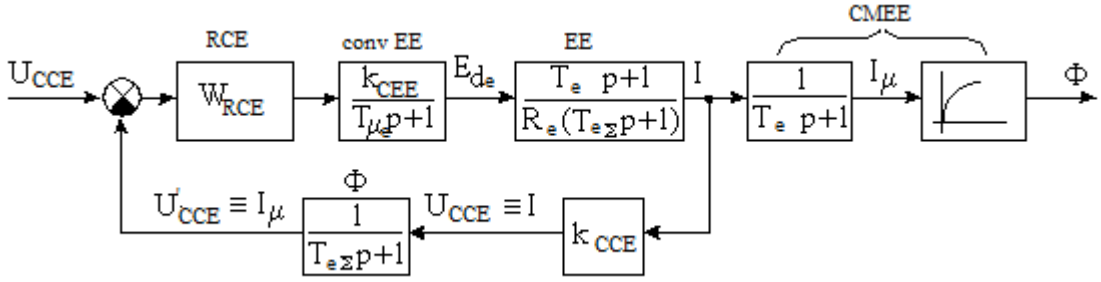


Figure III.13 : Schéma fonctionnel de la régulation du courant d'excitation

RCE : Régulateur du courant d'excitation;

Conv EE : convertisseur de l'enroulement d'excitation;

EE : circuit électrique de l'enroulement d'excitation;

CMEE : circuit magnétique de l'enrouement d'excitation;

CCE : capteur du courant d'excitation.

Optimisation la boucle de courant par la méthode du module optimal.

III.5.3.1 Fonctions de transfert du schéma bloc

- **Fonctions de transfert en boucle ouverte**

$$G_{FO}(P) = W_{RCE} \cdot \frac{K_{CEE}}{T_{\mu e}p+1} \cdot \frac{T_e p+1}{R_{e\Sigma}(T_{e\Sigma}p+1)} \cdot \frac{K_{CCE}}{T_e p+1} = \frac{1}{2T_{\mu e}p(T_{\mu e}p+1)} \qquad \text{(III.40)}$$

- **La fonction de transfert du régulateur du courant d'excitation**

$$W_{RCE} = \frac{R_{e\Sigma}(T_{e\Sigma}p+1)}{2T_{\mu e}K_{CEE}K_{CCE}p} \cdot = \frac{R_{e\Sigma}T_{e\Sigma}}{2T_{\mu e}K_{CEE}K_{CCE}} \cdot \frac{T_{e\Sigma}p+1}{T_{e\Sigma}} = K_{RCE}\frac{T_{e\Sigma}p+1}{T_{e\Sigma}} \qquad \text{(III.41)}$$

Où K_{RCE} : gain de régulateur du courant d'excitation.

On obtient un régulateur proportionnel-intégral (PI contrôleur) pour le circuit d'excitation.

III.5.3.2 Calcul des paramètres de régulateur de courant [33,34]

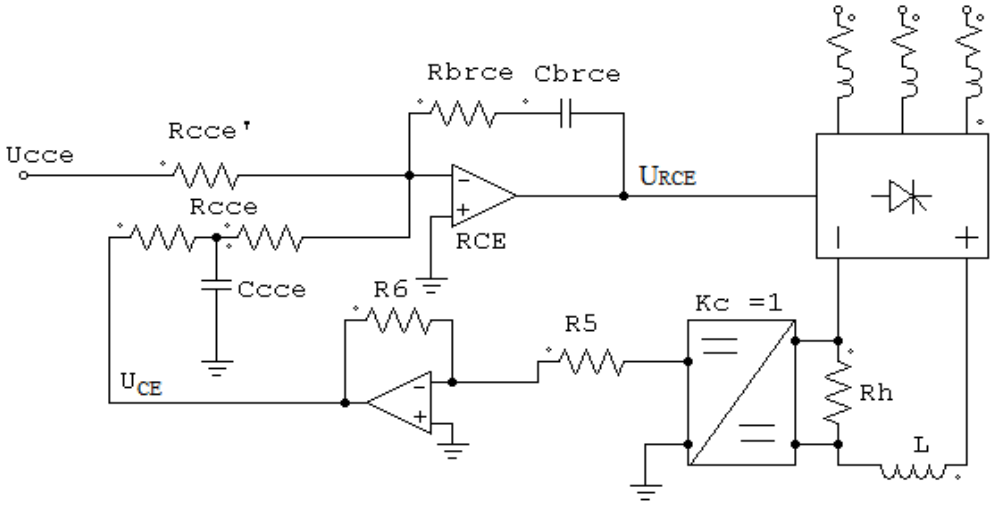


Figure III.14 : Régulateur du courant d'excitation.

- **Gain du pont triphasé à thyristors**

$$K_{CEE} = \frac{\pi \cdot Ed_{\max}}{U_{c\max}} \cdot \sin(\alpha) \qquad \text{(III.42)}$$

Avec E_{dmax} : tension maximale redressée

$$Ed_{\max} = K_{cx2} \cdot U_n = 0.815 \cdot 380 = 309.7\,V \quad \text{(III.43)}$$

$$\cos(\alpha) = \frac{U_n}{Ed_{\max}} = \frac{220}{309.7} = 0.71 \quad \text{(III.44)}$$

$$\sin(\alpha) = \sqrt{1-\cos(\alpha)^2} = \sqrt{1-(0.71)^2} = 0.704$$

$$K_{CEE} = \frac{\pi \cdot 309.7}{10} \cdot 0.704 = 68 \quad \text{(III.45)}$$

- **Gain du régulateur de courant**

$$K_{RCE} = \frac{R_e \cdot T_{e\Sigma}}{2 \cdot T_{\mu e} \cdot K_{CEE} \cdot K_{CCE}} = \frac{14.88 \cdot 0.686}{2 \cdot 0.04 \cdot 68 \cdot 0.3} = 6.25 \quad \text{(III.46)}$$

Avec $T_{e\Sigma} = T_e + \tau_{ef} = 0.624 + 0.062 = 0.686$ s. (III.47)

- **Capacité du condensateur dans le capteur de courant d'excitation**

Posons $C_{cce} = 5\ \mu F$. (III.48)

- **Résistance du capteur de courant d'excitation**

$$R_{cce} = \frac{4 \cdot \tau_{ef}}{C_{cce}} = \frac{4 \cdot 0.062}{5 \cdot 10^{-6}} = 50\ k\Omega \quad \text{(III.49)}$$

- **Résistance du régulateur de courant d'excitation**

$$R_{brce} = K_{RCE} \cdot R_{cce} = 6.25 \cdot 50 = 312.7\ k\Omega \quad \text{(III.50)}$$

- **Résistance du circuit de la consigne de courant d'excitation**

$$R'_{cce} = \frac{U_n}{U_{CE}} \cdot R_{cce} = \frac{15}{4.5} \cdot 5 \cdot 10^4 = 166.4\ k\Omega \quad \text{(III.51)}$$

- **Résistances R_5 et R_6**

On admet que la résistance $R_5 = 5\ k\Omega$ et calculons la résistance R_6

$$R_6 = K_{CE} \cdot R_5 = 60 \cdot 5000 = 300\,k\,\Omega \quad \text{(III.52)}$$

III.6 Calcul des caractéristiques de vitesse et leurs statismes [35]

La variation de la tension d'induit pour la régulation de la vitesse, est un mode très rependu, surtout quand il s'agit d'obtenir des indices de qualités très sévères. La réalisation de ce mode est basée sur l'alimentation de l'induit par convertisseur. La tension de sortie du convertisseur est donnée par cette équation :

$$U_i = E_d - R_i I_i$$

III .6.1 Equation de la caractéristique électromécanique :

$$\omega = \omega_0 - \Delta\omega, \tag{III.53}$$

Où Ω_0 : vitesse du vide idéal.

$$\omega_0 = \frac{U_n}{K_e \cdot \Phi_n} = \frac{220}{85.9 \cdot 0.076} = 33.9 rad/s \tag{III.54}$$

- La chute de vitesse en charge nominale sur les caractéristiques naturelles

$$\omega_{nat} = \frac{R_i \cdot I_n}{K_e \cdot \Phi_n} = \frac{0.036 \cdot 385}{85.9 \cdot 0.076} = 2.1 rad/s \quad {}_{nat} = \frac{R_i \cdot I_n}{K_e \cdot \Phi_n} = \frac{0.036 \cdot 385}{85.9 \cdot 0.076} = 2.1 rad/s \tag{III.55}$$

- La chute de vitesse en charge nominale en boucle ouverte

$$\omega_{arto} = \frac{R_{ieq} \cdot I_n}{K_e \cdot \Phi_n} = \frac{0.069 \cdot 385}{85.9 \cdot 0.076} = 4.1 rad/s \tag{III.56}$$

- La chute de vitesse en charge nominale en boucle fermée

$$\omega_{artf} = \frac{R_{ieq} \cdot I_n}{K_e \cdot \Phi_n} \cdot \frac{2 \cdot (T_C + T_i)}{T_M} = \frac{0.069 \cdot 385}{85.9 \cdot 0.076} \cdot \frac{2 \cdot (0.01 + 0.013)}{0.037} = 5.1 rad/s \tag{III.57}$$

Avec $T_C = 2T_\mu = 2.\ 0.005 = 0.01s$ (III.58)

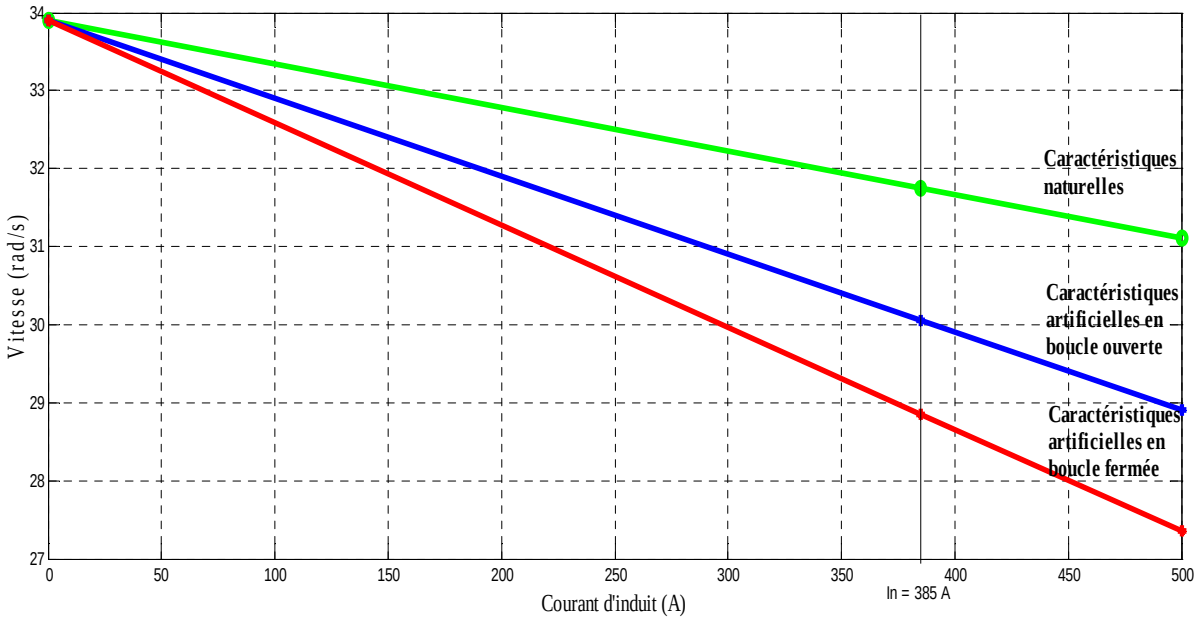


Figure III.15 : caractéristiques magnétoélectriques de la vitesse.

III.6.2 Statisme des différentes courbes de vitesse

III.6.2.1 Statisme de la caractéristique naturelle

$$S_{nat} = \frac{\Delta\omega_{ex}}{\omega_o} \cdot 100\% = \frac{2.1}{33.9} \cdot 100\% = 6.29\% \quad \text{(III.59)}$$

III.6.2.2 Statisme de la caractéristique en boucle ouverte

$$S_{arto} = \frac{\Delta\omega_{arto}}{\omega_o} \cdot 100\% = \frac{4.1}{33.9} \cdot 100\% = 12.2\% \quad \text{(III.60)}$$

III.6.2.3 Statisme de la caractéristique en boucle fermée

$$S_{artf} = \frac{\Delta\omega_{artf}}{\omega_o} \cdot 100\% = \frac{5.1}{33.9} \cdot 100\% = 15\% \quad \text{(III.61)}$$

III.6.3 Réglage de la tension en vitesse à vide ω_o

- Pour la caractéristique naturelle

$$U_{conat} = \omega_o \cdot K_{CT} \cdot K_e \cdot \Phi_n = 33.9 \cdot 0.045 \cdot 85.94 \cdot 0.076 = 10 \text{ V}. \quad \text{(III.62)}$$

- Réglage de la tension a ω = 0,7. ω_o, sur les caractéristiques mécaniques artificielles en vitesse à vide.

$$U_{coart} = 0.7 \cdot \omega_o \cdot K_{CT} \cdot K_e \cdot \Phi_n = 0.7 \cdot 33.9 \cdot 0.045 \cdot 85.94 \cdot 0.076 = 7 \text{ V} \quad \text{(III.63)}$$

A partir de ces graphes des caractéristiques mécaniques, on peut dire que les caractéristiques naturelles sont plus rigides, les caractéristiques en boucle ouverte sont moins rigides que les caractéristiques naturelles, et les caractéristiques en boucle fermée sont les plus moins rigides.

La plus part des caractéristiques mécaniques en boucle ouverte, ne sont pas rigides, en plus, le système présente un régime transitoire avec un dépassement d'ordre de (4.3%) et un temps de réponse de l'ordre de (8.4 T_μ) qui est assez lent.

En présence d'un capteur de fem, il est possibles dans certaines gamme de fréquences de compenser la chute de vitesse, qui augmentera la rigidité des caractéristiques mécaniques.

III.7 Calcul de la valeur de la chute dynamique de vitesse du moteur sans couple de charge.

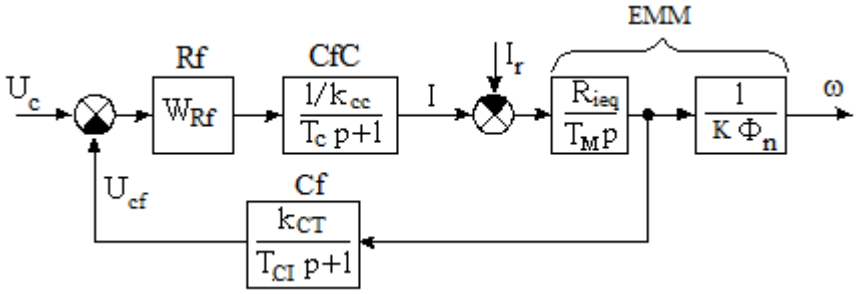


Figure III.16 : Schéma bloc avec perturbation en courant d'induit

Détermination de la fonction de transfert de la fem en boucle fermée avec la perturbation :

$$W_f(p)=\frac{\Delta E(p)}{\Delta I_r(p)}=-\frac{\frac{R_{ieq}}{T_M p}}{1+\frac{1}{2T_C p+2{T_C}^2 p^2}}=-\frac{\frac{R_{ieq}}{T_M}\cdot 2T_C(1+T_C p)}{2T_C p+2{T_C}^2 p^2+1} \quad \text{(III.64)}$$

Mode d'installation:

$$\lim_{p\to 0} W_f(p)=\frac{R_{ieq}}{T_M}\cdot 2T_C \quad \text{(III.65)}$$

Schéma block de la boucle fermée de la fem est donné par:

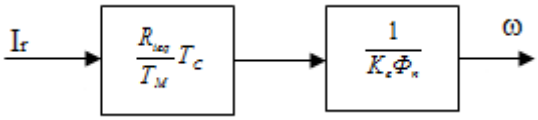


Figure III.17 de boucle fermée de la fem

Le taux de la chute la vitesse en boucle ouverte est comme suit **[36]** :

$$\Delta\omega_{moy}=\frac{I_n R_{ieq}}{K_e\Phi_n}\cdot\frac{2T_C}{T_M}=\Delta\omega_{arto}\cdot\frac{2T_C}{T_M} \quad \text{(III.66)}$$

Par conséquent la chute de vitesse en boucle fermée peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\Delta\omega_{artf}(p)=\Delta\omega_{arto}\cdot\frac{2T_C}{T_M}\cdot\frac{(1+T_C p)}{2T_C p+2{T_C}^2 p^2+1} \quad \text{(III.67)}$$

La figure montre la courbe de la chute de vitesse $\Delta\omega$ en fonction du temps t, le recalcule de la courbe a obtenu une chute de vitesse relative de $\delta\nu = \Delta\omega/\Delta\omega_{artf}$ en fonction du temps relatif $\tau = t/T_{A.}$

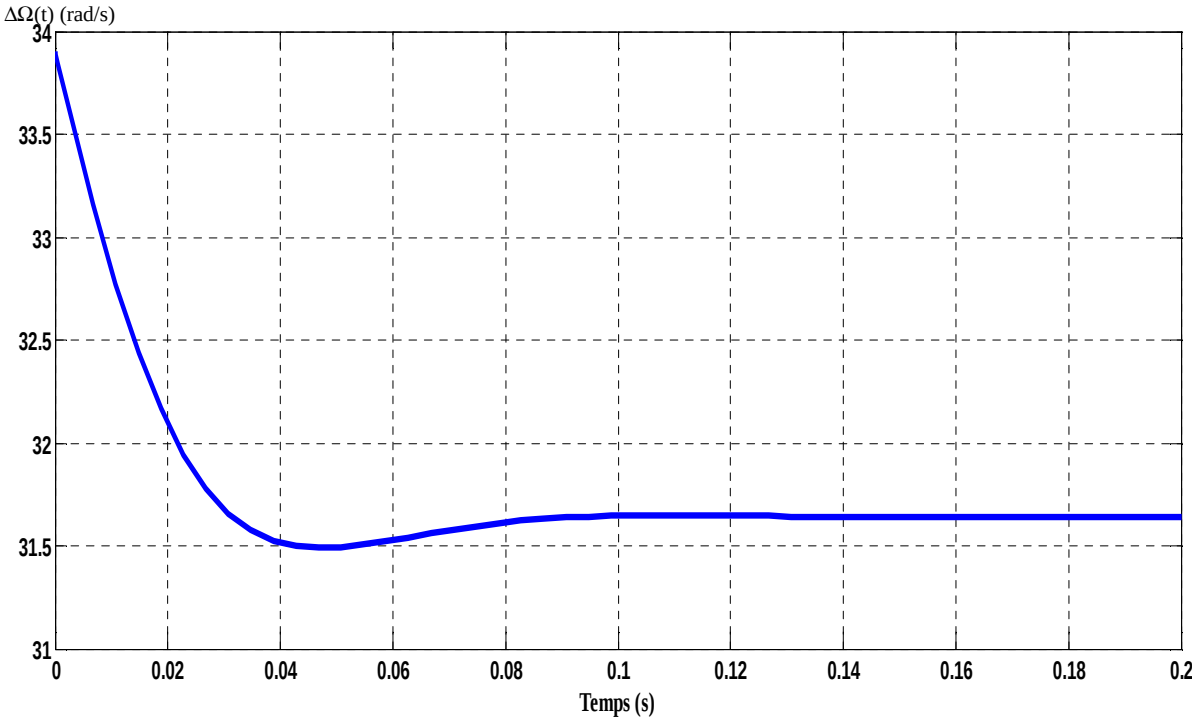


Figure III.18 : Chute de vitesse en régime à vide.

Le régime transitoire a un dépassement de 4.3% et une vitesse à 8,4Tm.

III.8 Evaluation de l'influence de la boucle retour en fem sur les processus, se déroulant dans le contour du courant

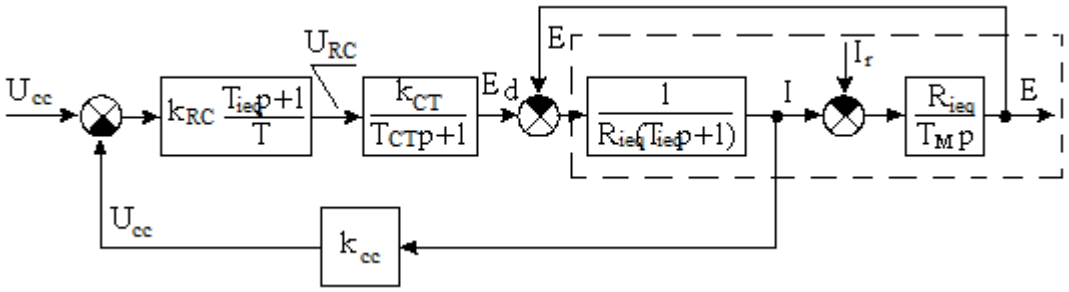


Figure III.19: Schéma fonctionnel du circuit de commande du courant d'induit, tenant compte de l'influence de la boucle retour interne de la fem.

Dans ce qui suit, on suppose que la charge est nulle, $I_r = 0$.

La fonction de transfert de la chaîne, tenant compte de l'influence du retour en fem est donnée par :

$$W_{I(E)}(p) = \frac{\dfrac{1}{R_{ieq}(T_{ieq}p+1)}}{1+\dfrac{1}{R_{ieq}(T_{ieq}p+1)}\dfrac{R_{ieq}}{T_M p}} = \frac{1}{R_{ieq}}\frac{T_M p}{1+T_M p+T_M T_{ieq} p^2} \qquad \text{(III.68)}$$

La fonction de transfert de la chaîne dans ce cas a donc les propriétés intégrales du régulateur.

- La fonction de transfert du courant en boucle ouverte, en tenant compte de l'influence de la fem :

$$G_{IO(E)}(p) = K_{RC}\frac{T_{ieq}p+1}{T_{ieq}p}\frac{K_{CI}}{T_{\mu}p+1}\frac{T_M p}{R_{ieq}(1+T_M p+T_M T_{ieq}p^2)}K_{cc}$$

$$G_{IO(E)} = \frac{1}{2T_{\mu}}\frac{(T_{ieq}p+1)T_M p}{(T_{\mu}p+1)(1+T_M p+T_M T_{ieq}p^2)} \qquad \text{(III.69)}$$

- La fonction de transfert du courant en boucle fermée :

$$G_{IF(E)}(p) = \frac{\frac{T_M}{2T_{\mu}K_{cc}}\frac{K_{CT}}{T_{\mu}p+1}\cdot\frac{T_{ieq}p+1}{(1+T_M p+T_M T_{ieq}p^2)}K_{cc}}{1+\frac{T_M}{2T_{\mu}}\frac{K_{CT}}{T_{\mu}p+1}\cdot\frac{T_{ieq}p+1}{(1+T_M p+T_M T_{ieq}p^2)}K_{cc}}$$

$$G_{IF(E)}(P) = \frac{1}{2T_{\mu}}\frac{(T_{ieq}p+1)\frac{T_M}{K_{cc}}}{(T_{\mu}p+1)(1+T_M p+T_M T_{ieq}p^2)+T_M(T_{ieq}p+1)} \qquad \text{(III.70)}$$

Au régime permanent on a :

$$\lim_{p\to 0} G_{IF(E)}(p) = \frac{T_M/K_{cc}}{2T_{\mu}+T_M} = \frac{1/K_{cc}}{1+\frac{2T_{\mu}}{T_M}} \qquad \text{(III.71)}$$

Dans la boucle de courant sans le retour de la fem on a le diagramme structurel suivant :

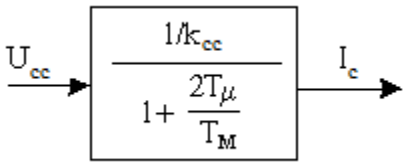


Figure III.20 : Schéma bloc au régime permanent.

$$U_{cc} = \frac{1/K_{cc}}{1+\frac{2T_{\mu}}{T_M}} = I_c \qquad \text{(III.72)}$$

Avec $I_{cc} = \frac{U_{cc}}{K_{cc}}$

$$I_c = \frac{I_{cc}}{1+\frac{2T_\mu}{T_M}} = \frac{I_{cc}}{1+\frac{2\cdot 0.005}{0.036}} = 0.77 \cdot I_{cc} \qquad \text{(III.73)}$$

La boucle de courant est instable avec le régulateur PI en régime à vide, devient stable en charge ($E \neq 0$). L'erreur statique est importante à un temps inférieur à T_M. Une autre conséquence de l'effet de la fem sur le système d'exploitation est le dépassement qui est important.

Si l'entrainement a une grande constante de temps T_M, pour un temps donné, le courant sortant pour un niveau de la f.e.m du moteur ne change pas, et son impact sur le courant est minime.

Dans un entrainement avec un grand couple résistant, et une constante de temps mécanique T_M faible, l'effet de la boucle interne en f.e.m est essentiel, que parfois on doit tenir compte des changements de la fonction de transfert du régulateur.

Pour compenser l'influence de la boucle retour en fem sur le processus, il est parfois utile d'utiliser un régulateur plus complexe, exemple d'un régulateur PID ou $(PI)^2$.

III.9 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté une étude théorique des régulateurs PID avec amplificateurs opérationnels.

Dans la deuxième partie, nous avons décrits et calculés, le régulateur PI du contour du courant d'induit, le régulateur P du contour de la fem et le régulateur du contour du courant d'excitation.

Enfin, nous avons calculé, les caractéristiques de la vitesse et leurs statismes et la valeur de la chute dynamique de la vitesse du moteur sans couple de charge. Nous avons également illustré, l'évaluation de l'influence de la boucle retour en fem sur les processus, se déroulent dans le contour du courant d'induit.

Une étude des processus dynamiques dans les contours du courant d'induit et de la fem à travers un modèle mathématique numérique élaboré et obtention des résultats sous forme de régimes transitoires, seront l'objectif du dernier chapitre.

Chapitre IV

Etude des processus dynamiques

IV.1 Introduction

La régulation automatique est la technique de l'ingénieur offrant les méthodes et les outils nécessaires à la prise de contrôle d'une ou plusieurs grandeurs physiques d'un système en vue d'en imposer le comportement. Les grandeurs physiques, ou signaux, doivent être mesurées afin de vérifier leur état puis de déterminer à l'aide d'un traitement approprié l'action à entreprendre sur le système ou processus pour qu'elles se comportent comme souhaité. Avec le qualificatif automatique, on admet qu'aucune intervention manuelle n'est nécessaire atteindre cet objectif.

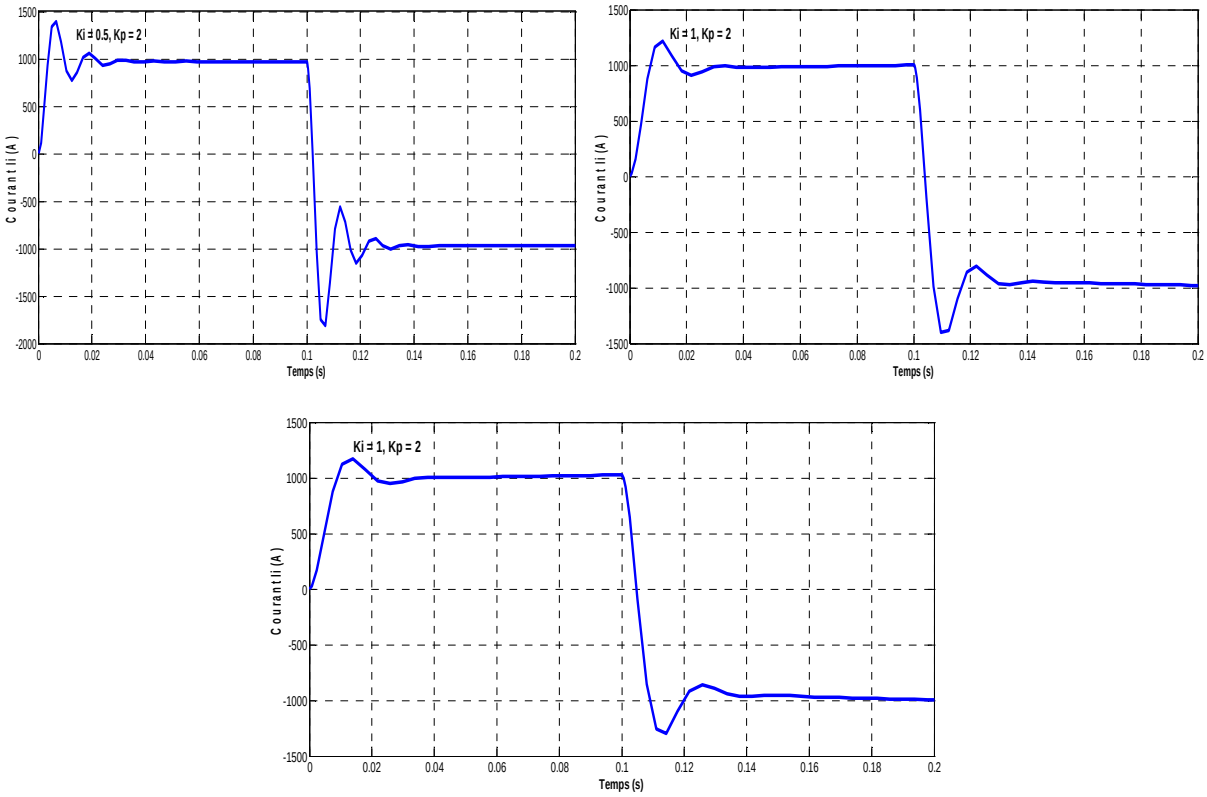
IV.2 Etude des processus dynamiques dans les contours du courant d'induit et de la fem à travers un modèle mathématique numérique élaboré [37]

IV.2.1 boucle de courant

- Le courant dynamique : $I_{idyn} = 0.5 \cdot I_n = 0.5 \cdot 385 = 192.5$ A (IV.1)
- le courant statique : $I_r = 0.6 \cdot I_n = 0.6 \cdot 385 = 231$ A. (IV.2)

Dans le paragraphe III.7 on a :

- Réglage de la tension à ω_o : $U_{conat} = 10$ V
- Réglage de la tension à $\omega = 0.7\omega_o$: $U_{coart} = 7$ V



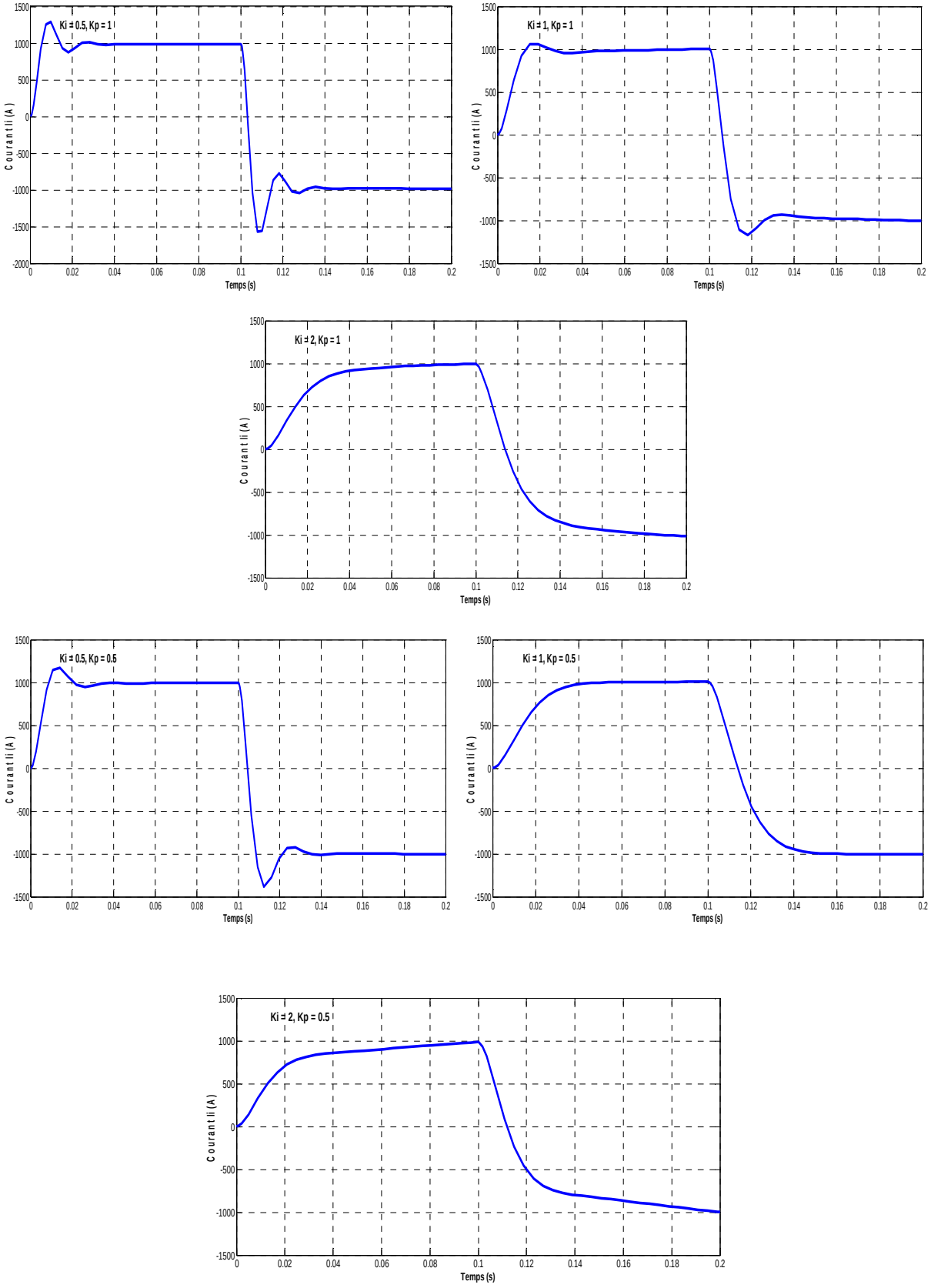


Figure IV.1 – Etude de réglage de la boucle de courant.

La figure (IV.1) représente neuf courbes transitoires. Les courbes sont disposées de gauche à droite dans l'augmentation de la constante de temps du régulateur et de haut en bas en réduisant le gain K_p du régulateur. Comme on peut le voir à partir des courbes, avec une augmentation de la constante de temps du régulateur il ya une diminution des oscillations transitoires, et avec une diminution du gain du régulateur diminue le dépassement. Le régime transitoire optimal observé dans le système correspond à un temps de réponse de 8.4 T_μ et un dépassement de l'ordre de 4.3%.

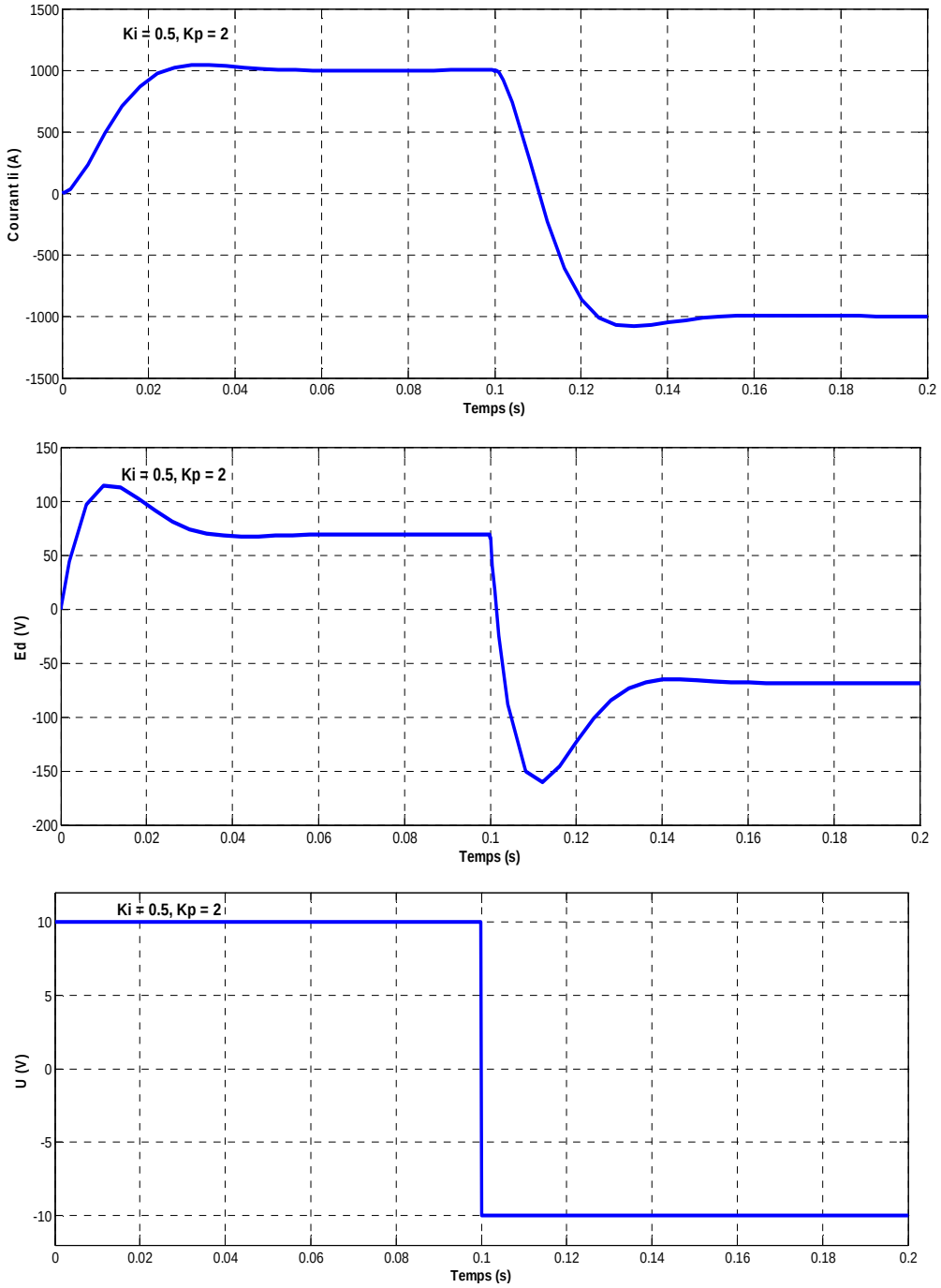
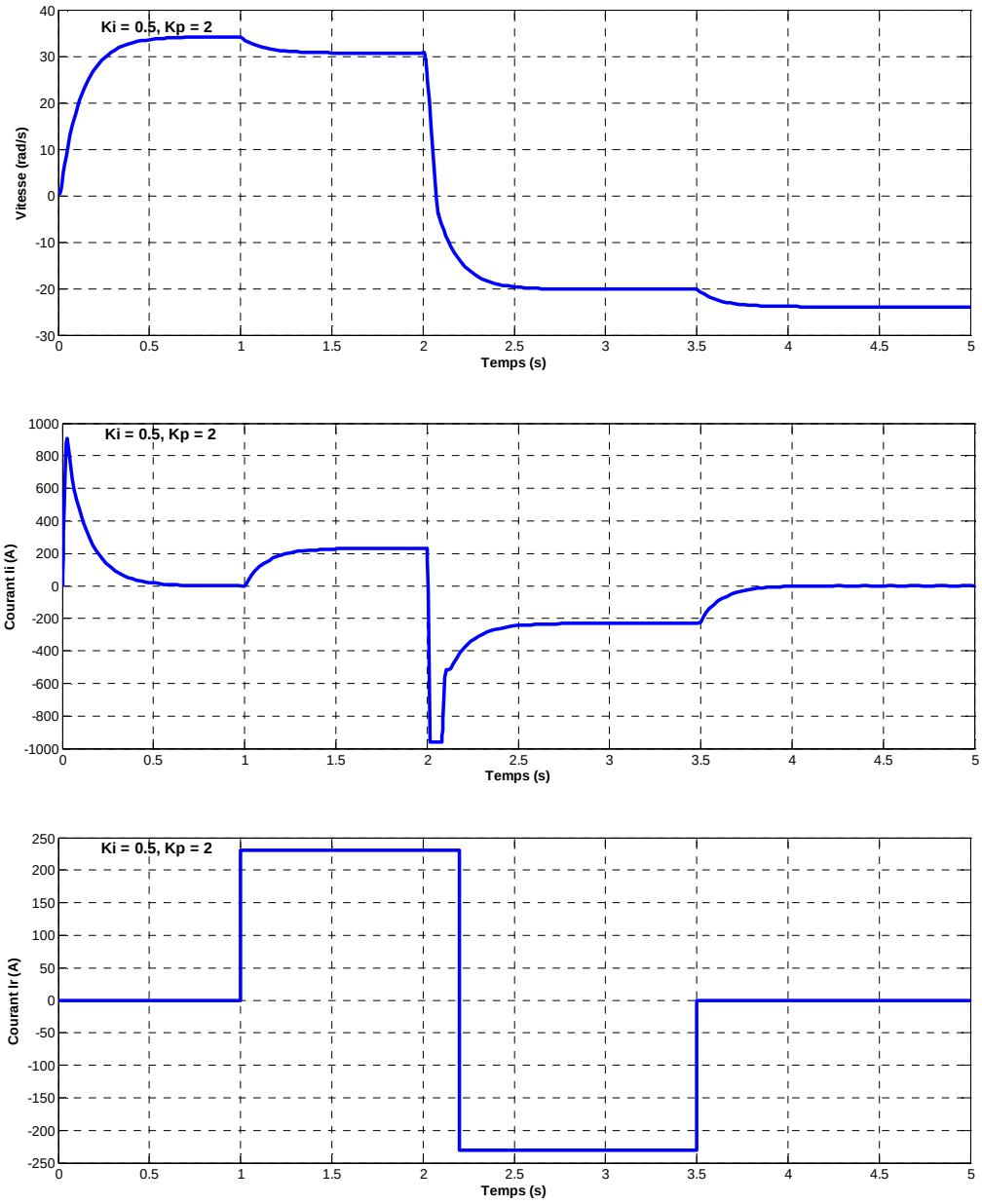


Figure IV.2 : Les régimes transitoires dans le circuit du courant d'induit.

La figure (IV.2) présente les réponses transitoires de la boucle de courant. Comme on peut le voir sur les courbes, les régimes sont apériodiques, le courant passe au régime permanent en fonction du signal de référence avec un dépassement d'environ 4%, et à l'inverse, la valeur absolue du dépassement est deux fois plus supérieure que lors du démarrage. Comme référence du courant : au démarrage la référence réelle est de 0 à I_c, alors que à l'inverse elle est de I_c à $-I_c$, c'est à dire 2 fois I_c.

IV.2.2 boucle de la fem



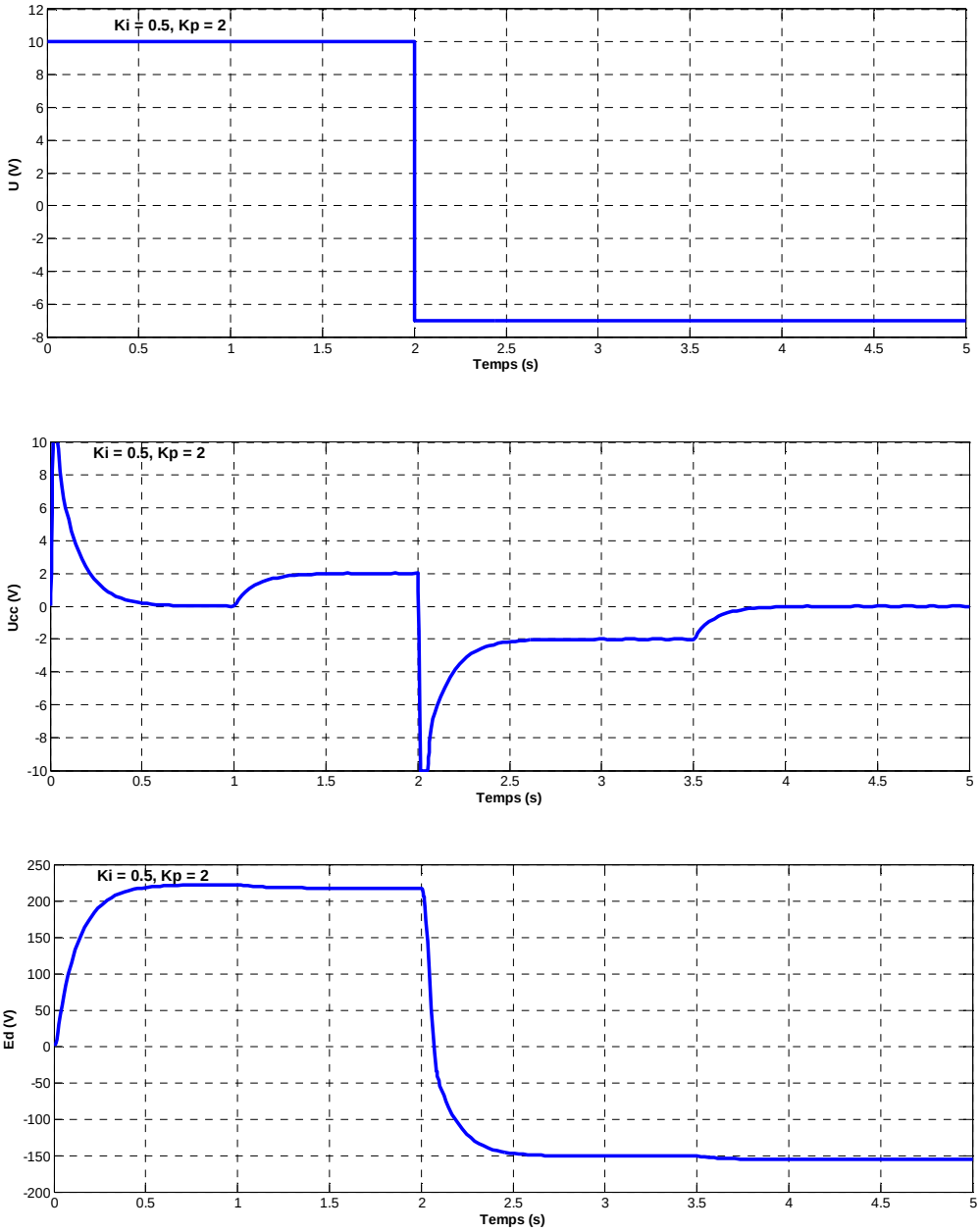


Figure IV.3 : Les oscillogrammes transitoires dans le circuit de la fem.

Lors de l'accélération à vide, sans rampe sur le courant d'induit dynamique du moteur augmente avec une grande valeur pour atteindre l'accélération du moteur. Après le dégagement du moteur avec sa vitesse nominale, le courant d'induit chute presque à zéro, parce qu'au démarrage le couple de charge n'est pas encore appliqué, et donc le courant statique est nul. Au moment d'application d'une charge, le courant d'induit du moteur commence à augmenter pour atteindre le courant statique et la vitesse est réduite par une certaine quantité de $\Delta\Omega$ avec une vitesse à une charge donnée qui montre que le système est statique avec la perturbation. Pendant la réversibilité, le courant du moteur augmente en

raison de la distribution de courant dynamique et en même temps, et change de sens. Quand le régime transitoire est terminé le courant atteint sa valeur statique, et lorsque la charge est appliquée, le courant retombe à zéro.

IV.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons élaboré un modèle mathématique pour le courant d'induit avec un régulateur de type PI, le régime transitoire optimal observé dans le système correspond à un temps de réponse de 8.4 T_μ et un dépassement de l'ordre de 4.3%.

Une commande de la force électromotrice de type proportionnelle (P) est élaborée, les processus sont apériodiques, le courant passe au régime permanent en fonction du signal de référence avec un dépassement d'environ 4%.

Lors de l'accélération à vide, le courant d'induit dynamique du moteur augmente avec une grande valeur. Après le dégagement du moteur avec sa vitesse nominale, le courant d'induit chute presque à zéro. Au moment d'application d'une charge, le courant d'induit du moteur commence à augmenter pour atteindre le courant statique et la vitesse est réduite par une certaine quantité de $\Delta\Omega$. Pendant la réversibilité, le courant du moteur augmente et change de sens. Quand le régime transitoire est terminé le courant atteint sa valeur permanente, et lorsque la charge est appliquée, le courant revient à zéro.

Nous terminerons notre travail par une conclusion générale.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

L'objectif de ce travail est d'élaborer un système de commande automatique d'un entraînement électrique à moteur à courant continu, ainsi notre choix s'est porté sur une régulation du courant d'induit, de la force électromotrice du moteur et une régulation du courant d'excitation.

En effet, le moteur à courant continu est commandable en vitesse soit, par l'induit en fixant le flux, ou le courant d'excitation et en variant la tension d'induit, soit le contraire, le courant d'induit étant fixé à la valeur nominale, on fait varier le courant d'excitation. La première méthode était appliquée dans ce travail.

La réversibilité du moteur à courant continu, joue un rôle primordial dans l'industrie. En effet, pour permettre au moteur de fonctionner dans les quatre quadrants, une alimentation en pont triphasé commandé réversible, est nécessaire.

La modélisation, et le calcul des différents paramètres de l'ensemble convertisseur-moteur ont été effectués.

L'optimisation des contours du courant d'induit, de la force électromotrice et du courant d'induit était réalisée, ainsi que le calcul des paramètres de leurs régulateurs.

Par la présentation graphique les caractéristiques de la vitesse du moteur à courant continu, on peut dire que les caractéristiques naturelles sont plus rigides, les caractéristiques en boucle ouverte sont moins rigides que les caractéristiques naturelles, et les caractéristiques en boucle fermée sont les plus moins rigides. Et en présence d'un capteur de fem, il est possible dans certaines gamme de fréquences de compenser la chute de vitesse, qui augmentera la rigidité des caractéristiques mécaniques.

La boucle de courant est instable avec le régulateur PI en régime à vide, devient stable en charge ($E \neq 0$). L'erreur statique est importante à un temps inférieur à T_M. Une autre conséquence de l'effet de la fem sur le système d'exploitation est le dépassement qui est important.

Si l'entrainement a une grande constante de temps mécanique T_M, pour un temps donné, le courant sortant pour un niveau de la f.e.m du moteur ne change pas, et son impact sur le courant est minime.

Dans un entrainement avec un grand couple résistant et une constante de temps mécanique T_M faible, l'effet de la boucle interne en f.e.m est essentiel, que parfois on doit tenir compte des changements de la fonction de transfert du régulateur.

Pour compenser l'influence de la boucle retour en fem sur le processus, il est parfois utile d'utiliser un régulateur plus complexe, exemple de régulateur PID ou $(PI)^2$.

Les deux actions du régulateur PI permettent de commander le moteur électrique à courant continu, tout en garantissant une annulation de l'erreur permanente de la sortie régulée, vis-à-vis d'un échelon en entrée de consigne. Le correcteur PI réalise une action intégrale (augmentation de rapidité). Un des intérêts du régulateur PI, qui explique son utilisation fréquente dans le milieu industriel, est sans conteste la possibilité de le régler sans connaissance approfondie du système.

L'étude de processus dynamique dans les contours du courant d'induit, a donné un régime transitoire optimal observé dans le système correspond à un temps de réponse de 8.4 T_μ et un dépassement de l'ordre de 4.3%.

Malgré les progrès scientifiques et technologiques qu'ont connus les machines électriques, la machine à courant continu reste encore la machine par excellence pour les applications demandant un contrôle de vitesse. Des améliorations peuvent être apportées au présent travail :

- L'utilisation d'autres techniques de commande tel que : la commande non-linéaire, la commande neuro-flou, la commande prédictive, …etc.
- Avoir un modèle expérimentale similaire à celui obtenu théoriquement.
- La réalisation des régulateurs du moteur à courant continu en utilisant une commande échantillonnée numérique.
- L'utilisation d'un montage réversible du convertisseur à bande morte ou à logique d'inversion.

Références bibliographiques

[1] Robert Perret Elisabeth Rullière, Pascal Tixador " Entraînements électriques, alimentation des machines électriques, principes de la conversion électromagnétique", tome 1, édition Lavoisier, paris, 2006.

[2] Pierre Mayé, « Moteurs électriques industriels », édition Dunod, 2011, 2eme édition.

[3] Mercel Jufer, « Les entrainements électriques », édition Hermès-Lavoisier, 2010.

[4] Géza JOGS, Edward D.GOODMAN" entraînements à courant continu", presses de l'université du Québec, 1987.

[5] Abdessemed Rachid "Modélisation et simulation des machines électriques " édition ellipses, paris, 2009.

[6] Pinard Michel " commande électronique des moteurs électriques " édition Dunod, paris, 2004.

[7] U.A Bakshi, M.V Bakshi, “Electrical drives and controls”, edition Technical publications pune, 2009.

[8] Gérard Guihéneuf, “Les moteurs électriques expliqués aux électroniciens”, édition Publitronic-Elektar, 2014.

[9] Naceur BENAMEUR, Mahmoud HAMOUDA, Mohamed Faouzi MIMOUNI, « Introduction à la commande des machines électriques », Centre de Publication Universitaire Tunis, 2010.

[10] Jean-Marie Caro" Entraînements électriques à vitesse variable, rappels d'électrotechnique et de mécanique les procédés de variation de vitesse "éditions Lavoisier, paris, 1997.

[11] Jean-Paul LOUIS; Bernard MULTON; Yvan BONNASSIEUX; Michel LAVABRE " convertisseurs statiques pour la variation de vitesse des mcc", Edition technique d'ingénieur, d3611, paris ,2003.

[12] Hansruedi Buhler, « Convertisseurs statiques », édition Presses polytechniques et universitaires romandes, 1991.

[13] Hansruedi Buhler, « Réglage de systèmes d’électronique de puissance », édition Presses polytechniques et universitaires romandes, 1997.

[14] Mamadou Lamine DOUMBIA" outil d'aide à la conception des systèmes d'entraînement de machines électriques: exemples d'application", Thèse présentée à l'école polytechniques de Montréal, Mai 2000.

[15] Guy SEGUIER "les convertisseurs de l'électronique de puissance, la conversion alternatif-continu",2^{eme} édition, édition Lavoisier, 2005.

[**16]** Jean-Paul LOUIS, Bernard MULTON, Yvan BONNASSIEUX, Michel LAVABRE, « Commande des machines à courant continu (mcc) à vitesse variable », Technique d'ingénieur, D3610.

[17] MILSANT FRANCIS " cours d'électrotechnique, diodes, thyristors, commande des moteurs", Édition Eyrolles, paris, 1981.

[18]R. KRISHNAN "ELECRIC MOTOR DRIVES Modeling, Analysis and Control", Upper Saddle River, New Jersey, Prentice Hall 2001.

[19] Guy SEGUIER "les convertisseurs de l'électronique de puissance, la conversion alternatif-continu",2eme édition, édition Lavoisier.

[20] Jean Bonal, Guy Séguier, « Entrainement électrique à vitesse variable. Volume 2, Rappels d'électrotechnique de puissance et d'automatique, les variateurs électroniques de vitesse », Paris, Lavoisier Tec&Doc, 1998.

[21] M. Rivoire et J.L. Ferrier. « Cours d'Automatique, Tome 2, Commande analogique », Edition Eyrolles, 1996.

[22] C. Sueur, P. Vanheeghe, P. Borne, "Automatique des systèmes continus », édition technique, Paris, 1997.

[23] Thierry Hans – Pierre Guyénot, « Automatique : régulation et asservissement », Lavoisier, 2014.

[24] Daniel Lequesne, "Ré glages P.I.D", édition Lavoisier, 2009.

[25] J.P. Thrower, S. Kiefer, K. Kelmer, and L. Silverberg, "Basic Experiments in PID Control for Non--electrical Engineers" May 1998.

[26] A. Geltzenlichter, " Recueil de montages Amplificateur opérationnel", version 1.0, 2010

[27] K.Ramesh, K.Ayyar, « Design of Current Controller for Two Quadrant DC Motor Drive by Using Model Order Reduction Technique », (IJCSIS) International Journal of Computer Science and Information Security, Vol. 7, No. 1, 2010

[28] Amit Kumar Singh, Dr. A.K. Pandey, "Intelligent PI Controller for Speed Control of SEDM using MATLAB", International Journal of Engineering Science and Innovative Technology (IJESIT) Volume 2, Issue 1, January 2013.

[29] Abhishek Kumar Sinha, Badal Kumar Sethy "seed control of dc using chopper", Department of Electrical Engineering National Institute of Technology Rourkela India, 2013.

[30] Vandana Jha, Dr. Pankaj Rai, Dibya Bharti, "Modelling and analysis of dc-dc converter using simulink for dc motor control", International Journal of Electrical Engineering and Technology (IJEET), 2012.

[31] Raju Singh, A.k.Pandey "Closed loop speed control of sedc motor using Three phase fully controlled bridge rectifier With inner current loop", international journal of advances in engineering & technology, may 2012.

[32]Karl J. Astrom, Tore Haggland "PID Controllers, theory, Design and Tuning" 2eme edition, Instrument Society of America 1995.

[33] Saurabh Dubey, Dr. S.K. Srivastava "A PID Controlled Real Time Analysis of DC Motor", International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering, Vol. 1, Issue 8, 2013

[34] Boumediène ALLAOUA, Brahim GASBAOUI, Brahim MEBARKI, "Setting Up PID DC Motor Speed Control Alteration Parameters Using Particle Swarm Optimization Strategy", Leonardo Electronic Journal of Practices and Technologies, Issue 14, 2009.

[35]JM Roussel, P Rebeix, B Emile, « Régulation de vitesse d'un moteur à courant continu alimenté par variateur industriel DMV2342 », Revue de département de génie électrique et informatique industrielle, sciences et technologies, 2012.

[36] Gaurav Kumar Mishra;Dr A.K Pandey;Avinash Maurya, "Combined Armature and Field Speed Control of DC Motor For Efficiency Enhancement", SSRG International Journal of Electrical and Electronics Engineering (SSRG-IJEEE) – volume 1 Issue 6, 2014

[37] Ala Aldien Awouda, Musab Mohammed Salih, "Speed Control of DC Motor Using PI Controller", International Journal of Computer Science and Management Studies Vol. 15, Issue 06; 2015.