

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université A. MIRA-BEJAIA



Faculté de Technologie
Département de Génie Électrique

Polycopie de Cours

ASSOCIATION MACHINES - CONVERTISSEURS

Préparé par : Dr. TAMALOUZT Salah

Maître de Conférences A

Laboratoire de Technologie Industrielle et de l'Information (LTII)

MASTER (I) ACADEMIQUE EN ELECTROTECHNIQUE

Filière : Électrotechnique

Option : Machines Electriques



Sommaire

Sommaire

Avant-propos

Chapitre I : Généralités sur les entraînements à vitesse variable des machines électriques

I.1. Introduction	1
I.2. Eléments d'un entraînement électrique	1
I.3. Différents types de convertisseurs électromécaniques	2
I.3.1 Machine à courant continu	2
I.3.2 Machine asynchrone à cage	2
I.3.3 Machine synchrone à aimant permanent	3
I.4. Point et modes de fonctionnement	3
I.4.1. Plan Couple-Vitesse	3
I.5. Caractéristiques mécaniques des moteurs électriques	6
I.6. Caractéristiques mécaniques des charges entraînées	7
I.6.1. Fonctionnement à couple constant	7
I.6.2. Fonctionnement à puissance constante	7
I.6.3. Fonctionnement à couple proportionnel à la vitesse	7
I.6.4. Fonctionnement à couple proportionnel au carré de la vitesse	8
I.7. Réglage et variation de vitesse d'un moteur électrique	8

Chapitre II : Convertisseurs - Moteurs à courant continu

II.1. Introduction	9
II.2. Construction générale d'un moteur à courant continu	9
II.3. Principe de fonctionnement d'un moteur à courant continu	9
II.4. Grandeurs caractéristiques d'une machine à courant continu	9
II.4.1. Force contre électromotrice	9
II.4.2. Vitesse de rotation	10
II.4.3. Couple électromagnétique	10
II.4.4. Courant dans l'induit	10
II.5. Différents types d'un moteur à courant continu	10
II.5.1. Moteur à excitation séparée	10
II.5.2. Moteur série	12
II.6. Variation de vitesse d'un moteur à courant continu à flux constant	14
II.6.1. Méthodes de réglage de la vitesse	14
II.7. Réalisation de la tension continue variable	17
II.8. Association Convertisseurs - MCC à excitation séparée	18
II.8.1. Variateurs à redresseurs	18
A. Montages non réversible (irréversible)	18
B. Montages réversible	22
II.8.2. Variateurs à hacheurs	26
A. Hacheur série (Dévolteur) non réversible (irréversible)	26
B. Hacheur parallèle (survolteur) non réversible	27
C. Montages réversibles	27
II.9. Régulation de vitesse d'une machine à courant continu à flux constant	28
II.9.1. Modélisation d'un moteur à courant continu à flux constant : (Schéma fonctionnel)	29
II.9.2. Schéma fonctionnel global de la régulation de vitesse du moteur à courant continu	31
II.9.3. Identification des paramètres du schéma fonctionnel de la régulation de vitesse du MCC	32
II.9.4. Dimensionnement des paramètres des régulateurs	33

Chapitre III : Machines asynchrones triphasées - Convertisseurs statiques

III.1. Entraînement électrique en alternatif	36
III.1.1. Onduleur de tension	36
III.1.2. Commande rapprochée	37
III.2. Réglage et variation de vitesse de la machine asynchrone triphasée	39
III.3. Constitution et principe de fonctionnement	40
III.4. Quadrants de fonctionnement	41
III.5. Schéma équivalent de la machine asynchrone triphasée	42

III.6. Bilan de puissance, le rendement et le couple	42
III.7. Fonctionnement de la machine asynchrone	43
III.8. Principe de la variation de vitesse de la machine asynchrone triphasée	44
III.9. Différents types de variateurs de vitesse de la machine asynchrone triphasée	45
III.9.1. Réglage de la vitesse par la modification du nombre de pair de pôles	45
III.9.2. Réglage de vitesse à fréquence constante	45
III.9.2.1. Variation de la tension statorique	45
III.9.2.2. Variation de la résistance rotorique	46
III.9.2.3. Cascade hyposynchrone (Variation par récupération de puissance rotorique)	48
III.9.3. Réglage de la vitesse à fréquence variable	51
III.9.3.1. Variation de la fréquence statorique	51
III.9.3.2. Fonctionnement à flux constant	53
III.10. Commande scalaire	54
III.10.1. Commande scalaire en tension	54
III.10.2. Commande scalaire en courant	57
Chapitre IV : Machines synchrones à aimants permanents - Convertisseurs statiques	
IV.1. Définition et Constitution de la machine synchrone à aimants permanents	59
IV.2. Description de la machine synchrone simple étoile à aimants permanents	59
IV.3. Bilan des puissances	59
IV.4. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (à pôles lisses)	60
IV.4.1. Schéma équivalent de la machine synchrone à aimants permanents	61
IV.4.2. Diagramme vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents	61
IV.4.2.1. Commande en courant	62
IV.4.2.2. Commande en tension	62
IV.5. Stabilité de fonctionnement d'une machine synchrone à aimants permanents	63
IV.6. Variation de vitesse des machines synchrones à aimants permanents	63
IV.6.1. Principe de variation de vitesse des machines synchrones à aimants permanents	63
IV.6.2. Pourquoi l'autopilotage de la machine synchrone à aimants permanents	64
IV.6.3. Moteur synchrone (MSAP) autopiloté : système commandé en courant	64
IV.6.4. Moteur synchrone (MSAP) autopiloté : Système commandé en tension	66
IV.7. Modèle électrique et magnétique de la machine synchrone à aimants permanents	68
Chapitre V : Machines spéciales : Convertisseurs statiques	
V.1. Moteurs brushless	70
V.1.1. Introduction	70
V.1.2. Composition du moteur brushless	70
V.1.3. Principe de fonctionnement du moteur brushless	70
V.1.4. Principaux avantages du moteur brushless	70
V.1.5. Commande des moteurs brushless	71
V.1.5.1. Démarrage d'un moteur brushless	71
V.1.5.2. Régime établi du moteur brushless	71
V.1.5.3. Principe de commutation des moteurs brushless	71
A- Moteurs brushless à capteurs à effet hall	71
B- Moteurs brushless à régulation basée sur la fcm	73
V.1.6. Différents types de moteurs brushless	73
V.1.6.1. Moteurs brushless outrunner	73
V.1.6.2. Moteurs brushless inrunner	73
V.1.6.3. Moteurs brushless disques	74
V.2. Résolveurs	74
V.2.1. Description	74
V.2.2. Définition et principe de fonctionnement	74
V.2.3. Amplitude des signaux fournis aux secondaires	75
V.2.4. Différents types de résolveurs	75
V.2.4.1. Résolveur sans balais (brushless)	75
V.2.4.2. Résolveur multi-vitesses	76
V.2.5. Fonctions de Résolveur	76
V.2.5.1. Résolveurs récepteurs	76
V.2.5.2. Résolveurs différentiels	76

V.2.6. Avantages et inconvénients de résolveurs	76
V.3. Codeur optique	76
V.3.1. Définition et principe de fonctionnement	76
V.3.2. Avantages et inconvénients de codeur optique	77
V.4. Codeur inductif	77
V.4.1. Définition et principe de fonctionnement	77
V.4.2. Avantages et inconvénients de codeur inductif	78
V.5. Moteurs Pas à Pas	78
V.5.1. Définition	78
V.5.2. Description et classification des moteurs pas à pas	79
V.5.2.1. Moteur à aimant permanent	79
V.5.2.1.1. Principe et constitution	79
V.5.2.1.2. Principe de fonctionnement	79
A- Commande en pas entier, mode monophasé	79
B- Commande symétrique en pas entier, en biphasé	80
C- Commande asymétrique en demi pas, en monophasé ou en biphasé	80
D- Commande symétrique en demi pas, en monophasé ou en biphasé	81
V.5.2.2. Moteur pas à pas à réluctance variable	81
V.5.2.2.1. Constitution	81
V.5.2.2.2. Principe de fonctionnement	82
V.5.2.3. Moteur pas-à-pas hybride	83
V.5.2.3.1. Constitution	83
V.5.2.3.2. Technologie des moteurs pas à pas hybrides et principe de fonctionnement	83
V.5.3. Comparaison des trois types de moteurs pas à pas	84
V.5.4. Comportement mécaniques des moteurs pas à pas	84
V.5.4.1. Caractéristiques statiques	84
V.5.4.2. Caractéristiques dynamiques	84
V.5.4.2.1. Déplacement d'un pas	84
V.5.4.2.2. Enchaînement d'un pas	84
V.5.5. Alimentation des moteurs pas à pas	86
Chapitre VI : Généralités sur l'interactions Convertisseur - Machine	
VI.1. Introduction	87
VI.2. Définitions des harmoniques	87
VI.2.1. Sources d'harmoniques	87
VI.2.1.1. Appareils de production, de transport et de distribution	87
VI.2.1.2. Charges industrielles	88
VI.2.1.3. Charges domestiques	89
VI.2.2. Caractérisation et définitions	89
VI.2.3. Harmoniques et composantes symétriques	91
VI.2.3.1. Cas de signaux équilibrés	91
VI.2.3.2. Cas de signaux déséquilibrés	91
VI.3. Analyse harmonique de charges usuelles	92
VI.3.1. Variateur de vitesse pour machine asynchrone	92
VI.3.2. Ordinateur	92
VI.3.3. Lampe basse consommation	92
VI.4. Effets recensés sur les différents matériels	92
VI.4.1. Effets à court terme	92
VI.4.2. Effets à long terme	93
VI.4.3. Exemple du Moteurs à induction	93
VI.4.3.1. Perturbations mécaniques	93
VI.4.3.2. Influence sur les pertes	93
VI.4.3.3. Augmentation de la température de fonctionnement	93
VI.4.3.4. Réduction de la durée de vie	94
VI.4.3.5. En résumé	95

Bibliographie



AVANT PROPOS

AVANT PROPOS

Ce document est un support de cours destiné à tous les étudiants qui s'intéressent à l'enrichissement de leurs bagages intellectuels, de filières techniques, concernant l'association des machines électriques aux différents convertisseurs. Particulièrement, les étudiants des filières Electrotechnique, Electromécanique et même Génie Mécanique, toutes spécialités confondues. Il constitue une base pour les étudiants sur les entraînements électrique d'une manière générale. En particulier, la commande de l'association machines électriques et convertisseurs statique. Ce polycopié constitue une suite des deux matières suivantes ; Commande des machines et commande des entraînements électromécaniques, enseignées aux étudiants troisièmes années électrotechnique et troisièmes années électromécanique, respectivement. Bien précisément, ce polycopié est basé sur le Canvas des étudiants master I, en Electrotechnique option : Machines Electriques.

C'est un cours complet, illustre de nombreux schémas clairs et précis avec des développements et descriptions mathématique décrivant les modèles des différentes parties de chaque système étudié. Il est destiné à accompagner le travail personnel et la progression de l'étudiant et à l'aider dans la perfection de ses connaissances dans le choix et la mise en œuvre des systèmes de variations, de commandes des grandeurs de contrôles des différentes machines de bases utilisées dans notre vie quotidienne.

Le document a pour ambition de présenter, de la manière la plus complète possible, le fonctionnement et les formulaires détaillés concernant les principaux schémas de commandes des principaux systèmes d'entraînements électriques, en s'appuyant sur les principaux types de machines électriques associés aux différents convertisseurs statiques,

Cela explique les cinq principales parties du cours, subdivisés en six chapitres principaux avec un chapitre supplémentaire, au début du cours pour mettre en évidence l'objectif principal de ce cours qui est La maîtrise des différentes possibilités d'association entre machines électriques et convertisseurs statiques.

Le premier chapitre s'intéresse à la description et la définition des différentes parties d'un entraînement électrique et à des généralités sur les entraînements à vitesse variable des systèmes électromécaniques. Ce qui a permis de décrire les notions de bases à maitre en valeur dans l'association des trois éléments suivants : convertisseurs, machines électriques et les chaines cinématiques.

L'objectif du deuxième chapitre, été de mettre en valeur le réglage et variation de vitesse des machines à courants continus. Cela est basé sur plusieurs étapes décrivant des chaines d'entraînements à base des MCC, commençant par la constitution et le principe de fonctionnement des MCC, puis on s'est intéressé aux différents types de MCC selon l'excitations. L'étude et la description des différents types de variateurs de vitesses selon la réversibilité, la source d'alimentation, le niveau de puissance et la gamme de vitesse sont traité dans la seconde partie de ce chapitre. La dernière partie de celui-ci est consacrée à la commande et la régulation de vitesse de la machine à courant continu à excitation séparée.

Le réglage et la variation de vitesse des machines asynchrones triphasées par des convertisseurs statiques été le cœur du chapitre III. En passant par une description plus ou moins détaillée de cette machine, permettant de décrire les différentes notions de bases sur celle-ci et sur son fonctionnement. Ce qui nous a permis de développer son schéma équivalent et d'indiquer le principe de variation de vitesse de la MAS. Cela, a permis de décrire ses principaux variateurs de vitesse, basés sur des convertisseurs statiques. L'exploitation de la combinaison de la fréquence et la tension d'alimentation a permis de faire apparaître la notion de la commande scalaire de la machine asynchrone. Cette commande été l'objectif de la dernière partie de ce chapitre. Où, nous avons développé tous les principes de base de cette commande, en passant par un développement mathématique dans l'objectif est d'aboutir au schéma global de la commande scalaire, en boucle ouverte ou fermée soit en tension ou en courant selon la grandeur à manipuler.

Le quatrième chapitre est réservé au réglage et variation de vitesse des machines synchrones à aimants permanents par des convertisseurs statiques. Ce qui nous a amené à une description et une modélisation de la machine synchrone à aimants permanents, tout en décrivant son schéma équivalent et le principe de base de variation de vitesse de cette machine. La nécessité de son autopilotage a été très bien décortiqué dans cette partie. Par la suite, l'application de la commande scalaire a été très bien développée, selon la grandeur de commande, ce qui a permis de développer les deux commandes en courant et en tension.

Le cinquième chapitre est réservés à la commande des machines spéciale, particulièrement les moteurs brushless et les moteurs pas à pas. Après une définition, une description globale et une classification ont été abordées sur les différents types de ces moteurs, ce qui a permis de décrire les différentes commandes appliquées à ces types de moteurs. Où, la description et la définition des capteurs résolveurs, capteurs optiques et les capteurs inductifs avec leurs avantages et les inconvénients sont bien décortiqué dans ce chapitre.

Une description générale avec une récapitulation sur la présence d'harmoniques dans le réseau d'alimentation des différents matériels électriques, que se soit domestiques ou industriels. Ces harmoniques sont dues principalement à la présence et l'indisponibilité des convertisseurs statiques dans les installations électriques. Particulièrement, un développement de l'effet de ces perturbations à été réservé au moteur à inductions.

Critiques :

La limitation du nombre de pages, a fait réduire le volume de ce document, ce qui s'est répercuté particulièrement sur l'élimination de plusieurs détails dans les développements mathématiques et la limitation des deux derniers chapitres. Pour le cinquième, nous avons limité notre présentation aux machines citées dans le Canvas au lieu de citer d'autres types de machines spéciales ; le cas des moteur asynchrones monophasés, les machines polyphasées, les machines asynchrones à double alimentations, les machines à double stators, etc. Alors que pour le sixième, nous avons limité ce chapitre à une description générale sur les harmoniques au lieu de présenter les interactions réelles entre les différentes machines citées dans ce polycopié et les convertisseurs associés.

- Il serait judiciable d'insérer des applications à la fin de chaque chapitre, ce qui constituera des séries de travaux dirigés pour les étudiants ;
- Il serait intéressant, de donner des schémas de simulation de chaque structure et d'insérer des résultats de simulation pour les différentes parties développées dans ce polycopié. Ce qui formera un polycopié de travaux pratiques pour les étudiants.

Chapitre I

Généralités sur les
entraînements électriques à
vitesse variable des machines
électriques

I.1. Introduction :

Grâce à l'évolution technologique récente de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, les exigences de qualité accrues et les cycles de production de plus en plus courts exigent l'utilisation de techniques de réglage de plus en plus performantes, ainsi qu'une fiabilité maximale et un coût minimum ; historiquement, la machine à courant continu a été reine dans le domaine de la variation de vitesse et son emploi est largement répandu même de nos jours ; en raison de la facilité de sa commande. Cette dernière est assurée grâce au découplage naturel entre les deux éléments de commande en l'occurrence ; Le courant induit producteur du couple et le courant inducteur producteur du flux. Cependant, elle ne peut servir dans les domaines de grandes puissances ainsi que dans les milieux explosifs.

D'une manière générale, la commande des machines électriques nécessite l'association d'une machine (à courant continu, synchrones, asynchrones ou autres) dont le fonctionnement est à vitesse variable tout en lui conservant un couple optimum, à un convertisseur statique (redresseur, hacheur, gradateur, onduleur).

En fait, le choix du moteur d'entraînement dépend de l'environnement du travail et du travail sollicité ainsi que de la puissance à fournir. De même, la source d'énergie dont on dispose, les contraintes sur les paramètres que l'on doit fournir et l'investissement sur l'ensemble (le prix de revient) qui déterminent les différents éléments de la chaîne d'entraînement.

Après le choix du type de moteurs, on ambitionne d'étudier et d'analyser les possibilités d'association de convertisseurs en vue de la commande. L'apport des convertisseurs statiques tel que la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants dans le plan couple-vitesse, la solution des problèmes de démarrage et la possibilité de régulation et de contrôle à distance.

I.2. Eléments d'un entraînement électrique

Les chaînes d'entraînement électrique sont très variées selon la nature de l'application, en effet, dans plusieurs applications industrielles, la traction électrique routière, ferroviaire, la robotique, industrie du textile, l'industrie du papier, etc., on trouve plusieurs structures de chaînes de motorisation électrique avec une seule machine et un seul convertisseur (MMC) ou plusieurs machines contrôlées par une seule commande via plusieurs ou un seul convertisseur statique, ce qu'est appelé les systèmes multi-machines multi-convertisseurs (SMM).

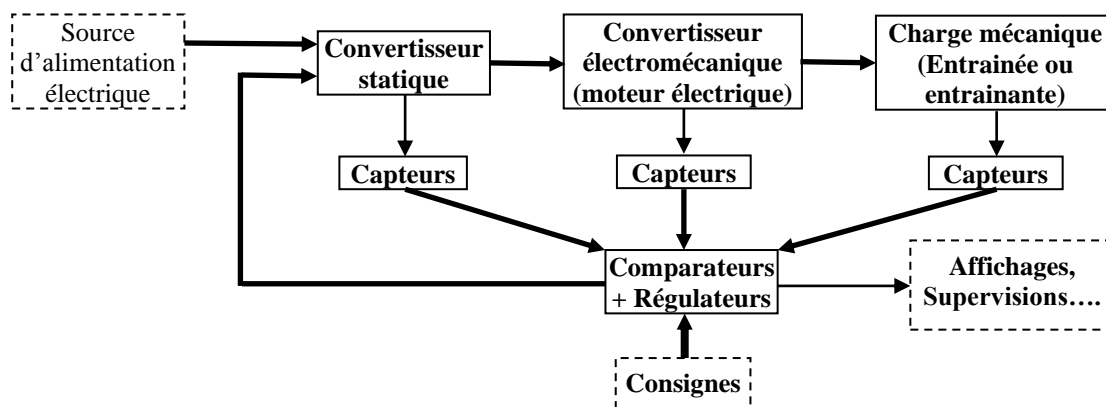


Fig. I.1 Schéma synoptique d'une chaîne d'entraînement électrique

Dans un entraînement électrique quelconque, on peut trouver :

- Des machines électriques ; qui constituent le cœur de la chaîne d'entraînement : Moteurs à courant continu, moteurs asynchrones, moteurs synchrones, etc.
- La source d'alimentation : Ce qui détermine le type du convertisseur statique à utiliser ; Redresseur, hacheur, onduleur, gradateur, cycloconvertisseur, etc.

- Les Capteurs : Ils captent l'information (sous forme d'une grandeur physique quelconque) pour la transformer en grandeur électrique mesurable. Le cas des capteurs de vitesse, de position

Les régulateurs : Ce qui définit la nature et le type de la commande appliquée.

I.3. Différents types de convertisseurs électromécaniques

Il ne s'agit pas dans cette section de comparer les machines entre elles afin de déduire quelle est la meilleure pour une chaîne de motorisation électrique, mais de présenter les avantages et les inconvénients que présente chacune d'elles.

I.3.1 Machine à courant continu

Il faut cependant noter que la machine à courant continu (MCC) à excitation séparée, dont le contrôle est très facile, a constitué l'une des premières motorisations utilisées auparavant.

Dans le **tableau I.1**, on récapitule les caractéristiques et les avantages des machines à courant continu d'une manière générale.

Tableau I.1. Caractéristiques des machines à courant continu

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> ➤ Electronique de commande simple ; ➤ Défluxage facile à réaliser. 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Présence du système ballais-collecteur, qui présente un volume supplémentaire. ➤ Usure du système ballais-collecteur (contacts glissants) requiert un entretien périodique. ➤ L'induit étant en rotation ne permet pas un bon refroidissement, ce qui limite les possibilités d'accroître les performances. ➤ Le prix et la maintenance des machine à courant continu constituent aussi une entrave pour leurs utilisations.

I.3.2 Machine asynchrone à cage

L'inconvénient majeur des machines asynchrones (MAS) vient de leur principe de fonctionnement. La machine asynchrone est équivalente à un transformateur tournant, les courants statoriques créent un flux statorique tournant, qui induira au rotor des courants qui créerons un flux au rotor, tournant à la même pulsation que celui du stator, et c'est finalement l'interaction entre ces deux flux qui va créer un couple. Il est donc nécessaire d'apporter de la puissance réactive pour magnétiser le fer, d'où un mauvais facteur de puissance et des pertes à effet Joule relativement élevées au stator. Le **tableau I.2** donne les caractéristiques essentielles de ces dernières.

Tableau I.2. Caractéristiques des machines asynchrones

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> ➤ Fabrication assez simple ; ➤ Machine robuste ; ➤ Pas besoin d'entretien régulier (en particulier ; pour les MAS à cage). 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Mauvais facteur de puissance par rapport à la MSAP ; ➤ Rendement relativement faible (nécessité d'avoir des pertes au rotor pour produire un couple).

De plus, auparavant, des pertes à effet Joule au rotor sont nécessaires pour créer du couple. Au final les MASs, du point de vue performances pures se trouvent plus ou moins défavorisées par rapport aux autres types de machines électriques ; seulement, et c'est un argument de taille pour les industriels, elles sont nettement moins chères.

I.3.3 Machine synchrone à aimants permanents

Il existe plusieurs sortes de machines synchrones à aimants permanents (MSAP), nous avons représenté dans la Fig. I.2 les rotors des plus communes d’entre elles. En ce qui concerne le stator, il est semblable à celui de toutes les machines à courant alternatif.

On donne, dans le tableau I.3, les caractéristiques générales des MSAP. L’inconvénient fonctionnel lié à l’utilisation des MSAP réside, essentiellement, dans le problème de contrôle du flux des aimants. En cas de perte de contrôle à hautes vitesses, le flux des aimants ne pouvant être coupé, il apparaît aux bornes des phases de ces machines une tension très élevée, pouvant induire des dégâts importants. Il existe, par ailleurs, d’autres inconvénients ou avantages, selon le type de machine à aimants permanents.

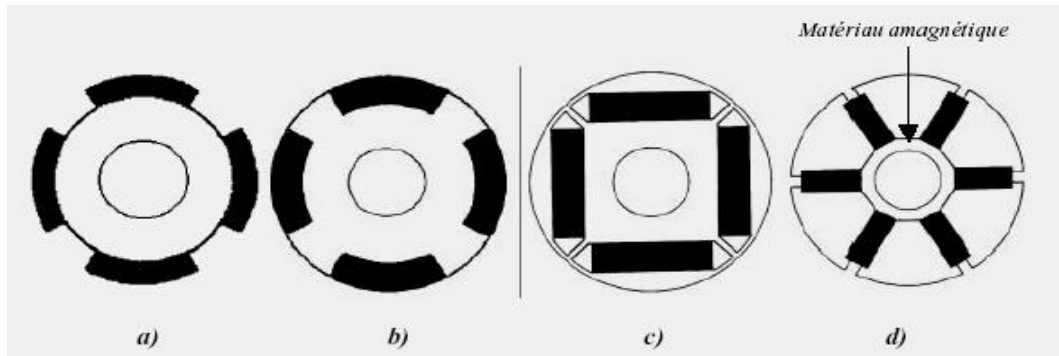


Fig. I.2. Rotors de machines synchrones à aimants permanents.

a) Machine à pôles lisses ; b-c-d) machine à pôles saillants.

Tableau I.3. Caractéristiques des machines synchrones à aimants permanents

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> ➤ Bon rendement ; ➤ Rapports couple/masse et puissance/masse élevés ⇒ Couple massique et puissance massique importants. 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Coût élevé à cause du prix des aimants ; ➤ Electronique de commande assez compliquée (nécessité d’un capteur de position) ; ➤ Fabrication plus compliquée que les machines asynchrones à cage d’écureuil et à réluctance variable ; ➤ Problème de tenu en température des aimants.

Nous avons présenté, dans ce qui a précédé, les différents types de rotors des machines électriques utilisés dans la motorisation électrique. Cette liste est loin d’être exhaustive, tellement le domaine des machines électriques est vaste. Sachant que, les progrès réalisés en électronique de puissance et les techniques de pilotage issues de l’explosion de l’informatique industrielle permettent aujourd’hui de remplacer les motorisations à courant continu par celles à courant alternatif.

Dans ce travail, nous proposons de présenter quelques techniques de commandes utilisées pour les trois machines présentées (machine à courant continu, machine asynchrone et la machine synchrone à aimants permanents).

I.4. Point et modes de fonctionnement

I.4.1. Plan Couple-Vitesse

I.4.1.1. Mode de fonctionnement

Le diagramme couple-vitesse montre l’existence de quatre quadrants de fonctionnements selon les signes de ces deux grandeurs. Pour la définition et la mise en place du nombre de quadrants

de fonctionnement, la présence d'un convertisseur statique est indispensable selon la nature d'entraînement. Soient les fonctionnements 1, 2 ou 4 quadrants.

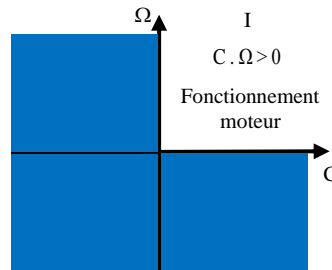
A. Modes de fonctionnement dans un (01) quadrant (non réversible) :

- Fonctionnement moteur :

Où on peut contrôler l'accélération mais non le ralentissement. Ce dernier peut être réalisé par la dissipation de l'énergie cinétique de rotation dans la charge entraînée.

Ce qui impose un type de variateur ou un convertisseur statique non réversible.

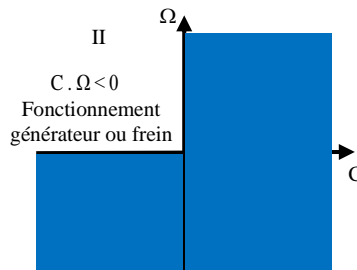
- Exemple : Pour une MCC, nous utilisons un redresseur mixte (PD 2 ou PD3) ou bien un Hacheur série
- Application : Perceuse électrique, pompage....



- Fonctionnement génératrice :

Le seul fonctionnement possible dans ce quadrant est en génératrice. La machine ne peut démarrer de manière électrique, elle doit être entraînée par un système mécanique à partir d'une vitesse nulle. Ce qui oblige l'utilisation d'un convertisseur statique non réversible.

Application : Générateur éolien (Le cas d'une génératrice le plus utilisé en vitesse variable est la machine asynchrone à double alimentation)

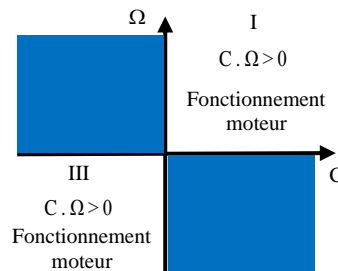


B. Modes de fonctionnement dans deux (02) quadrants :

- Fonctionnement dans 02 quadrants I et III (non réversible) :

Le type de variateur à utiliser est un convertisseur statique non réversible, sachant qu'il permet de garantir une inversion du couple et de la vitesse tout en passant par l'état d'arrêt.

Application : Lève-vitre électrique d'automobile, Visseuse-devisseuse ...

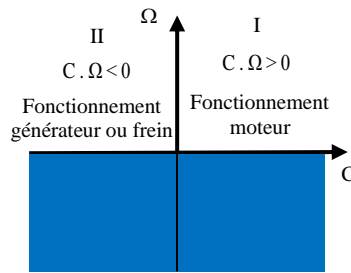


Fonctionnement dans 02 quadrants I et II (réversible) :

Dans ce type de fonctionnement, il faut pouvoir accélérer puis freiner (décélérer) électriquement la machine. C'est le fonctionnement d'une MCC alimentée à flux et à tension unidirectionnel, avec une possibilité d'inversion du courant d'induit ce qui change le signe du

couple). Ce qui correspond par exemple à l'entraînement d'un véhicule en marche avant et arrière, etc. Le variateur ou le convertisseur statique doit être réversible en courant.

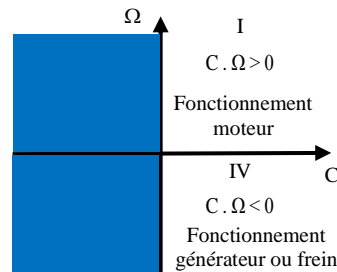
Applications : Scooter électrique, laminoir...



- **Fonctionnement dans 02 quadrants I et IV (réversible) :**

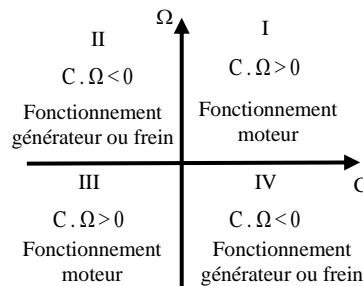
Dans ce type de fonctionnement, à l'arrêt le couple résistant peut-être différents de zéro. Ce qui représente le fonctionnement d'une MCC alimentée à flux et à courant d'induit unidirectionnel, avec une possibilité d'inversion de la tension d'induit ce qui change le signe de la vitesse). Ce qui impose un type de variateur ou un convertisseur statique réversible en tension.

Applications : Système de levage, treuil...



C. Modes de fonctionnement dans 04 quadrants (réversible) :

Le variateur permet de gérer des accélérations et décélérations, ainsi que des freinages dans toutes les situations disponibles. Ce qui impose un convertisseur réversible en courant et en tension.



I.4.1.2. Point de fonctionnement entraînée

d'un groupe moteur-charge

Pour déterminer convenablement les conditions de fonctionnement de l'ensemble moteur-charge entraînée, il est très important de connaître les deux caractéristique couple-vitesse de chacun d'eux. Ce qui fait, qu'on aura la caractéristique du moteur d'entraînement $C_m = f(\Omega)$ et celle de la charge entraînée $C_r = f(\Omega)$, Fig. I.3.

Le point d'intersection des deux caractéristiques mécaniques, du moteur ($C_m=f(\Omega)$) ainsi que de la charge mécanique ($C_r = f(\Omega)$), donne le point de fonctionnement du groupe moteur-charge entraînée $M_i (C_i, \Omega_i)$. A ce point, on associe habituellement le couple nominal (C_n) et la vitesse nominale (Ω_n) du groupe.

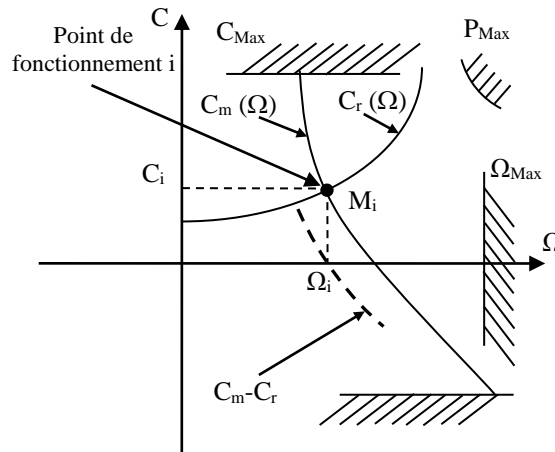


Fig. 1.3 Point de fonctionnement d'un groupe (moteur – charge entraînée).

I.4.1.3. Stabilité du point de fonctionnement d'un groupe moteur-charge entraînée

L'étape le plus essentiel c'est de déterminer est-ce que le point de fonctionnement trouvé est stable ou instable, on parle alors d'équilibres stable et instable.

A cet effet, considérons la **figure 1.3** et supposons que pour une cause quelconque, la vitesse du groupe décélère (ralentisse), ce qui fera que le couple moteur (C_m) devient supérieur au couple résistant (C_r). Ainsi, à cet effet s'oppose une action interne qui tend à ramener le groupe à sa vitesse initiale. Inversement, si on la vitesse du groupe accélère, le couple moteur deviendrait inférieur au couple résistant et l'action interne tendrait bien à s'opposer à cet effet. Alors, la pente du couple résistant par apport à la vitesse soit plus grande que la pente du couple moteur par apport à la vitesse. A une augmentation de la vitesse correspondra alors $J.(d\Omega/dt) < 0$, donc une diminution de la vitesse de rotation et un retour à l'équilibre.

La condition de stabilité se traduit par : La pente de la caractéristique ($C_m - C_r$) doit être négative ; soit :

$$\frac{\Delta(C_m - C_r)}{\Delta\Omega} < 0 \tag{I.1}$$

I.5. Caractéristiques mécaniques des machines électriques

D'une manière générale, les caractéristiques mécaniques des moteurs électriques ($C_m=f(\Omega)$) peuvent se ramener à 2 types principaux : Caractéristique d'un MCC série et celle d'un MCC shunt, comme l'indique la **Fig. I.4**.

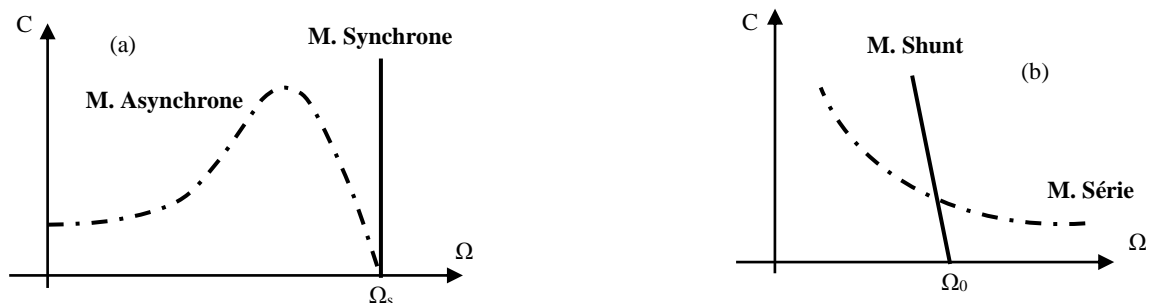


Fig. I.4 Caractéristiques mécaniques des moteurs électriques :

- a) Moteurs à courant alternatif : Asynchrone et synchrone ;
- b) Moteurs à courant continu : Shunt et série.

- Série : Où la vitesse diminue d'une manière rapide lorsque la charge augmente ;
- Shunt : Où la vitesse ne varie pas beaucoup avec la charge ;

Sachant que, le choix du type de moteur à utiliser dépend d'une manière directe de la caractéristique de la charge entraînée.

I.6. Caractéristiques mécaniques des charges entraînées :

Les caractéristiques mécaniques des charges entraînées ($C_r = f(\Omega)$) sont souvent compliquées et difficile à représenter. Ce qui nous amène en pratique, le plus généralement, à se référer à l'un ou l'autre des modes de fonctionnement suivants :

I.6.1. Fonctionnement à couple constant

Ce fonctionnement se traduit par un couple de charge indépendant de la vitesse de rotation, ce qui impose une puissance proportionnelle à la vitesse. Ce mode est applicable aux engins de levage (Ascenseurs, grues ...). Où, $C_r = k_1$ et $P = C_r \cdot \Omega \Rightarrow P = k_1 \cdot \Omega$.

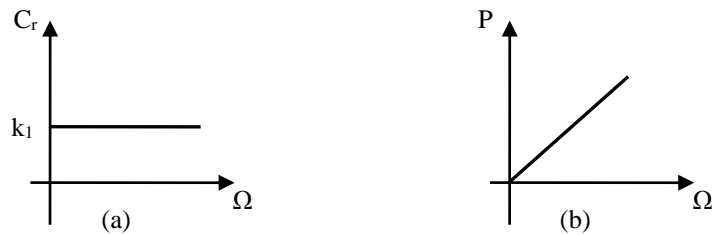


Fig. I.5 Fonctionnement à couple résistant constant :
(a) : $C_r(\Omega)$, (b) : $P(\Omega)$.

I.6.2. Fonctionnement à puissance constante

Dans ce fonctionnement, c'est la puissance qui est indépendante de la vitesse (à puissance constante, $P = k_2$), alors que le couple est inversement proportionnel à la vitesse ($C_r = P/\Omega = k_2/\Omega$) avec une caractéristique hyperbolique. On cite comme exemple : Dérouleuses de papier, Bobineuses, etc.

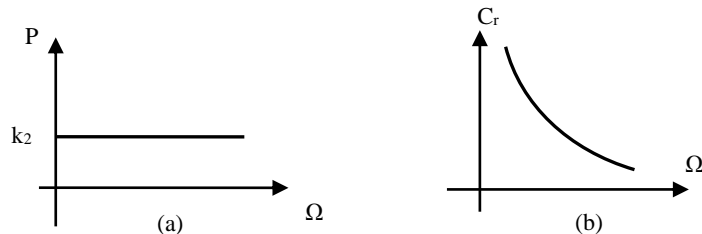


Fig. I.6 Fonctionnement à puissance constante :
(a) : $P(\Omega)$; (b) : $C_r(\Omega)$.

I.6.3. Fonctionnement à couple proportionnel à Ω

C'est un entraînement lent, qui se traduit par une proportionnalité du couple de charge à la vitesse de rotation ; ($C_r = k_3 \cdot \Omega \Rightarrow P = k_3 \cdot \Omega^2$). Comme application on cite les machines de tissage....

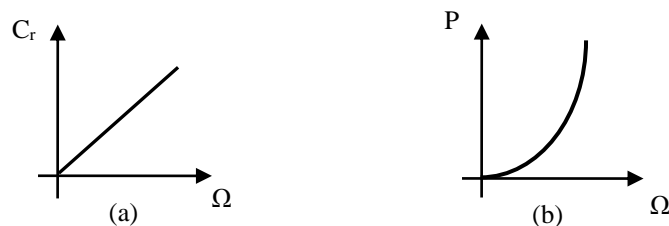


Fig. I.7 Fonctionnement à $C_r = k_3 \cdot \Omega$:
(a) : $C_r(\Omega)$; (b) : $P(\Omega)$.

I.6.4. Fonctionnement à couple proportionnel au carré de la vitesse ($C_r = k_4 \cdot \Omega^2$)

C'est un entraînement rapide, où nous avons une proportionnalité du couple de charge au carré de la vitesse de rotation ; ($C_r = k_4 \cdot \Omega^2 \Rightarrow P = k_4 \cdot \Omega^3$). Le cas des ventilateurs, les pompes

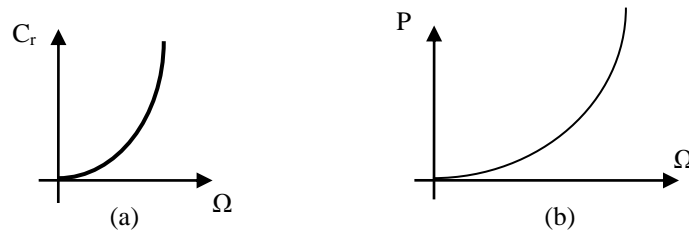


Fig. I.8 Fonctionnement à $C_r = k_4 \cdot \Omega^2$:
(a) : $C_r(\Omega)$; (b) : $P(\Omega)$.

I.7. Réglage et variation de vitesse d'un moteur électrique

Faire varier la vitesse d'un moteur électrique, c'est modifier le point de fonctionnement, donc à courbe de couple résistant donné $C_r(\Omega)$ (supposée immuable) c'est agir sur la courbe $C_m(\Omega)$ du moteur électrique d'une manière à la faire déplacer selon le signe de $C_m - C_r$. Tout ça a pour objectif de satisfaire au mieux les besoins d'une application demandée.

Chapitre II

Convertisseurs - Moteurs à courant continu

II.1. Introduction

Les machines à courant continu sont des machines réversibles qui transforment l'énergie mécanique en énergie électrique (en mode générateur) ou inversement (en mode moteur). Comprenant une partie fixe destinée à créer le flux magnétique qui est l'inducteur et une partie mobile appelée l'induit, dans lequel aura lieu la transformation de l'énergie, avec un collecteur et des pôles magnétiques excités par une source de courant continu ou constitués des aimants permanents.

II.2. Construction générale d'un moteur à courant continu

Le moteur comprend :

- Un circuit magnétique, comportant une partie fixe qui est le stator ainsi qu'une partie tournante qui est le rotor et l'entrefer qui représente l'espace entre les deux parties.
- Une source de champ magnétique nommée l'inducteur (le stator) créée par un bobinage ou des aimants permanents.
- Un circuit électrique induit (le rotor), subit les effets de ce champ magnétique.
- Le collecteur et les balais, permettent d'accéder au circuit électrique rotorique.

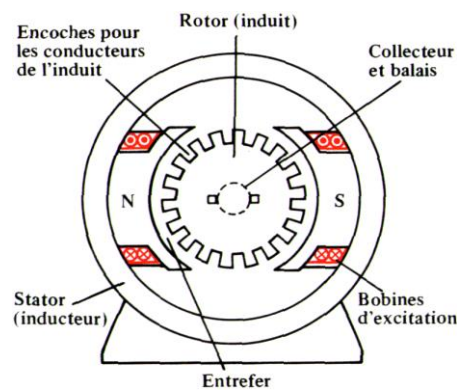


Fig. II.1 Constitution générale d'un moteur à courant continu

II.3. Principe de fonctionnement d'un moteur à courant continu

L'inducteur crée un champ magnétique fixe \vec{B} . Le stator peut être à « aimant permanent » ou constitué d'électroaimants.

L'induit porte des conducteurs parcourus par un courant continu (alimentation du moteur) formant des spires, qui sont soumises à des forces ; dites « de Laplace », entraînent la rotation du rotor.

Il en résulte une variation de flux du champ magnétique à travers chaque spire ; elle engendre une f.c.e.m qui est redressée par l'ensemble balais-collecteur (appelé redresseur mécanique).

La valeur moyenne E' de cette F.C.E.M. est proportionnelle à la vitesse angulaire de rotation Ω du rotor, au flux maximal du champ magnétique créé par l'inducteur à travers chaque spire de l'induit et à une constante K qui dépend des caractéristiques de la conception du moteur (nombre de conducteurs, nombre de paires de pôles, surface de chaque spire et de voies, dénommée constante du moteur).

II.4. Grandeurs caractéristiques d'une machine à courant continu

II.4.1. Force contre électromotrice

Le champ magnétique nécessaire au fonctionnement de la machine est créé au stator. On utilise soit un bobinage inducteur traversé par un courant électrique (I), soit un aimant permanent.

La F.E.M induite au rotor, recueillie entre balais est proportionnelle au flux par pôle et à la vitesse angulaire de rotation.

$$E = K\Phi\Omega \quad (\text{II.1})$$

La constante de proportionnalité K ne dépend que du nombre N_c de conducteurs au rotor (nombre de brins actif de l'induit), du mode de bobinage (nombre a de paires de voies d'enroulements, de l'induit), et du nombre p de paires de pôles (à l'inducteur).

$$K = \frac{p N_c}{a 2\pi} \quad (\text{II.2})$$

Sachant que, les pièces polaires au stator sont en fer doux massif, car le champ magnétique qui les traverse est constant. Il n'y a donc pas de pertes ferromagnétiques.

Dans le cas où le flux Φ est créé par un bobinage inducteur, plusieurs possibilités de branchement existent :

- Le bobinage inducteur est alimenté par un courant continu indépendant, dans ce cas la machine est dite à excitation séparée. Avec un fonctionnement à flux Φ constant.
- Le bobinage inducteur est alimenté par un courant continu égal ou proportionnel au courant passant dans le bobinage induit, dans ce cas la machine est dite à excitation série. Où, le flux Φ est variable.

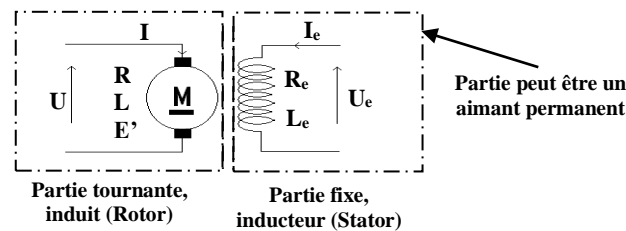


Fig. II.2 Schéma de principe d'un MCC à excitation séparée

II.4.2. Vitesse de rotation

La vitesse de rotation d'un moteur continu peut être donnée par :

$$\Omega = \frac{U - RI}{K \cdot \Phi} \quad (\text{II.3})$$

II.4.3. Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique du moteur est donné par :

$$C_{em} = K\Phi I \quad (\text{II.4})$$

II.4.4. Courant dans l'induit

Pour le fonctionnement moteur, la loi d'Ohm appliquée à l'induit s'écrit :

$$U = E' + RI \quad (\text{II.5})$$

II.5. Différents types d'un moteur à courant continu, selon l'excitation

II.5.1. Moteur à excitation séparée

Dans ce type de moteur, l'aimant permanent est remplacé par un électroaimant qui représente l'inducteur du moteur et correspond à la partie fixe (stator). Le rotor qui est la partie mobile, alimenté par une tension continue à travers le système balais-collecteur.

Dans un moteur à excitation séparée l'induit et l'inducteur disposent chacun d'une source continue autonome (U et U_e).

Sachant, que l'inversion du sens de rotation du moteur se fait simplement par l'inversion des polarités d'alimentation soit de l'induit ou bien de l'inducteur.

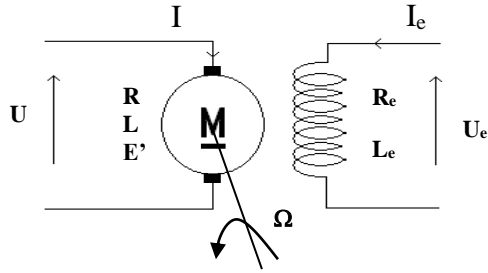


Fig. II.3 : Schéma de principe d'un MCC à excitation séparée

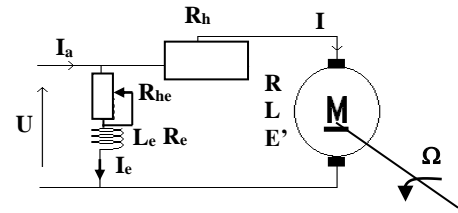


Fig. II.4 : Schéma de principe d'un MCC à excitation shunt

A. Description mathématique

➤ Les équations électriques

$$L_e \frac{di_e(t)}{dt} + R_e i_e(t) = U_e(t) \tag{II.6}$$

$$L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) + E' = U(t) \tag{II.7}$$

Avec E' : Force contre électromotrice.

➤ L'équation mécanique

$$\sum C = J \frac{d\Omega}{dt} \tag{II.8}$$

$$\Rightarrow C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} ; C_{em} = J \frac{d\Omega}{dt} + C_r \tag{II.9}$$

Où : C_r et C_{em} ; Représente le couple résistant et électromagnétique respectivement.

B. Caractéristiques de moteur à excitation séparée

B.1. Caractéristique électromécanique de couple ($C_m(I)$)

$$U = \text{Cte.}, I_e = \text{Cte.}$$

$$C_m = K' \cdot I \tag{II.10}$$

$$\text{Avec ; } K' = K \cdot \Phi \tag{II.11}$$

K : Constante de moteur

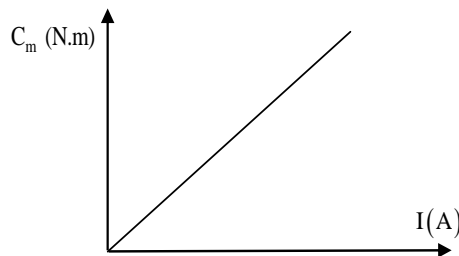


Fig. II.5 Caractéristique du couple d'un MCC à excitation séparée

B.2. Caractéristique électromécanique de vitesse (Ω (I))

$U = Cte, \Phi = Cte.$

$$\Omega = \frac{U - RI}{K\Phi} = -\frac{R}{K'}I + \frac{U}{K'} \tag{II.12}$$

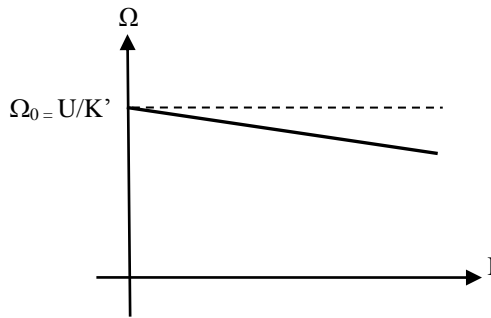


Fig.II.6 Caractéristique de vitesse d'un MCC à excitation séparée

B.3. Caractéristique mécanique (C (Ω))

Par élimination graphique du courant (I) entre $C_m(I)$ et $\Omega(I)$, on obtient la caractéristique $C_m(\Omega)$.

$$\Omega = -\frac{R}{K'}I + \frac{1}{K'}U \tag{II.13}$$

$$C = -\frac{K'^2}{R}\Omega + \frac{K'}{R}U ; \text{ avec } \Omega = \frac{2\pi N}{60} \tag{II.14}$$

Lorsque le réseau d'alimentation de l'induit est une tension fixe, on peut alimenter l'inducteur en parallèle avec l'induit, le moteur est dit à l'excitation shunt, le courant I absorbé par le moteur est la somme ($I + I_e$). Un rhéostat de démarrage est en série avec l'induit, éventuellement un rhéostat de champ est placé en série avec le bobinage d'excitation.

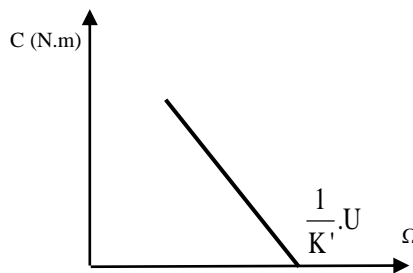


Fig.II.7 Caractéristique mécanique d'un MCC à excitation séparée

Le moteur shunt est un moteur à vitesse constante qui absorbe un courant d'induit proportionnel au couple résistant qu'on lui impose, avec $I_e = \frac{U}{R_e + R_{he}}$.

II.5.2. Moteur série

Dans le cas d'un moteur série, le bobinage inducteur est connecté en série avec le bobinage induit, d'où son nom. L'inversion du sens de rotation est obtenue par inversion des polarités de l'induit ou de l'inducteur. Les deux bobinages induit et inducteur sont parcourus par le même courant I.

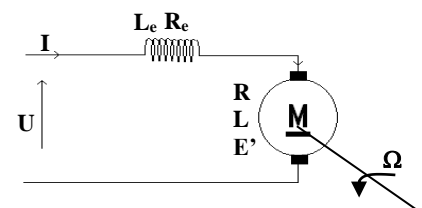


Fig.II.8 Schéma de principe d'un MCC à excitation série

A. Caractéristiques d'un moteur série**A.1. Caractéristique du couple ($C_m(I)$)**

$$C = \frac{EI}{\Omega} = \frac{K'N.I.I.60}{2\pi N} \quad (\text{II.15})$$

$$C = \frac{K'.I^2.60}{2\pi} \Leftrightarrow C = K''.I^2 \quad (\text{II.16})$$

Equation d'une parabole qui passe par l'origine.

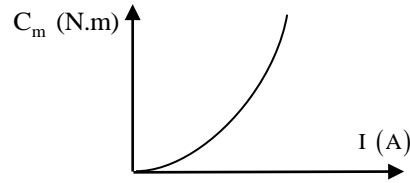


Fig.II.9 : Caractéristique de couple d'un MCC à excitation série

A.2. Caractéristique de vitesse ($\Omega(I)$)

$$\Omega = \frac{U - (R + R_e)I}{K\Phi}$$

$$(R + R_e)I \ll U \Rightarrow \Omega = \frac{U}{K\Phi}$$

$$\Phi = AI \Rightarrow \Omega = \frac{U}{K'I} \quad (\text{II.17})$$

Equation d'une hyperbole décroissante, ce qui provoque le risque de l'emballement du moteur à vide.

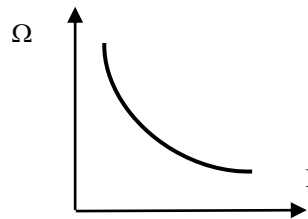


Fig.II.10 Caractéristique de vitesse d'un MCC à excitation série

A.3. Caractéristique mécanique ($C_m(\Omega)$)

$\Phi = \text{Cte.}$

$$C = \frac{EI}{\Omega} \text{ ou bien } C = \frac{EI.60}{2\pi N} \quad (\text{II.18})$$

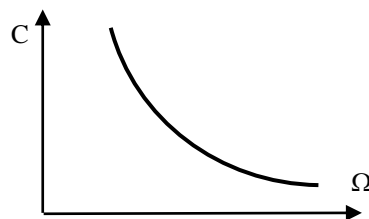
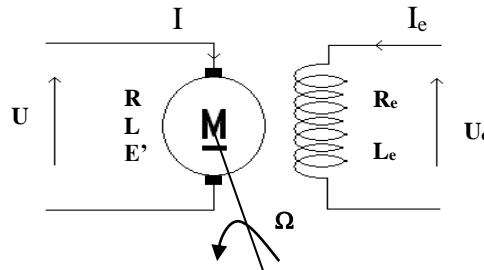


Fig.II.11 Caractéristique mécanique d'un MCC à excitation série

II.6. Variation de vitesse d’un moteur à courant continu à flux constant

II.6.1. Méthodes de réglage de la vitesse

D’après l’équation suivante (II.12), on peut définir les paramètres qui permettent de faire varier la vitesse d’un moteur à excitation séparée, qui se résument en trois paramètres :



- L’action sur la résistance d’induit (R) ; par l’insertion d’un rhéostat à l’induit du moteur, qu’on dénomme un réglage rhéostatique ;
- L’action sur le flux d’excitation (Φ) ; par l’insertion d’un rhéostat à l’inducteur du moteur, qu’on dénomme un réglage par un rhéostat du champ ;
- L’action sur la tension d’alimentation d’induit (U) ; par l’association d’un convertisseur statique à l’induit du moteur, dénommé un réglage par la tension :

A. Réglage rhéostatique

Sachant que : $U = U_n$ et $\Phi = \Phi_n$;

Ce procédé est basé sur la réduction de la valeur de la vitesse par l’augmentation de la résistance de l’induit du moteur ce qui engendre la diminution du couple, tout en agissant sur un rhéostat (R_h) inséré avec l’induit

$$\begin{cases} \Omega = \frac{U - (R + R_h)I}{K'} = -\frac{(R + R_h)}{K'} I + \frac{U}{K'} \\ C = K' I \end{cases} \quad (II.19)$$

D’après la Fig. II.12, nous obtenons un faisceau de caractéristiques (de droites) concourantes.

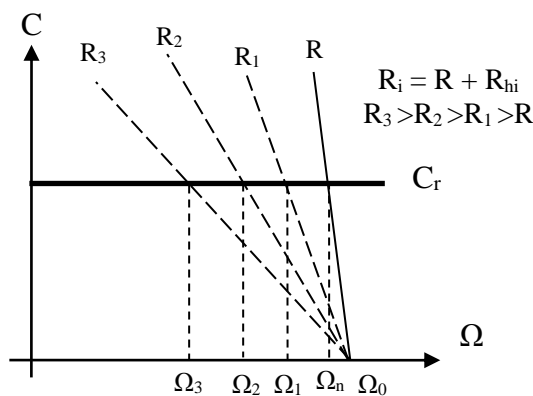


Fig.II.12 Réglage rhéostatique : Caractéristiques de réglage

Nous constatons que : Ce mode de réglage est mauvais sur les deux plans : technique et économique. Du point de vue technique, les caractéristiques étant concourantes, celles-ci, tendent de plus en plus aux caractéristiques « série ». Alors que, du point de vue économique, ce réglage est mauvais car la consommation d’énergie dans le rhéostat additionnel est d’autant plus importante que la chute de vitesse réclamée est plus élevée. Ce qui provoque la dégradation du rendement.

Dans la pratique, ce procédé de réglage n'est utilisé que pour le démarrage ou le freinage.

B. Réglage par le rhéostat du champ (agissant sur le flux)

Avec : $U = U_n$ et $I = I_n$;

Ce mode réglage est basé sur l'insertion d'un rhéostat dans le circuit inducteur (rhéostat du champ).

Ce principe s'effectue facilement et sans pertes, car le courant d'excitation est très faible, ce qui fait que la puissance dissipée dans l'inducteur est négligeable par rapport à la puissance absorbée ; le rendement du moteur ne sera pas modifié.

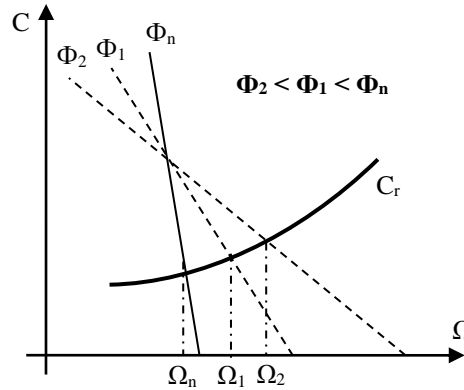


Fig. II.13 Caractéristique de réglage par le flux

Il est important de noter que :

- Dans ce mode, on ne peut qu'augmenter la vitesse au-delà de la vitesse nominale jusqu'à la vitesse maximale supportable par le moteur, tout en réduisant la valeur du flux (courant d'excitation) ;
- Ce mode est préférable pour un entraînement à puissance constante.

On a les relations suivantes :

$$\begin{cases} \Omega = \frac{U - RI}{K\Phi} = -\frac{R}{K\Phi} I + \frac{U}{K\Phi} \\ C_m = K\Phi I \end{cases} \quad (II.20)$$

En résumé ; Ce mode de réglage est mauvais du point de vue technique, par rapport aux caractéristiques qui sont concourantes. Alors qu'il est bon du point de vue économique.

Il est utilisé en mode de survitesse (pour $\Omega > \Omega_n$), du flux nominal jusqu'à un flux minimal (Φ_{min}). Où ; $\Phi_{min} > \frac{\Phi_n}{3}$.

C. Réglage par la tension d'induit

Sachant que : $\Phi = \Phi_n$;

A flux d'excitation constant, la vitesse du moteur est quasiment proportionnelle à U :

$$\Omega = \frac{U - RI}{K\Phi} = -\frac{R}{K\Phi} I + \frac{U}{K\Phi} \approx \frac{U}{K\Phi} \quad (II.21)$$

Ce réglage est obtenu par la réduction de la vitesse par rapport à sa valeur nominale, tout en réduisant la valeur de la tension d'alimentation de l'induit du moteur. Cette dernière est fournie par l'intermédiaire d'un pont redresseur commandé ou d'un hacheur, ce qui permet donc de faire varier continument la vitesse de 0 jusqu'à Ω_n .

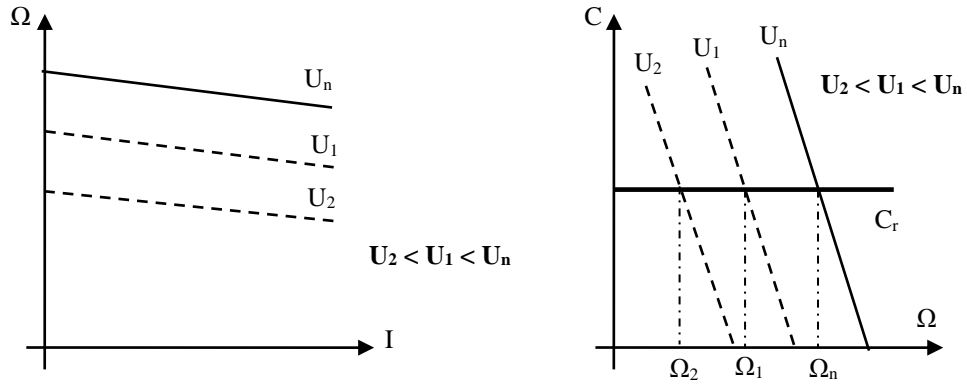


Fig. II.14 Caractéristique de réglage par la tension d’induit

Ce mode de réglage est excellent du point de vue technique car l’allure shunt est conservée, de plus, du point de vue économique, aucune énergie n’est gaspillée et le rendement demeure élevé.

Pour récapituler ; la variation de vitesse d’une machine à courant continu se réalise en deux parties ; selon la Fig. II.15.

- Fonctionnement à flux constant, $\Phi = \Phi_n$, ce qui revient au réglage par la tension d’induit ;
- Fonctionnement à flux variable, $\Phi < \Phi_n$, c’est le mode de fonctionnement en défluxage, ce qui revient au réglage par l’inducteur.

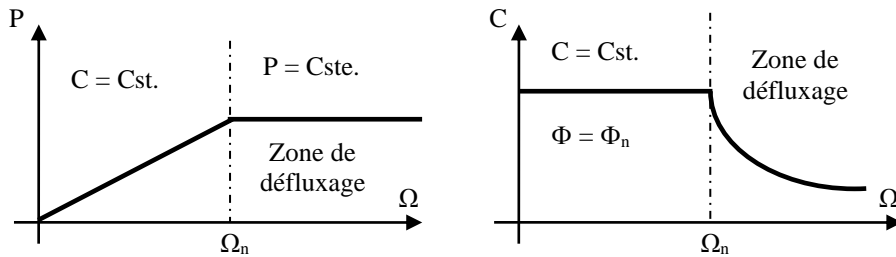


Fig. II.15 Caractéristique de réglage pour les deux zones de fonctionnement d’une MCC

- Le montage est réversible pendant la phase de freinage ; le moteur M fonctionne en mode générateur et la génératrice G en mode moteur, ce qui entraîne la MAS pour débiter sur le réseau (Générateur asynchrone).

Vu les inconvénients de ce variateur, ainsi que les avantages remarquables de l'utilisation des convertisseurs statiques, le recours à l'électronique de puissance est devenu une solution incontournable, pour obtenir une tension continue variable désirée. Le schéma de la Fig. II.17, représente le principe d'un variateur de vitesse à base d'un convertisseur statique et sa commande.

L'alimentation de l'induit du moteur M est assurée par un convertisseur statique, alors que sa vitesse est mesurée par une dynamo-Tachymétrique (T_g) qui va être comparée une référence donnée par un potentiomètre, l'écart de cette comparaison sera amplifié par A, ce qui forme la boucle de vitesse. A cette boucle s'ajoute la boucle du courant, qui aura une action prioritaire, pour que le courant n'accède par les limites autorisées.

A la sortie, on recueille l'angle (α) qui détermine les instants de déblocage des interrupteurs l'électronique de puissance.

II.8. Association Convertisseurs - MCC à excitation séparée

L'objectif principal de l'association des convertisseurs statiques à des machines électriques d'une manière générale, particulièrement pour les machines à courant continu, est de maîtriser le fonctionnement de ces machines. Bien précisément, c'est d'avoir la possibilité de contrôler la variation de leur vitesse de rotation. Pour cela, le principe de variation de vitesse des MCC est décomposée en deux parties séparées, Fig.II.15, qui sont :

- Le cas où $\Omega \leq \Omega_N$: On utilise la variation de la tension d'induit à couple constant ;
- Le cas où $\Omega > \Omega_N$: On utilise la variation du courant d'excitation.

Selon la source d'alimentation, on peut distinguer deux principaux types de convertisseurs :

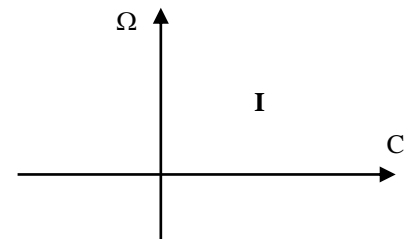
- ❖ Convertisseur AC/DC (Redresseur), réversible ou non ;
- ❖ Convertisseur DC/DC (Hacheur), réversible ou non.

II.8.1. Variateurs à redresseurs (AC/DC)

Ce sont les plus utilisés dans l'industrie, de fait que leurs alimentations se fait directement du réseau avec ou sans transformateur. Selon la puissance du moteur, nous aurons les convertisseurs monophasés ou triphasés.

A. Montages non réversible (irréversible)

Pour faire fonctionner le MCC dans un seul sens de rotation et que l'entraînement ne nécessite pas de freinage rapide, on utilise un variateur non réversible permettant la marche du MCC dans quadrant I du plan C(Ω).



A.1. Variateurs à faible puissance

Ce sont des variateurs qui peuvent aller en puissance jusqu'à 10 kW environ ($P \leq 10$ kW), alors que l'alimentation se fait en monophasé. Où, on peut citer les montages parallèle (P2) et les montages en pont (PD2), qui peuvent être mixtes ou à tout thyristors. Sachant que le handicap majeur des montages P2 est la nécessité du transformateur, ce qui n'est pas le cas des montages PD2. Il y'a deux possibilités :

- **Pont PD2 complet à thyristors**

La variation de α , $\pi/2 \geq \alpha \geq 0$, permet de faire varier la tension d'alimentation U, $0 \leq U \leq U_{d01}$ du MCC ce qui donne l'opportunité d'agir sur la vitesse

$$U = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha \tag{II.22}$$

Pour un pont PD2 à diode ; $U_{d01} = \frac{2V_m}{\pi}$

$$U = U_{d01} \cos \alpha \tag{II.23}$$

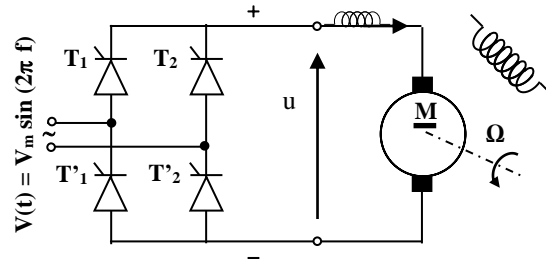


Fig. II.18 Association pont PD2 tout thyristors-MCC

• Pont PD2 mixte

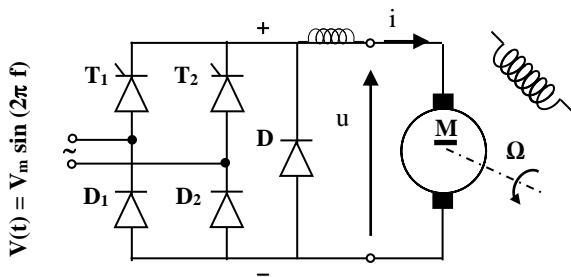


Fig. II.19 Association pont PD2 mixte symétrique-MCC

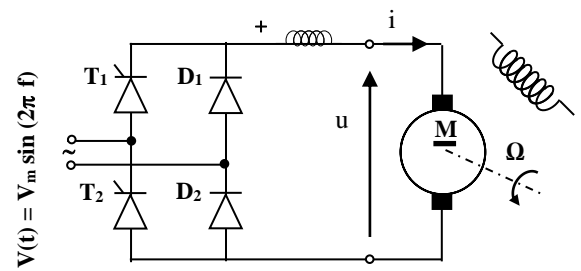


Fig. II.20 Association pont PD2 mixte asymétrique-MCC

$$U = U_{d01} \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right) \tag{II.24}$$

Pour faire varier la tension U de $U_{d01} \rightarrow 0$ dans le cas du pont mixte, il faut faire varier α de 0 à π . Ce qui engendrerait des difficultés de commutation aux faibles valeurs de U (quand α se rapproche de π) donc de la vitesse. Cependant, dans le cas du fonctionnement à des vitesses réduites et à faible charge, on choisit les montages en pont mixte.

A.2. Variateurs à moyenne puissance

Ce sont des variateurs alimentés en triphasé. Où, on peut citer les montages parallèle (P3), les montages sérié (S3) et les montages en pont (PD3), qui peuvent être mixtes ou à tout thyristors.

- La nécessité du transformateur dans le cas des montages P3 et S3 ;
- La tension inverse V_T est le double dans le cas du P3 ;
- La tension continue délivrée par le P3 ou le S3 est inférieure à celle obtenue avec un PD3.

Ce qui incite à choisir le montage en pont double PD3 : Mixte ou à tout thyristors.

• Pont PD3 complet à thyristors

$$\begin{cases} V_1(t) = V_m \sin(2\pi f t) \\ V_2(t) = V_m \sin\left(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_3(t) = V_m \sin\left(2\pi f t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

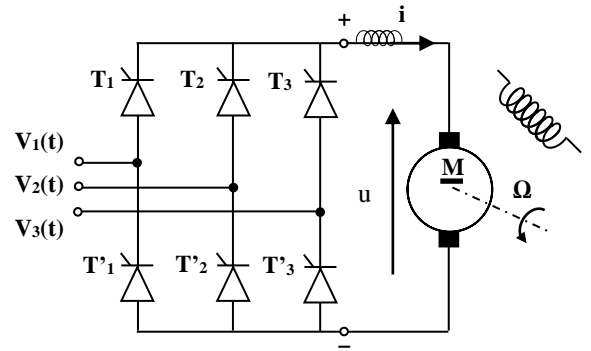


Fig. II.21 Association pont PD3 tout thyristors-MCC

$$U = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos \alpha \tag{II.25}$$

Pour un pont PD3 à diode ; $U_{d03} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m$

$$U = U_{d03} \cos \alpha \tag{II.26}$$

La variation de la vitesse Ω de $\Omega_{max} \rightarrow 0$ (de la tension U de $U_{d03} \rightarrow 0$) est conditionnée par la variation de α de 0 à $\pi/2$.

• Pont PD3 mixte (03 thyristors et 03 diodes)

La variation de α , $0 \leq \alpha \leq \pi$, permet de faire varier la tension d'alimentation U , $U_{d03} \geq U \geq 0$, du MCC ce qui offre la possibilité d'agir sur la vitesse Ω , $\Omega_{max} \geq \Omega \geq 0$.

$$U = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2}\right) \tag{II.27}$$

Pour un pont PD3 à diode ; $U_{d03} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m = U_{max}$

$$U = U_{d03} \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2}\right) \tag{II.28}$$

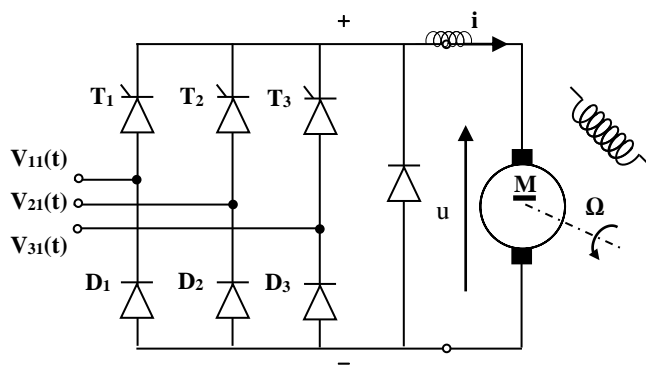
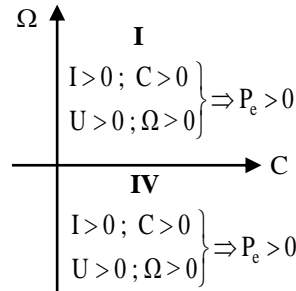


Fig. II.22 Association pont PD3 mixte-MCC

L'inconvénient de difficulté de commutation aux faibles valeurs de vitesse, est souvent souligné dans les montages en pont mixte (PD2 ou PD3). De plus, les performances du pont PD3 mixte sont si mauvaises qu'on utilise le plus souvent le pont tout thyristors alors même qu'on n'a pas besoin de sa réversibilité (en tension).

Remarque : L'utilisation des montages en pont (PD2 ou PD3) tout thyristors, permettent un fonctionnement avec inversion de vitesse (changement de signe de la tension U), tout en agissant sur l'angle de retard à l'amorçage des thyristors : Pour faire varier la tension U de U_{d0} (U_{max}) \rightarrow 0, il faut faire varier α de 0 à $\pi/2$. Alors que, pour inverser la tension et faire fonctionner le pont en mode onduleur (varier U de 0 \rightarrow $-U_{d0}$ ($-U_{max}$)), il faut faire varier α de $\pi/2$ à π . Ce qui permet un fonctionnement dans les quadrants I et IV.



A.3. Variateurs à forte puissance

Ce sont des variateurs alimentés en triphasé. Où, il faut une association de deux montages en pont, particulièrement, les montages en pont (PD3). L'alimentation de ces variateurs exigent l'utilisation d'un transformateur à deux secondaires, délivrant un système de tensions triphasés égaux en amplitudes mais décalés d'un angle de $\pi/3$.

- **Montage dévolteur-survolteur**

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{11}(t) = V_m \sin(2\pi f t) \\ V_{21}(t) = V_m \sin\left(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{31}(t) = V_m \sin\left(2\pi f t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{array} \right. ; \quad \left\{ \begin{array}{l} V'_1(t) = V_m \sin\left(2\pi f t - \frac{\pi}{3}\right) \\ V'_2(t) = V_m \sin(2\pi f t - \pi) \\ V'_3(t) = V_m \sin\left(2\pi f t + \frac{\pi}{3}\right) \end{array} \right.$$

$$U_1 = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos \alpha \quad (\text{II.29})$$

$$U_2 = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m = U_{d03} \quad (\text{II.30})$$

$$U_1 = U_{d03} \cos \alpha \quad (\text{II.31})$$

$$U = U_1 + U_2 \quad (\text{II.32})$$

La variation de α de 0 à π ($0 \leq \alpha \leq \pi$) permet de faire varier la tension U_1 de $U_{d03} \rightarrow -U_{d03}$ ($U_{d03} \geq U_1 \geq -U_{d03}$), ce qui offre la possibilité d'avoir une plage de variation de U entre $2U_{d03} \rightarrow 0$, ($2U_{d03} \geq U \geq 0$).

- **Montage double mixte**

$$U_1 = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right) = U_{d03} \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right) \quad (\text{II.33})$$

$$U_2 = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right) = U_{d03} \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right) \quad (\text{II.34})$$

$$U = U_1 + U_2 \quad (\text{II.35})$$

La variation de α de 0 à π ($0 \leq \alpha \leq \pi$) permet de faire varier la tension U_1 et U_2 de $(U_{d03}) \rightarrow 0$ ($U_{d03} \geq U_1 \geq 0, U_{d03} \geq U_2 \geq 0$), donc une plage de variation de U entre $2U_{max} \rightarrow 0, (2U_{d03} \geq U \geq 0)$.

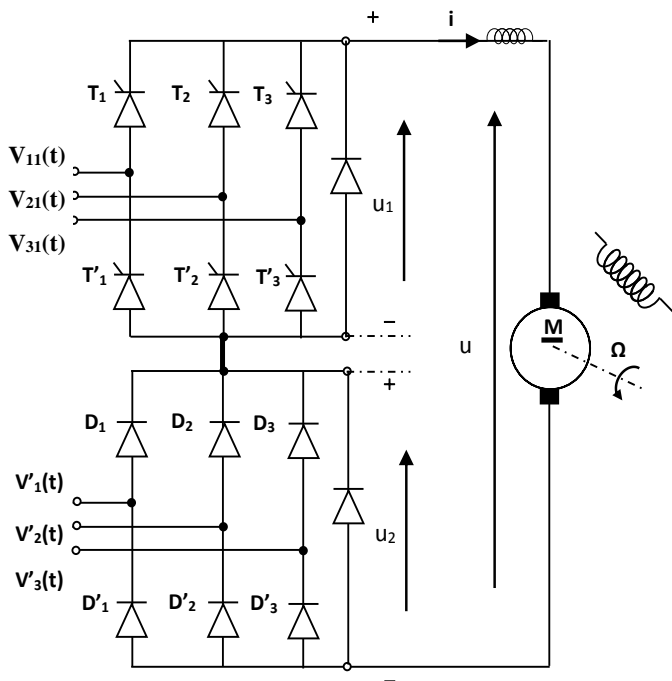


Fig. II.23 Association du Montage dévolteur-survolteur avec MCC.

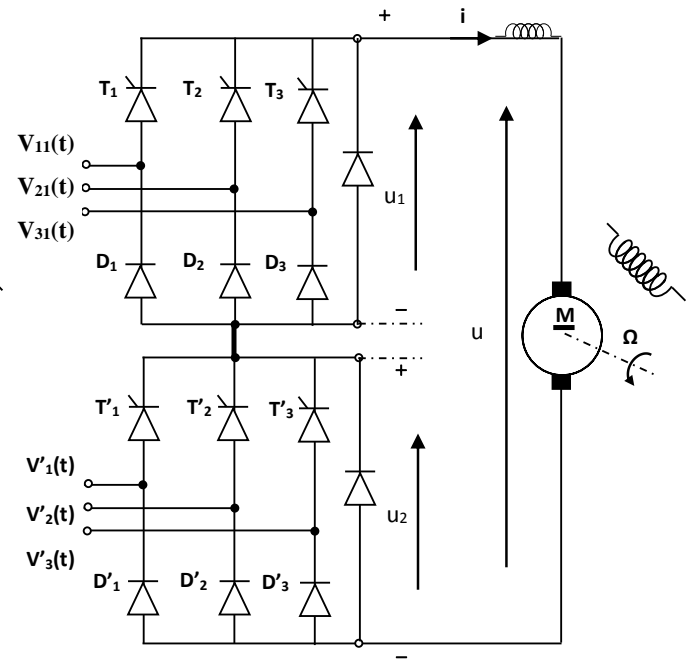


Fig. II.24 Association du Montage double mixte avec MCC.

B. Montages réversible

Le fonctionnement réversible d'un entraînement est assuré, si à la fois la chaîne cinématique et le variateur de vitesse sont réversibles. Tout en assurant une inversion rapide du sens de rotation de la chaîne. Cela est possible avec un variateur fonctionnant dans les quatre quadrants du plan I(U) ou C(Ω).

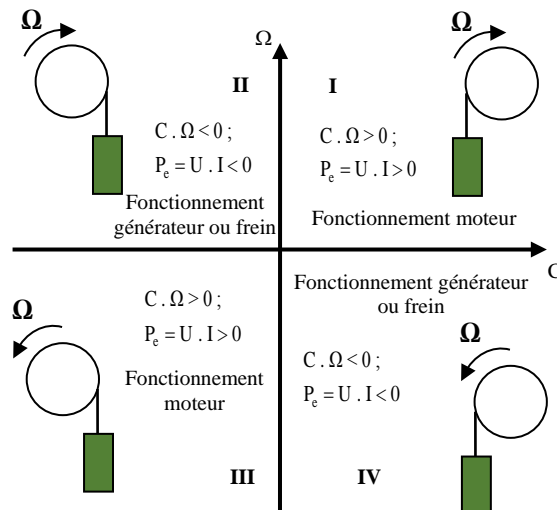


Fig. II.25 Quadrants de fonctionnement de MCC-Plan $\Omega(C)$

Le déroulement d'un cycle de travail conduit à passer d'un quadrant à un autre dans le sens de leur numérotation. Sachant que, la réalisation de ce fonctionnement nous amène à prévoir trois possibilités différentes :

- Inversion du courant inducteur ;
- Inversion du courant d'induit (par un commutateur électronique) ;
- Montage réversible tête-bêche.

La qualité d'un montage par rapport à l'autre est définie selon la réponse de changement de signe du couple, **I** → **II** et **III** → **IV**. Alors que le changement du sens de rotation est le plus généralement assuré par des redresseurs tout thyristors, qui permettent un fonctionnement en mode redresseur ($U \geq 0$) pour $\alpha \in [0, \pi/2]$, par contre pour $\alpha \in [\pi/2, \pi]$, ils assurent le fonctionnement en mode onduleur non autonome ($U \leq 0$).

B.1. Montage à inversion du courant inducteur

L'intérêt principe de ce montage est de réaliser l'inversion du courant inducteur à courant d'induit nul ($I = 0$), ce qui permettra de changer le signe du couple.

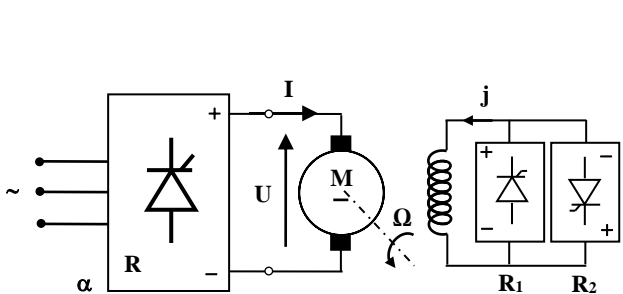


Fig. II.26 Montage à inversion du courant d'inducteur (j) d'un MCC

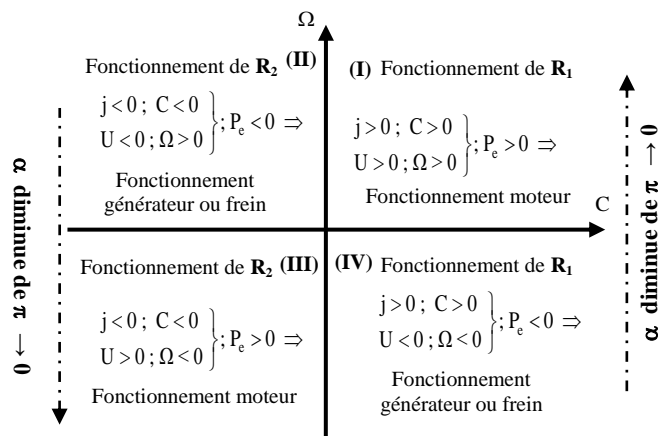


Fig. II.27 Quadrants de fonctionnement de MCC dans le plan $\Omega(C)$

D'une manière générale, cette action est assurée par deux petits redresseurs, **R1** et **R2**, (à faible puissance, ce qui correspond à celle de l'inducteur), montés en tête-bêche, permettant ainsi l'alimentation de l'inducteur dans un sens ou dans un autre, comme l'indique la Fig. II. 26. Cependant, l'induit du moteur est alimenté par un redresseur à tout thyristors, en monophasé ou en triphasé selon la puissance voulue, pour assurer l'inversion de sens de rotation (Ω) suivant la plage de variation de α ; $\alpha \in [0, \pi/2]$ pour $\Omega \geq 0$ ($U \geq 0$) par contre pour $\alpha \in [\pi/2, \pi]$ $\Omega \leq 0$ ($U \leq 0$).

Malgré la simplicité de cette solution ainsi que sa rentabilité (économique), son utilisation est conditionnée que par une acceptation d'un temps mort d'inversion du couple (l'inversion de I) qui est assez élevé (0.5 seconde à quelques secondes). Ce temps est causé par la constante de temps de l'inducteur.

B.2. Montage à inversion du courant induit

Dans ce cas, l'inducteur ne sera pas concerné par les inversions qu'on devrait réaliser. Par contre, l'induit est alimenté par un seul redresseur tout thyristors (ce qui permet le changement de signe de la tension U selon l'angle d'amorçage α) ; alors que, l'inversion du couple s'obtient par inversion du courant I à l'aide d'un commutateur bipolaire. Ce qui permet au redresseur de fonctionner, en pont tête (position (1)) ou en pont bêche (position (2)). Le passage du commutateur d'une position à une autre s'opère à courant nul ($I = 0$). Ce procédé entraîne une augmentation sensible du temps mort nécessaire à l'inversion du couple ; il varie entre 0.1 et 0.3s.

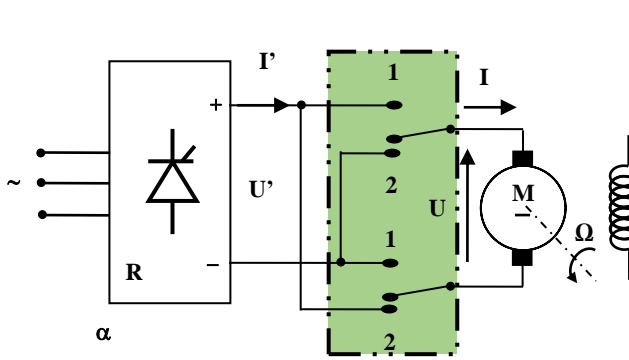


Fig. II.28 Montage à inversion du courant d’induit (I) d’un MCC

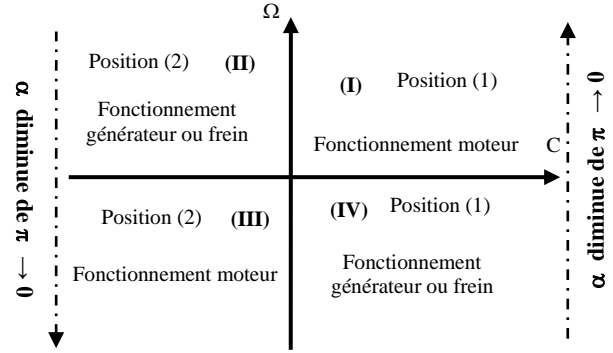


Fig. II.29 Quadrants de fonctionnement de MCC dans le plan Ω(C)

Le quadrant (I) ;

$$\left. \begin{matrix} I = I' > 0 ; C > 0 \\ U = U' > 0 ; \Omega > 0 \end{matrix} \right\} \Rightarrow P_e > 0$$

Le quadrant (II) ;

$$\left. \begin{matrix} I' > 0 ; I = -I' \Rightarrow I < 0 ; C < 0 \\ U' < 0 ; U = -U' \Rightarrow U > 0 ; \Omega > 0 \end{matrix} \right\} \Rightarrow P_e < 0$$

Le quadrant (III) ;

$$\left. \begin{matrix} I' > 0 ; I = -I' \Rightarrow I < 0 ; C < 0 \\ U' > 0 ; U = -U' \Rightarrow U < 0 ; \Omega < 0 \end{matrix} \right\} \Rightarrow P_e > 0$$

Le quadrant (IV) ;

$$\left. \begin{matrix} I' > 0 ; I = I' \Rightarrow I > 0 ; C > 0 \\ U' < 0 ; U = U' \Rightarrow U < 0 ; \Omega < 0 \end{matrix} \right\} \Rightarrow P_e < 0$$

B.3. Montage en tête bêche

Le principe est d’assurer une inversion du couple d’une manière très rapide, en s’appuyant sur un équipement d’électronique de puissance. Pour cela, une association de deux redresseurs tout thyristors montés en tête-bêche est recommandée, alimentant l’induit du moteur. Le premier redresseur fonctionne dans les quadrants I et IV du plan Ω(C), pour assurer un courant $I > 0$, alors que le deuxième redresseur opère dans les quadrant II et III et fournit un courant $I < 0$.

De ce principe, il découle les montages en anti-parallèles avec et sans courant de circulation, les montages en croix, etc.

• **Montage anti-parallèle avec courant de circulation**

Parmi les avantages de ce variateur est qu’il ne présente pas de temps mort pendant l’inversion du couple (temps mort de quelque milliseconde) ; dès que le courant I_1 devient négatif, le courant passe instantanément du pont 1 au pont 2.

Sachant que, les deux ponts redresseurs sont commandés en permanence de façon qu’ils donnent toujours aux bornes de l’induit du moteur des tensions redressées de valeurs moyennes

égales et opposées. Donc, les angles de retard à l'amorçage des deux ponts doivent être complémentaires :

$$\begin{cases} U_1 = -U_2 \\ U_1 = U_0 \cos \alpha_1 = -U_0 \cos \alpha_2 \\ \Rightarrow \alpha_1 + \alpha_2 = \pi \Leftrightarrow \alpha_1 = \pi - \alpha_2 \end{cases} \quad (II.36)$$

Dans le cas des PD3 : $U_0 = U_{d03}$

Si $U_1 + U_2 = 0$ (en valeur moyenne) mais en valeurs instantanées ne sont pas égales : $u_1(t) + u_2(t) \neq 0$, ce qui engendre un courant de circulation (I_c) entre les deux redresseurs. Toutefois, pour étouffer ce courant, en le limitant par l'insertion des inductances de filtrage (L_c) dans la boucle à courant continu.

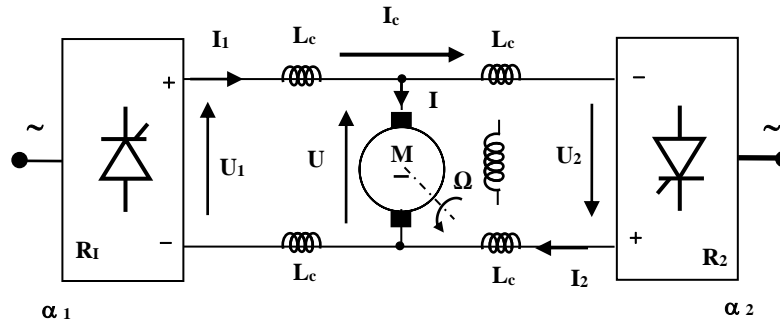


Fig. II.30 Association d'un montage anti-parallèle en tête-bêche avec un MCC

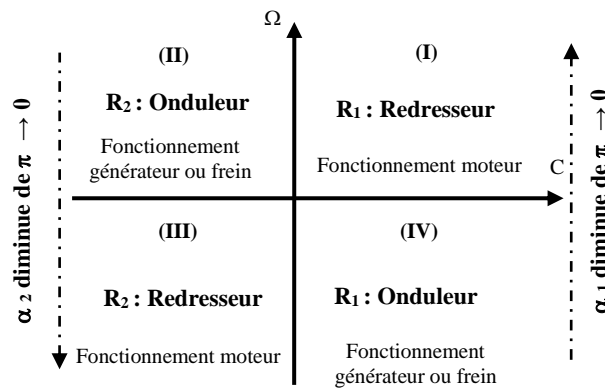


Fig. II.31 Quadrants de fonctionnement de MCC dans le plan $\Omega(C)$

Le quadrant (I) ;

$$\left. \begin{aligned} I = I_1 > 0; C > 0 \\ U = U_1 > 0; \Omega > 0 \end{aligned} \right\} \Rightarrow P_e > 0$$

Le quadrant (II) ;

$$\left. \begin{aligned} I_2 > 0; I = -I_2 \Rightarrow I < 0; C < 0 \\ U_2 < 0; U = -U_2 \Rightarrow U > 0; \Omega > 0 \end{aligned} \right\} \Rightarrow P_e < 0$$

Le quadrant (III) ;

$$\left. \begin{aligned} I_2 > 0; I = -I_2 \Rightarrow I < 0; C < 0 \\ U_2 > 0; U = -U_2 \Rightarrow U < 0; \Omega < 0 \end{aligned} \right\} \Rightarrow P_e > 0$$

Le quadrant (IV) ;

$$\left. \begin{array}{l} I_1 > 0 ; I = I_1 \Rightarrow I > 0 ; C > 0 \\ U_1 < 0 ; U = U_1 \Rightarrow U < 0 ; \Omega < 0 \end{array} \right\} \Rightarrow P_e < 0$$

- **Montage antiparallèle sans courant de circulation**

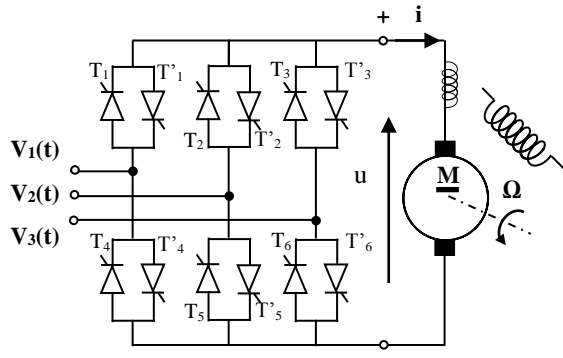


Fig. II.32 Association d'un variateur sans courant de circulation (PD3) - MCC

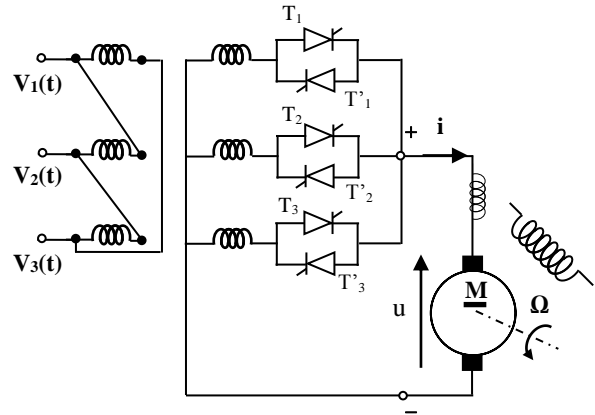


Fig. II.33 Association d'un variateur sans courant de circulation (P3) - MCC

Pour éviter la présence des inductances de limitation du courant de circulation, on devrait accepter un faible temps mort. Pour cela, il faut agir sur la logique de basculement des gâchettes des thyristors des deux ponts, de sorte que tous les thyristors d'un groupe soient bloqués quand l'autre groupe fonctionne. Selon la polarité du courant $i(t)$, il faut allumer les thyristors qui permettent le passage de ce courant. En aucun cas, n'est admissible d'allumer en même temps les thyristors appartenant à des sens opposés.

II.8.2. Variateurs à hacheurs (DC/DC)

Si le réseau d'alimentation disponible est un réseau continu, alors le convertisseur statique qu'on associe à la MCC ne peut être qu'un hacheur, ce qui va permettre de varier la tension d'alimentation de la MCC.

A. Hacheur série (Dévolteur) non réversible (irréversible)

Le fonctionnement du MCC dans un seul sens de rotation et sans freinage rapide peut-être réalisé par un variateur non réversible, le cas d'un hacheur dévolteur, permettant la marche du MCC dans quadrant I du plan $C(\Omega)$.

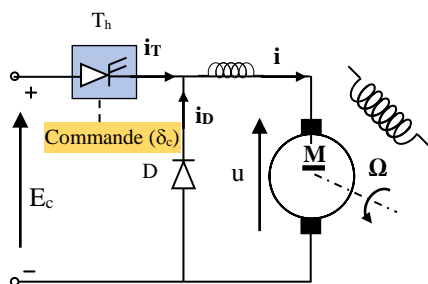
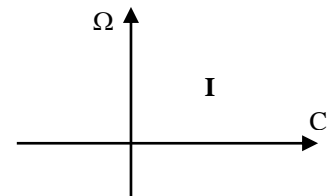


Fig. II.34 Association d'un dévolteur-MCC



$U > 0 ; I > 0 \Rightarrow P_e > 0$, opère dans le quadrant I.

T_h : Interrupteur principal du hacheur, qui peut-être un transistor ou un thyristor ;

T : Période du signal ;

δ_c : Rapport cyclique du hacheur ; où, $(\delta_c.T)$ représente le temps de fermeture de l'interrupteur T_h .

Sachant que ;

$$U = \delta_c \cdot E_c \tag{II.37}$$

B. Hacheur parallèle (survolteur) non réversible

Ce montage est utilisé pour le freinage.

$U > 0 ; I < 0 \Rightarrow P_e < 0$ opère dans le quadrant II du plan C (Ω).

$$U = (1 - \delta_c) \cdot E_c \tag{II.38}$$

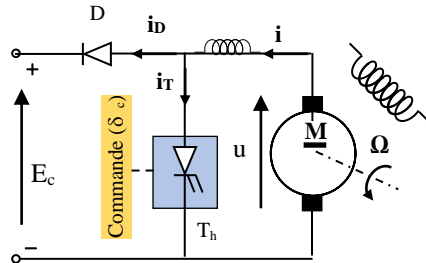


Fig. II.35 Association d'un survolteur-MCC

C. Montages réversible

C.1. Hacheur réversible en courant

Ce variateur est réalisé par l'association de deux types de hacheurs l'un est un dévolteur ($D_2 T_{h1}$) et l'autre est survolteur ($D_1 T_{h2}$). La condition pour assurer le fonctionnement de ce variateur est d'avoir la source E_c réversible en courant (Batterie d'accumulateur).

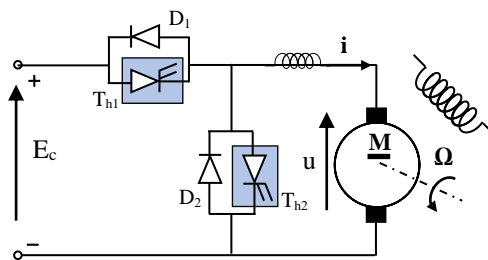


Fig. II.36 Association d'un hacheur réversible en courant-MCC.

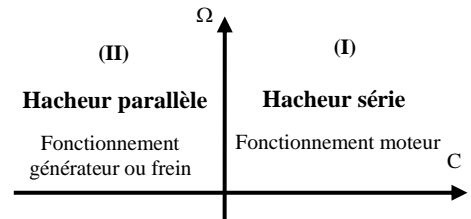
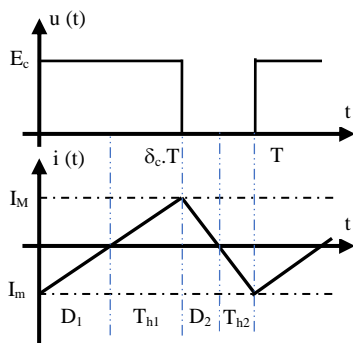


Fig. II.37 Caractéristiques et quadrants de fonctionnement d'un hacheur réversible - MCC

La commande des interrupteurs T_{h1} et T_{h2} permet de faire fonctionner le hacheur suivant trois types de fonctionnement :

- **En hacheur série** ; T_{h2} est toujours ouvert, T_{h1} est fermé de $(0 \rightarrow \delta_c T)$, pour assurer un fonctionnement moteur ;
 - **En hacheur parallèle** ; T_{h1} est toujours ouvert, T_{h2} est fermé de $(0 \rightarrow \delta_c T)$, pour assurer un fonctionnement en freinage par récupération ;
- Réversibilité en courant** ; T_{h1} et T_{h2} sont commandés de façon complémentaire sur une période T . T_{h1} est fermé de $(0 \rightarrow \delta_c T)$ et T_{h2} est fermé de $(\delta_c T \rightarrow T)$.

C.2. Hacheur réversible en Pont (quatre quadrants)

Ce variateur est réversible en tension (assurant la réversibilité de la tension) et en courant (assurant l'inversion du couple) ce qui permet un fonctionnement dans les quatre quadrants.

La MCC est réversible en courant et en tension, ce qui exige que la source soit réversible en courant, pour assurer un fonctionnement dans les quatre quadrants.

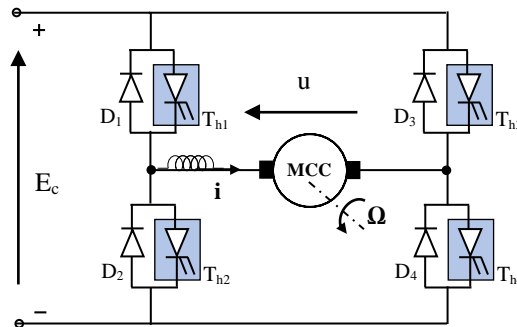


Fig. II.38 Association d'un hacheur réversible en pont - MCC

- **Quadrant (I)** : T_{h4} est fermé en permanence $(0 \rightarrow T)$, T_{h1} hache la tension $(0 \rightarrow \delta_c T)$. C'est la diode D_2 qui assure la roue libre $(\delta_c T \rightarrow T)$;
- **Quadrant (II)** : T_{h2} hache la tension $(0 \rightarrow \delta_c T)$. C'est la diode D_1 et D_4 qui conduisent lorsque T_{h2} est bloqué $(\delta_c T \rightarrow T)$;
- **Quadrant (III)** : T_{h3} est fermé en permanence $(0 \rightarrow T)$, T_{h2} hache la tension $(0 \rightarrow \delta_c T)$. C'est la diode D_1 qui assure la roue libre $(\delta_c T \rightarrow T)$;
- **Quadrant (IV)** : T_{h4} hache la tension $(0 \rightarrow \delta_c T)$. C'est la diode D_2 et D_3 qui conduisent lorsque T_{h4} est bloqué $(\delta_c T \rightarrow T)$;

II.9. Régulation de vitesse d'une machine à courant continu à flux constant

L'association d'un convertisseur statique à la MCC permet la commande de vitesse ou l'asservissement de position, sans l'aide de la connaissance des grandeurs de sortie. De plus, il n'y a aucun moyen de contrôler, à plus forte raison de compenser les erreurs, les dérives, les accidents qui peuvent intervenir à l'intérieur de la boucle, autrement dit, il n'y a pas de précision ni surtout de fidélité qui dépendent de la qualité intrinsèque du système. En effet, ce type de commande ne compense pas les perturbations. C'est pour cette raison qu'on parle d'une commande en boucle ouverte, Fig. II.39.

Alors que la commande en boucle fermée (contre réaction) ou une commande à rétro-réaction de la MCC est capable de stabiliser l'instabilité du système en boucle ouverte ainsi que d'éliminer (minimiser) l'influence des perturbations extérieures, en particulier la variation du couple résistant pour la régulation de vitesse.

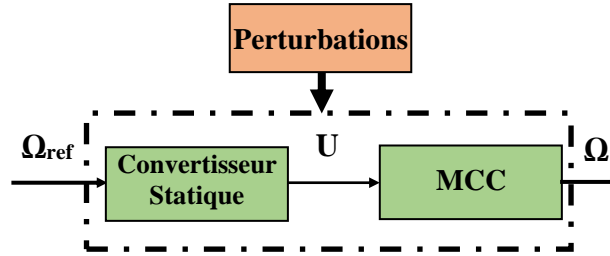


Fig. II.39 Schéma de principe de la commande en B.O. de MCC

L'implantation de ce type de commande se base trois principes :

- ❖ Régulation à boucles convergentes ;
- ❖ Régulation à boucles en parallèle ;
- ❖ Régulation en cascade.

Parmi les avantages que présente la régulation en cascade, on peut citer qu'il y'a un régulateur séparé pour chacune des variables contrôlées. La sortie du régulateur de vitesse (boucle externe) sert d'entrée, c.à.d. de signal de référence, au régulateur du courant (boucle intérieure), ce qui revient à dire que chaque boucle peut être ajustée à l'optimum. De plus, l'étude, le calcul et la mise en œuvre sont simples et suivent une méthode directe.

Cependant, l'inconvénient majeur de cette commande est l'augmentation du temps de réponse des boucles les plus externes, car la séparation dynamique des boucles exige un rapport minimal de 2 entre les rapidités des 2 boucles les plus adjacentes. En effet, la régulation de vitesse exige deux boucles une interne et l'autre externe.

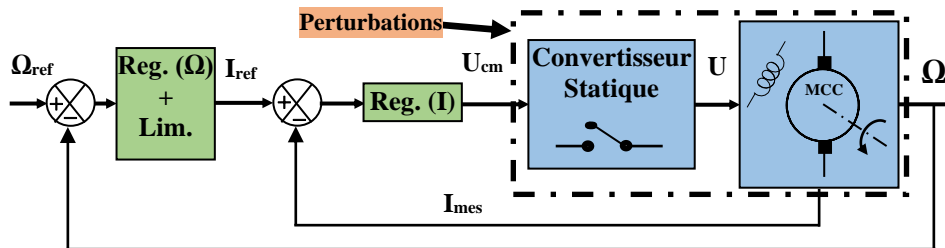


Fig. II.40 Schéma de principe de la régulation en cascade de la vitesse de MCC

La commande des moteurs peut être réalisée par plusieurs méthodes parmi lesquelles on peut citer :

- Réglage classique par des régulateurs standard de types linéaire (PI, PID, etc.) ;
- Réglage d'état ;
- Réglage par des régulateurs non linéaire, le cas du mode de glissement.

II.9.1. Modélisation d'un moteur à courant continu à flux constant : (Schéma fonctionnel)

Dans le but de concevoir une commande performante pour la régulation de vitesse de la MCC à excitation séparée, l'établissement du modèle passe par l'écriture des équations électriques de l'induit et l'équation du mouvement, est une tâche primordiale.

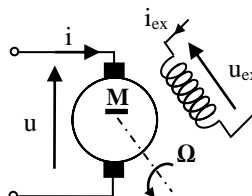


Fig. II.41 Schéma électrique équivalent du MCC.

Cela permet de représenter les différentes parties du système par des fonctions de transfert.

- Equation électrique (Induit)

$$u = Ri + L \frac{di}{dt} + E' \tag{II.39}$$

Avec : $E' = K' \Omega$

En passant par la transformation de Laplace, on obtient :

$$\begin{cases} U = R.I + L.I.P + E' \\ \Rightarrow U - E' = (R + L.P).I \\ \Rightarrow I = \frac{1}{(R + L.P)}(U - E') \end{cases} \tag{II.40}$$

- Equation du mouvement

D’après le principe fondamental de la dynamique, on a :

$$\begin{cases} \sum C = J \frac{d\Omega}{dt} \\ C_m - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} \\ C_m = K' I \\ C_r = C_{sec} + C_{f_{vis}} \end{cases} \tag{II.41}$$

Avec : $C_{f_{vis}} = f_{vis} \cdot \Omega$ (II.42)

Après l’application de la transformation de Laplace au système (II.41), on obtient :

$$\begin{cases} C_m - C_{sec} = J.P.\Omega + f_{vis}.\Omega = (J.P + f_{vis}).\Omega \\ \Rightarrow \Omega = \frac{1}{J.P + f_{vis}}(C_m - C_{sec}) \end{cases} \tag{II.43}$$

Le schéma fonctionnel de la commande en boucle ouvert d’une MCC est donné par la Fig. II.42 :

$T_e = \left(\frac{L}{R}\right)$: Constante temps électrique.

$T_m = \left(\frac{J}{f_{vis}}\right)$: Constante temps mécanique

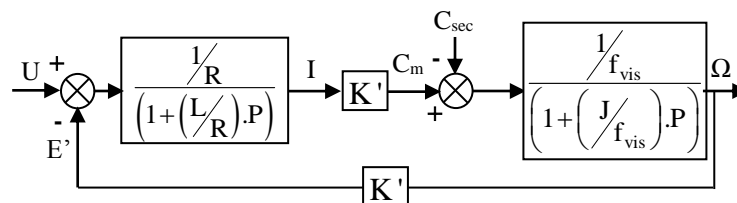


Fig. II.42 Schéma fonctionnel d’un moteur à courant continu

II.9.2. Schéma fonctionnel global de la régulation de vitesse de la MCC

II.9.2.1. Schéma de principe

La grandeur principale à régler est la vitesse d'un MCC, ce qui constituée la grandeur externe. Par contre la boucle interne assure le réglage de la grandeur secondaire, qui sera le courant. Sachant que sa référence sera délivrée par le sortie du régulateur de vitesse. De plus, le MCC est alimenté par un variateur AC/DC (redresseur), comme l'indique la Fig. II.43.

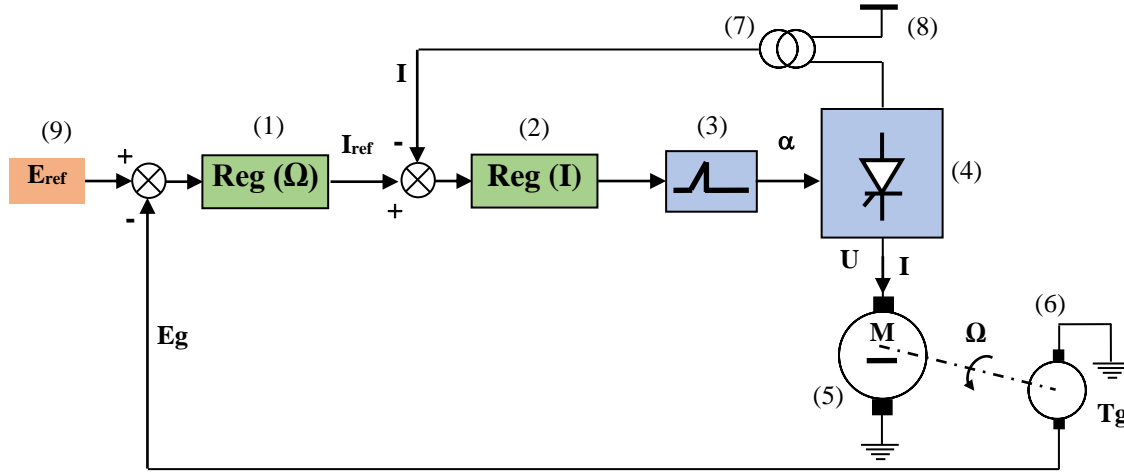


Fig. II.43 Schéma de principe de la régulation de vitesse d'un MCC.

Avec :

- (1) : Régulateur de vitesse, (2) : Régulateur de courant ; (3) : Dispositif de commande des gâchettes ;
- (4) : Redresseur ; (5) : Machine à Courant Continu (MCC) ; (6) : (Tg) Génératrice tachymétrique ;
- (7) : (TI : Transformateur de courant) capteur de courant ; (8) : Réseau d'alimentation AC ;
- (9) : Générateur de référence de vitesse (Tension de référence).

II.9.2.2. Fonction de transfert de l'organe de commande

On désigne par $G_{cm}(P)$ la fonction de transfert de l'organe de commande, avec U_{cm} : la tension de commande et $U_{di\alpha}$: La tension correspondante au fonctionnement idéal du convertisseur statique.

$$G_{cm}(P) = \left(\frac{U_{di\alpha}}{U_{cm}} \right) \tag{II.44}$$

En effet, la fonction G_{cm} peut être donnée par :

$$G_{cm}(P) = K_{cm} \cdot e^{-(T_{cm} \cdot P)} \tag{II.45}$$

Avec : T_{cm} : Temps mort ou Constante de temps du convertisseur ;

$e^{-(T_{cm} \cdot P)}$: Retard du système ;

K_{cm} : Facteur du transfert ou Gain du convertisseur, ce qui représente le gain statique.

Nous avons T_{cm} est très faible, ce qui fait que :

$$e^{-(T_{cm} \cdot P)} = \left(\frac{1}{1 + T_{cm} \cdot P} \right) \Rightarrow G_{cm}(P) = K_{cm} \left(\frac{1}{1 + T_{cm} \cdot P} \right) \tag{II.46}$$

$$\text{Avec ; } K_{cm} = \left(\frac{\Delta U_{di\alpha}}{\Delta U_{cm}} \right) ; \text{ en pratique : } K_{cm} = \left(\frac{\Delta U}{\Delta U_{cm}} \right) \tag{II.47}$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \bullet \text{ Pour un redresseur : } T_{cm} = \left(\frac{1}{2.q.f} \right); \\
 \bullet \text{ Pour un hacheur : } T_{cm} = \left(\frac{1}{2.f_p} \right) \text{ pour un signal triangulaire} \\
 \qquad \qquad \qquad \left(\frac{1}{3.f_p} \right) \text{ pour un signal en dent de scie}
 \end{array} \right. \quad (II.48)$$

Avec ; q : Représente l'indice de pulsation du redresseur ;
 f : Indique la fréquence du réseau d'alimentation.
 f_p : Indique la fréquence de pulsation du hacheur.

II.9.3. Identification des paramètres du schéma fonctionnel de la régulation de vitesse du MCC

II.9.3.1. Schéma fonctionnel global

Pour une éventuelle exploitation du schéma fonctionnel de la régulation de vitesse de la MCC, donné par la Fig. 44, exige la détermination et l'identification des différents paramètres de ses composants ; La MCC ainsi que l'organe de commande.

- G_Ω (P) : Fonction de transfert du régulateur de vitesse ;
- C_I (P) : Fonction de transfert du régulateur de vitesse ;
- G_{cm} (P) : Fonction de transfert du convertisseur statique (Hacheur ou redresseur) ;
- K_I : Gain du capteur de courant ;
- K_Ω : Gain du capteur de vitesse ;
- K' : Gain du flux du moteur à courant continu à flux constant ;

$$G_I(P) = \left(\frac{1}{R} \right) \cdot \left(\frac{1}{1 + T_e \cdot p} \right) ; T_e = \left(\frac{L}{R} \right) ; G_{\Omega}(P) = \left(\frac{1}{f_{vis}} \right) \cdot \left(\frac{1}{1 + T_m \cdot p} \right) ; T_m = \left(\frac{J}{f_{vis}} \right).$$

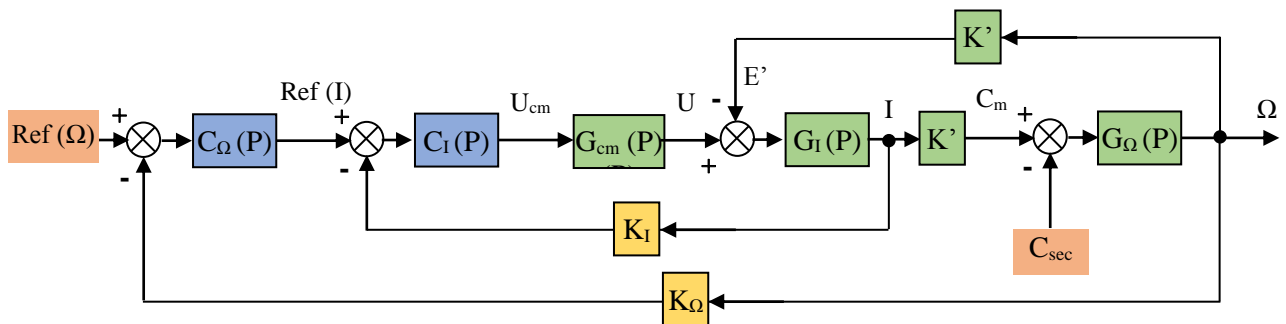


Fig. II.44 Schéma fonctionnel global de la régulation de vitesse d'un MCC

II.9.3.2. Identification de la machine à courant continu

Ce qui consiste en la détermination des paramètres du modèle donné par le schéma de la Fig. II.42, établit ci-dessus, à savoir :

- ❖ **Constante du temps électrique (T_e) :** $\left\{ \begin{array}{l} \text{Résistance d'induit } R ; \\ \text{Inductance d'induit } L . \end{array} \right.$
- ❖ **Coefficient de la f.c.e.m. et du couple K' ;**

- ❖ **Constante du temps électrique (T_m) :** $\begin{cases} \text{Coefficient de frottement } f_{vis} ; \\ \text{Moment d'inertie } J. \end{cases}$

II.9.4. Dimensionnement des paramètres des régulateurs

Nous avons deux régulateurs de type PI, l'un pour la boucle du courant et l'autre pour celle de la vitesse.

II.9.4.1. Dimensionnement des paramètres de régulateur du courant

Dans la boucle de régulation du courant, la f.c.e.m E' est considérée comme étant une perturbation, agissant sur cette boucle. Ce qui revient à dire que la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par $G_0(P)$:

$$G_{0I}(P) = \frac{K_I}{R} \left(\frac{K_{cm}}{1 + T_{cm} \cdot P} \right) \cdot \left(\frac{1}{1 + T_e \cdot P} \right) \tag{II.49}$$

Dans la fonction $G_{0I}(P)$, nous avons deux constantes du temps, l'une est dominante (T_e) et l'autre très faible (T_{cm}) ; où, $T_e \gg T_{cm} \Rightarrow$ D'après le critère de méplat, le régulateur du courant est un

PI, avec une fonction de transfert : $C_I(P) = \frac{1 + T_{ni} \cdot P}{T_{il} \cdot P}$;

$$\begin{cases} T_{ni} = T_e : \text{Compensation de la constante du temps dominante;} \\ T_{il} = 2 \cdot \left(\frac{K_I \cdot K_{cm} \cdot T_{cm}}{R} \right) \end{cases} \tag{II.50}$$

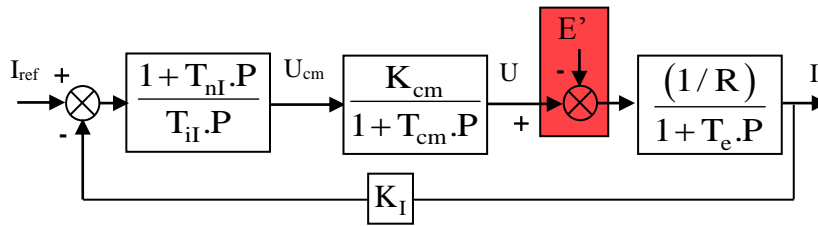


Fig. II.45 Schéma fonctionnel de la boucle du courant

Après correction :

- ❖ **Fonction de transfert en BO :**

$$G_{BOI}(P) = \left(\frac{1}{2 \cdot K_I \cdot T_{cm}} \right) \frac{1}{P \cdot (1 + T_{cm} \cdot P)} \tag{II.51}$$

- ❖ **Fonction de transfert en BF :**

$$G_{BFI}(P) = \left(\frac{1}{K_I} \right) \left(\frac{1}{1 + 2 \cdot T_{cm} \cdot P + 2 \cdot T_{cm}^2 \cdot P^2} \right) \tag{II.52}$$

II.9.4.2. Dimensionnement des paramètres de régulateur de vitesse

Le couple C_{sec} est considérée comme étant une perturbation sur la boucle de régulation de vitesse. Le schéma fonctionnel de la boucle externe est donné par la Fig. II.46.

Après régulation cette perturbation sera éliminée. De plus pour la boucle de régulation du courant, nous avons : $T_{cm} \ll \Rightarrow T_{cm}^2 \rightarrow 0$, ce qui permet d'écrire :

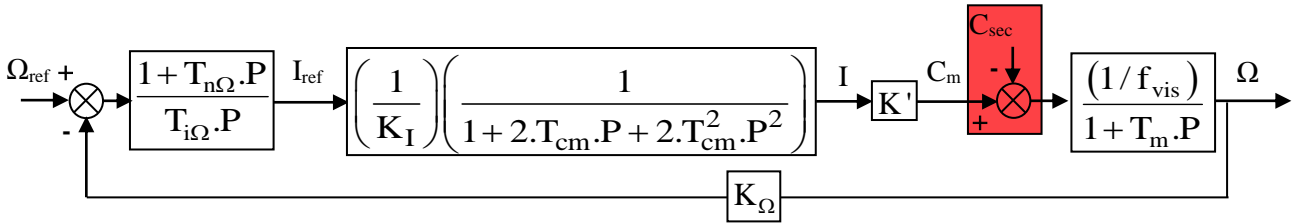


Fig. II.46 Schéma fonctionnel de la boucle de vitesse

$$G_{BF_I}(P) = \left(\frac{1}{K_I} \right) \left(\frac{1}{1 + 2.T_{cm}.P + 2.T_{cm}^2.P^2} \right) \approx \left(\frac{1}{K_I} \right) \left(\frac{1}{1 + 2.T_{cm}.P} \right) \quad (II.53)$$

Ce qui fait que la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G_{0\Omega}(P) = \frac{K'.K_{\Omega}}{K_I.f_{vis}} \left(\frac{1}{1 + 2.T_{cm}.P} \right) \left(\frac{1}{1 + T_m.P} \right) \quad (II.54)$$

❖ 1^{er} cas :

De la fonction (II.53), on peut définir deux constantes du temps, l'une est dominante (T_m) et l'autre très faible (T_1) ; où, $T_m \gg T_1$; où $T_1 = 2.T_{cm} \Rightarrow$ D'après le critère de méplat, le régulateur du courant est un PI, avec une fonction de transfert : $C_{\Omega}(P) = \frac{1 + T_{n\Omega}.P}{T_{i\Omega}.P}$;

$$\begin{cases} T_{n\Omega} = T_m : \text{Compensation de la constante du temps dominante;} \\ T_{i\Omega} = 4. \left(\frac{K'.K_{\Omega}.T_{cm}}{K_I.f_{vis}} \right) \end{cases} \quad (II.55)$$

Après correction :

❖ Fonction de transfert en BO :

$$G_{BO_{\Omega}}(P) = \left(\frac{1}{4.K_{\Omega}.T_{cm}} \right) \frac{1}{P.(1 + 2.T_{cm}.P)} \quad (II.56)$$

❖ Fonction de transfert en BF :

$$G_{BF_{\Omega}}(P) = \left(\frac{1}{K_{\Omega}} \right) \left(\frac{1}{1 + 4.T_{cm}.P + 8.T_{cm}^2.P^2} \right) \quad (II.57)$$

❖ 2^{ème} cas :

Du fait de la valeur élevée de $T_m \gg : f_{vis} \ll J$, on néglige 1 devant pT_m ; donc la fonction de transfert en boucle ouverte (II.54) devient comme suit :

$$G_{0\Omega}(P) = \frac{K'.K_{\Omega}}{K_I} \left(\frac{1}{1+2.T_{cm}.P} \right) \left(\frac{1}{J.P} \right) \tag{II.58}$$

Le choix d'un régulateur PI, impose le recours au critère de symétrie pour le dimensionnement des paramètres de ce régulateur. Sachant que, la fonction de transfert en BO est donnée par ;

$$G_{BO\Omega}(P) = \frac{K'.K_{\Omega}}{K_I} \left(\frac{1}{1+2.T_{cm}.P} \right) \left(\frac{1}{J.P} \right) \left(\frac{1+T_{n\Omega}.P}{T_{i\Omega}.P} \right) \tag{II.59}$$

Alors que la fonction de transfert en BF est définie comme suit ;

$$G_{BF\Omega}(P) = \left(\frac{1}{K_{\Omega}} \right) \frac{1+T_{n\Omega}.P}{1+T_{n\Omega}.P + \left(\frac{T_{n\Omega}.T_{i\Omega}}{K_G} \right).P^2 + 2.T_{cm} \cdot \left(\frac{T_{n\Omega}.T_{i\Omega}}{K_G} \right).P^3} \tag{II.60}$$

Si on note ;

$$\begin{cases} K_G = \left(\frac{K_{\Omega}.K'}{J.K_I} \right) \cdot T_{n\Omega} \\ \left(G_{BF\Omega}(j\omega) \right)^2 = \left(\frac{1}{K_{\Omega}} \right)^2 \cdot \frac{1+\omega^2.T_{n\Omega}}{D(\omega)} \end{cases} \tag{II.61}$$

La solution de l'équation caractéristique ($D(\omega) = 0$), donnera les constantes du régulateur :

$$\begin{cases} T_{i\Omega} = 4.K_G.T_{cm} \\ T_{n\Omega} = 8.T_{cm} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} T_{n\Omega} = 8.T_{cm} \\ T_{i\Omega} = 32 \cdot \left(\frac{K_{\Omega}.K'}{J.K_I} \right) \cdot T_{cm}^2 \end{cases} \tag{II.62}$$

Après correction :

$$G_{BO\Omega}(P) = \left(\frac{1}{4.T_{cm}.P} \right) \left(\frac{1}{1+2.T_{cm}.P} \right) \left(\frac{1+8.T_{cm}.P}{8.T_{cm}.P} \right) \tag{II.63}$$

La présence d'un zéro dans la fonction (II.59), engendre un dépassement important, ce qui nécessite l'insertion d'un filtre (correcteur) sur la consigne de vitesse, $G_F(P)$:

$$G_F(P) = \left(\frac{1}{1+8.T_{cm}.P} \right) \tag{II.64}$$

Comme on peut envisager une autre solution qui est l'utilisation d'un régulateur de type IP ou lieu de PI, Fig. II.47

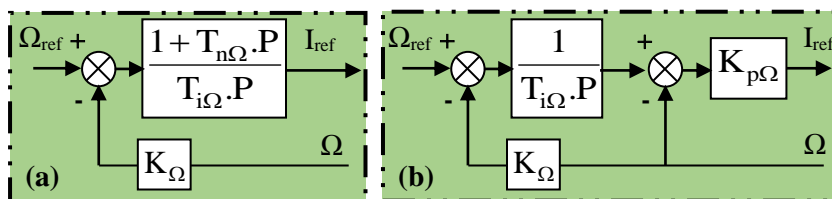


Fig. II.47 Schéma fonctionnel de régulateurs linéaires :
(a) de type PI ; (b) de type IP

Chapitre III

Machines asynchrones triphasées - Convertisseurs statiques

III.1. Entraînement électrique en alternatif (MAS et MS)

Nous admettons que la chaîne d’entraînement électrique, Fig. III.1 (illustre le schéma synoptique global de la chaîne proposée), est alimentée par une source de tension continue et le courant absorbé par la machine via l’onduleur est sans ondulations.

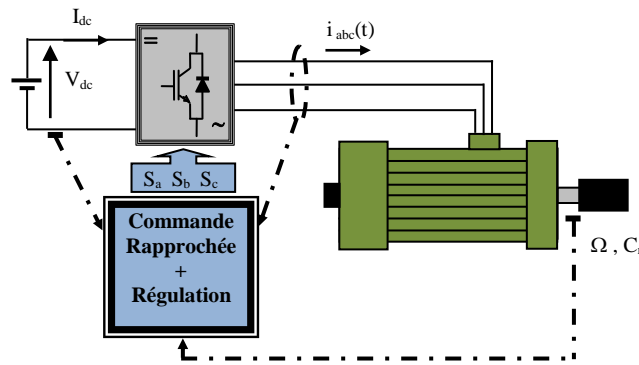


Fig. III.1 Schéma synoptique de la chaîne d’entraînement électrique, avec une Machine-AC.

III.1.1. Onduleur de tension

L’onduleur de tension est un convertisseur statique d’énergie électrique qui transforme une tension continue à une tension alternative pour alimenter des charges en courant alternatif. La puissance maximale transmise est déterminée par les caractéristiques propres de la machine et de l’onduleur lui-même.

➤ **Modélisation vectorielle de l’onduleur**

Pour alimenter la machine asynchrone ou synchrone, un onduleur est utilisé pour convertir les grandeurs continues en grandeurs alternatives. Nous supposons que l’onduleur est sans pertes par conduction et par commutation dans les semi-conducteurs. Les équations (III.1) montrent les relations liées au fonctionnement de l’onduleur.

On fait l’hypothèse que la charge de l’onduleur est équilibrée, ce qui, dans notre cas revient à considérer que la machine possède trois armatures identiques. L’équilibre des courants impose alors l’équilibre des tensions simples :

$$I_a + I_b + I_c = 0 \quad \Rightarrow \quad V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (III.1)$$

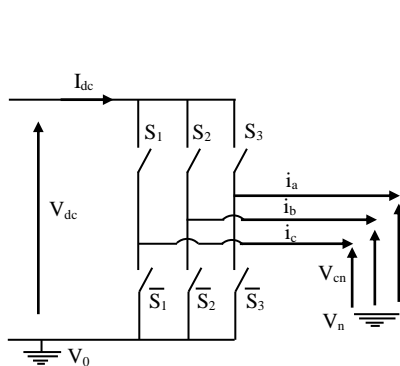


Fig. III.2 Schéma de l’onduleur de tension

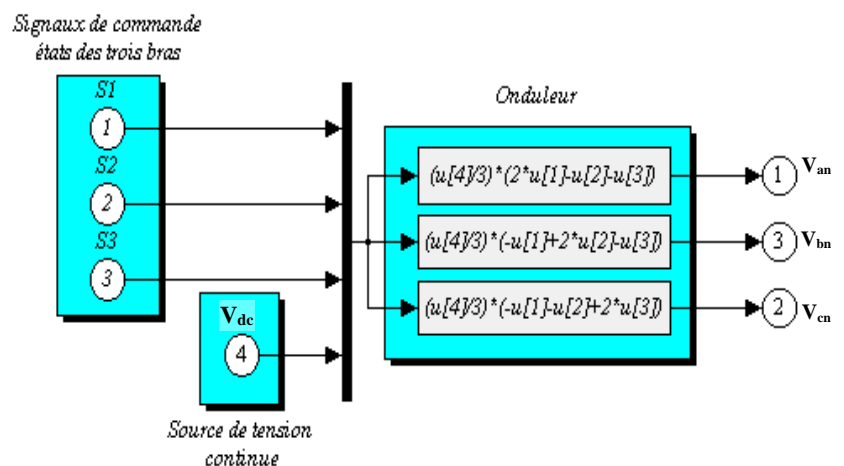


Fig. III.3 Schéma de simulation de l’onduleur de tension

Il est alors possible d'exprimer simplement le potentiel de chaque bras par rapport au neutre de la charge en fonction des états de conduction.

$$V_n = \frac{1}{3}(S_1 + S_2 + S_3) \cdot V_{dc} \quad (\text{III.2})$$

$$\begin{cases} V_{an} = S_1 \cdot V_{dc} - V_n = \frac{1}{3}(2S_1 - S_2 - S_3) \cdot V_{dc} \\ V_{bn} = S_2 \cdot V_{dc} - V_n = \frac{1}{3}(2S_2 - S_1 - S_3) \cdot V_{dc} \\ V_{cn} = S_3 \cdot V_{dc} - V_n = \frac{1}{3}(2S_3 - S_2 - S_1) \cdot V_{dc} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

III.1.2. Commande rapprochée

III.1.2.1. Commande MLI triangulo-sinusoïdal

La Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) construit les signaux de commande pour l'onduleur. La MLI peut être modélisée en valeur moyenne ou en valeur instantanée. En valeur instantanée, les sorties de la MLI correspondent aux états de conduction de chaque bras. La MLI construit des impulsions dont la durée est liée au gain de la commande.

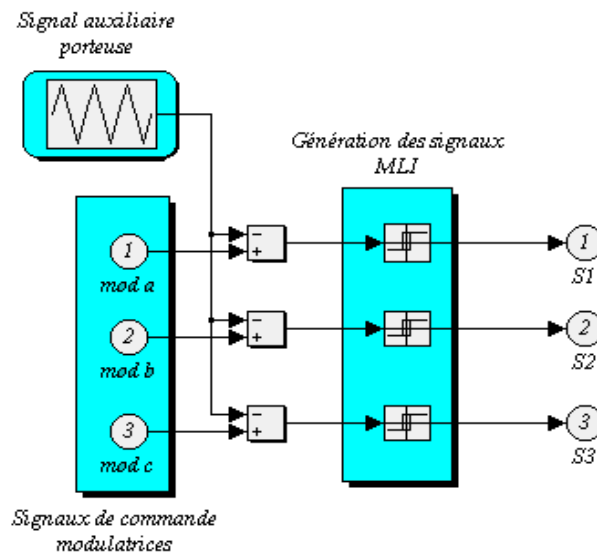


Fig. III.4 Schéma de simulation de la MLI triangulo-sinusoïdal

Les modulatrices, donne les allures de des grandeurs de sorties, alors que, la porteuse est à haute fréquence. Ce qui impose deux paramètres à régler :

➤ Indice de modulation ; $M = (f_p / f_M)$ qui prend en générale une valeur impaire et multiple de 3 ; $M = 6 \cdot \chi + 3$;

Avec ; χ : Entier naturel.

➤ Coefficient de réglage ; $r = (V_M / V_p)$. En pratique on prend une valeur de $r = 0,8$.

III.1.2.2. La commande MLI vectorielle

La MLI vectorielle est certainement la méthode de MLI la mieux adaptée au contrôle des moteurs alternatifs. Contrairement à d'autre méthodes, la MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacun des bras de l'onduleur. Un vecteur tension de contrôle est calculé et approché sur une période de modulation T_m par un vecteur tension moyenne. Le vecteur

de tension de contrôle $V_{réf}$ peut être défini de plusieurs manières, Fig. III.5, dans le plan des tensions. Soit en coordonnées polaires :

$$\vec{V}_{réf} = r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot e^{j\delta} \tag{III.4}$$

On peut l'écrire aussi, en coordonnées cartésiennes (référence correspondant à la transformation de Concordia).

$$\vec{V}_{réf} = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \tag{III.5}$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \cos \delta \\ V_{s\beta} = r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \sin \delta \end{cases} \tag{III.6}$$

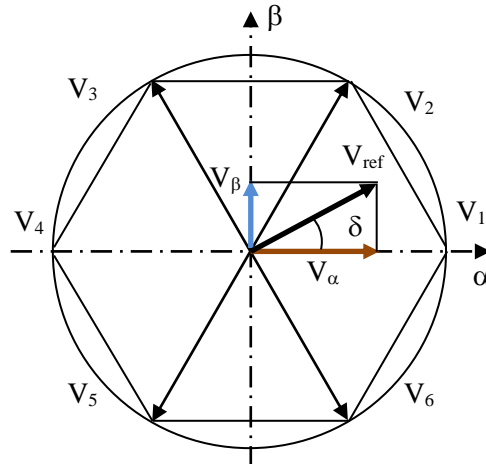


Fig. III.5 Polygone des vecteurs tensions

Le vecteur tension de contrôle $V_{réf}$ est approché, sur une période de modulation T_m , par la génération d'un vecteur de tension moyen $\langle V \rangle$ élaboré par application des vecteurs d'états de l'onduleur V_i et V_{i+1} adjacents et des vecteurs nuls V_0 et V_7 . Pour cela le vecteur de référence est échantillonné à la fréquence f_M , la valeur échantillonnée est utilisée pour résoudre les équations suivantes :

$$\begin{cases} (\vec{V}_{réf})_n = \frac{1}{T_m} [T_i \cdot \vec{V}_i + T_{i+1} \cdot \vec{V}_{i+1}] \\ T_0 = T_m - T_i - T_{i+1} \end{cases} \tag{III.7}$$

T_0 est le temps d'application du ou des vecteurs nuls. V_i et V_{i+1} sont les deux vecteurs d'états qui délimitent le secteur i du plan des tensions, Fig. III.6.

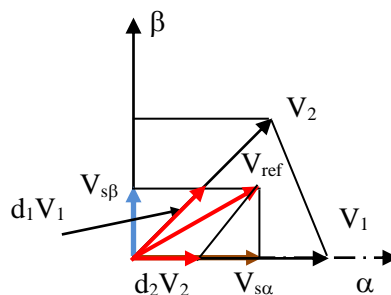


Fig. III.6 Définition du vecteur moyen.

D'après ce qui a été vu :

$$\bar{V}_i = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \cdot e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} \tag{III.8}$$

$$(\bar{V})_n = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\frac{T_i}{T_m} \cdot e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} + \frac{T_{i+1}}{T_m} \cdot e^{j(i\frac{\pi}{3})} \right] \cdot V_{dc} \tag{III.9}$$

$$(\bar{V}_{réf})_n = r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot e^{j\delta} = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \tag{III.10}$$

Les relations donnant les durées d'application des vecteurs s'écrivent alors pour une demi période comme suite :

Pour le premier secteur ($V_1 ; i = 1$) :

$$\begin{cases} T_i = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot r \cdot T_m \cdot \sin\left(i \frac{\pi}{3} - \delta\right) \\ T_{i+1} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot r \cdot T_m \cdot \sin\left(\delta - (i-1) \frac{\pi}{3}\right) \\ T_0 = T_m - T_i - T_{i+1} \end{cases} \tag{III.11}$$

L'indice de modulation r présente le rapport entre la valeur crête du fondamental de la tension de charge souhaitée et l'amplitude des créneaux de la tension de sortie. Le schéma bloc sous Simulink est donné sur la Fig. III.7.

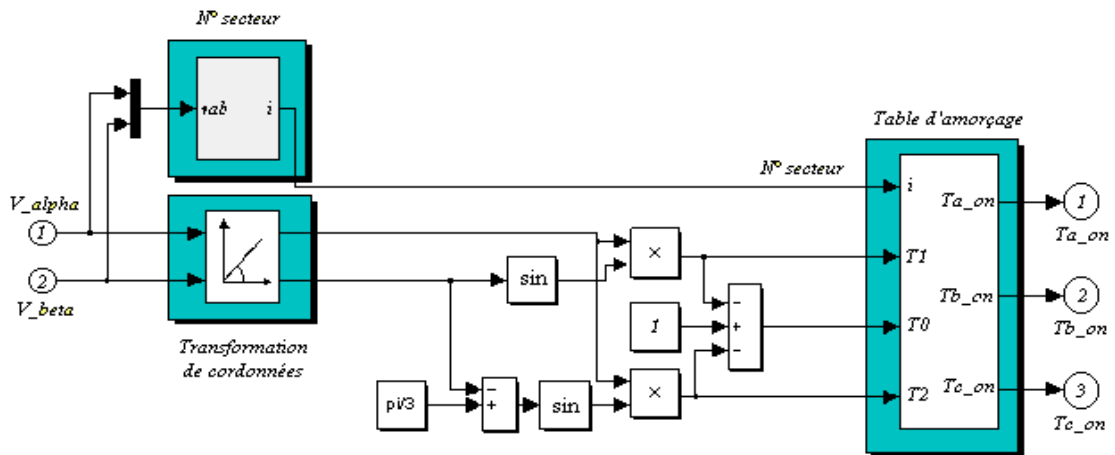


Fig. III.7 Schéma de simulation de MLI vectorielle

III.2. Réglage et variation de vitesse de la machine asynchrone triphasées

Le réglage de la vitesse d'une machine à induction est compliqué comparé à celui d'une machine à courant continu. Cependant, l'évolution technologique récente de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, a fait que le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, pour l'obtention des

caractéristiques de commande comparables à celle d'un moteur à courant continu, nous faisons recours à des équipements de commandes et de puissances de plus en plus sophistiqué.

Le choix d'un système d'entraînement à vitesse variable, nécessite de connaître les contraintes imposées par la charge à l'ensemble réseau/convertisseur statique/machine : Caractéristiques couple vitesse de la machine entraînée, inertie de la machine entraînée, performances statiques et dynamiques attendues et les régimes et services dans tous les cas d'exploitation.

III.3. Constitution et principe de fonctionnement

Nous avons principalement, un circuit magnétique : Composé de deux armatures (l'une creuse, l'autre pleine) séparées par un entrefer étroit, Fig. III.8.

- Stator : Il est fixe ; il porte 03 bobinages (enroulements), à (p) paires de pôles, qui peuvent être en étoile ou en triangle selon le réseau d'alimentation.
- Rotor : C'est une armatures cylindriques concentriques, tournante. Constitué d'un enroulement polyphasé, en court-circuit. Elle peut être de diverses types : bobinée, à cage d'écureuil, massive.



Fig. III.8 Vue d'une coupe sur la machine asynchrone à cage d'écureuil

L'enroulement statorique est alimenté par un système triphasé de courants équilibrés crée un flux tournant à la vitesse synchrone Ω_s .

Avec :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (\text{III.12})$$

$$\text{Où : } \omega_s = 2\pi f \quad (\text{III.13})$$

Le rotor tourne à la vitesse Ω

$$\Omega = \Omega_s (1 - g) = \frac{\omega_s}{p} (1 - g) \quad (\text{III.14})$$

Les conducteurs rotoriques balayés par cette onde tournante le siège d'une f.e.m. induite, donc d'un courant de pulsation :

$$\Omega_g = g \Omega_s = \frac{\omega_s}{p} (g) \quad (\text{III.15})$$

La présence simultanée des courants triphasés et d'un champ magnétique glissant dans les enroulements rotoriques fermés est à l'origine de l'existence d'un couple électromagnétique.

- **Glissement**

Les f.e.m induites dans le rotor dépendent de la vitesse des conducteurs du rotor par rapport au champ tournant. Cette vitesse est dite vitesse de glissement.

Le champ magnétique tourne à la vitesse de synchronisme Ω_s , le rotor tourne à la vitesse Ω .

La vitesse de glissement est $\Omega_g = (\Omega_s - p.\Omega)$:

On définit le glissement par le rapport suivant :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = 1 - \frac{\Omega}{\Omega_s} \quad (\text{III.16})$$

Avec Ω_s : La vitesse de synchronisme en (rd /s).

Ω : La vitesse angulaire du rotor en (rd /s).

g : Le glissement.

On peut aussi le définir à l'aide des nombres de tours par seconde ou par minutes N_s et N

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} = 1 - \frac{N}{N_s} \quad (\text{III.17})$$

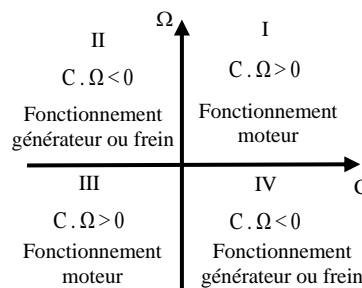
A l'arrêt : $g = 1$ car $N = 0$

Au synchronisme : $g = 0$ car $N = N_s$

III.4. Quadrants de fonctionnement

Ces machines sont naturellement réversibles, le cas des machines synchrones et à courant continu. Pour bénéficier de cette propriété, il faut que le convertisseur statique et la source soient également réversibles.

Comme pour une machine à courant continu le choix d'une structure convertisseur/machine asynchrone, pour un fonctionnement dans 1, 2 ou 4 quadrants repose principalement et exclusivement sur le cahier des charges.



Quadrant I : Accélérations contrôlées et décélération non contrôlées, et la machine tourne dans un seul sens ;

Deux quadrants I et II : La machine tourne dans les deux sens avec accélérations contrôlées et décélération non contrôlées ;

Deux quadrants I et IV : La machine tourne dans un seul sens avec accélérations et décélération contrôlées ;

Quatre quadrants (I à IV) : La machine tourne dans les deux sens avec accélérations et décélération contrôlées.

III.5. Schéma équivalent de la MAS

La définition du schéma équivalent d'une phase de la machine asynchrone est basée sur le modèle à fuites totalisées au rotor ramené au stator. De plus, afin de tenir compte des pertes fer, une résistance R_μ est ajoutée en parallèle avec l'inductance L_s , ce qui donne le schéma de la Fig. III.9.

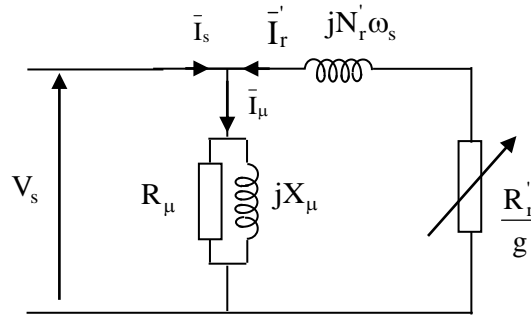


Fig. III.9 Schéma équivalent d'une machine asynchrone-Modèle à fuites totalisées au rotor ramené au stator avec prise en compte des pertes fer, et on néglige la résistance statorique

$m_{s \rightarrow r} = \frac{M}{L_s}$: Rapport de transformation dans le sens stator-rotor ;

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

$N_r = \sigma \cdot L_r$: Inductance de fuites totalisée au rotor ;

$I_r' = \left(\frac{M}{L_s}\right) I_r$: Courant rotorique ramené au stator ;

$N_r' = \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 N_r$: Inductance de fuites totalisées au rotor ;

$R_r' = \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 R_r$: Résistance rotorique ramenée au stator.

III.6. Bilan de puissance, le rendement et le couple

La puissance absorbée par le moteur est : $P_a = 3V_s I_s \cos \varphi = \sqrt{3} U_s I_s \cos \varphi$ (III.18)

➤ Une faible partie de la puissance absorbée est perdue dans le stator, par effet Joule dans les bobinages et par courants de Foucault et hystérésis dans le fer. On appelle puissance électromagnétique la puissance transmise au rotor qui est donnée comme suit :

$$P_{em} = P_a - p_{stator} = C_{em} \Omega_s \quad (III.19)$$

D'où :

$$P_{stator} = p_{Js} + p_{fs} \quad (III.20)$$

$$p_{Js} = 3R_s I_s^2 \quad (III.21)$$

$$p_{fs} = 3 \frac{V_s^2}{R_\mu} \quad (III.22)$$

Tel que : p_{Js} : Pertes par effet Joule au stator
 p_{fs} : Perte fer dans le stator
 R_μ : Résistance de la branche magnétisante

➤ Une partie de la puissance électromagnétique P_{em} est dissipée en pertes Joule rotorique p_{Jr} ; le reste est transformé en puissance mécanique P_m .

$$P_{Jr} = 3.R_r I_r^2 = 3.R_r' I_r'^2 = g.P_{em} \quad (III.23)$$

➤ Généralement, la relation (III.23) est utilisée surtout dans le cas d'une machine asynchrone à cage puisque, où, on n'a pas accès au rotor.

$$P_m = P_{em} - P_{Jr} = P_{em}(1-g) \quad (III.24)$$

➤ De la puissance mécanique, on soustrait les pertes mécaniques $p_{méc}$ qui sont dues au frottement, ventilation, ... etc. Pour arriver à la puissance utile P_u qui est donnée par :

$$P_u = P_a - \sum p_{pertes} \quad (III.25)$$

Avec :

$$\sum p_{pertes} = P_{Js} + P_{fs} + P_{Jr} + P_{méc} \quad (III.26)$$

Le bilan de puissances est résumé sur l'arbre schématisé sur la Fig. (III.10) :

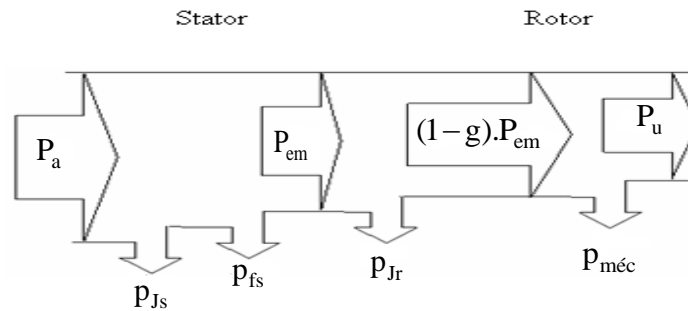


Fig. III.10 Schéma représentatif du bilan de puissance d'un moteur asynchrone

✓ Le rendement

Le rendement de la transformation électromagnétique d'énergie s'exprime :

$$\eta_{em} = \frac{P_{méc}}{P_{em}} = \frac{P_{em} - P_{Jr}}{P_{em}} = 1 - \frac{P_{Jr}}{P_{em}} = 1 - g \quad (III.27)$$

Le rendement total de la machine asynchrone est le rapport de la puissance utile P_u et celle absorbée par le moteur est donnée par :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_a - \sum p_{pertes}}{P_a} = 1 - \frac{\sum p_{pertes}}{P_a} \quad (III.28)$$

$$\text{Le couple électromagnétique ; } C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} \quad (III.29)$$

$$\text{Le couple mécanique ; } C_m = \frac{P_m}{\Omega} = (1-g) \cdot \frac{P_{em}}{\Omega} \quad (III.30)$$

$$\text{Le couple utile ; } C_u = C_m - \frac{P_m}{\Omega} = \frac{P_u}{\Omega} \quad (III.31)$$

III.7. Fonctionnement de la machine asynchrone

La caractéristique électromécanique exprime l'évolution du couple électromagnétique en fonction du glissement. Il est donné par la relation suivante :

$$C_{em} = 3 \cdot \frac{p}{\omega_s} \cdot V_s^2 \cdot \left(\frac{R_r'}{g} \right) \cdot \frac{1}{\left(\frac{R_r'}{g} \right)^2 + (N_r' \cdot \omega_s)^2} \quad (\text{III.32})$$

Pour une fréquence donnée de la tension d'alimentation et pour un glissement donné, le couple C_{em} développé par la machine est proportionnel au carré de la tension d'alimentation.

Pour la détermination du couple maximal développé par la machine, on dérive l'équation (III.32) par rapport au glissement, ce qui nous ramène au calcul du glissement critique, ce qui nous donne :

$$\left. \frac{dC_{em}}{dg} \right|_{g_{cr}} = 0 \quad (\text{III.33})$$

$$\Rightarrow g_{cr} = \frac{R_r'}{N_r' \cdot \omega_s} = \frac{R_r}{N_r \cdot \omega_s} ; \text{ Avec un signe (-) pour un G et un signe (+) pour un M}$$

$$C_{em_max} = C_{em}(g_{cr}) = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{N_r'} \cdot \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \quad (\text{III.34})$$

Si le glissement est nul ($g = 0$), on obtient un couple nul.

La représentation de la caractéristique $C_{em} = f(g)$ pour un fonctionnement moteur est donnée par la figure suivante :

La caractéristique $C_{em} = f(g)$ représente deux fonctionnements différents, Fig. III.11 :

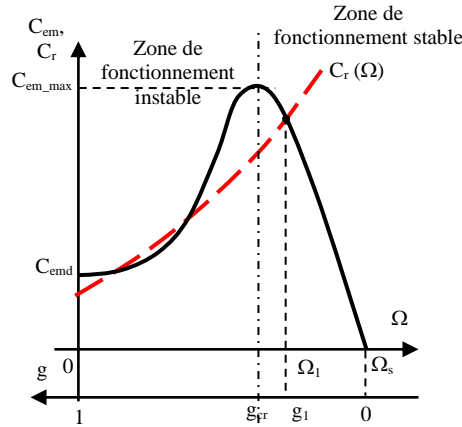


Fig. III.11 Caractéristique $C_{em}(\Omega)$ d'un moteur asynchrone

- Zone de fonctionnement stable : $0 \leq g \leq g_{cr}$ pour une pente $\frac{dC_{em}}{dg} > 0$
- Zone de fonctionnement instable : $g_{cr} < g \leq 1$ pour une pente $\frac{dC_{em}}{dg} < 0$

III.8. Principe de variation de vitesse du moteur asynchrone

La vitesse de rotation d'un moteur asynchrone est donnée par l'équation suivante :

$$N = (1-g) \frac{60 \cdot f_s}{p} \quad [\text{tr/min}] \quad (\text{III.35})$$

D'après l'équation (III. 35) la variation de la vitesse de rotation d'un moteur asynchrone peut être effectuée, en agissant sur le nombre de paires de pôles ou en augmentant le glissement ou bien avec le changement de la fréquence statorique.

➤ Pour accroître le glissement du moteur alimenté à fréquence constante :

- On ne peut que réduire la tension d'alimentation, si le rotor est à cage.
- On peut augmenter la résistance par phase rotorique R_r à l'aide d'un rhéostat, si le rotor est à bague.
- On peut prélever de la puissance entre les bagues du rotor.

➤ Pour faire varier la fréquence f_s on peut :

- Soit construire les tensions appliquées au moteur en prenant des portions convenablement choisies des tensions du réseau.
- Soit passé par l'intermédiaire d'un bus continu, c'est-à-dire utiliser un redresseur suivi d'un onduleur avec une cellule continue.

III.9. Différents types de variateurs de vitesse de la MAS

III.9.1. Réglage de la vitesse par la modification du nombre de pair de pôles

On modifie le nombre de pair de pôles par commutation sans modifier l'implantation des bobinages du stator.

Dans la pratique, on construit des moteurs dont le stator prend plusieurs polarités différentes par simple modification du couplage des bobines statoriques convenablement dimensionnées. Le rotor à cage d'écureuil convient à toute polarités.

III.9.2. Réglage de vitesse à fréquence constante $f_s = Cst$

III.9.2.1. Variation de la tension statorique V_s

C'est la méthode la plus simple pour faire varier la vitesse du moteur asynchrone, ce qui consiste à l'alimenter à fréquence constante, en faisant varier la valeur de la tension à ses bornes.

Ce qui consiste à placer entre le réseau et le moteur un gradateur. Ce qui permet de faire varier la vitesse par action sur l'angle de passage des courants durant chaque alternance, Fig. III.12. Nous obtenons un faisceau de caractéristiques, Fig. III.13.

Cette méthode limite elle-même le domaine de son utilisation : On réduit la tension pour diminuer le couple afin que la vitesse décroisse. Son utilisation est réservée particulièrement pour les moteurs à cage.

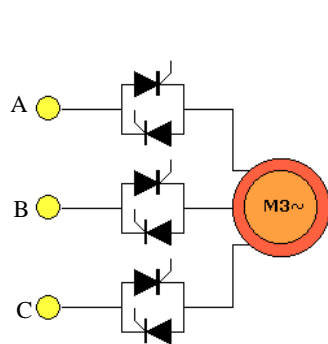


Fig. III.12 Alimentation d'une MAS par un gradateur

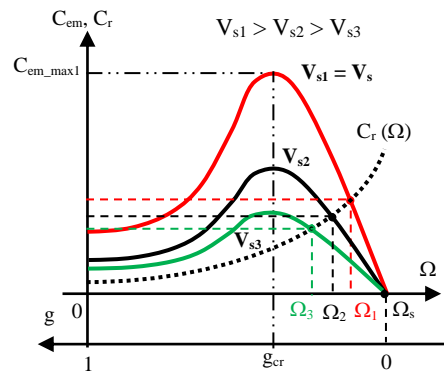


Fig. III.13 Evolution de la caractéristique $C_{em}(\Omega)$ d'un MAS - Réglage de V_s

Ce procédé présente trois (03) inconvénients major :

- Ce n'est pas un vrai réglage de vitesse, car on ne peut faire varier la vitesse à vide imposée par la fréquence ;
- Les pertes par effet Joule rotorique sont proportionnelles au glissement, $p_{Jr} = g \cdot P_{em}$;

➤ A glissement donné, le couple est proportionnel au carré de la tension ;

Ce procédé n'est utilisable que pour l'entraînement des charges dont le couple croît très vite avec la vitesse (pompes, ventilateurs), $C_r = K \cdot \Omega^2$. De plus, la variation de tension obtenue par un gradateur à thyristors mais cela provoque une forte pollution du réseau, ce qui peut être évité, tout en utilisant un gradateur MLI.

❖ Un autre élément peut être utilisé pour faire varier la tension V_s , par un autotransformateur à la place du gradateur. Ce qui conduit à un montage encombré avec des pertes de puissance supplémentaire ce qui se répercute sur le rendement du système. En plus, de la consommation de puissance réactive additionnelle.

III.9.2.2. Variation de la résistance rotorique

La façon la plus classique d'augmenter le glissement en charge, d'un moteur à rotor bobiné, est d'utiliser un rhéostat au rotor, Fig. III.14.

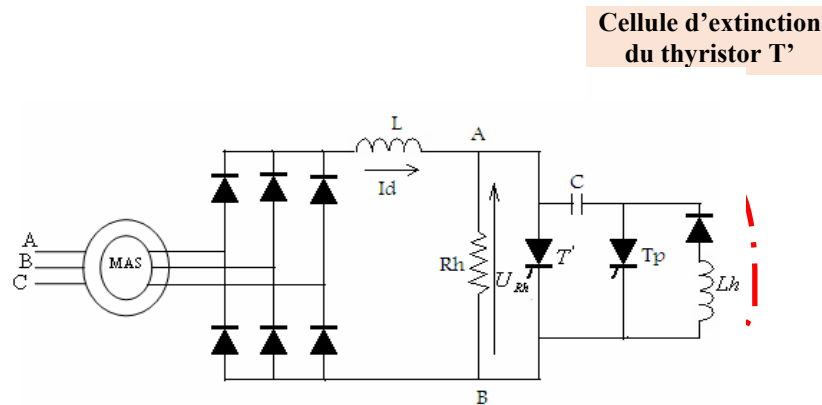


Fig. III.14 Réglage électronique de la résistance rotorique.

Ce procédé est simple à utiliser, dont il présente deux avantages :

➤ Il permet de faire varier la vitesse d'entraînement d'une charge quelconque ($C_r = f(\Omega)$), car la partie utilisée des caractéristiques $C_{em} = f(\Omega)$ est toujours stable, Fig. III.15 ;

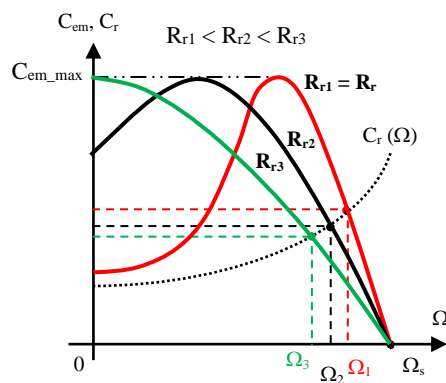


Fig. III.15 Evolution de la caractéristique $C_{em}(\Omega)$ d'un MAS - Réglage de R_r .

Les pertes dues à l'augmentation du glissement sont dissipées dans le rhéostat et non plus dans le moteur. Celui-ci peut développer son couple nominal à toutes les vitesses. Mais cela engendre deux inconvénients :

- ✓ Ce n'est pas un vrai réglage de vitesse, $\Omega_0 \cong \Omega_s$.
- ✓ L'augmentation du glissement se fait par l'accroissement de R_{ri} , ce qui fait au détriment du rendement par augmentation des pertes par effet Joule rotorique.

Avec :

T' : Interrupteur à blocage commandé ;

R_h : Rhéostat de réglage ;

L : Inductance.

$$R_{ri} = (R_r + Rh_i) \tag{III.36}$$

Sachant que, Rh_i : la valeur de rhéostat à la position i .

Pour faire varier la résistance apparente (R_h) on agit sur la durée de conduction de l'interrupteur statique T' , c'est-à-dire par la variation du rapport cyclique du hacheur, **Fig. III.16 et III.17**.

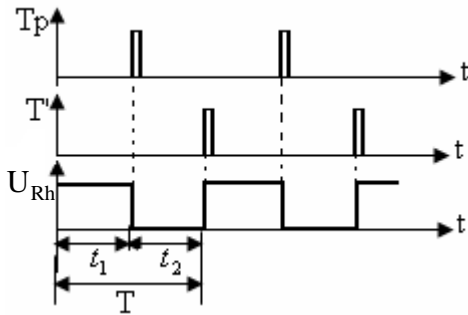


Fig. III.16 Allure de la tension aux bornes de R_h , avec les impulsions des deux interrupteurs (thyristors) du hacheur

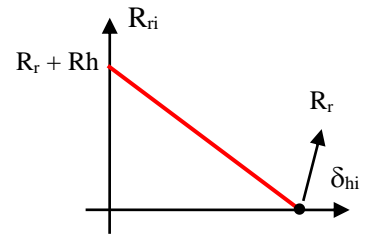


Fig. III.17 Evolution de $R_{ri}(\delta_{hi})$

$$I_{d(Rh)} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_d dt = \bar{I}_d ; \tag{III.37}$$

Si on pose : $t_1 = T_d$; $t_2 = T_c$

$$\Rightarrow \bar{I}_{Rh} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{T_d} I_d dt \tag{III.38}$$

$$\Rightarrow \bar{I}_{Rh} = I_d \cdot \left(\frac{T_d}{T} \right) \tag{III.39}$$

$$\Rightarrow U_{(Rh)} = \bar{I}_{Rh} \cdot R_d = I_d \left(\frac{T_d}{T} \right) Rh \tag{III.39}$$

$$R_{eq} = Rh_i = Rh \cdot \left(\frac{T_d}{T} \right) = R_d \cdot \left(1 - \left(\frac{T_c}{T} \right) \right) \tag{III.40}$$

Où : $\delta_h = \frac{T_c}{T}$ Rapport cyclique du hacheur.

$$\Rightarrow R_{eq} = Rh_i = Rh \cdot (1 - \delta) \tag{III.41}$$

$$(1 - \delta_i) = K_i \Rightarrow \begin{cases} \text{Si } \delta \text{ augmente} \Rightarrow K \text{ diminue} \Rightarrow R_{eq} \text{ diminue} \\ \text{Si } \delta \text{ diminue} \Rightarrow K \text{ augmente} \Rightarrow R_{eq} \text{ augmente} \end{cases}$$

$\bar{I}_d = I_{d(Rh)}$: Courant moyen ;

T : Période du hacheur ;

T_d : Durée de conduction du hacheur ;

T_c : Durée de blocage du hacheur.

➤ Le redresseur à diode avec le hacheur peuvent être remplacé par un gradateur triphasé alimentant trois résistances (R_h) pour chaque phase. En agissant sur la valeur de la puissance dissipée dans les trois résistances, par la variation du courant rotorique, **Fig. III.18**.

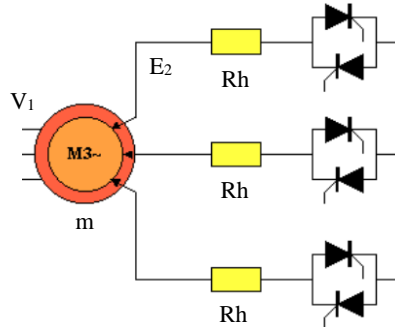


Fig. III.18 Variateur de la résistance rotorique par un gradateur

III.9.2.3. Cascade hyposynchrone (variation de vitesse par récupération de puissance rotorique)

En agissant sur la puissance prélevée entre les bagues, on peut régler la vitesse du moteur asynchrone à bague alimenté directement par le réseau à tension et à fréquence constante, en utilisant la cascade hyposynchrone, qui est munie d’un convertisseur statique au niveau du rotor, **Fig. III.19**. Ce qui rend la MAS connectée au réseau de deux cotés, via un convertisseur de fréquence AC/AC au rotor, alors qu’au stator nous aurons une liaison directe.

L’avantage principal de ce procédé est que le couple électromagnétique (C_{em}) est proportionnel au courant dans le bus continu (I_d), selon l’équation suivante :

$$C_{em} = \left(\frac{g \cdot E_{d0}}{\Omega_s} \right) \cdot I_d = K_d \cdot I_d \tag{III.42}$$

Ce qui revient à la loi de commande du couple d’une MCC.

Ce procédé peut être réaliser par deux méthodes différentes selon le convertisseur à associer :

III.9.2.3.1. Convertisseur indirect (Redresseur + Onduleur)

La cascade hyposynchrone se compose d’un pont redresseur triphasé non commandé pour redresser les tensions recueillies entre les bagues, débitant dans un onduleur triphasé non autonome pour onduler les tensions redressées afin de réinjecter la puissance de glissement sur le réseau d’alimentation, **Fig. III.19**. Ce qui permet d’améliorer le rendement de la chaîne.

Pour réinjecter la puissance rotorique dans le réseau d’alimentation, il faut prévoir un système d’adaptation de la fréquence ($f_r = g \cdot f_s$) et de la tension rotorique ($g \cdot E_{20} = m \cdot V_s = E_2$) au réseau d’alimentation (f_s, V_s).

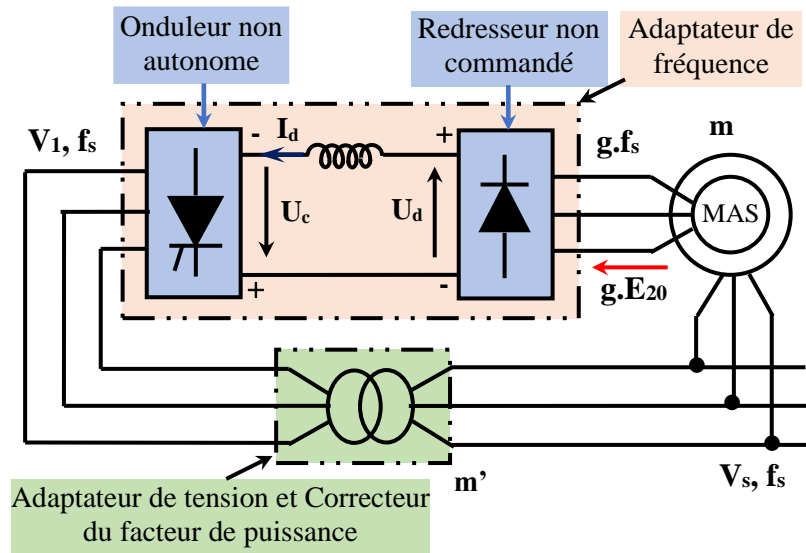


Fig. III.19 Schéma de principe d'une cascade hyposynchrone, réalisée par un convertisseur indirect

Les rapports de transformations de la MAS et du transformateur sont donnés par :

$$m = \left(\frac{E_{20}}{V_s} \right) ; m' = \left(\frac{V_1}{V_s} \right) \tag{III.43}$$

Nous avons :

$$U_d = -U_c \tag{III.44}$$

$$\begin{cases} U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} (g.E_{20}) \\ U_c = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} .V_1 .\cos(\alpha) \end{cases} \tag{III.45}$$

$$\begin{cases} \Rightarrow U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} (g.E_{20}) = -U_c = -\frac{3\sqrt{6}}{\pi} .V_1 .\cos(\alpha) \\ \Rightarrow g = -\left(\frac{V_1}{E_{20}} \right) .\cos(\alpha) \end{cases} \tag{III.46}$$

Où ; $\frac{\pi}{2} < \alpha \leq \pi$

$$\left(\frac{V_1}{V_s} \right) = \frac{m'}{m} \Rightarrow g = -\left(\frac{m'}{m} \right) .\cos(\alpha) \tag{III.47}$$

$$\begin{cases} \frac{m'}{m} = 1 ; \Rightarrow g = -\cos(\alpha) \\ \text{Si } \alpha \text{ varié entre } \left[\frac{\pi}{2} \rightarrow \pi \right] \Rightarrow g \text{ varié entre } [0 \rightarrow 1] \end{cases}$$

Dans la pratique, on fixe la plage de variation de la vitesse par $\frac{m'}{m} = g_{cr}$; alors que la variation de la vitesse elle-même est assurée par α . $\Rightarrow g = -g_{cr} \cdot \cos(\alpha)$.

III.9.2.3.2. Convertisseur direct

La conversion de fréquence est assurée par un convertisseur direct, soit un cycloconvertisseur ou un convertisseur matriciel, qui permet un transfert de puissance dans les deux sens c'est-à-dire du réseau vers le rotor du moteur et vice versa, ce qui donne un fonctionnement réversible, Fig. III.20.

La machine asynchrone peut avoir un fonctionnement hypo synchrone si $\omega < \omega_s$ ou hyper synchrone si $\omega > \omega_s$. Elle peut absorber ou fournir des puissances rotoriques au réseau.

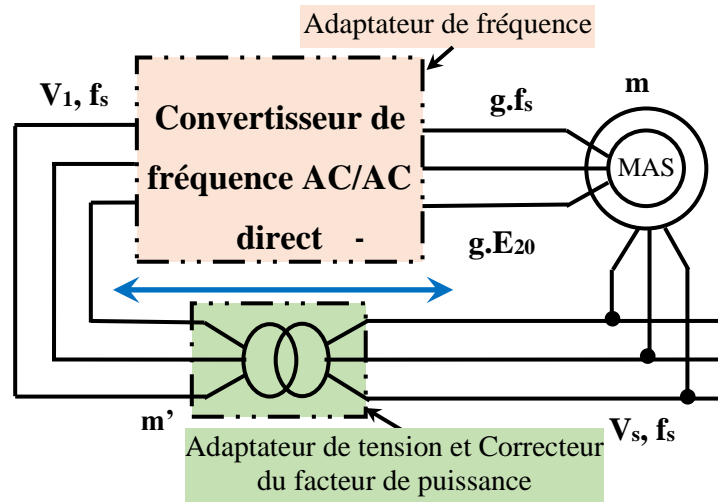


Fig. III.20 Schéma de principe d'une cascade hyposynchrone, réalisée par un convertisseur de fréquence AC/AC direct

En supposant un fonctionnement à puissance P_a constante, les différents modes de fonctionnement peuvent être mise sous la forme suivante :

Tableau. III.1 Description des modes de fonctionnement

Puissance mécanique $P_m = (1-g) P_a$	Puissance absorbée P_a	Puissance électromagnétique $P_{em} = g P_a$	Mode	Fonctionnement
$P_m > 0$ Fournie à la charge	$P_a > 0$ $P_m < P_a$	$P_{em} > 0$ Fournie par le rotor au réseau	Hyposynchrone $0 < g < 1$	Moteur
$P_m < 0$ Fournie par la charge	$P_a < 0$ $P_m < P_a$ $ P_m > P_a $	$P_{em} > 0$ Fournie par le rotor au réseau	Hypersynchrone $-1 < g < 0$	Génératrice

Remarque : Si : $g = 0$, le fonctionnement correspond à une machine asynchrone synchronisée.

III.9.3. Réglage de la vitesse à fréquence variable

III.9.3.1. Variation de la fréquence statorique avec V_s constante

La plupart des variateurs de vitesse pour moteur asynchrone sont destinés à être utilisés pour des moteurs à cage. Le rendement de ces moteurs n'est bon que s'il tourne au voisinage de la vitesse synchrone.

Nous avons le flux Φ_s estimé à (V_s/f_s) ; à R_s négligeable (ce qui est valable pour MAS à puissance élevée), ce qui permet d'écrire ;

$$\Phi_s \approx \frac{V_s}{\omega_s} = \frac{V_s}{2\pi \cdot f_s} \tag{III.48}$$

D'après la relation (III.48), où nous avons $V_s = V_n$; Ce qui limite ce fonctionnement que pour faire réduire le flux, agissant sur f_s au-delà de f_{sn} . Pour cela la MAS doit être alimentée par un convertisseur délivrant une fréquence supérieure à f_{sn} . Dont la caractéristique $C_{em} = f(\Omega)$ sera donnée par le schéma suivant, Fig. III.21.

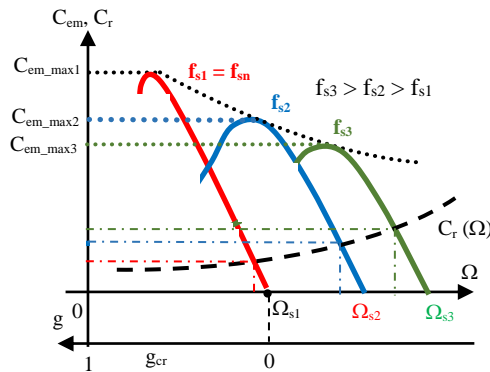


Fig. III.21 Evolution de la caractéristique $C_{em}(\Omega)$ d'un MAS - Réglage de f_s

$$g_{cr} = \frac{R_r'}{N_r' \cdot 2\pi \cdot f_s} = \frac{R_r}{N_r \cdot 2\pi \cdot f_s} = K \left(\frac{1}{f_s} \right) \tag{III.49}$$

$$\begin{cases} C_{em_max} = C_{em}(g_{cr}) = \underbrace{\left(\frac{3}{2} \cdot \frac{p}{N_r'} \cdot \left(\frac{V_s}{2\pi} \right)^2 \right)}_{C_{em_max}(f_s)} \cdot \frac{1}{(f_s)^2} \\ C_{em}(g_{cr_i}) = C_{em_max_i}(f_{si}) \cdot \frac{1}{(f_{si})^2} \end{cases} \tag{III.50}$$

Deux principes peuvent être utilisés pour obtenir à partir d'un réseau industriel à tension et à fréquence fixe, les tensions d'alimentations du moteur.

- La conversion directe qui consiste à délivrer les tensions à appliquer à la machine par un échantillonnage convenable des tensions du réseau, c'est la technique des convertisseurs direct de fréquence ;
- La conversion indirecte où l'on redresse les tensions du réseau, pour être utilisé et attaqué un onduleur qui à son tour alimente le moteur à fréquence variable.

III.9.3.1.1. Convertisseur direct

Dans ce cas, on ne peut qu'utiliser un convertisseur matriciel pour permettre l'augmentation de la plage de variation de fréquence de sortie. Cependant, dans le cas d'un cycloconvertisseur est limitée à $(\frac{2}{3}).f_s$ pour une association de PD3 ou à $(\frac{1}{3}).f_s$ pour des P3.

➤ **Convertisseur matriciel**

Le convertisseur matriciel est une nouvelle topologie de convertisseur direct. Il permet d'obtenir un système triphasé de tensions variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions fixes du réseau d'alimentation industriel, Fig. III.22.

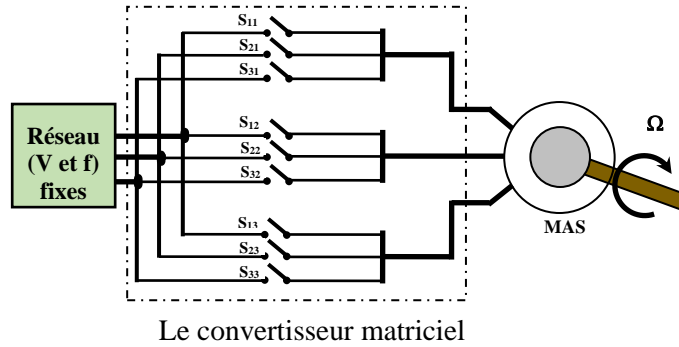


Fig. III.22 Schéma de principe d'un convertisseur matriciel alimentant une MAS

On parle dans ce cas d'une conversion directe de fréquence, réalisée sans circuit intermédiaire.

Les performances du convertisseur matriciel sont données par les aspects suivants :

- ✓ Le rapport de transformation entre la tension de sortie et celle d'entrée est variable.
- ✓ Le facteur de puissance à la sortie peut varier librement en fonction du point de fonctionnement de la charge.
- ✓ Le facteur de puissance à l'entrée est réglable, même il peut être unitaire.
- ✓ Il est possible d'imposer la fréquence de sortie à partir d'un régime continu jusqu'à une valeur maximale qui est limité uniquement par la fréquence de pulsation maximale admissible.
- ✓ Le convertisseur matriciel fonctionne sans restriction dans les quatre quadrants du plan tension-courant.

III.9.3.1.2. Convertisseur indirect (redresseur + onduleur)

Pour les équipements de faible ou moyenne puissance, quand on doit utiliser un moteur à cage, on passe par l'intermédiaire d'un bus continu, Fig. III.23. On redresse les tensions du réseau puis, grâce à un onduleur, on produit les signaux de fréquence variable.

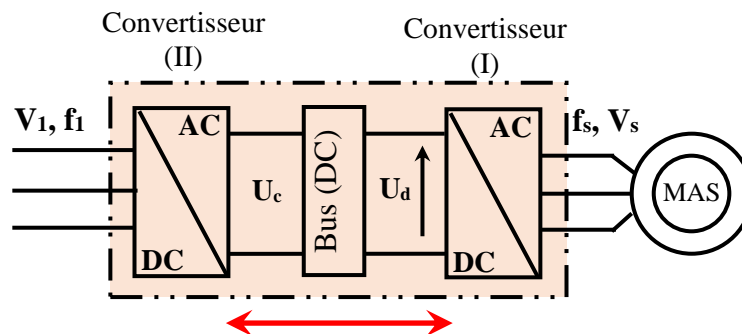


Fig. III.23 Schéma de principe d'un convertisseur indirect alimentant une MAS

III.9.3.2. Fonctionnement à flux constant

La relation du couple de la machine asynchrone, (III.32), peut être réécrite comme suit :

$$\begin{cases} C_{em} = 3.p.\left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2 \cdot \frac{\omega_r.R_r'}{(R_r')^2 + (N_r'.\omega_r)^2} ; \\ \Rightarrow C_{em} = 3.p.\Phi_s^2 \cdot \frac{\omega_r.R_r'}{(R_r')^2 + (N_r'.\omega_r)^2} \end{cases} \quad (III.51)$$

Pour les faibles valeurs du glissement $g \ll 0$, la relation (III.51) s'écrit :

$$C_{em} = \frac{3.p}{R_r'} \cdot \Phi_s^2 \cdot \omega_r \quad (III.52)$$

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{3.p}{R_r'} \cdot \Phi_s^2 \cdot (g.\omega_s) = \underbrace{\frac{3.p}{R_r'} \cdot \Phi_s^2 \cdot 2\pi}_{\beta} \cdot \left(f_s - p \cdot \frac{N}{60}\right) ; \\ \Rightarrow C_{em} = \beta \cdot \left(f_s - p \cdot \frac{N}{60}\right) ; \text{ avec } N \text{ en } \left(\frac{\text{tr}}{\text{min}}\right); \end{cases} \quad (III.53)$$

Pour contrôler le couple électromagnétique de la MAS, nous voyons d'après la relation ci-avant qu'il faille contrôler le flux et la pulsation des grandeurs rotoriques ω_r .

La caractéristique $C_{em}(\Omega)$ est donc paramétrée par f_s . Lorsqu'on fait varier la valeur de la fréquence (pulsation) synchrone, on obtient un faisceau de caractéristiques donné par la Fig. III.24.

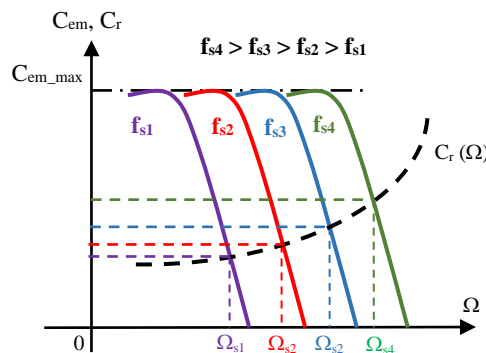


Fig. III.24 Evolution de la caractéristique $C_{em}(\Omega)$ d'un MAS - Réglage de Φ_s .

Ce faisceau de caractéristiques $C_{em}(\Omega)$ est tout à fait analogue à celle d'une MCC à excitation séparée, dont le paramètre de réglage de vitesse est la tension d'induit. En effet, le réglage de vitesse d'une MAS est réalisé par la variation de la fréquence d'alimentation tout en maintenant le flux constant.

Ce procédé est réalisable, par l'insertion d'un convertisseur de fréquence direct ou indirect, Fig. III.22, Fig. III.23 et Fig.III.25.

Cycloconvertisseur : C'est un convertisseur statique qui permet de faire varier une fréquence d'alimentation donnée à une fréquence variable.

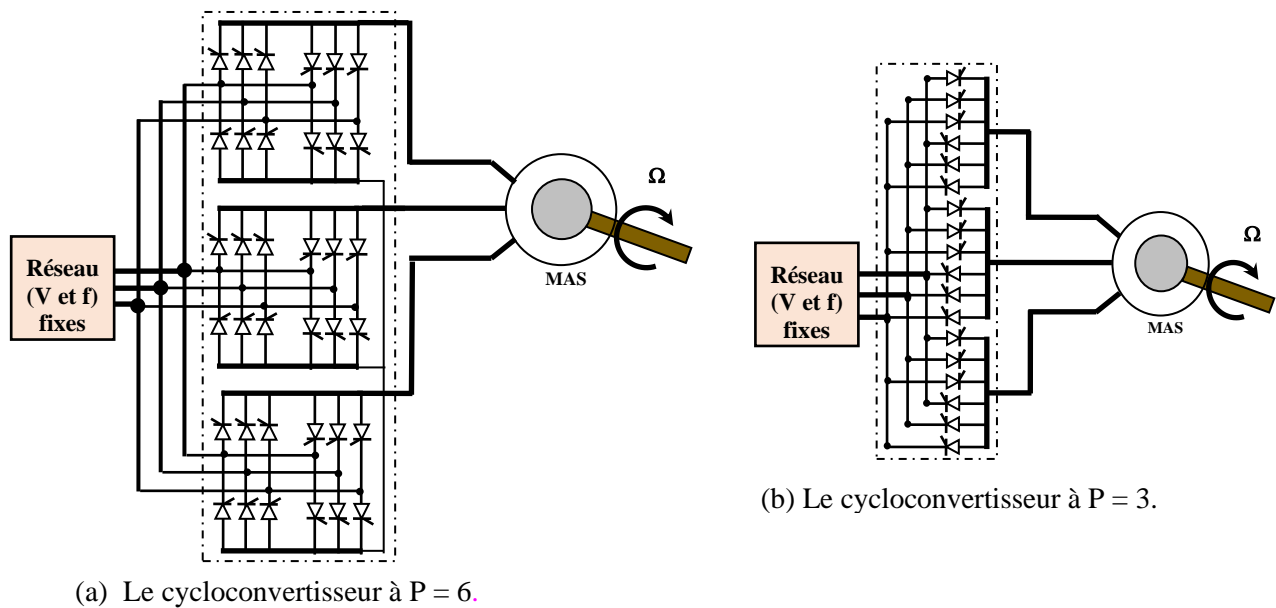


Fig. III.25 Schéma de principe d'un cycloconvertisseur alimentant une machine asynchrone

Ce dispositif présente l'avantage d'être réversible, de plus, le convertisseur utilisé est un convertisseur à commutation simple (naturelle).

Alors que, ses inconvénients majeurs sont : Envoyer au réseau des courants harmoniques importants, ce qui cause la consommation de la puissance réactive élevée, de plus, il ne peut fournir que des fréquences de sorties nettement inférieures à la fréquence du réseau d'alimentation. Le nombre de thyristors nécessaires ne rend le procédé intéressant qu'aux fortes puissances.

III.10. Commande scalaire

La réalisation de la commande scalaire d'une MAS est fondée sur la base de maintenir le flux constant dans la machine, tout en agissant sur la fréquence d'alimentation statorique pour le réglage de vitesse ; Dont l'objectif est de faire fonctionner la MAS sous des performances optimales. Ce dernier est obtenu si le couple maximal disponible est maintenu constant le long de ce fonctionnement, selon la relation (III.54). Deux types de commandes scalaires peuvent être envisagées selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension, ce qui dépend principalement de la topologie du convertisseur statique utilisé (onduleur de tension ou de courant).

$$C_{em_max} = \underbrace{\left(\frac{3 \cdot p}{2 \cdot N_r} \right)}_{Cst.} \cdot \Phi_s^2 ; \tag{III.54}$$

Si on maintient le Φ_s const. $\Rightarrow C_{em_max} = Const.$

III.10.1. Commande scalaire en tension

Dans ce cas, la machine est alimentée par un onduleur de tension à MLI. La valeur efficace de la tension statorique V_s doit être réglée de manière à garder le flux Φ_s constant dans la machine.

Le maintien du $\Phi_s = \Phi_{sn}$ constant est conditionné par la fréquence d'alimentation statorique comme le montre la relation (III.55) :

$$\Phi_s = \left(\frac{V_s}{2 \cdot \pi \cdot f_s} \right) \tag{III.55}$$

- Comme tout type de commande, nous avons quelques reproches importants à signaler ;
- ❖ A des faibles valeurs de de fréquences et des tensions la chute de tension $R_s I_s$ (chute de tension dans les enroulements) ne peut plus être négligée. Pour y remédier en réalisant une compensation par augmentation de l'amplitude des tensions statoriques aux faibles valeurs de f_s d'une façon automatique, Fig. III.26-a, appelé **Boost automatique** ;

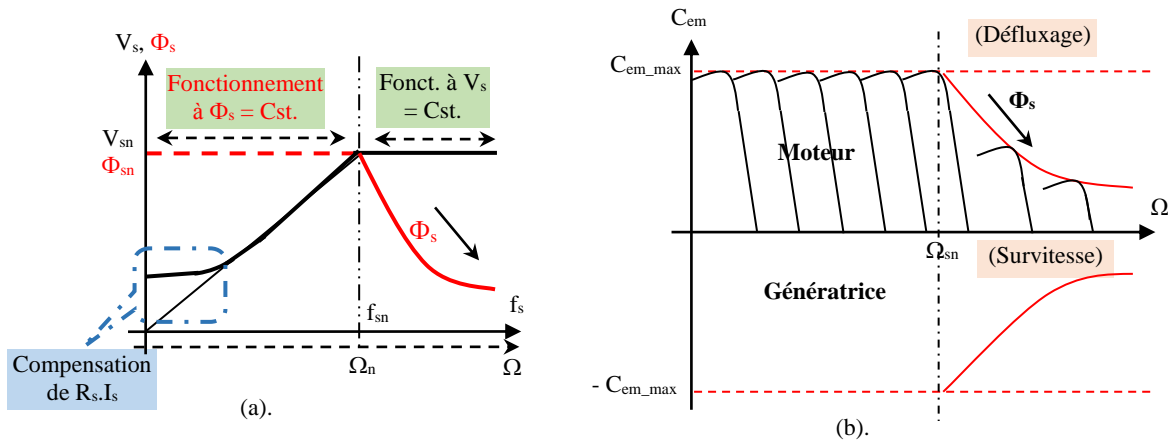


Fig. III.26 Caractéristiques de réglage par variation de la fréquence d'alimentation (f_s) d'une MAS

- ❖ En régime de survitesse, l'augmentation de la fréquence statorique ne peut jamais être accompagné par une augmentation de la tension statorique, dont on ne peut pas dépasser sa valeur nominale (V_{sn}) ; Ce qui impose un fonctionnement en mode de défluxage (le flux Φ_s est alors diminué), Fig. III.26-b.

A partir de l'analyse qu'on a fait dans cette partie, on peut envisager deux types de commandes, l'une est à boucle ouverte et l'autre est à boucle fermée (Asservissement de vitesse).

III.10.1.1. Commande de vitesse en boucle ouverte

Le schéma de la commande scalaire en boucle ouverte de la machine asynchrone est donné par la Fig. III.27. Sachant que, l'onduleur doit effectuer à la fois le réglage de fréquence et de tension. Si non, le redresseur à diode doit être à thyristor pour permettre le réglage de tension de bus continu (V_{dc}).

III.10.1.2. Commande de vitesse en boucle fermée (Asservissement de vitesse)

La commande de vitesse en boucle fermée est obtenue avec le contrôle de la fréquence rotorique. Ce qui fait que la variation de vitesse est obtenue par une variation de ω_r directement liée au couple. Le régulateur de vitesse ($PI(\Omega)$) élabore ω_r à partir de l'erreur de vitesse.

Le schéma de la commande scalaire en boucle fermée (L'autopilotage) de la MAS est illustré par la Fig. III.28. Sur ce schéma, la fréquence statorique est obtenue par la loi d'autopilotage. Alors que, son réglage est confié à l'onduleur MLI.

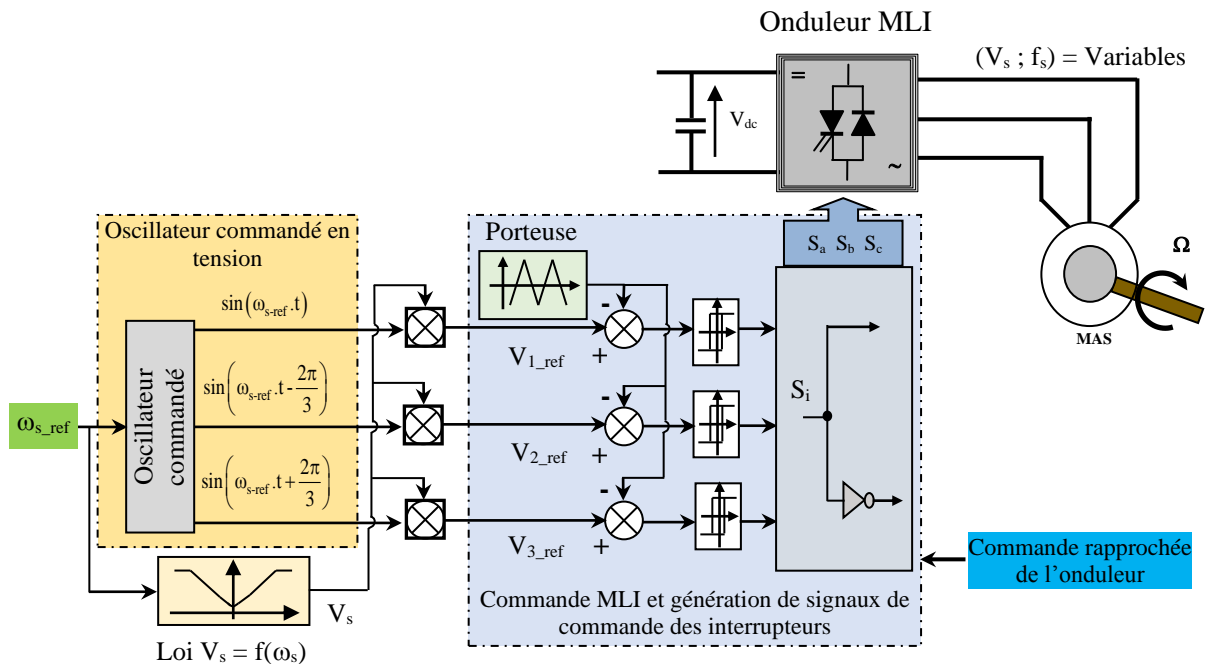


Fig. III.27 Schéma synoptique d'une commande scalaire en boucle ouverte et en tension

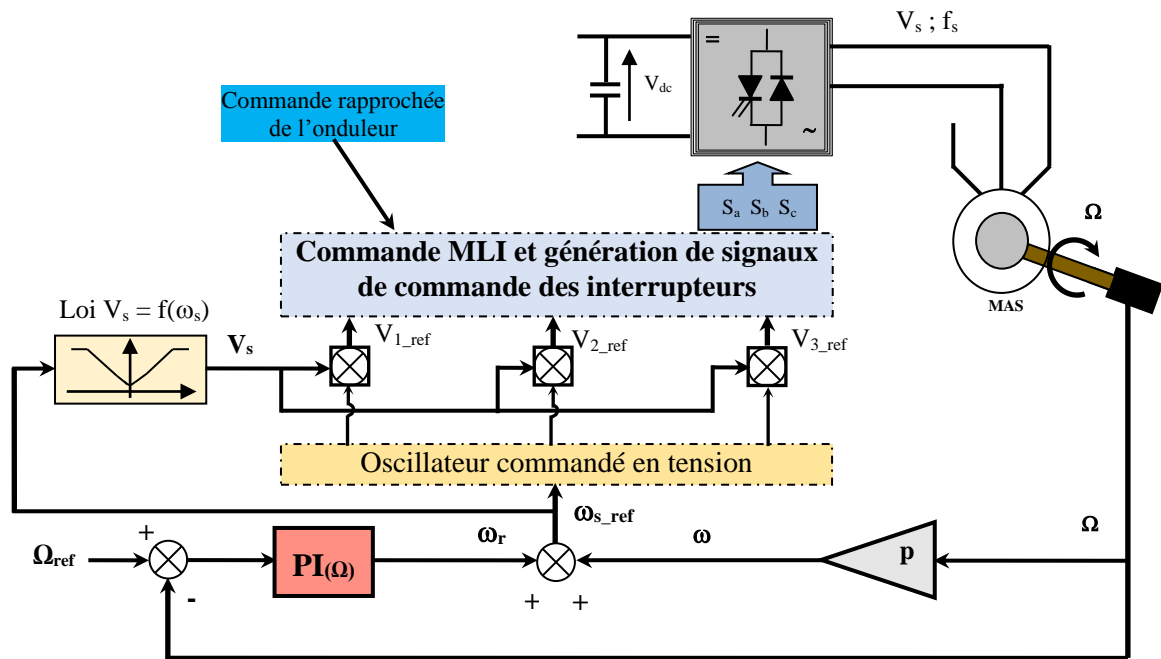


Fig. III.28 Schéma synoptique d'une commande scalaire en tension et en boucle fermée de la vitesse

III.10.2. Commande scalaire en courant

Le courant absorbé par la MAS dépend principalement de la charge entraînée, donc du glissement ou de la fréquence du glissement (ω_r). Ce qui impose que pour contrôler le couple électromagnétique de la MAS, on doit maintenir le flux statorique (Φ_s) constant tout en contrôlant la pulsation ω_r . Cela, exige la détermination de la loi de variation $I_s = f(\omega_r)$ qui va maintenir le flux constant.

D'après les équations suivantes ;

$$\begin{cases} 0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega_s \bar{\Phi}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \\ \bar{\Phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \end{cases} \quad (\text{III.56})$$

A partir du système d'équation (III.56), on tire $\bar{I}_r = f(\bar{I}_s)$:

$$\Rightarrow \bar{I}_s = \left(\frac{\bar{\Phi}_s}{L_s} \right) \cdot \left[\frac{R_r + j(\omega_r L_r)}{(R_r + j(\omega_r \sigma L_r))} \right] \quad (\text{III.57})$$

$$\Rightarrow I_s = \left(\frac{\Phi_s}{L_s} \right) \cdot \left\{ \sqrt{\frac{1 + (\omega_r T_r)^2}{(1 + (\omega_r \sigma T_r)^2)}} \right\} \quad (\text{III.58})$$

Avec ; $T_r = \left(\frac{L_r}{R_r} \right)$

En régime nominal, où $\Phi_s = \Phi_{sn}$, on peut définir un courant de magnétisation de la MAS I_0 , comme l'indique la relation (III.59).

$$\Rightarrow I_s = I_0 \cdot \sqrt{\frac{1 + (T_r \omega_r)^2}{(1 + (\sigma T_r \omega_r)^2)}} \quad \text{Avec ; } I_0 = \left(\frac{\Phi_{sn}}{L_s} \right) \quad (\text{III.59})$$

Cette relation nous montre que l'augmentation de ω_r engendre l'accroissement du courant I_s absorbé par la MAS, dans une plage délimitée par I_0 et I_{sn} ; avec : $I_s \in [I_0, I_{sn}]$, Fig. III.29 :

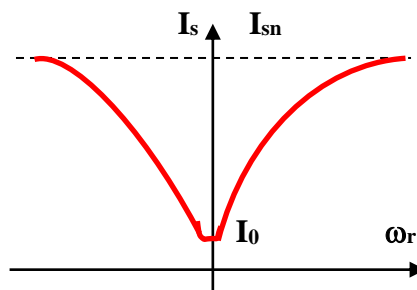


Fig. III.29 Evolution de la caractéristique $I_s = f(\omega_r)$ pour une MAS

Le schéma structurel de l'asservissement de vitesse de la machine asynchrone est donné par la Fig. III.30, qui décrit le principe de la commande scalaire en courant de la vitesse de la machine asynchrone.

Où, la pulsation rotorique ω_r est recueillie à la sortie du régulateur de vitesse. Alors que la loi $I_s = f(\omega_r)$ permet de générer les courants statoriques de référence I_{s1ref} , I_{s2ref} , I_{s3ref} .

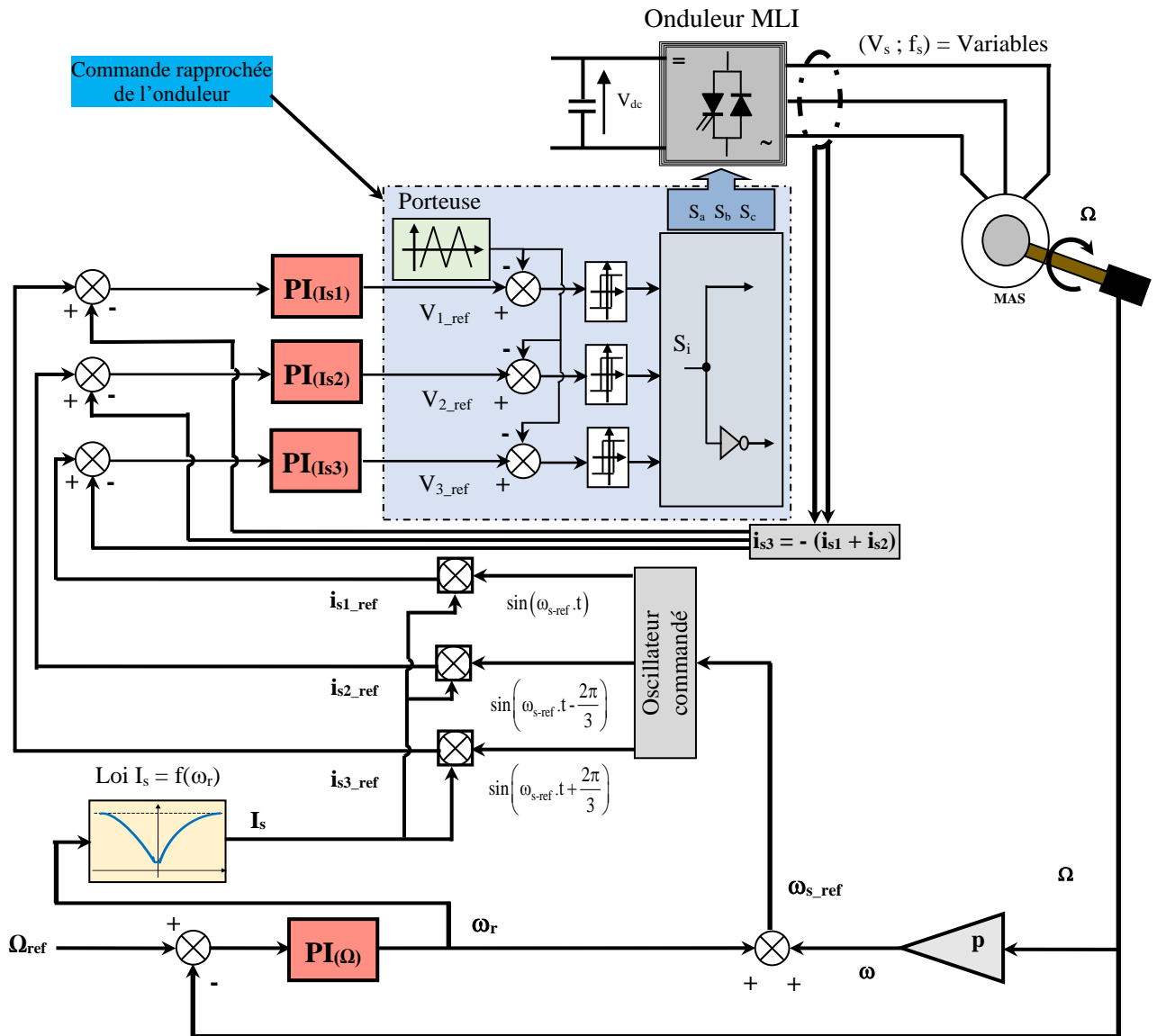


Fig. III.30 Schéma synoptique d'une commande scalaire en courant et en boucle fermée de la vitesse

Chapitre IV

Machines synchrones à aimant permanent - Convertisseurs statiques

IV. 1. Définition et Constitution de la MSAP

La machine synchrone à aimants permanents est un convertisseur électromécanique réversible dans son fonctionnement ; il peut fonctionner en mode générateur ou bien en mode moteur, selon le sens d'écoulement des deux puissances, entrée et sortie, mécanique et électrique.

- ❖ En mode générateur (alternateur) : La machine permet une production d'une puissance électrique, donc d'un courant électrique dont la fréquence est liée directement à la vitesse de rotation de la machine ;
- ❖ En mode moteur : Elle consomme une puissance électrique pour générer une puissance mécanique, sachant que, la fréquence du courant électrique absorbé qui définit la vitesse de rotation de la machine.

Les courants d'alimentations ont une fréquence f_s , créent dans l'entrefer de la machine une force magnétomotrice (fmm) tournant à la vitesse synchrone n_s définie par :

$$\begin{cases} n_s = \frac{60.f_s}{p} ; \text{ en } \left(\frac{\text{tr}}{\text{min}} \right) \\ \Omega_s = \left(\frac{\omega_s}{p} \right) = 2\pi \cdot \left(\frac{f_s}{p} \right) ; \text{ en } \left(\frac{\text{rd}}{\text{s}} \right) \end{cases} \quad (\text{V.1})$$

En effet, les pôles de cette fmm tirent les pôles du rotor et font entraîner celui-ci à la vitesse synchrone (N_s). D'où la nomination de la machine synchrone.

Ces machines comportent deux parties ; une partie fixe (un induit) et l'autre tournante (un inducteur) ;

- Induit : Il représente le stator dans lequel est logé un enroulement triphasé à $2p$ pôles, qui est connecté au réseau d'alimentation, l'alimentant avec des tensions et des courants de fréquence f .
- Inducteur : C'est le rotor de la machine. Il sert à créer le champ magnétique qui va balayer les conducteurs de l'induit. Ce champ est élaboré à partir d'aimants permanents.

Les domaines d'application de ces machines touchent plusieurs disciplines, en mode moteur ou générateur, pour des puissances de fonctionnement allant jusqu'à quelques dizaines de kilowatts, en mode moteur, et peuvent atteindre 6 MW en mode générateur (éoliennes off-shore) .

IV. 2. Description de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

Le progrès technologique enregistré dans le domaine des aimants a permis de concevoir des servomoteurs à aimants de plus en plus performants. Où, on peut en fait affirmer que la comparaison de ces servomoteurs avec les machines à courant continu n'est plus d'actualité, car leurs performances dépassent largement celles de ces dernières.

En effet, les avantages de la MSAP associée à un convertisseur sont nombreux :

- Suppression du système balais-collecteur donc diminution des problèmes de maintenance et possibilité pour le moteur de travailler en air corrosif ;
- Suppression de la source d'alimentation du courant de l'inducteur, d'où une absence de pertes rotoriques qui causent l'échauffement du moteur ;
- Puissance massique accrue (plus élevée) ;
- Fonctionnement possible aux grandes vitesses ;
- Plus grande facilité de refroidissement.

IV.3. Bilan des puissances

Le bilan des puissances de la machine synchrone est illustré par le schéma de la Fig. V.1 qui montre l'écoulement de puissance de l'entrée (puissance électrique prise au réseau) vers la sortie (puissance mécanique transmise à la charge).

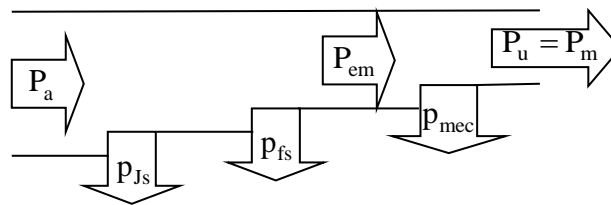


Fig. V.1 Schéma représentatif du bilan de puissance d'un moteur synchrone MSAP

La puissance absorbée par le moteur est donnée par :

$$P_a = 3V_s I \cos \varphi = \sqrt{3} U_s I \cos \varphi \quad (\text{V.2})$$

$$\begin{cases} P_{em} = P_m = P_a - P_{\text{stator}} = C_{em} \cdot \Omega_s = C_u \cdot \Omega_s \\ P_u = P_a - \sum P_{\text{pertes}} \end{cases} \quad (\text{V.3})$$

Tel que :

$$\begin{cases} P_{\text{stator}} = p_{Js} + p_{fs} \\ \sum P_{\text{pertes}} = p_{Js} + p_{fs} + p_{\text{mec}} \\ p_{Js} = 3R_s I^2 \end{cases} \quad (\text{V.4})$$

p_{Js} : Pertes par effet Joule au stator

p_{fs} : Pertes fer dans le stator

IV.4. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (à pôles lisses)

Les machines synchrones utilisées dans les applications à vitesse variable sont quasiment des machines à rotor feuilleté, sans amortisseurs, avec un système d'excitation à aimants permanents, montés en surface ou enterrés, Fig. V.2.

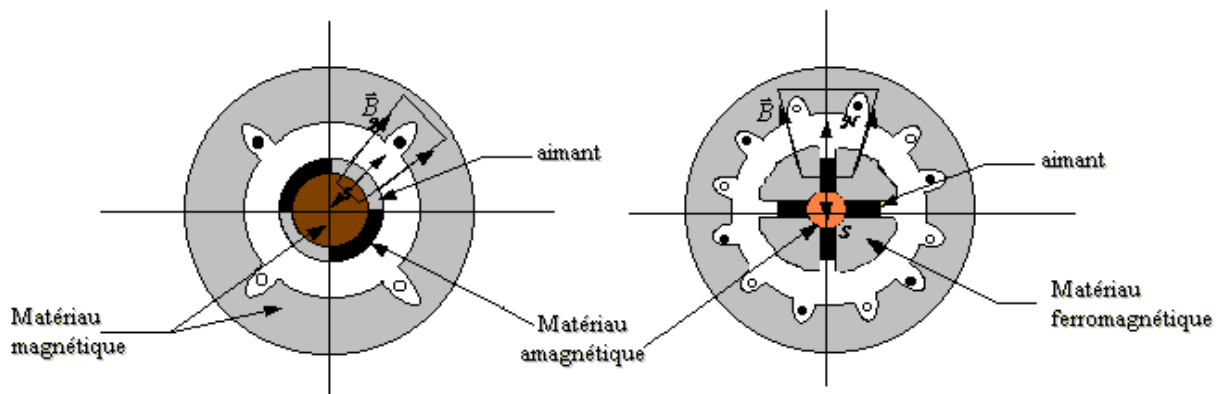


Fig. V.2 Machine à aimants permanents :
(a). Montés en surface du rotor ; (b). Enterrés.

La machine que nous allons décrire, est une machine synchrone à aimants permanents simple étoile, triphasée, équilibrée et à rotor lisse, dont les aimants sont disposés sur la surface du rotor. Le neutre est isolé et la somme instantanée des courants de phase est nulle. En conséquence, même si une éventuelle f.é.m. homopolaire existe, elle ne peut contribuer, sous quelque forme que ce soit, à la production du couple électromagnétique de la machine.

La simplification du modèle de cette machine, nous amène à tenir compte des hypothèses simplificatrices suivantes :

- ✓ La machine n'est pas saturée ;
- ✓ Les pertes fer, par hystérésis et par courants Foucault, et l'effet amortisseur sont négligés ;
- ✓ L'effet de peau est négligé ;
- ✓ Le couplage capacitif des enroulements est négligé ;
- ✓ La perméabilité des aimants est considérée comme voisine de celle de l'air.

En conséquence, les inductances de la machine sont constantes et indépendantes de la position du rotor.

IV.4.1. Schéma équivalent de la MSAP

Le schéma équivalent monophasé de la MSAP relatif à une phase quelconque, basé sur le modèle de Behn-Eschenburg (pour une MSAP non saturée et à entrefer constant, qui fonctionne en régime sinusoïdal avec une vitesse constante) est donné par la Fig. V.3.

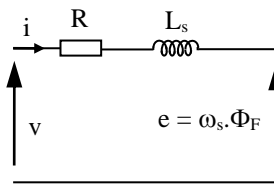


Fig. V.3 Schéma équivalent monophasé de la MSAP

IV.4.2. Diagramme vectoriel de la MSAP

D'après le schéma équivalent donné par la Fig. V.3, nous pouvons déduire l'équation suivante :

$$\begin{cases} \bar{V} = R \cdot \bar{I} + j X_s \cdot \bar{I} + E ; \\ \text{Avec } X_s = \omega_e L_s : \text{Réactance synchrone de la machine} \\ \text{Si } R = 0 \Rightarrow \bar{V} = j X_s \cdot \bar{I} + E \end{cases} \quad (V.5)$$

L'équation (V.5), permet d'aboutir au diagramme de la Fig. V.4.

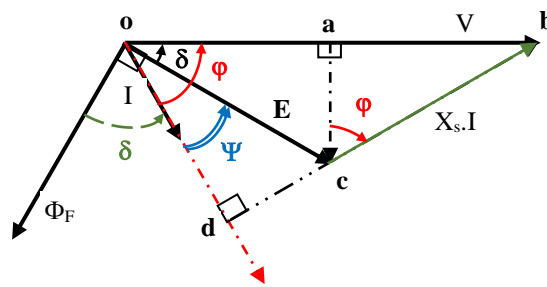


Fig. V.4 Diagramme vectoriel de la MSAP

Nous avons la puissance absorbée P_a :

$$P_a = 3V_s I \cos \varphi = \sqrt{3} U_s I \cos \varphi$$

Si on néglige toutes les pertes au niveau du stator, $\sum p_{\text{pertes}} = p_{J_s} + p_{f_s} + p_{\text{méc}} = 0$.

$$\begin{cases} P_{em} = P_m = P_u = C_{em} \cdot \Omega_s = C_u \cdot \Omega_s ; \\ \Rightarrow C_{em} \cdot \Omega_s = 3V_s I \cos \varphi \end{cases} \quad (V.6)$$

$$C_{em} = \left(\frac{3V_s I \cos \varphi}{\Omega_s} \right) \quad (V.7)$$

IV.4.2.1. Commande en courant (à courant imposé)

D'après la Fig. V.4, nous avons ;

$$\begin{cases} \overline{od} = E \cdot \cos(\Psi) = V \cdot \cos(\varphi) ; E = p \cdot \Omega_s \cdot \Phi_F \\ \Rightarrow C_{em} = 3 \cdot p \cdot (\Phi_F \cdot I \cdot \cos(\Psi)) \end{cases} \quad (V.8)$$

L'équation (V.8), montre que pour contrôler le couple, il suffit d'agir sur trois paramètres comme suit :

- Le courant I, qui est absorbé par la machine et imposé par la commande associée à l'onduleur du courant utilisé ;
- La valeur de flux qui est toujours constante et imposé par l'aimant permanent ;
- Agir sur Ψ , qui est l'angle d'autopilotage ($\Psi = (I, E)$).

IV.4.3.2. Commande en tension (à tension imposée)

Ce qui revient à déterminer l'expression du couple en fonction de l'angle interne de la machine δ . On se refaire à la Fig. V.4, nous aurons ;

$$\begin{cases} \overline{ac} = E \cdot \sin(\delta) = I X_s \cdot \cos(\varphi) \Rightarrow I \cdot \cos(\varphi) = \frac{\Omega_s \cdot \Phi_F \cdot \sin(\delta)}{X_s} ; \\ \Rightarrow C_{em} = \left(\frac{3 \cdot p \cdot \Phi_F \cdot V}{X_s} \right) \cdot \sin(\delta) \\ \Leftrightarrow C_{em} = \frac{3 \cdot p \cdot \Phi_F}{2 \cdot \pi \cdot L_s} \cdot \left(\frac{V}{f_s} \right) \cdot \sin(\delta) \end{cases} \quad (V.9)$$

D'après l'équation (V.9), on constate bien que pour le contrôle du couple de la MSAP, nous avons trois grandeurs de réglage :

- La tension d'alimentation V, qui est imposée par la commande $\left(\frac{V}{f_s} \right)$ associée à l'onduleur de tension utilisé ;
- La valeur de flux qui est constante et imposé par l'excitation de la machine ;
- Agir sur δ , qui est l'angle interne de la machine imposé par l'autopilotage ($\delta = (V, E)$).

Si on choisit la commande $\left(\frac{V}{f_s} \right) = \text{Cst.}$, l'équation (V.9) devient :

$$C_{em} = \underbrace{\left(\frac{3 \cdot p \cdot \Phi_F}{2 \cdot \pi \cdot L_s} \right)}_{K=Cst.} \cdot \underbrace{\left(\frac{V}{f_s} \right)}_{K=Cst.} \cdot \sin(\delta) = K_1 \cdot \sin(\delta) \quad (V.10)$$

Ce qui montre que le couple varie proportionnellement par rapport au $\sin(\delta)$:

$$\begin{cases} C_{em} = K_1 \cdot \sin(\delta) ; K_1 > 0 \\ \Rightarrow \begin{cases} \text{Si } \delta > 0 \Rightarrow C_{em} > 0 : \text{Fonctionnement en mode moteur} & \dots \\ \text{Si } \delta < 0 \Rightarrow C_{em} < 0 : \text{Fonctionnement en mode alternateur} \end{cases} \end{cases} \quad (V.11)$$

Ce qui justifie l'importance de l'ange interne sur le couple développé par une machine synchrone, Fig. V.5.

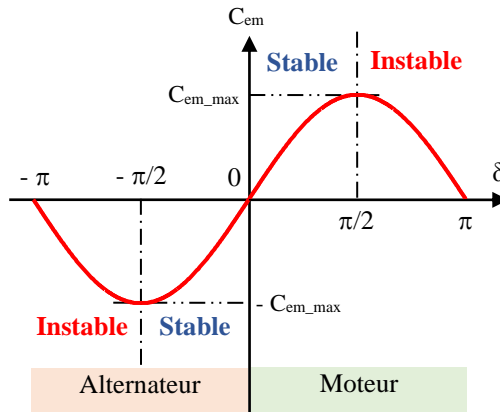


Fig. V.5 Evolution de la fonction $C_{em} = f(\delta)$ de la MSAP.

IV.5. Stabilité de fonctionnement d'une MSAP

La zone de fonctionnement stable de la MSAP peut être défini, en s'appuyant sur l'évolution de la fonction $C_{em} = f(\delta)$, Fig. IV.5.

Si on partage les zones d'analyse en deux parties :

- ❖ $\delta \in \left[-\left(\frac{\pi}{2}\right), \left(\frac{\pi}{2}\right)\right]$ ou bien $|\delta| \leq \left(\frac{\pi}{2}\right)$:
 - Si pour une cause ou une autre Ω décroît ; la position des pôles de l'inducteur (le rotor réel) s'éloigne par rapport à ceux de l'induit, provoque l'augmentation de l'angle interne (δ), cela engendre l'accroissement du C_{em} . Ce qui accélère le rotor, en faisant diminuer $\delta \Rightarrow$ un fonctionnement est stable
 - Maintenant, si Ω augmente accidentellement, le rotor réel se rapproche (le décalage entre les deux pôles diminue), ce qui fait que δ diminue, donc la diminution du couple C_{em} , le rotor ralentit et δ augmente à nouveau \Rightarrow le fonctionnement est stable.
- ❖ $\delta \in \left[-\pi, -\left(\frac{\pi}{2}\right)\right]$ et $\left[\left(\frac{\pi}{2}\right), \pi\right]$ ou bien $|\delta| > \left(\frac{\pi}{2}\right)$:
 - Si on applique le même raisonnement pour cette zone, une augmentation ou une diminution de Ω , provoque un fonctionnement instable, ce qui engendre le décrochage de la machine.

En résumé :

La zone du fonctionnement stable de la MSAP est donnée par l'équation (V.20) :

$$|\delta| \leq \left(\frac{\pi}{2}\right) ; \begin{cases} - \text{ Pour un fonctionnement en moteur : } 0 \leq \delta \leq \left(\frac{\pi}{2}\right) ; \\ - \text{ Pour un fonctionnement en alternateur : } \left(\frac{\pi}{2}\right) \leq \delta \leq 0 \end{cases} \quad (\text{V.12})$$

IV.6. Variation de vitesse des moteurs synchrones à aimants permanents

IV.6.1. Principe de variation de vitesse des MSAP

Pour assurer un fonctionnement à vitesse variable des moteurs synchrones, qui doivent tourner à une vitesse de synchronisme définie par l'équation (V.1). Ce qui nécessite d'alimenter cette machine à fréquence (f_s) variable. Pour garder la stabilité de la machine, en évitant son décrochage, il faut à tout instant que la pulsation des grandeurs statoriques ω_s , vérifiée la relation (V.1).

L'alimentation à fréquence variable de la machine se fait à l'aide de deux types de convertisseurs statique (AC/AC), l'un est direct (Cycloconvertisseur et le convertisseur matriciel) et l'autre est indirect (Association redresseur et onduleur).

Dans notre cas nous allons opter pour un convertisseur de fréquence AC/AC indirect, dont l'élément principal est l'onduleur (convertisseur DC/AC) utilisé. Ce dernier peut être un convertisseur du courant pour une alimentation en courant ou bien un convertisseur de tension pour une alimentation en tension, Fig. V.6. Ce qui revient au contrôle de l'amplitude des courants statoriques, pour le premier cas, et l'amplitude des tensions statoriques pour le second cas, en plus de la fréquence f_s .

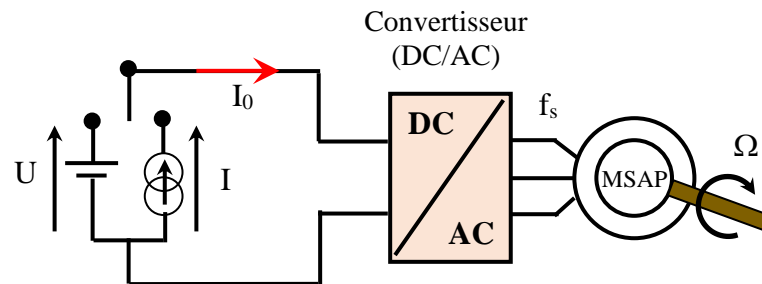


Fig. V.6 Schéma d'alimentation d'une MSAP par un onduleur du courant et de tension

IV.6.2. Pourquoi l'autopilotage de la MSAP

La MSAP tourne à $\Omega_s \Rightarrow$ Pour faire varier sa vitesse il faut agir sur la fréquence d'alimentation. Sachant que, le champ statorique tourne à la vitesse imposée par cette fréquence d'alimentation, le champ rotorique est accroché au champ du stator. Chaque fois le couple exigé sur le rotor est important, les deux champs se décalent davantage. Cependant, la dynamique du champ statorique est liée à la constante du temps électrique statorique qui est très faible, par contre celle du champ rotorique dépend de la constante du temps mécanique, qui est en relation directe au moment d'inertie des parties tournantes du système.

Une modification brusque de la fréquence (pulsation) d'alimentation engendrera une variation très rapide de la pulsation du champ statorique. Cependant, la constante du temps mécanique provoque un retard dans l'accroissement du champ rotorique par rapport au premier. Comme conséquence ; le décalage entre les deux champs augmente davantage ce qui provoque d'une manière directe le décrocher de la machine.

Pour éviter cette situation, nous sommes amenés à faire l'asservissement de la position du champ rotorique par rapport à celle du champ statorique. Ce qui revient réellement à imposer le décalage angulaire entre les deux champs. Ce mode de fonctionnement est appelé l'autopilotage.

IV.6.3. Moteur synchrone (MSAP) autopiloté : système commandé en courant (à courant imposé)

La machine est alimentée par un pont de Graetz à (06) thyristors, qui fonctionne en onduleur de courant, la commande est basée sur la relation (V.8), Fig. V.7. Tout en agissant sur l'angle d'autopilotage ψ ainsi que l'amplitude de du courant I , sachant que le flux Φ_F est constant.

- ❖ La source du courant continu génère un courant constant I_0 ;
- ❖ Le capteur de position est solidaire du rotor du moteur, qui impose la commutation des thyristors de l'onduleur non autonome, donc c'est la position de la roue polaire qui impose les instants d'alimentation des phases statoriques du moteur. Ce qui fait que le moteur associé à son dispositif d'autopilotage se comporte comme un MCC.

Si on néglige les pertes dans le système (convertisseur statique + moteur), nous aurons :

$$\left. \begin{aligned} I_s = I_{s_eff} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot I_0 \\ C_{em} = 3 \cdot p \cdot \Phi_F \cdot I_s \cdot \cos(\Psi) \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{cases} C_{em} = \left(\frac{3 \cdot \sqrt{6}}{\pi} \cdot p \cdot \Phi_F \right) \cdot I_0 \cdot \cos(\Psi) \\ \Rightarrow C_{em} = K_\alpha \cdot I_0 \cdot \cos(\Psi) \end{cases} \quad (V.13)$$

Sachant que, Ψ est une constante $\Rightarrow \cos(\Psi)$ est constant :

$$\left. \begin{aligned} P_a = U \cdot I_0 = \Omega \cdot C_{em} = \Omega \cdot K_\alpha \cdot I_0 \cdot \cos(\Psi) \\ \Rightarrow \Omega \cdot I_0 = K_\delta \cdot U \cdot I_0 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{cases} \Omega = K_\delta \cdot U \\ C_{em} = K_\gamma \cdot I_0 \end{cases} \quad (V.14)$$

Avec : $K_\delta = \left(\frac{1}{K_\alpha \cdot K_\beta} \right)$ et $K_\gamma = \left(\frac{1}{K_\delta} \right) = (K_\alpha \cdot K_\beta)$

A partir de l'équation (V.14), nous constatons que :

- ❖ La vitesse de rotation du moteur MSAP peut être commandé par la tension de bus continu (U), ce qui est analogue à la commande de vitesse d'un MCC ;

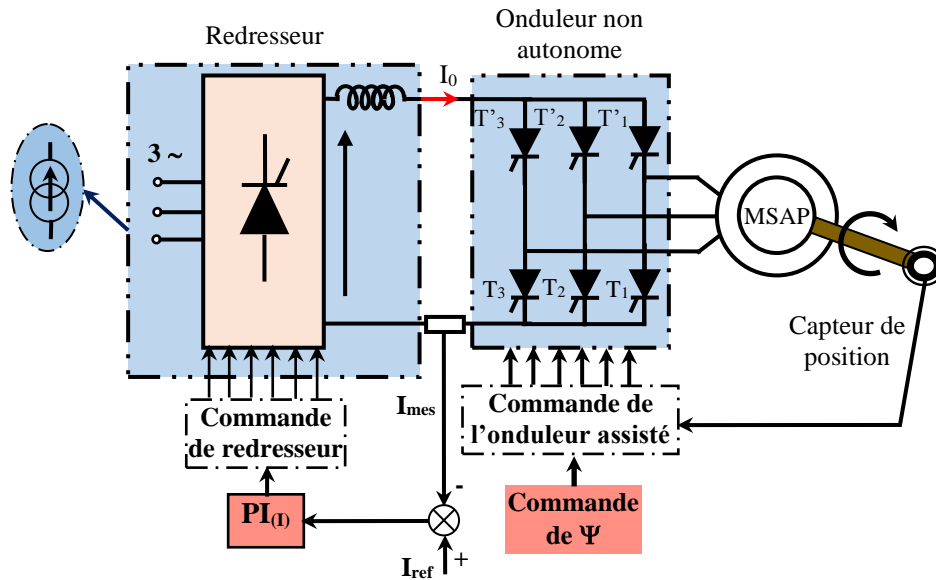


Fig. V.7 Schéma de principe d'un moteur synchrone autopiloté associé à un onduleur du courant

- ❖ De plus son couple est proportionnel au courant I_0 . Ce qui reflète la formule régissant le fonctionnement d'un MCC.

Les commutations des courants dans les phases de la machine synchrone s'effectuent conformément au chronogramme défini par le tableau V.1.

Tableau V.1. Les séquences de conductions des différents interrupteurs l'onduleur autonome

Séquences	1	2	3	4	5	6
Composants conducteurs	T1	T2	T3	T'1	T'2	T'3
	T'2	T'3	T'1	T2	T1	T3

❖ Schéma global de l'asservissement de vitesse (en boucle fermée)

L'asservissement de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone à aimant permanent, revient à procéder de la même que pour la machine à courant continu à excitation séparée, en utilisant une régulation en cascade avec deux boucles ; une boucle interne pour le contrôle du couple (du courant) et une boucle externe pour le réglage de la vitesse. La sortie de cette dernière forme la référence de couple de la boucle interne.

Le schéma structurel de la commande de réglage global est illustré par la Fig. V.8.

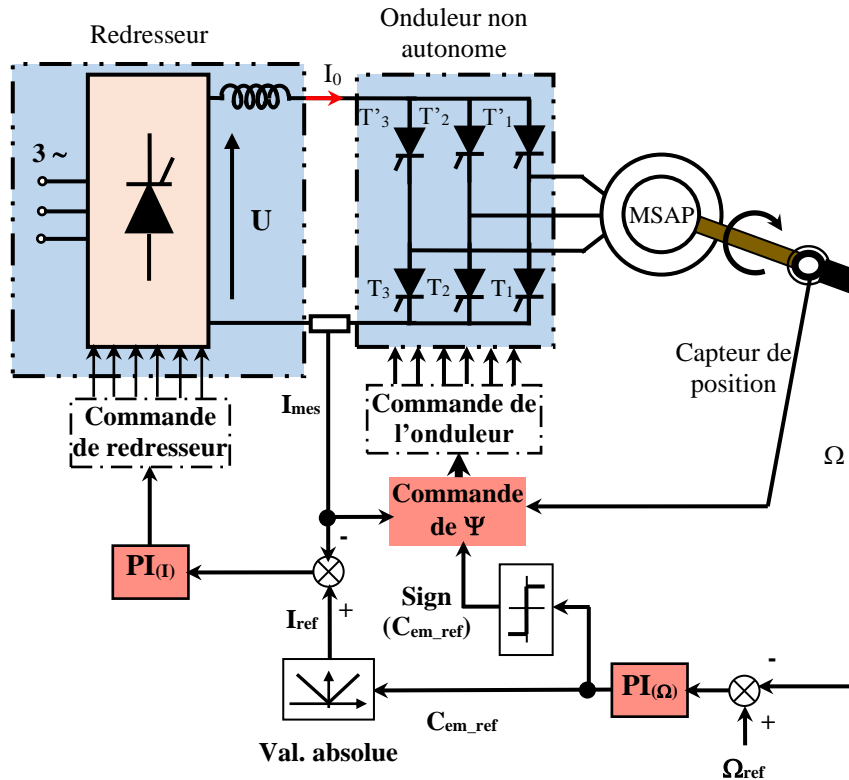


Fig. V.8 Schéma de principe de l'asservissement de la vitesse d'un moteur synchrone autopiloté alimenté par un onduleur de courant

IV.6.4. Moteur synchrone (MSAP) autopiloté : Système commandé en tension (à tension imposée)

La machine est alimentée par un onduleur de tension autonome, commandé sous la base de la relation (V.8) ce qui permet de contrôler le couple de la machine. Le régulateur de vitesse génère un courant de référence qui est proportionnel au couple. A partir de ce courant nous allons former les signaux de commande de l'onduleur, pour ce faire en s'appuyant sur un capteur de position qui va nous générer $\sin(\theta)$ et $\sin(\theta - (2.\pi/3))$, ce qui permettra de reconstituer les courants de références.

Le schéma de principe de l'asservissement de vitesse de la MSAP commandé en tension est donné par la Fig. V.9.

La génération de la tension de bus continu, est obtenue par un redresseur en pont de Graetz à (06) thyristors commandés, sinon on utilise un redresseur à diode avec une résistance pour le freinage de la machine.

Comme avantage principal, de cette structure :

- Les signaux des courants statoriques, à la sortie de l'onduleur sont de forme quasi-sinusoidale, ce qui fait que les ondulations du couple sont éliminées.

Cependant, cette structure a des inconvénients qui peuvent être :

- ✓ L'emploi de cette structure en forte puissance est limité ;

✓ La complexité du circuit de commande constitue un inconvénient majeur de cette structure.

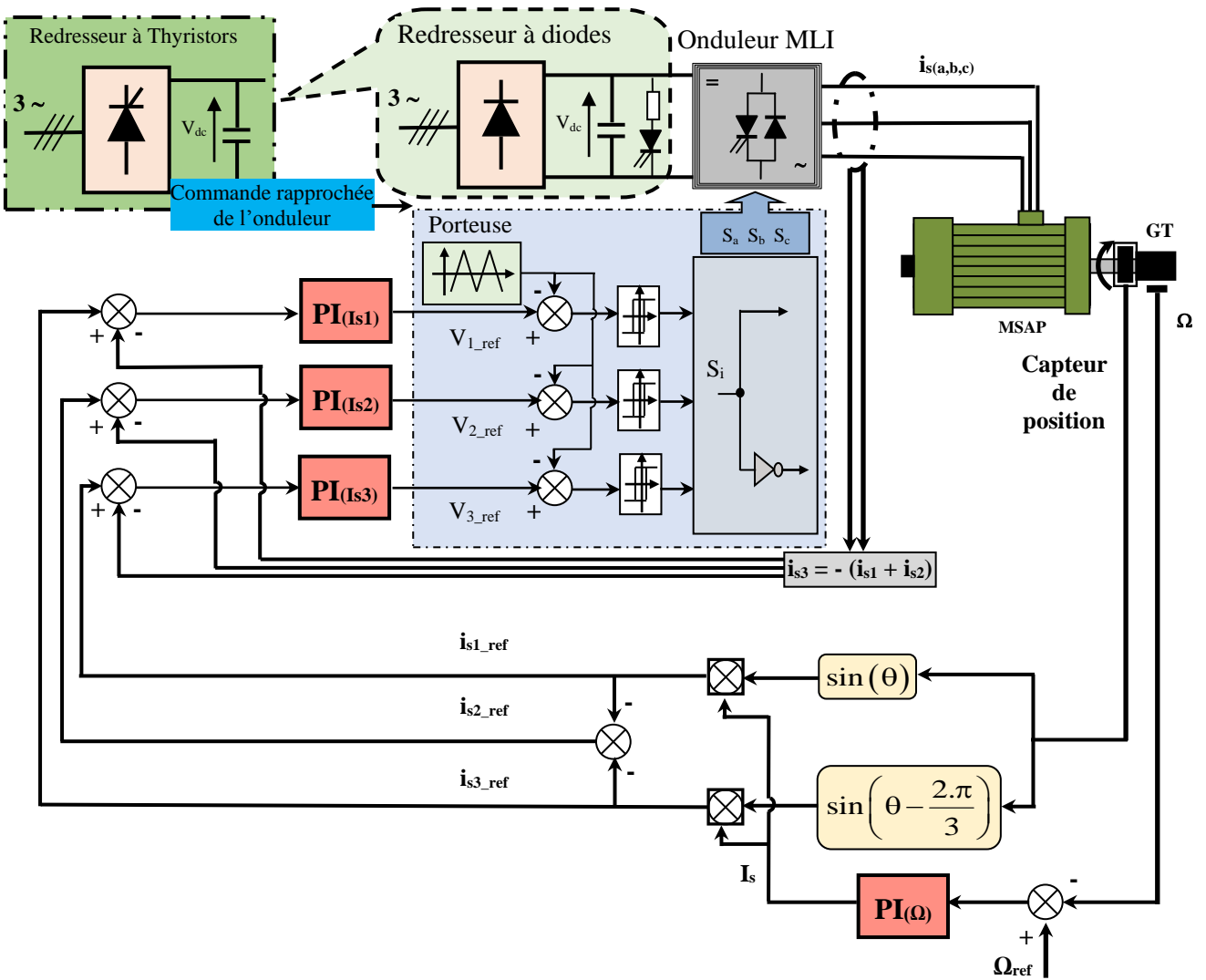


Fig. V.9 Schéma synoptique d'une commande scalaire d'un MSAP en tension et en boucle fermée de la vitesse.

IV.7. Modèle électrique et magnétique de la MSAP (modèle dynamique)

Les équations générales des tensions s'obtiennent en écrivant que les tensions appliquées aux trois enroulements est la somme de la chute ohmique et inductive dues au flux total qui les traversent.

$$\begin{cases} V_a = R_s \cdot i_a + \frac{d\phi_a}{dt} \\ V_b = R_s \cdot i_b + \frac{d\phi_b}{dt} \\ V_c = R_s \cdot i_c + \frac{d\phi_c}{dt} \end{cases} \quad (\text{V.15})$$

Nous désignons par i_a , i_b , et i_c , les courants qui traversent les trois enroulements, par V_a , V_b , et V_c , les tensions qui leurs sont appliquées, ainsi que, par R_s la résistance des enroulements statoriques. Les équations magnétiques s'écrivent de la manière suivante :

$$\begin{cases} \Phi_a = L_a \cdot i_a + M_{ab} \cdot i_b + M_{ac} \cdot i_c \\ \Phi_b = M_{ba} \cdot i_a + L_b \cdot i_b + M_{bc} \cdot i_c \\ \Phi_c = M_{ca} \cdot i_a + M_{cb} \cdot i_b + L_c \cdot i_c \\ \Phi_F \end{cases} \quad (\text{V.16})$$

A l'aide de la transformation de Park, on passe à partir des grandeurs statoriques réelles V_a , V_b , V_c et i_a , i_b , i_c , à leurs composantes V_d , V_q et i_d , i_q . Pour plus de détails sur la modélisation des machines à courant alternatif, nous invitons le lecteur à consulter l'ouvrage de G. Segulier. 1996.

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \cdot \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \cdot \Phi_{sd} \end{cases} \quad (\text{V.17})$$

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_{sd} \cdot i_{sd} + \Phi_F \\ \Phi_{sq} = L_{sq} \cdot i_{sq} \\ \Phi_F = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \hat{\Phi}_F \end{cases} \quad (\text{V.18})$$

Le modèle global de la machine MSAP s'écrit alors :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + L_{sd} \cdot \frac{d}{dt} i_{sd} - \omega_s \cdot L_{sq} \cdot i_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + L_{sq} \cdot \frac{d}{dt} i_{sq} + \omega_s \cdot (L_{sd} \cdot i_{sd} + \Phi_F) \end{cases} \quad (\text{V.19})$$

Le couple électromagnétique de la machine MSAP s'écrit :

$$C_e = p \cdot (\Phi_{sd} \cdot i_{sq} - \Phi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (\text{V.20})$$

Nous substituons les flux dans la relation précédente du couple, on aura :

$$C_e = p \cdot [(L_{sd} - L_{sq}) \cdot i_{sd} \cdot i_{sq} + \Phi_F \cdot i_{sq}] \quad (\text{V.21})$$

L'équation (V.19) peut devenir comme suite :

$$\begin{cases} R_s \cdot i_{sd} + L_{sd} \cdot \frac{d}{dt} i_{sd} = V_{sd} + \omega_s \cdot L_{sq} \cdot i_{sq} \\ R_s \cdot i_{sq} + L_{sq} \cdot \frac{d}{dt} i_{sq} = V_{sq} - \omega_s \cdot (L_{sd} \cdot i_{sd} + \Phi_F) \end{cases} \quad (V.22)$$

Le système d'équations (V.22) constitue les modèles électriques et magnétiques de la machine synchrone, Fig. (V.10).

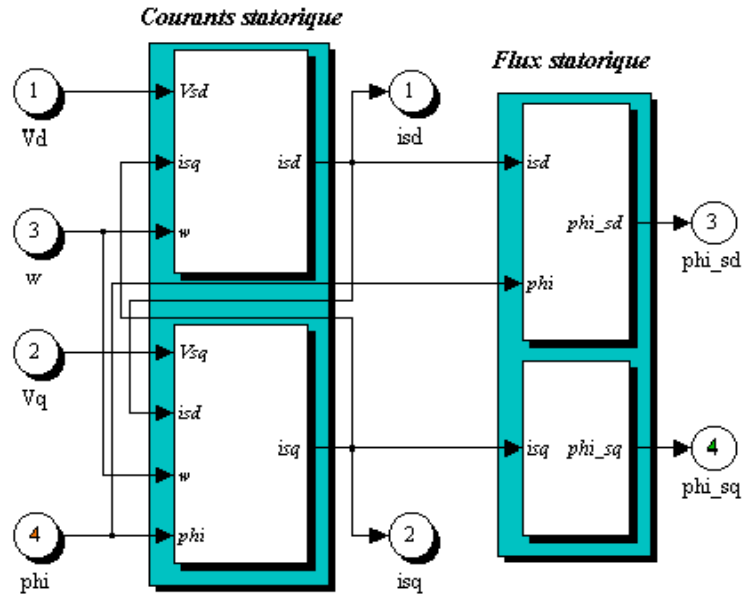


Fig. V.10 Modèle électrique et magnétique de simulation de la machine synchrone MSAP

Chapitre V

Machines spéciales - Convertisseurs statiques

V.1. Moteurs brushless

V.1.1. Introduction

Le nom du moteur Brushless, ou moteur sans balais, est déduit par comparaison au moteur à courant continu qui dispose de bobinages sur le rotor, qui nécessite un collecteur pour leurs alimentations.

Cette constitution donne beaucoup d'avantages aux moteurs brushless comparés aux moteurs à courant continu, qui peuvent être résumés dans ces points : L'absence de balais conduit à minimiser les frottements, les parasites, et augmenter la durée de vie du moteur tout en éliminant leur usure. Cela engendre de meilleures performances énergétiques et une meilleure fiabilité. Les bobinages étant sur le stator, l'évacuation de la chaleur est plus facile et l'inertie est réduite (les bobinages de cuivre sur le rotor des moteurs à courant continus sont très lourds), ce qui améliore encore les performances énergétiques dans les applications nécessitant des accélérations et décélérations plus rapide. La puissance massique (rapport poids/puissance) est meilleure. De plus malgré la nécessité d'une commandes électroniques triphasées, qui augmente un peu le coût d'investissement, mais celle-ci est largement inférieur au coût d'un collecteur. Pour cela, le moteur brushless remplace progressivement le moteur à courant continu dans certains champs d'application, en particulier lorsque la masse ou la vitesse de rotation sont des critères importants.

V.1.2. Composition du moteur brushless

Un moteur brushless comporte les mêmes éléments qu'un moteur à courant continu, excepté le collecteur, mais l'emplacement des bobines et des aimants permanents sont inversés. Le rotor est composé d'un ou plusieurs aimants permanents, et le stator de plusieurs bobinages, Fig. V.1.

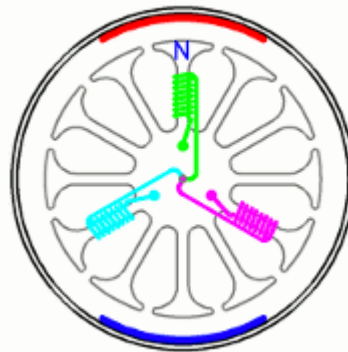


Fig. V. 1. Représentation d'un moteur Brushless

V.1.3. Principe de fonctionnement du moteur brushless

Les bobines sont alimentées de façon séquentielle. Cela crée un champ magnétique tournant à la même fréquence que les tensions d'alimentation. L'aimant permanent du rotor cherche à chaque instant à s'orienter dans le sens du champ. Les tensions d'alimentation doivent être adaptées continuellement pour que le champ reste en avance sur la position du rotor, ce qui crée un couple moteur, permettant ainsi la rotation du moteur brushless.

V.1.4. Principaux avantages du moteur brushless

Le moteur brushless, dans sa généralité, présente plusieurs avantages :

- **Durée de vie allongée** : Une utilisation optimisée du moteur permettra d'accroître de manière importante la durée de vie de vos équipements ;
- **Confort d'utilisation** : Le moteur étant plus petit, donc moins d'encombrement qu'un moteur asynchrone ;
- **Large plage de variation de vitesse** : Le moteur brushless permet une large plage de réglage de vitesse tout en conservant un couple quasi constant ;

- **Faible consommation d'énergie** : Ce moteur est caractérisé par sa faible consommation énergétique, comparés aux autres types de machine de même puissance de fonctionnement ;
- **Commande simplifiée** : Le réglage et la commande électronique des paramètres du moteur (accélération, vitesse, ralentissement) sont plus simple comparés aux autres types de machine de même puissance de fonctionnement.

V.1.5. Commande des moteurs brushless

Dans un moteur à courant continu avec balais, l'ensemble collecteur-balais assure mécaniquement la commutation dans l'alimentation des bobines en fonction de l'angle du rotor. Dans un moteur brushless cet élément n'existe plus, il faut donc créer cette commutation électroniquement.

V.1.5.1. Démarrage d'un moteur brushless

Le rotor du moteur brushless ne peut pas atteindre instantanément la vitesse de rotation du champ magnétique, pour assurer le démarrage. Pour cela, le système de contrôle électronique doit donc assurer un démarrage progressif, l'objectif étant toujours de reproduire la fonction du collecteur. La fréquence des tensions d'alimentations sera donc très basse au départ, puis augmentée progressivement en tenant compte de la réaction du moteur.

V.1.5.2. Régime établi du moteur brushless

Le moteur brushless est un moteur synchrone, c'est-à-dire qu'il tourne à la même vitesse que le système de tensions d'alimentation. Tant que le couple moteur est supérieur au couple de charge à entraîner, la rotation du rotor est synchronisée avec le champ magnétique. Si le couple résistant devient supérieur au couple moteur, et que la tension d'alimentation n'est pas ajustée en conséquence, il y a un risque de décrochage, c'est-à-dire que le rotor risque de ne plus suivre le champ magnétique. A partir de ce moment-là, le rotor va se mettre à osciller, sans pouvoir se resynchroniser avec le champ magnétique, ce qui peut provoquer sa destruction. Pour éviter cela, le système de commande doit réagir si le couple résistant augmente, pour ajuster la tension d'alimentation en conséquence.

Pour réguler la vitesse d'un moteur brushless il faut faire varier la tension d'alimentation de chaque bobinage, tout en maintenant une fréquence de commutation adaptée à la fréquence de rotation mesurée du moteur. En pratique, les contrôleurs de moteurs brushless les plus performants peuvent intégrer les deux fonctions : Commutation des bobines en fonction des données des capteurs à effet hall, et régulation de la vitesse en PWM sur l'alimentation de chaque bobine.

V.1.5.3. Principe de commutation des moteurs brushless

A- Moteurs brushless à capteurs à effet hall

Dans ce type de moteur brushless, des capteurs à effet hall (en général trois capteurs) sont utilisés pour connaître à tout moment la position du rotor, et adapter en conséquence l'alimentation des bobines et le champ magnétique. Le capteur va détecter le passage d'un pôle magnétique, et à partir de cette information le circuit de commande électronique assurera la commutation des bobines. L'utilisation de capteurs à effet hall dans les moteurs brushless permet une excellente régulation, cependant l'ajout de ces composants, et le fait qu'il faille les placer très près du rotor entraîne un surcoût et un risque de panne

Supplémentaire. Cette solution est la plus employée dans les moteurs brushless utilisée en industrie.

Le moteur brushless fonctionne à partir de trois sources de tensions variables, fournies par un onduleur (Fig. V.2), et permettant de générer un champ magnétique tournant. Le rotor, généralement équipé d'un aimant permanent, tend à suivre le champ magnétique tournant.

Si on considère le cas d'un moteur BLDC (Brushless Direct Current) qui correspond à un moteur brushless à commande en créneau. Dans ce cas à chaque commutation, deux phases sont reliées respectivement la première à la tension l'alimentation et la seconde à la masse, alors que la troisième phase n'est pas connectée.

➤ **Exemple :**

Si on considère le cas ci-dessous, Fig. V.3. La phase A n'est pas connectée, la phase B est reliée à la tension d'alimentation alors que la phase C est reliée à la masse. Le courant va parcourir la bobine B vers C pour générer le champ magnétique statorique \vec{B} dirigé selon \vec{y}_s . Le moment magnétique engendré par le rotor \vec{m} tend à s'aligner avec le champ magnétique statorique en tournant dans le sens trigonométrique.

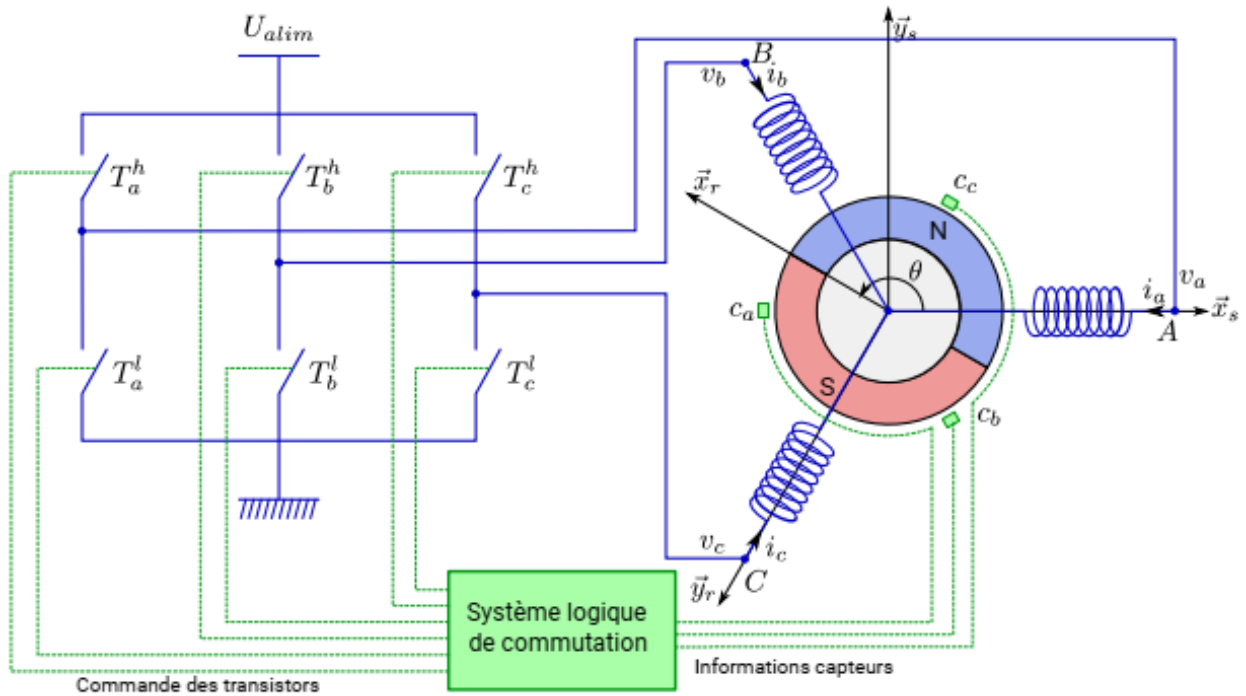


Fig. V. 2. Association de l'onduleur et du moteur brushless avec son système de commutation

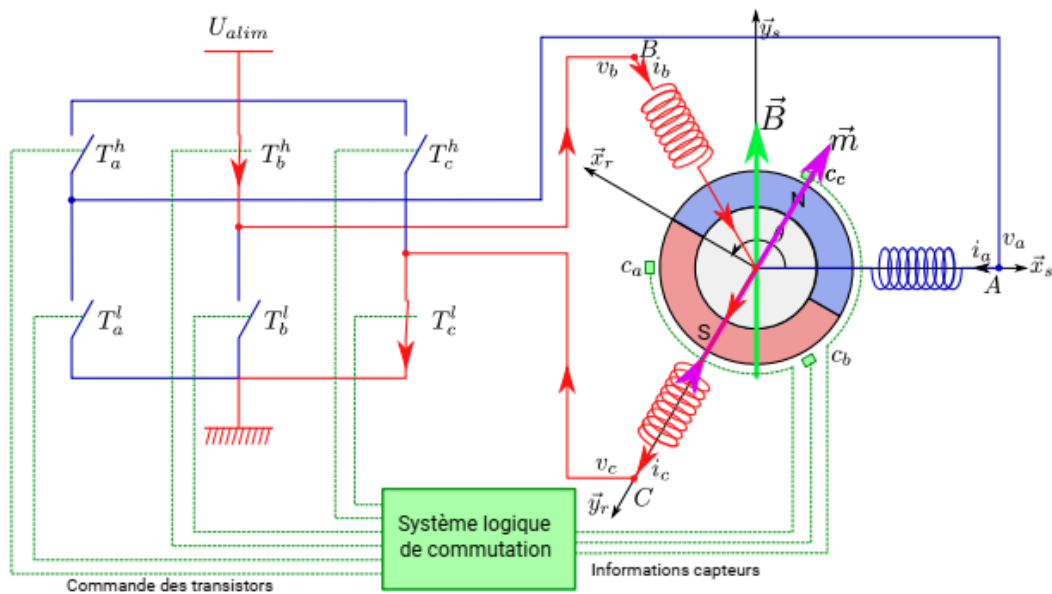


Fig. V. 3. Exemple de situation de commutation dans un moteur brushless

Dès que le rotor s'approchera de l'axe \vec{y}_s la commutation sera modifiée pour faire circuler le courant de la bobine B vers la bobine A, le champ magnétique statorique \vec{B} tourne de façon à tirer le rotor et poursuivre la rotation dans le sens trigonométrique :

L'angle (δ) entre \vec{m} et \vec{B} conduit à la création d'un couple \vec{C} selon l'expression suivante :

$$\vec{C} = \vec{M} \wedge \vec{B} \Rightarrow C = M.B.\sin(\delta) \quad (V.1)$$

B- Moteurs brushless à régulation basée sur la fcem

Pour éviter l'utilisation de capteurs à effet hall, certains circuits de commande de moteurs brushless utilisent les bobines non alimentées à un instant donné pour mesurer la force contre électromotrice et en déduire le moment pour déclencher la commutation. Cette solution permet d'éviter l'emploi de capteurs à effet hall et donc de réduire le coût du moteur. Par contre, au démarrage, la fcem est trop faible pour être utilisable. Il faut donc utiliser un autre mode de commande pour le démarrage des moteurs brushless sans capteurs. Généralement, le démarrage se fait comme dans le cas des moteurs pas à pas, en commutant les phases à une fréquence croissante prédéfinie, suffisamment lente pour que le moteur brushless ne décroche pas. D'une manière générale ; le couple produit dans cette phase est très mauvais, puis la mise au point de ce système de commande est très complexe, cela revient à la nécessité d'une puissance de calcul très importante avec une exigence de disposer d'un système de filtrage qui va permettre la distinction de la fcem des parasites engendrés par le moteur. Ces handicaps limitent l'utilisation de cette technique à des scénarios bien pointus : Principalement employée dans les petits moteurs brushless, en particulier en modélisme.

V.1.6. Différents types de moteurs brushless

Il existe plusieurs types de moteurs brushless dans la littérature, selon leurs constructions. Cette variété dépend principalement des caractéristiques de ces machines : Le couple, la vitesse, etc.

V.1.6.1. Moteurs brushless outrunner

Cette appellation vient de fait que le rotor est autour du stator. Cette disposition est intéressante en termes de couple moteur, car les aimants sont disposés sur un diamètre important, ce qui crée un bras de levier très intéressant. De plus, cette disposition permet de placer facilement plusieurs séries d'aimants (jusqu'à 32 pôles sur certains moteurs) et de bobines. Les bobines sont toujours câblées par groupes de 3, et les aimants sont soit collés par groupes de 2, soit constitués d'une partie magnétique comprenant plusieurs pôles. Comme pour un moteur pas à pas, ce type de moteur comprenant plus de 3 bobines et 2 pôles ne font qu'une fraction de tour lorsque le champ a tourné de 180° . Leur fréquence de rotation est donc plus faible mais le couple sera très élevé.

Ces moteurs sont souvent utilisés dans des applications qui nécessitent un fort couple, car ils peuvent être reliés à la charge sans nécessiter de dispositif de réduction. Leurs principales applications sont les ventilateurs, moteurs de disques durs, Cd-rom, moteurs de vélos électriques (intégrés dans le moyeu), etc.

V.1.6.2. Moteurs brushless inrunner

Dans ce type de moteur le rotor est à l'intérieur du stator. Ces moteurs ont généralement une seule paire de pôles sur le rotor et 3 bobines au stator.

L'inertie du rotor des moteurs brushless inrunners est beaucoup plus faible que pour un moteur outrunner, alors que les vitesses atteintes par ce type de moteur sont beaucoup plus élevées. Le couple de ces moteurs est plus faible que pour un outrunner car les aimants sont sur un diamètre plus petit à taille de moteur égale. Par contre la commande électronique de la commutation est plus simple car le rotor tourne à la même fréquence que le champ magnétique. L'utilisation de ce type de moteur est très fréquente dans l'industrie car son comportement est très proche de celui d'un moteur à courant continu ordinaire.

V.1.6.3. Moteurs brushless disques

Le rotor et le stator dans ce type du moteur sont constitués de deux disques faces à face, où, les rayons et les bobines sont répartis selon les rayons de ces deux disques.

Ces moteurs sont peu utilisés dans l'industrie, car l'action des bobines sur les aimants crée un effort axial important, cela nécessite des butées à billes conséquentes. Au niveau des performances, ce type de moteur n'offre pas de différences remarquables par rapport au moteurs brushless outrunners.

V.2. Résolveurs

V.2.1. Description

Les résolveurs sont des capteurs de déplacement et d'angle les plus utilisés après les codeurs rotatifs optiques. Ils convertissent la position angulaire d'un rotor en deux tensions, ce qui permet une représentation claire et absolue de la position. L'information du rotor des résolveurs est transmise par induction. Contrairement aux codeurs rotatifs ou incrémentaux, les résolveurs fournissent un signal d'angle absolu lors d'une seule rotation, il n'est donc pas nécessaire de les étalonner après la mise en circuit.

On utilise les résolveurs pour des tâches de commande et de réglage, par exemple dans les servocommandes électriques, les entraînements de positionnement et les machines à moteurs interdépendants. La robustesse et la disponibilité des systèmes revêtent une importance clé.

Ils sont utilisés avec succès pour réaliser des commandes précises dans de nombreuses applications ; Le cas des machines textiles, engins miniers, servomoteurs, robots industriels, entraînements hybrides ou l'automatisation (mobile) et les systèmes sans maintenance, basses températures et installation en situations exposées, etc.

V.2.2. Définition et principe de fonctionnement

Un résolveur est un transformateur électrique utilisé pour mesurer les angles de rotation. Il a en général l'apparence d'un moteur électrique, avec des enroulements de cuivre sur le stator et un rotor en métal usiné. Le rotor et le stator sont composés de paquet de tôles bobinées. Le rotor comporte généralement le bobinage primaire, le stator comporte alors les deux bobinages secondaires (bobinage diphasé, c'est-à-dire décalés de 90° électriques). Le résolveur fonctionne comme un transformateur dont le couplage varie avec l'angle mécanique du rotor. Ainsi, si l'on active le résolveur avec un signal alternatif et mesure la sortie des enroulements du transformateur, on obtient un signal électrique alternatif dont l'amplitude sera proportionnelle à l'angle.

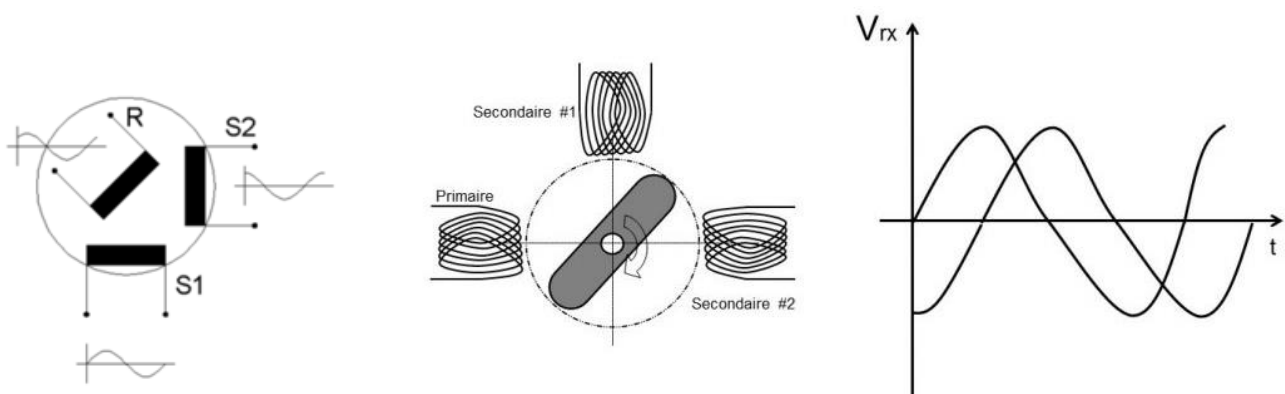


Fig. V. 4. Principe de base d'un résolveur

S'il en existe beaucoup de types différents, un résolveur comporte en général trois enroulements : un enroulement primaire et deux enroulements secondaires. Ces enroulements sont fabriqués en fil de cuivre et sont habituellement formés sur un élément stationnaire du résolveur, qui est le stator. L'enroulement primaire est utilisé comme entrée du signal de commande alternatif ; et

chaque enroulement secondaire est utilisé pour l'excitation ou la réception. Dans le schéma ci-dessous, le rotor est constitué d'un matériau tel que le fer ou l'acier, et est agencé de telle sorte qu'il transmette des quantités d'énergie variables vers les enroulements secondaires, en fonction de son angle de rotation.

Dans le schéma de la Fig. V.4, lorsqu'on excite le bobinage rotor avec une tension alternative on récupère deux tensions alternatives sur les bobinages secondaires, qui vont prendre la forme d'une sinusoïde et d'une cosinusoïde. Le ratio des signaux varie donc proportionnellement à l'angle.

Le courant dans la bobine R génère une tension dans les bobines S1 et S2 qui sont une fonction de l'angle pris par R.

Les résolveurs sont réputés pour leur grande fiabilité et ils sont souvent le choix systématique pour les applications de sécurité nécessitant un haut degré de fiabilité. Un écueil commun tient cependant au fait que les fiches techniques spécifient bien souvent une résolution infinie. Bien que cela soit vrai en théorie, cela n'est en fait pas le cas en pratique, dans la mesure où la plupart des systèmes de commande modernes sont convertis en un signal numérique, dont la résolution est finie. La résolution réelle sera donc déterminée par la qualité du circuit de conversion analogique-numérique.

Nous arrivons ici conduit à un point subtil mais très important, à savoir que la conception d'un système de résolveur nécessite de solides compétences spécialisées. En effet, un résolveur nécessite un signal d'excitation et un circuit de traitement distincts. Les résolveurs sont aussi réputés lourds, encombrants et coûteux. Ils ne sont donc pas économiquement viables dans de nombreuses applications grand public et, de manière générale, ne sont utilisés que dans les secteurs où les coûts d'investissement sont secondaires par rapport aux impératifs de spécification et de performance, par exemple dans l'aérospatiale et la défense.

V.2.3. Amplitude des signaux fournis aux secondaires

L'amplitude des deux tensions induites varie sinusoidalement lors de la rotation du rotor. Les deux bobinages étant décalés de 90° l'un fournit une tension dont l'amplitude est proportionnelle au sinus de l'angle du rotor, et l'autre au cosinus.

$$\begin{cases} u_r(t) = U \cdot \sin(\omega t) \\ u_{S1}(t) = K \cdot U \cdot \sin(\alpha) \cdot \sin(\omega t + \varphi) \\ u_{S2}(t) = K \cdot U \cdot \cos(\alpha) \cdot \sin(\omega t + \varphi) \end{cases} \quad (V.2)$$

Où :

- U : est l'amplitude de la tension d'entrée,
- K : le rapport de transformation du résolveur,
- Φ : le déphasage entre la tension d'entrée et la tension de sortie,
- A : l'angle mécanique du rotor.

Les composantes en phase avec la tension d'entrée déphasée de φ :

$$\begin{cases} u_{S1}(t) = K \cdot U_R \cdot \sin(\alpha) \\ u_{S2}(t) = K \cdot U_R \cdot \cos(\alpha) \end{cases} \quad (V.3)$$

V.2.4. Différents types de résolveurs

Les deux principaux types les plus répondus et les plus cités sont :

V.2.4.1. Résolveur sans balais (brushless)

Le type de résolveur actuellement le plus répandu est le résolveur transmetteur sans balais. C'est un résolveur qui comporte un transformateur tournant.

- Le stator comporte, de même que précédemment, les deux bobinages secondaires diphasés. Il comporte aussi une armature, située au-dessus, qui est la bobine primaire du transformateur tournant,
- Le rotor comporte aussi une bobine au-dessus du paquet de tôles bobiné.

Lorsqu'on excite la bobine du transformateur stator, une tension est induite dans la bobine secondaire du rotor. Celle-ci va alimenter la bobine du rotor du résolveur. Le fonctionnement est alors identique au résolveur transmetteur.

Ce type de résolveur permet d'alimenter le bobinage rotorique sans passer par des câbles, qui limiteraient la rotation, ou par un système balais collecteur qui est une pièce d'usure.

V.2.4.2. Résolveur multi-vitesses

Un résolveur de base a typiquement deux pôles et est appelé résolveur vitesse 1 (1 pour une paire de pôle). Cela signifie que pour un tour mécanique du rotor on a un cycle électrique sur les tensions de sorties. L'angle de sortie est directement l'angle du rotor. Ces résolveurs peuvent donc délivrer une information de position angulaire absolue.

Pour les résolveurs multi-vitesses délivrent plusieurs cycles électriques par tour :

Exemple :

16 cycles électriques pour une vitesse de 16 ($2 \times 16 = 32$ poles) ;

Sachant que : L'angle électrique = (L'angle mécanique).p

Où ; p : est le nombre de paires de pôles.

La précision angulaire mécanique est alors plus précise mais l'information n'est plus absolue.

Ainsi un résolveur vitesse 1 peut avoir une précision de 5' d'arc, alors qu'une vitesse 16 peut atteindre jusqu'à 10" d'arc. Pour cela, certains résolveurs contiennent un bobinage vitesse 1 pour la position absolue et un bobinage multi-vitesse pour la précision.

V.2.5. Fonctions de Résolveur

La fonction présentée plus haut est la fonction transmetteur. Nous pouvons citer d'autres fonction de résolveurs qui sont :

V.2.5.1. Résolveurs récepteurs

Ces résolveurs sont utilisés dans le sens inverse du résolveur transmetteur. Les deux bobinages diphasés sont alimentés chacun avec une tension alternative. Le rapport entre la tension sinus et la tension cosinus détermine l'angle électrique. Le système tourne le rotor pour obtenir une tension nulle sur le bobinage rotor. À cette position, l'angle mécanique du rotor est égal à l'angle électrique appliqué sur le stator.

V.2.5.2. Résolveurs différentiels

Ces résolveurs combinent un bobinage diphasé primaire sur le rotor, comme le récepteur, et un bobinage diphasé sur le stator, comme le transmetteur, ou inversement. L'angle électrique mesuré sur le bobinage secondaire est la différence entre l'angle mécanique du rotor et l'angle électrique du primaire. Ce résolveur peut être utilisé pour effectuer des opérations trigonométriques.

V.2.6. Avantages et inconvénients de résolveurs

En résumé de cet aperçu sur les résolveurs nous pouvons citer quelques avantages et inconvénients de celui-ci :

V.2.6.1. Avantages : Fiable, robuste, précis, longue durée de vie.

V.2.6.2. Inconvénients : Encombrant, lourd, coûteux, nécessite de solides compétences pour la spécification et le déploiement.

V.3. Codeur optique

V.3.1. Définition et principe de fonctionnement

Un codeur rotatif, également appelé codeur d'arbre, est un dispositif qui convertit la position ou le mouvement angulaire en un code analogique ou numérique.

Il existe deux grandes catégories de codeur optique : absolu et incrémental (relatif). La sortie d'un codeur absolu indique la position actuelle de l'arbre, ce qui en fait un transducteur angulaire. La sortie d'un codeur incrémental fournit des données sur le mouvement de l'arbre, celles-ci faisant généralement l'objet d'un traitement complémentaire de façon à obtenir des informations sur la vitesse, la distance, le nombre de tours par minute et la position.

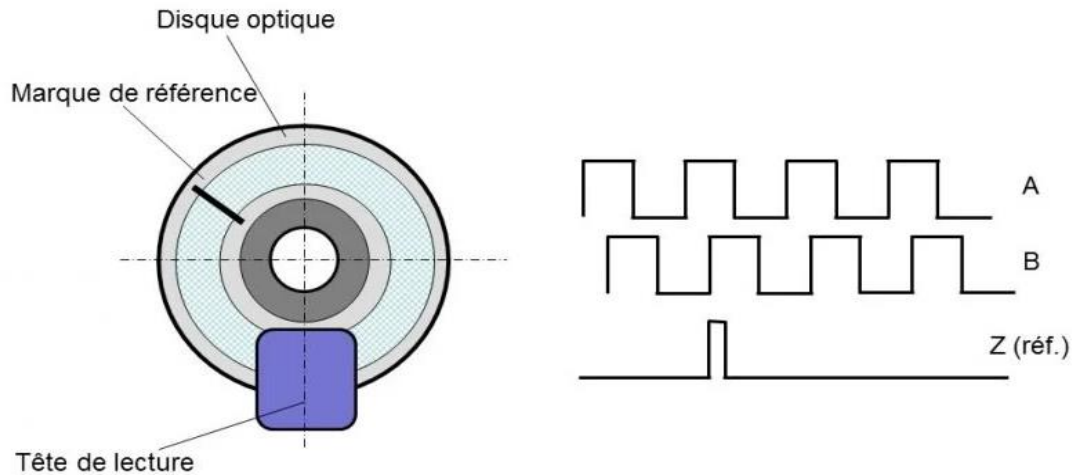


Fig. V. 5. Principe de base d'un codeur optique

Les codeurs peuvent utiliser diverses techniques de détection, mais la plus courante est optique, Fig. V. 5. Dans un codeur optique, une source de lumière est dirigée sur ou à travers un disque rotatif, dont la structure permet soit de laisser passer la lumière, soit de la bloquer. Le capteur optique détecte le passage de la lumière et génère une impulsion électrique correspondante. Les échelles optiques peuvent être agencées sous forme d'une série de marques, pouvant être utilisées pour mesurer l'angle ou le mouvement. L'échelle des marques peut être extrêmement fine, jusqu'à quelques microns.

Il y a trente ans de cela, la plupart des applications utilisaient des résolveurs plutôt que des codeurs optiques. Aujourd'hui, la situation s'est inversée. Cela s'explique en grande partie par l'immense choix des codeurs étant aujourd'hui proposés par de très nombreux fabricants. Contrairement aux résolveurs, les codeurs optiques ne nécessitent aucun système électronique distinct. Les données qu'ils produisent sont directement utilisables par le système de contrôle de l'hôte, ce qui facilite grandement à la fois leur spécification et leur déploiement.

Leur principale faiblesse tient au fait qu'ils sont tout simplement trop délicats pour résister aux environnements difficiles (vibrations, chocs, corps étrangers, températures extrêmes, etc.). Les pannes peuvent donc survenir soudainement et sans avertissement.

V.3.2. Avantages et inconvénients de codeur optique

En résumé de cet aperçu sur le codeur optique nous pouvons citer quelques avantages et inconvénients de celui-ci :

V.3.2.1. Avantages : Haute résolution, largement disponible, haute exactitude possible.

V.3.2.2. Inconvénients : Délicat, sensible aux matières étrangères, sujet aux défaillances catastrophiques, plage de température limitée (-20 à +70o C).

V.4. Codeur inductif

V.4.1. Définition et principe de fonctionnement

Au cours de ces dernières années, une nouvelle génération de capteurs est devenue très populaire : le codeur inductif. Les codeurs inductifs sont une sorte d'hybride entre le résolveur et le codeur optique. Les codeurs inductifs (que nous appelons capteurs Incoder) utilisent les mêmes principes physiques que le résolveur, mais ils sont moins coûteux, plus légers, plus compacts et plus précis. Ils sont surtout plus simples à utiliser, dans la mesure où ils ne nécessitent qu'une

alimentation en courant continu et produisent, en sortie, un signal numérique correspondant à une mesure absolue de l'angle (au même titre qu'un codeur optique absolu). Les codeurs inductifs ne nécessitent pas de compétences spécialisées poussées car aucun circuit de traitement électronique distinct n'est requis : toute l'électronique est intégrée au sein du stator. Les codeurs inductifs présentent ainsi tous les avantages du résolveur, mais aucun de ses inconvénients.

Ils n'utilisent pas de composants optiques délicats et ne sont pas sensibles aux corps étrangers, ni aux plages de températures extrêmes. Certaines versions spécialisées ont ainsi pu être utilisées à des températures comprises entre -170°C et $+230^{\circ}\text{C}$.

Au lieu des enroulements en fil de cuivre du résolveur traditionnel, les codeurs inductifs utilisent des cartes de circuits imprimés en tant que composants principaux. De la même manière qu'un résolveur, un codeur inductif comprend un stator et un rotor. Aucun roulement n'est nécessaire, en revanche, dans la mesure où il n'est pas nécessaire d'assurer un positionnement précis du stator et du rotor.

L'utilisation de cartes de circuits imprimés au lieu d'enroulements de fils permet de garantir une précision extrêmement élevée. Une exactitude de <1 minute d'arc est courante, de même qu'une résolution et une reproductibilité de <1 seconde d'arc. La conception de base d'un codeur inductif permet en outre de personnaliser aisément les dispositifs, de façon à répondre au plus juste aux exigences de chaque application.

Les codeurs inductifs sont proposés dans un large choix de tailles, pouvant aller jusqu'à 600 mm de diamètre, et sont largement utilisés pour des applications très diverses : machines-outils, systèmes cardans, aérospatiale, défense ou encore équipement médical.

V.4.2. Avantages et inconvénients de codeur inductif

En résumé de cet aperçu sur le codeur inductif nous pouvons citer quelques avantages et inconvénients de celui-ci :

V.4.2.1. Avantages : Haute résolution, exact, fiable, robuste, longue durée de vie, tolérant aux défauts d'alignement.

V.4.2.2. Inconvénients : Plage de température supérieure à celles des codeurs optiques, mais inférieure à celle des résolveurs.

V.5. Moteurs Pas à Pas

V.5.1. Définition

Un moteur pas à pas est une machine tournante, dont le rotor se déplace d'un angle élémentaire α_p , dénommé pas, chaque fois que son circuit de commande effectué une commutation de courant dans un ou plusieurs de ses enroulements.

Il s'agit d'un actionneur de positionnement, mais une succession rapprochée de commutations permet d'obtenir une rotation continue.

La commande de la position ou de la vitesse peut se faire en boucle ouverte. Pour avoir une bonne résolution angulaire, la machine doit avoir un pas assez faible. Comme on peut caractériser cette résolution par le nombre de pas par tour N_p :

$$N_p = \frac{360}{\alpha_p} \quad (\text{V.4})$$

Avec ; α_p : le pas en degré ($^{\circ}$).

Les valeurs les plus couramment rencontrées sont ; $N_p = 400, 200, 100, 48, 24$ et 12 .

Un moteur pas à pas transforme des impulsions de commande en une rotation de n pas du rotor : il permet donc un positionnement précis sans boucle d'asservissement (via potentiomètre, codeur ...).

V.5.2. Description et classification des moteurs pas à pas

Tous les moteurs pas à pas comprennent un stator portant des bobines dans lesquelles le courant est commuté par l'électronique de commande. Par contre, des différences apparaissent au niveau du rotor. Où, on peut définir trois principaux types de moteurs pas à pas :

- ❖ Moteur à aimant permanent ;
- ❖ Moteur à reluctance variable ;
- ❖ Moteur hybride.

V.5.2.1. Moteur à aimant permanent

V.5.2.1.1. Principe et constitution

Le stator à p paires de pôles bobinés, alors que le rotor est un aimant permanent, qui s'aligne sur le champ magnétique tournant généré par le bobinage statorique, Fig. V.6.

Ce sont des moteurs à faible coût de revient, et de résolution moyenne (jusqu' à 100 pas/tour).

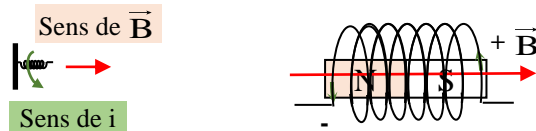


Fig. V. 6. Principe de base d'un moteur pas à pas

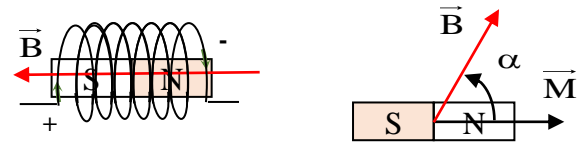


Fig. V. 7. Principe de base de génération du couple

Si on considère que \vec{M} est le moment magnétique du rotor, alors le couple \vec{C} exercé entre le rotor et le stator, Fig. V.7, a pour expression :

$$\vec{C} = \vec{M} \wedge \vec{B} \Rightarrow C = M.B.\sin(\alpha) \tag{V.5}$$

V.5.2.1.2. Principe de fonctionnement

Pour expliquer le fonctionnement de ce type du moteur, on considère une structure simplifiée d'un moteur pas à pas comportant, Fig. V.8 :

- Deux enroulements au stator (deux phases AB et CD) avec deux bobines par phase ;
- Le rotor est un aimant bipolaire.

On distingue trois modes de fonctionnement :

A. Commande à pas entier, mode monophasé

Dans ce cas, une seule phase est alimentée à chaque pas. Ce qui fait que le couple développé par le moteur n'est pas important. C'est dans ce mode que le fabricant définit le pas angulaire du moteur, Fig. V.10.

Les positions d'équilibre se situent suivant l'axe des deux phases.

On a : $N_p = 4 \Rightarrow \alpha_p = 90$

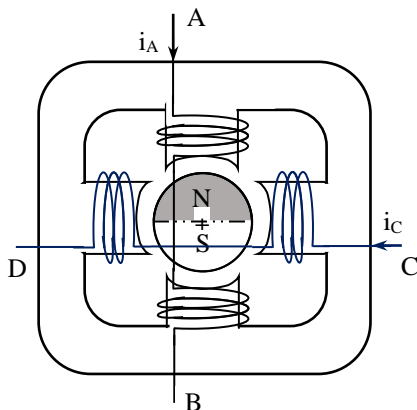


Fig. V.8 Représentation d'un moteur pas à pas

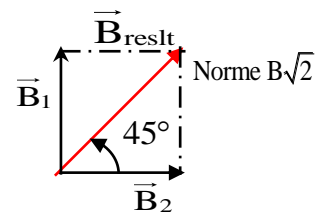


Fig. V.9 Représentation de la résultante du champ créée par deux phases

Pour obtenir un tour complet, il faut pouvoir inverser le courant dans les phases : ce qui impose une alimentation bipolaire. Cela permet l'inversion du sens des polarités aux bornes des phases. Alors que, le sens de rotation dépend de l'ordre d'alimentation des phases.

B. Commande symétrique à pas entier, en biphasé

Dans ce cas, les deux phases sont alimentées simultanément, Fig. V.11. Ce qui permet d'avoir un couple maximum, et cela grâce, à la norme du champ résultant qui $\sqrt{2}$ fois plus grande que celle du champ d'une phase, Fig. V.9.

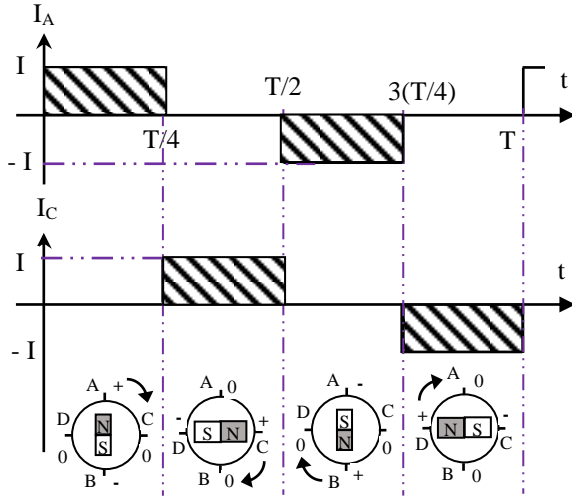


Fig. V.10 Séquences des alimentations de phases d'un moteur pas à pas en mode monophasé

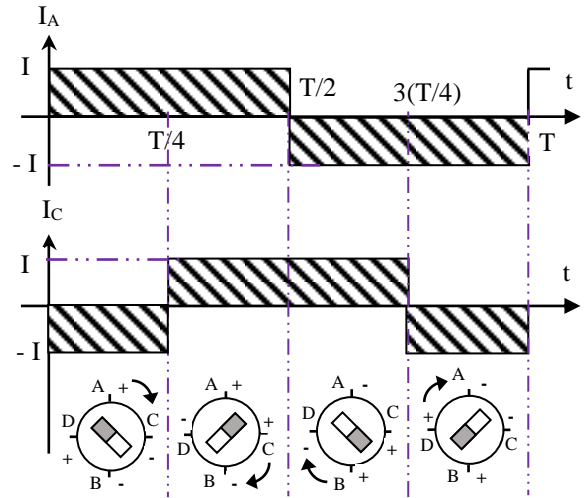


Fig. V.11 Séquences des alimentations de phases d'un moteur pas à pas en mode biphasé, commande symétrique

$$\|\vec{B}_1\| = \|\vec{B}_2\| = B \tag{V.6}$$

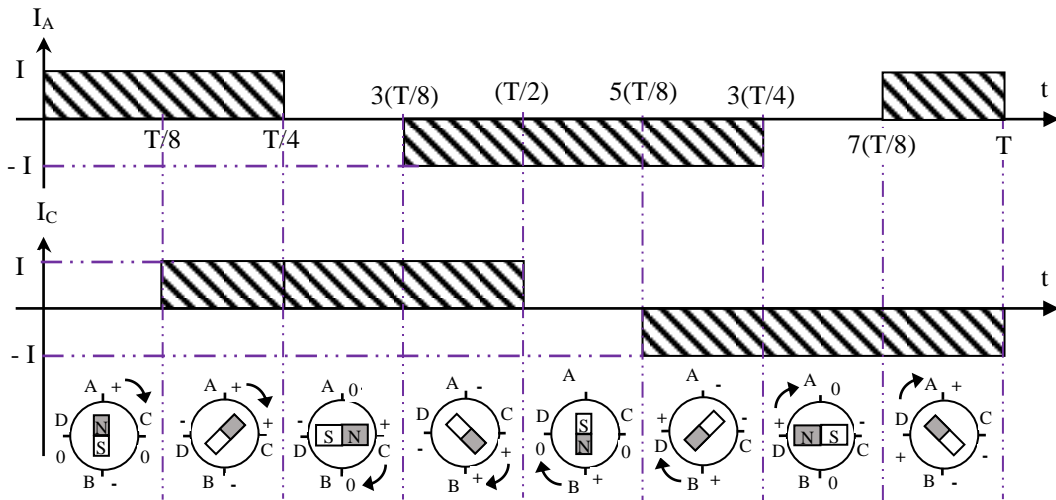


Fig. V.12 Séquences des alimentations de phases d'un moteur pas à pas en mode demi pas, commande asymétrique en demi pas, en biphasé

Les positions d'équilibre se situent cette fois suivant les bissectrices des angles formés par les axes des deux phases. Le pas angulaire est identique au mode 1 mais les positions d'équilibre sont intermédiaires aux précédentes : $N_p = 4 \Rightarrow \alpha_p = 90$.

C. Commande asymétrique à demi-pas, en monophasé ou en biphasé

La combinaison en alternance du mode 1 et du mode 2 permet le fonctionnement en demi pas, Fig. V.12. Pour effectuer un déplacement donné, il faut doubler le nombre d'impulsions de commande, ce qui permet de doubler le nombre de pas. Les couples quasi statiques ne sont pas

identiques (le couple est irrégulier) selon si une ou les deux phases sont alimentées, car le champ vaut en module alternativement B et $B\sqrt{2}$.

On a : $N_p = 8 \Rightarrow \alpha_p = 45$

D. Commande symétrique à demi-pas, en monophasé ou en biphasé

Pour un fonctionnement régulier en demi pas, il faut augmenter le courant d'un facteur $\sqrt{2}$ lorsqu'une seule phase est alimentée. On a ainsi les performances de couple du mode 2 mais avec deux fois plus de pas, Fig. V.13.

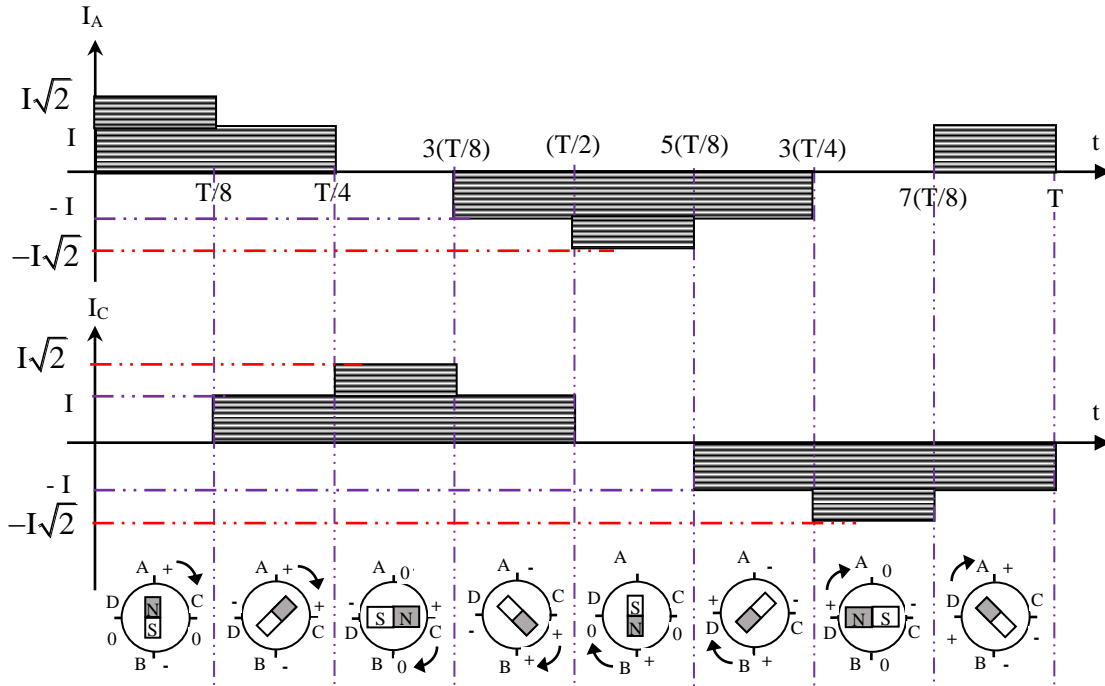


Fig. V.13 Séquences des alimentations de phases d'un moteur pas à pas en mode demi pas, commande symétrique en demi pas, en biphasé

Les moteurs à alimentation bipolaire sont les plus utilisés, malgré la nécessité de la double commutation (+I, -I), leur commande reste simple à mettre en œuvre grâce à l'utilisation de circuits intégrés de puissance spécialisés. De plus, les performances en termes de couple et de puissance sont bien meilleures.

Dans la réalité, pour disposer d'un nombre de pas par tour élevé, on peut utiliser un aimant multipolaire au rotor et augmenter le nombre de plots bobinés au stator. Cependant, on est limité par l'encombrement des pôles et il n'est guère possible de dépasser 48 pas par tour, soit une résolution angulaire de $7,5^\circ$. De plus, la tension induite par le rotor dans le stator limite la vitesse de rotation de ces moteurs.

V.5.2.2. Moteur pas à pas à réluctance variable MRV

V.5.2.2.1. Constitution

Le moteur pas-à-pas réluctant (Variable reluctance motor VRM), Fig. 14, comporte n bobines distinctes au stator et un rotor ferromagnétique sans aimant. Dans ce cas le rotor ne comporte aucun aimant, alors qu'il est formé d'une structure dentée en fer doux feuilleté. Il se positionne pour minimiser la

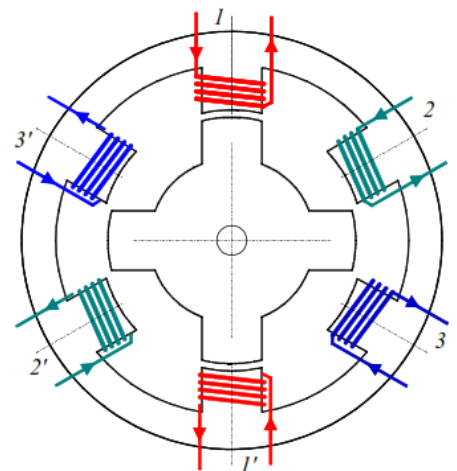


Fig. V.14 Représentation simplifiée d'un à réluctance variable (MRV)

reluctance du trajet offert aux lignes de champ magnétique créé par l'un des enroulements statoriques, comme dans un électroaimant.

V.5.2.2.2. Principe de fonctionnement

La structure élémentaire donnée ci-dessous, Fig. V.15, permet d'expliquer le fonctionnement d'un moteur MRV. Le stator comporte six plots sur lesquels sont bobinés trois enroulements AA', BB' et CC'. Le rotor possède quatre dents, chaque commutation de courant dans un enroulement, ce sont les dents les plus proches des plots alimentés, qui se placent en face d'eux, de manière à déminer la réluctance. Le sens du courant étant sans importance, on n'emploie que des alimentations unipolaires.

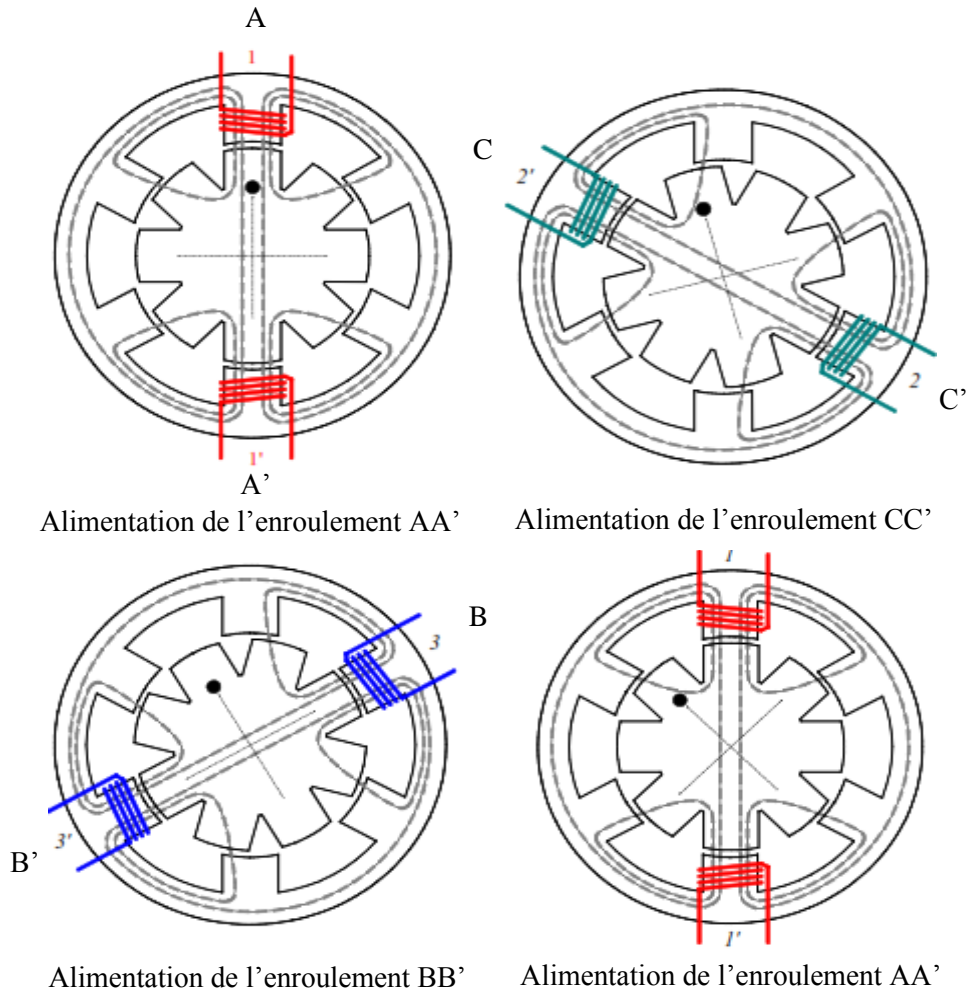


Fig. V.15 Principe de fonctionnement d'un à réluctance variable (MRV)

Si on note Z_s le nombre de plots de stator et Z_r le nombre de dents au rotor nous aurons le nombre de pas par tour N_p :

$$N_p = \frac{Z_s \cdot Z_r}{|Z_s - Z_r|} ; \text{ avec } Z_s \neq Z_r \tag{V.7}$$

Exemple (Fig. V.14) : On constate très bien sur cette figure que le pas est de 30° , ce qui correspond à 12 pas par tour. Dans cet exemple ; nous avons $Z_s = 6$ et $Z_r = 4$ ce qui conduit à :

$$N_p = 12 \text{ pas/tour soit : } \alpha_p = 30^\circ.$$

Pour augmenter le nombre de pas par tour (N_p) en doit multiplier le nombre de dents du rotor et le nombre de plots du stator. Ce qui apparait facile pour les dents rotoriques, puisqu'il s'agit d'un usinage. Ce qui permet d'atteindre des nombres très importants de pas par tour ; jusqu'à 200 voir 400 pas par tour.

De plus, le coût de fabrication est très faible (assez modeste), grâce à la simplicité de fabrication du rotor ainsi que l'absence des aimants. Toutefois, le couple fourni est assez faible. Sans courant dans les bobinages statoriques, ce type de moteur ne présente pas de couple réactant.

V.5.2.3. Moteur pas-à-pas hybride (MH)

V.5.2.3.1. Constitution

En combinant les structures des deux moteurs précédents, c'est à dire en plaçant les aimants du moteur dans un circuit ferromagnétique, on crée un nouveau type de moteur appelé moteur réactant polarisé ou moteur hybride (Hybrid motor : HB), Fig. V. 16. Dans ce cas, il existe un couple réactant provoqué par la variation de perméances propres associées à chaque aimant et à chaque bobine.

V.5.2.3.2. Technologie des moteurs pas à pas hybrides et principe de fonctionnement

Les moteurs pas à pas hybrides réunissent, au moins en partie, les avantages des moteurs pas à pas à réluctance variable et à aimants permanents, à savoir :

- Un grand nombre de pas par tour ;
- Une fréquence propre mécanique importante ;
- Un couple massique élevé ;
- Un amortissement interne important ;
- Une mémoire de position.

Dans sa configuration de base le moteur pas à pas hybride comporte un stator en fer feuilleté à plots saillants et deux couronnes rotoriques dentées en matériau ferromagnétique, géométriquement identiques et réunies par un aimant permanent cylindrique magnétisé axialement. Les lignes de champs de l'aimant se ferment à travers les dents du rotor. Vu du stator, le rotor présente autant de pôles magnétiques actifs qu'il possède de dents. Les dents sur une des couronnes sont décalées par rapport aux dents de l'autre d'un demi pas dentaire.

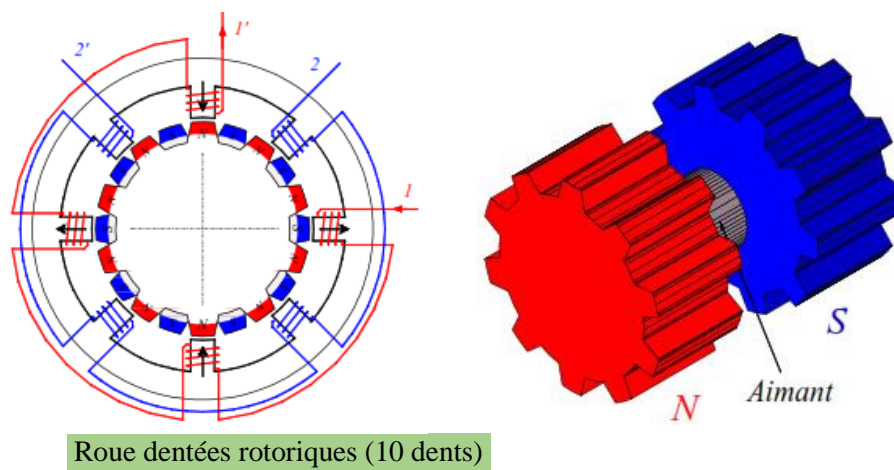


Fig. V.16 Représentation d'un moteur hybride

Un aimant annulaire, monté axialement dans le rotor, produit des polarités magnétiques opposées dans chaque roue dentée rotorique. Ces deux roues comportent le même nombre de dents, mais sont décalées angulairement d'un demi pas de denture. La séquence de commutation est inchangée par rapport au moteur pas à pas à aimant permanent. A chaque fois, le rotor se déplace d'un quart de pas de denture, qui est ainsi le pas du moteur.

Lorsqu'un courant circule dans l'une des phases du bobinage statorique, il en résulte un couple de maintien très important, provenant à la fois du flux produit par l'aimant, et de l'effort d'attraction entre les dentures rotorique et statoriques, dû au fonctionnement par réluctance variable.

Le nombre de pas par pôle :

$$N_p = 2.m.Z_r \quad (V.8)$$

N_p est le nombre de dents d'une roue rotorique et m (pair) est le nombre de phases.

Si nous avons $Z_r = 10$ et $m = 2$, ce qui donne que $N_p = 40$ pas/tour $\Rightarrow \alpha_p = 9^\circ$.

Pour augmenter le nombre de pas par tour (N_p) en doit denter les dents des plots du stator avec le même pas que celui des roues rotorique. Ce qui permet d'atteindre 200 à 400 pas par tour, voire nettement plus pour des modèles spécifiques. Ce qui revient à accroître le prix par rapport à celui des autres types de moteurs pas à pas citées ci-dessus. Cependant, ses performances excellentes font de lui le moteurs pas à pas le plus utilisé.

V.5.3. Comparaison des trois types de moteurs pas à pas

Le **Tableau V.1** donne une comparaison entre les divers types de moteurs pas à pas.

Tableau V.1 Comparaison des performances pour les trois types de moteurs pas à pas

Type de moteur pas à pas	Moteur à réluctance variable	Moteur à aimants permanents	Moteur hybride
Résolution (Nb de pas par tour)	Bonne (200 voire 400)	Moyenne (48 max)	Elevée (200, 400 voire plus)
Couple moteur	Faible	Elevée	Elevée
Sens de rotation	Dépend de l'ordre d'alimentation des phases		
		Dépend du sens du courant dans les bobines	
Fréquence de travail	Grande	Faible	Grande
Puissance	Quelques Watts	Quelques dizaines de Watts	Quelques kWatts

V.5.4. Comportement mécaniques des moteurs pas à pas

V.5.4.1. Caracteristiques statiques

Le couple de maintien est le couple minimum qu'il est nécessaire d'appliquer sur l'arbre moteur pour occasionner sa rotation, la mesure étant faite lorsque le moteur est alimenté à $f = 0$ (arrêt).

Le couple de detente a la même définition mais avec le moteur non alimenté. Il est nul pour les moteurs à reluctance variable.

V.5.4.2. Caracteristiques dynamiques

V.5.4.2.1. Déplacement d'un pas

La fin d'un pas ou d'un parcours, le moteur a tendance à osciller autour de sa valeur finale à une fréquence dite fréquence de résonance ou naturelle du système, **Fig. V.17.**

L'amortissement de ces oscillations est obtenu ; soit volontairement si augment les frottements visqueux, artificiellement tout en agissant sur la pertes ferromagnétiques ou bien agir sur la commande.

V.5.4.2.2. Enchaînement d'un pas

Lors d'un déplacement de plusieurs pas ou bien une rotation continue, de nombreux modes de fonctionnement peuvent être envisager, selon la fréquence des pas, **Fig. V.18.**

- ❖ Fig. V.18-(a) : Pour une fréquence lente, le rotor s'arrête à chaque pas. L'enclenchement des pas correspond à un assemblage de réponses indicielles ; Ce fonctionnement est dénommé **fonctionnement par à-coups** ;
- ❖ Fig. V.18-(b) : Pour une fréquence élevée, le rotor ne s'arrête plus entre chaque pas. Ce qui fait que la position croît régulièrement ; **fonctionnement en continu** ;
- ❖ Avec l'augmentation supplémentaire de la fréquence, Fig. V.18-(c) : le fonctionnement s'apparente à celui d'un moteur synchrone (ce qui revient à dire que la vitesse de rotation du moteur est proportionnelle à la fréquence d'alimentation f).

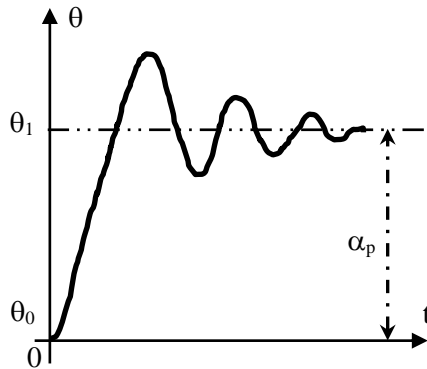


Fig. V.17 Réponse indicielle de déplacement du moteur pas à pas

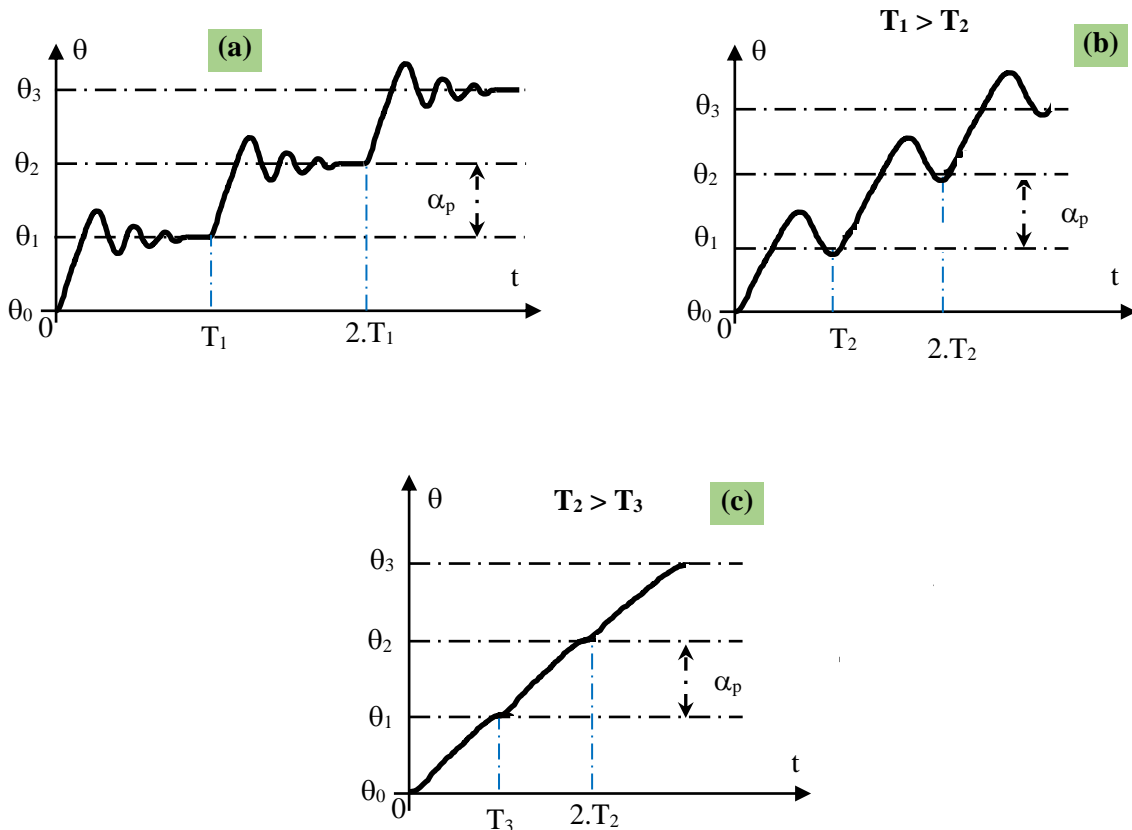
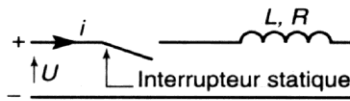

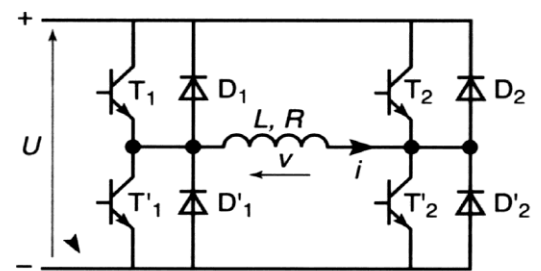
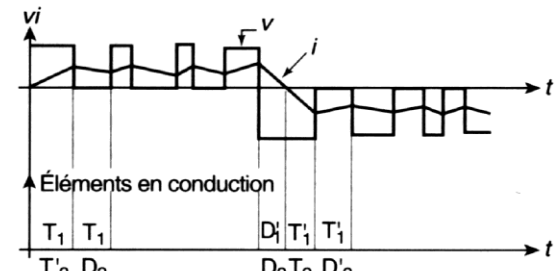


Fig. V.18 Réponse indicielle de déplacement du moteur pas à pas

V.5.5. Alimentation des moteurs pas à pas

<p>Elle doit permettre d'établir, de maintenir et de couper le plus rapidement possible le courant imposé dans chaque bobinage.</p> <ul style="list-style-type: none"> ■ Pour que le courant atteigne rapidement sa valeur nominale, il faut : <ul style="list-style-type: none"> - diminuer la constante de temps L/R en augmentant R. - augmenter la tension d'alimentation. ■ Pour que le courant s'annule rapidement, il faut dissiper l'énergie emmagasinée par la bobine en un temps très bref. <p>Le type de moteur impose la structure de l'alimentation (unipolaire ou bipolaire).</p>	<ul style="list-style-type: none"> ■ Moteur à reluctance ou moteur unipolaire à aimant permanent \Rightarrow alimentation unipolaire.  <p>Schéma par phase</p> <ul style="list-style-type: none"> • Moteur à aimant permanent bipolaire ou moteur hybride \Rightarrow alimentation bipolaire.  <p>Schéma par phase</p> <p>Ce montage nécessite 4 interrupteurs statiques.</p>
--	---

CIRCUIT D'ALIMENTATION BIPOLAIRE

<p>Le pont complet est le plus utilisé.</p> <p>Schéma pour une phase du moteur.</p> 	<p>Exemple : Voir moteur bipolaire (mode ②) : séquences de commutation ① et ② : $i_1 > 0$ puis < 0.</p> 
---	--

Chapitre VI

Généralités sur l'interactions
Convertisseur - Machine

VI.1. Introduction

Les perturbations harmoniques sont principalement créées par les charges non linéaires connectées au réseau électrique, que ce soit par les industriels avec tous les convertisseurs de puissance (variateurs de vitesse...) ou les particuliers avec les équipements électroniques de grande consommation (téléviseurs, ordinateurs...). Toutes ces charges sont réalisées avec de l'électronique de puissance, le but étant d'augmenter l'efficacité énergétique de ces appareils. Cette amélioration se fait au détriment de la qualité de l'énergie puisque même si on alimente ces systèmes avec une tension sinusoïdale, le courant absorbé ne l'est pas. Le nombre de charges non linéaires est en constante augmentation et cela devrait encore continuer, notamment avec les nouvelles directives, imposées par les compagnes d'électricité (SONELGAZ) visant à remplacer progressivement les ampoules à incandescence par des lampes basse consommation.

Le résultat de cette prolifération de charges non linéaires sur le réseau est l'augmentation de taux de distorsions harmonique. Les courants harmoniques injectés par ces charges « remontent le réseau » et induisent, du fait des impédances, des tensions harmoniques qui vont impacter l'ensemble des consommateurs. La présence plus ou moins importante d'harmoniques sur le réseau peut perturber le fonctionnement de certains appareils, notamment ceux qui utilisent le passage à zéro de l'onde de tension pour fonctionner (horloges...). L'augmentation du courant efficace engendré par la présence d'harmoniques peut aussi provoquer le dysfonctionnement des protections. De plus, la circulation de ces courants peut provoquer un vieillissement accéléré des éléments du réseau (câbles, transformateurs...) et nécessiter un surdimensionnement de certains équipements, entraînant par conséquent des coûts supplémentaires. Toutes ces perturbations ne font que détériorer le rendement des machines alimentées et réduisant leurs durées de vie.

VI.2. Définitions des harmoniques

Une perturbation harmonique est définie comme une déformation de la forme d'onde d'un signal sinusoïdal pur. Sur le réseau électrique, les perturbations de la forme d'onde sont principalement dues à la présence de charges non linéaires. On peut prendre l'exemple des variateurs de vitesse, des ballasts électroniques pour l'éclairage, des matériels informatiques et plus généralement des appareils possédant un étage d'entrée avec des composants d'électronique de puissance, d'une manière générale associés à des convertisseurs statiques, Fig. VI.1.

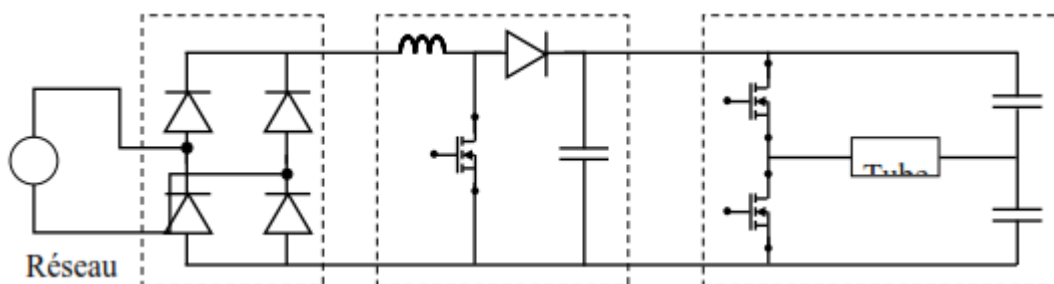


Fig. VI.1. Schéma d'un tube d'éclairage à ballast électronique

VI.2.1. Sources d'harmoniques

Les harmoniques sont des tensions et courants sinusoïdaux dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence du réseau d'alimentation. Les courants harmoniques sont produits dans de faibles proportions et avec de faibles niveaux de distorsion par les appareils de production, de transport et de distribution de l'électricité. Ce sont les charges domestiques et industrielles qui provoquent la plus grande proportion de courants harmoniques avec des niveaux de distorsion relativement élevés.

VI.2.1.1. Appareils de production, de transport et de distribution

On retrouve dans cette catégorie les alternateurs et les transformateurs. La tension délivrée par un alternateur ne peut pas être parfaitement sinusoïdale, mais le choix de la distribution des enroulements et du nombre d'encoches par pôle réduit considérablement l'amplitude de ces

harmoniques. En ce qui concerne les transformateurs, c'est la saturation du circuit magnétique qui va créer une déformation de la tension secondaire (cas d'une alimentation par le primaire). Avec la courbe de saturation représentée sur la Fig. VI.2, inspirée d'un transformateur HTA-BT, et avec une tension primaire égale à 1.2 pu, les taux d'harmoniques de la tension secondaire sont inférieurs à 0,5%. Les harmoniques de tension créés dans ces situations sont donc très faibles.

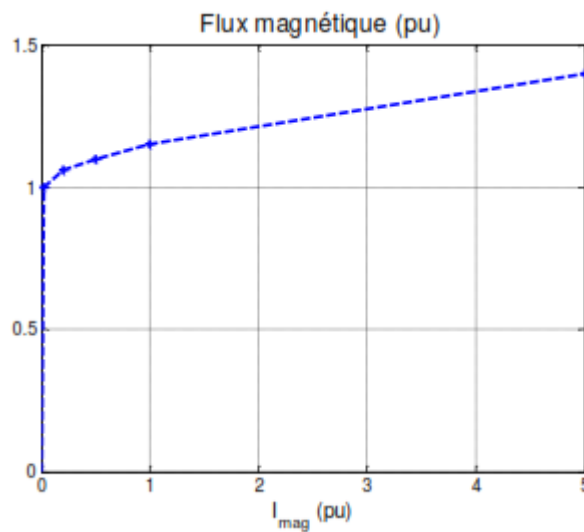


Fig. VI.2. Courbe de saturation d'un transformateur HTA-BT (courant d'enclenchement 13 pu, constante de temps 0,5s).

VI.2.1.2. Charges industrielles

Dans ces charges industrielles, on va retrouver tous les convertisseurs d'électronique de puissance (redresseur, onduleur, ...), les fours à arc, les fours à induction et d'autres matériels. Les appareils équipés de convertisseurs statiques représentent une part importante de la pollution harmonique générée par les charges industrielles, et ceci est d'autant plus vrai que leur nombre et la puissance installée ne font qu'augmenter (variateur de machine asynchrone, redresseur sur charge RL pour alimenter une machine à courant continu...). La Fig. VI.3 montre la tension et le courant absorbés par un variateur de vitesse d'un moteur asynchrone, avec notamment un courant riche en harmoniques.

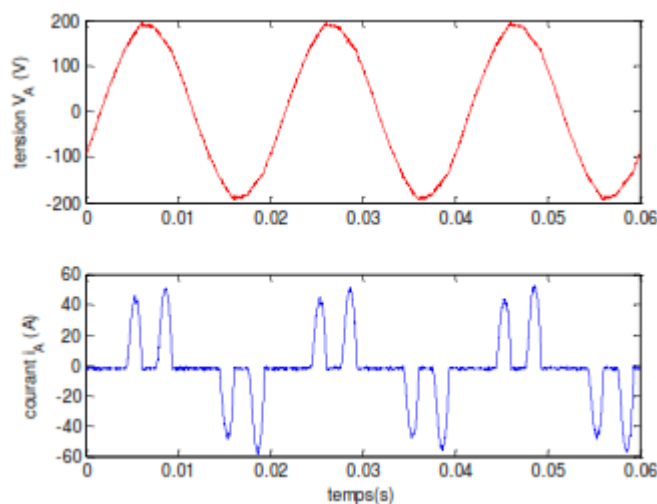


Fig. VI.3. Tension (rouge) et courant (bleu) absorbés par un variateur 1270V-6kVA pour moteur asynchrone (mesures)

VI.2.1.3. Charges domestiques

Les charges domestiques ont des puissances unitaires bien inférieures à celles des charges industrielles. Mais comme elles sont nombreuses et peuvent fonctionner en même temps pendant une longue durée, elles peuvent fortement perturber les formes d'ondes du courant et de la tension. Les appareils qui contribuent le plus à la distorsion des grandeurs électriques sont les récepteurs de télévision, les ordinateurs, les appareils commandés par des triacs (gradateur de lumière, équipements électroménagers) et les lampes fluorescentes.

Les appareils électroniques grand public et les lampes à ballast sont en général alimentés par des ponts redresseurs à diode avec une forte capacité pour filtrer la tension redressée. Tous les appareils équipés par ces convertisseurs absorbent des courants sous forme d'impulsions de courant (Fig. IV.4) qui ont un contenu harmonique riche mais ne sont pas forcément en phase (pont redresseur avec capacité et lampes basse consommation ne fournissent pas des courants en phase). La Fig. VI.5 montre la tension et le courant absorbés par une lampe basse consommation.

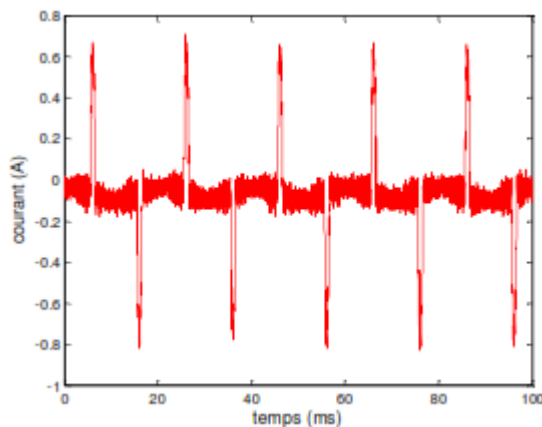


Fig. VI.4. Courant absorbé par un écran plat d'ordinateur (mesure)

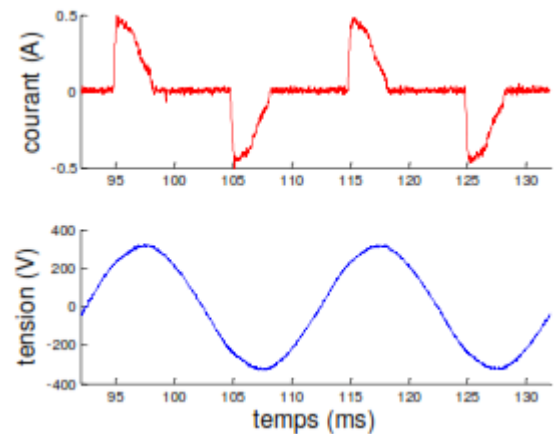


Fig. VI.5. Tension et courant absorbés par une lampe basse consommation 2x15W-230 V (mesure)

VI.2.2. Caractérisation et définitions

Le contenu harmonique d'une grandeur peut être calculé en utilisant la décomposition en série de Fourier. Ainsi, nous obtenons pour un signal de période T les coefficients de la décomposition de la façon suivante :

$$i(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} \left[C_h e^{j2\pi h \frac{t}{T}} \right] \quad \text{où ; } C_h = \frac{1}{T} \int_T i(t) e^{-j2\pi h \frac{t}{T}} dt \quad (\text{VI.1})$$

Où :

$$i(t) = A_0 + \sum_{h=1}^{+\infty} \left[A_h \cos\left(2\pi h \frac{t}{T}\right) + B_h \sin\left(2\pi h \frac{t}{T}\right) \right] \quad (\text{VI.2})$$

$$\text{où ; } \begin{cases} A_0 = \frac{1}{T} \int_T i(t) dt \\ A_h = \frac{2}{T} \int_T i(t) \cos\left(2\pi h \frac{t}{T}\right) dt \\ B_h = \frac{2}{T} \int_T i(t) \sin\left(2\pi h \frac{t}{T}\right) dt \end{cases}$$

On peut alors exprimer les valeurs efficaces de chacun des rangs harmoniques par les relations suivantes :

$$I_h = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{A_h^2 + B_h^2} \quad \text{où ; } I_h = \sqrt{2C_h C_h^*} \quad (\text{VI.3})$$

L'importance du contenu harmonique d'un signal peut être quantifiée globalement grâce au taux de distorsion harmonique qui est défini par :

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots}}{I_1} \quad (\text{VI.4})$$

La présence d'harmoniques va en fait augmenter la valeur efficace totale I du courant par rapport au signal sinusoïdal pur :

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots} = I_1 \sqrt{1 + \text{THD}^2} \quad (\text{VI.5})$$

Les harmoniques vont aussi détériorer le facteur de puissance des installations électriques. Ce facteur de puissance est défini comme le rapport de la puissance active transmise sur la puissance apparente. Les différentes puissances en présence d'harmoniques de courant et de tension ont la forme suivante :

➤ La puissance active totale P :

$$P = \sum_{h=1,2,\dots}^{+\infty} (V_h I_h \cos \theta_h) \quad (\text{VI.6})$$

Où

θ_h est le déphasage entre le courant et la tension de rang h .

V_h est la valeur efficace de la tension pour le rang h .

I_h est la valeur efficace du courant pour le rang h .

➤ La puissance réactive Q :

$$Q = \sum_{h=1,2,\dots}^{+\infty} (V_h I_h \sin \theta_h) \quad (\text{VI.7})$$

➤ Le facteur de puissance :

$$F_p = \frac{P}{S} \quad \text{où ; } S = \sqrt{3}UI \quad (\text{VI.8})$$

S est la puissance apparente.

Avec U et I respectivement les valeurs efficaces de la tension et du courant.

En présence de signaux de courant et/ou de tension non sinusoïdaux, l'égalité $S^2 = P^2 + Q^2$ n'est plus vérifiée. On introduit alors la puissance déformante D , permettant d'exprimer la puissance apparente de la façon suivante :

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \quad (\text{VI.9})$$

VI.2.3. Harmoniques et composantes symétriques

VI.2.3.1. Cas de signaux équilibrés

Si le signal fondamental à 50 Hz constitue un signal triphasé direct lorsque le réseau et les charges sont équilibrés, les harmoniques peuvent comporter des composantes inverses ou homopolaires selon le rang harmonique. En effet un signal équilibré peut s'écrire pour les trois phases :

$$\begin{cases} S_A(t) = f(t) \\ S_B(t) = f\left(t - \frac{T}{3}\right) \\ S_C(t) = f\left(t + \frac{T}{3}\right) \end{cases} \tag{VI.10}$$

La composante de rang h de ce signal s'écrit alors :

$$\begin{cases} S_A^h(t) = f_h(ht) \\ S_B^h(t) = f_h\left(ht - \frac{hT}{3}\right) \\ S_C^h(t) = f_h\left(ht + \frac{hT}{3}\right) \end{cases} \tag{VI.11}$$

Il faut alors discriminer selon que $h = 3p$, ou $h = 3p+1$ ou $h = 3p+2$:

h = 3p	h = 3p + 1	h = 3p + 2
$\begin{cases} S_A^{3p}(t) = f_h(3pt) \\ S_B^{3p}(t) = f_h(3pt) \\ S_C^{3p}(t) = f_h(3pt) \end{cases}$ <p>Système homopolaire</p>	$\begin{cases} S_A^{3p+1}(t) = f_h(ht) \\ S_B^{3p+1}(t) = f_h\left(ht - \frac{hT}{3}\right) \\ S_C^{3p+1}(t) = f_h\left(ht + \frac{hT}{3}\right) \end{cases}$ <p>Système direct</p>	$\begin{cases} S_A^{3p+2}(t) = f_h(ht) \\ S_B^{3p+2}(t) = f_h\left(ht - \frac{hT}{3}\right) \\ S_C^{3p+2}(t) = f_h\left(ht + \frac{hT}{3}\right) \end{cases}$ <p>Système inverse</p>

Il s'en suit donc que les caractéristiques des harmoniques en termes de composantes symétriques sont comme indiqués dans le **tableau VI.1** suivant :

Tableau VI.1 : Caractéristiques des composantes symétriques des premiers rangs harmoniques, avec d (direct), i (inverse) o (homopolaire)

Rang	1	2	3	4	5	6	7	...
Composante symétrique	d	i	o	d	i	o	d	...

Dans on récapitule les caractéristiques et les avantages des machines à courant continu d'une manière générale.

VI.2.3.2. Cas de signaux déséquilibrés

Lorsque les signaux sont déséquilibrés, chaque rang harmonique peut contenir plusieurs de ces composantes symétriques. Par exemple, si les harmoniques de rang $3h$ sont préférentiellement homopolaires, ils peuvent contenir une fraction de composante directe ou inverse.

VI.3. Analyse harmonique de charges usuelles

VI.3.1. Variateur de vitesse pour machine asynchrone

L'analyse harmonique du courant présenté sur la Fig. IV.3 donne le contenu suivant :

Tableau VI.2 : Spectre harmonique du courant d'un variateur de vitesse

Rang k	1	3	5	7	11	13
Taux I_k/I_1 (%)	100	11	81	74	35	26

Avec :

I_k valeur efficace du courant harmonique de rang k.

I_1 valeur efficace du courant fondamental.

Le taux de distorsion harmonique du courant (THD_i) est égal à 120% pour un courant de 20 A efficace, une puissance de 5.3kW et un facteur de puissance égal à 0.63.

On peut aussi noter la présence d'harmoniques 3 lié à un léger déséquilibre du variateur.

VI.3.2. Ordinateur

L'analyse harmonique du courant présenté sur la Fig. IV.4 donne le contenu suivant :

Tableau VI.3 : Spectre harmonique du courant d'un ordinateur

Rang k	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21
Taux I_k/I_1 (%)	100	95	91	82	73	63	52	41	30	20	10

Le taux de distorsion harmonique du courant (THD_i) est égal à 220% pour un courant de 0.2 A efficace. La valeur efficace du fondamental est égale à 80 mA.

VI.3.3. Lampe basse consommation

L'analyse harmonique du courant présenté sur la Fig. IV.5 donne le contenu suivant :

Tableau VI.4 : Spectre harmonique du courant dans une lampe basse consommation

Rang k	1	3	5	7	9	11	13
Taux I_k/I_1 (%)	100	77	42	19	16	12	9

Le taux de distorsion harmonique du courant (THD_i) est égal à 95% pour un courant de 0.2 A efficace, une puissance de 28 W et un facteur de puissance égal à 0.66.

VI.4. Effets recensés sur les différents matériels

Les premiers problèmes causés par la présence d'harmoniques sur un réseau sont, d'une part l'augmentation de la valeur efficace du courant global consommé et, d'autre part, la dégradation du facteur de puissance. De plus, les harmoniques ont des effets néfastes sur les matériels. On peut classer les effets néfastes des harmoniques en deux grandes parties :

- Les effets dits à court terme qui sont visibles instantanément.
- Les effets dits à long terme qui eux mettront plus de temps à apparaître et sont plus délicats à quantifier.

VI.4.1. Effets à court terme

Le principal effet à court terme des harmoniques sur un réseau est la perturbation du bon fonctionnement des matériels électroniques reliés à ce réseau. La présence d'harmoniques peut faire apparaître des couples pulsatoires qui vont perturber le fonctionnement des appareils et générer des vibrations, ce qui va causer du bruit supplémentaire. La modification de la valeur instantanée du courant due aux harmoniques peut également engendrer des déclenchements intempestifs des relais et dispositifs de protection.

VI.4.2. Effets à long terme

Les effets dit à long terme se traduisent par une diminution de la durée de vie des matériels qui sera amenée par :

- Une fatigue mécanique supplémentaire due aux couples pulsatoires et aux vibrations résultant de champs tournants créés par les harmoniques ;
- Un échauffement supplémentaire généré par la circulation d'harmoniques dans les matériels.

VI.4.3. Exemple du Moteurs à induction

Dans cette partie nous allons présenter quelques effets des harmoniques sur la machine asynchrone.

VI.4.3.1. Perturbations mécaniques

La présence d'harmoniques dans l'alimentation va engendrer la création de couples harmoniques dans la machine. Ces couples harmoniques se superposent au couple fondamental et augmentent les vibrations mécaniques subies par la machine, ce qui va augmenter plus rapidement la fatigue mécanique du moteur. Des résultats de simulation montrent des oscillations importantes sur le couple de la machine, et ce, avec une tension d'alimentation ayant un THD de 6,2%. La suppression de certains rangs harmoniques, comme le rang 5 ou 7, dans le contenu harmonique permet de diminuer l'ondulation du couple de la machine. L'utilisation d'onduleurs MLI pour alimenter les machines asynchrones crée aussi des vibrations mécaniques supplémentaires, mais on ne s'intéresse ici qu'aux moteurs alimentés directement par le réseau.

VI.4.3.2. Influence sur les pertes

Lorsque l'alimentation de la machine est perturbée par la présence d'harmoniques, les pertes à l'intérieur de celle-ci vont augmenter. Ces pertes dans une machine à induction peuvent être séparées en trois termes : les pertes Joule, les pertes fer et les pertes mécaniques. A 50Hz, nous pouvons négliger les pertes fer rotoriques car elles sont fonction de la fréquence rotorique (f_r), égale à g fois la fréquence statorique ($g.f_s$). Ces pertes, pour le régime harmonique, ne sont plus négligeables.

En présence d'harmoniques, la résistance des conducteurs du rotor va augmenter du fait de l'effet de peau. Au niveau du rotor, le glissement très fort pour les composantes harmoniques crée des phénomènes induits qui vont augmenter le courant rotorique (le courant est tout de même limité par l'inductance de fuite du rotor). L'augmentation de la résistance et du courant rotorique vont ainsi faire croître les pertes par effet Joule rotoriques.

La quantification précise des pertes supplémentaires générées par les harmoniques de tension basse fréquence a été peu étudiée. La plupart des études portent sur des associations onduleur MLI et machine électrique où les composantes présentes dans le contenu harmoniques sont plutôt haute fréquence. L'objectif de la thèse étant de quantifier l'impact des harmoniques présents sur le réseau, nous ne nous intéresserons ici qu'au machines alimentées directement par le réseau de distribution.

Pour plus de détail sur ce point : Voir les références [Fuc 94] et [Lin 96], où les auteurs se sont penchés sur l'impact des harmoniques sur des moteurs asynchrones monophasés 1,5 kW, dont ils ont montré une augmentation des pertes dans ceux-ci. Lorsque l'on injecte, en plus du fondamental, un seul rang harmonique à hauteur de 10%, on remarque une augmentation des pertes qui peut aller jusqu'à 10% suivant le rang concerné. La présence d'un condensateur de démarrage sur ce type de moteur peut engendrer une résonance qui peut par conséquent augmenter les pertes dues à un rang donné.

VI.4.3.3. Augmentation de la température de fonctionnement

Nous avons vu dans la partie précédente que la présence d'harmoniques cause des pertes supplémentaires dans les machines à induction. Ces pertes vont avoir comme effet d'augmenter la température de la machine asynchrone.

Selon des trois études présentées dans les références de Ching-Yin Lee, [Chi 98, 99 et 00], qui a étudié l'influence d'harmoniques de tension sur le fonctionnement des machines à induction en injectant en plus du fondamental un rang harmonique n à hauteur de 10% ($2 < h < 13$). Le moteur étudié a une puissance de 2,2kW et possède une classe E d'isolement. Les essais ont montré que la

présence d'harmoniques entraînait une diminution de 2% du rendement du moteur. Cette diminution du rendement traduit une augmentation des pertes dans la machine et donc une augmentation de sa température. On peut voir dans ces essais que les harmoniques les plus contraignants sont les harmoniques de rang pair, mais ceux-ci ne sont pas fréquents sur un réseau électrique de distribution. Pour un THD en tension de 10%, l'augmentation de température est comprise entre 5 et 10% pour les rangs harmoniques impairs.

VI.4.3.4. Réduction de la durée de vie

L'augmentation de la température dans les machines à induction entraîne une diminution de la durée de vie de ces machines. Comme le définit Brancato dans [Bra 92], le vieillissement thermique des isolants dans les matériels électrotechniques est régi par la loi d'Arrhenius décrite par l'équation (VI.12) :

$$\frac{d\rho}{dt} = A \exp\left(-\frac{E}{k\theta}\right) \quad (\text{VI.12})$$

Avec ;

A une constante fonction de l'isolant,

E l'énergie nécessaire à un changement de niveau,

k la constante de Boltzmann,

$\frac{d\rho}{dt}$ la vitesse de réduction de la durée de vie,

θ la température.

On peut, à partir de cette équation, tracer la courbe représentant la durée de vie d'une machine en fonction de sa température de fonctionnement, et ce pour les différentes classes d'isolation des moteurs, Fig. VI.6.

Dans les différentes études menées sur la durée de vie des machines alimentées par des tensions non sinusoïdales, on peut remarquer une diminution plus ou moins importante suivant les taux d'harmoniques ou le point de fonctionnement de la machine.

La réduction de durée de vie peut aller jusqu'à 50% pour des taux d'harmoniques que l'on peut retrouver sur les réseaux de distribution. Cependant, la présence d'un déséquilibre de 1% ne nous permet pas de quantifier, dans ce cas, l'impact réel des composantes harmoniques sur la durée de vie des machines à induction.

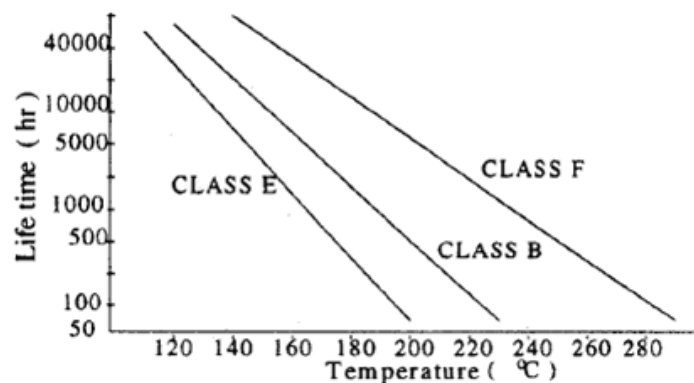


Fig. VI.6. Courbes de durée de vie en fonction de la température de fonctionnement [IEEE std. C57.91-1995]

La durée de vie d'une machine à induction est une chose difficile à quantifier puisqu'elle dépend de sa constitution (type d'isolants, de refroidissement, topologie) et de l'utilisation que l'on en fait (taux de charge). On peut noter qu'une augmentation de température aura des effets plus importants si la température de fonctionnement est proche de la température maximale définie par la classe du moteur, selon la référence [Oli 00].

VI.4.3.5. En résumé

La présence d'harmoniques sur la tension d'alimentation des moteurs à induction peut avoir des effets visibles sur son fonctionnement. Les harmoniques vont générer un couple oscillant sur la machine, ce qui va perturber le fonctionnement des processus sensibles, comme pour l'industrie du papier. Ces couples oscillants vont aussi avoir tendance à accentuer la fatigue mécanique des machines, mais la part de la fatigue mécanique due aux harmoniques reste difficilement quantifiable.

De plus, la présence de ces harmoniques va aussi avoir un impact direct sur les pertes de la machine. Les études portant sur l'impact des harmoniques sur les pertes dans les machines à induction ciblent des machines monophasées et montrent une augmentation pouvant aller jusqu'à 10%. Cette augmentation des pertes va engendrer l'augmentation de la température de fonctionnement de quelques degrés, ce qui peut réduire considérablement la durée de vie des machines à induction. Si la machine fonctionne au voisinage de sa température maximale, l'augmentation de température générée par les harmoniques sera plus contraignante vis-à-vis de sa durée de vie. De ce fait, il serait judicieux de prendre en compte le taux de charge du moteur dans le calcul de la durée de vie, car l'impact d'une augmentation de la température sur la durée de vie ne sera pas le même suivant que l'on est à 20% ou 90% de la charge nominale.



Bibliographie

Bibliographie

- G. BORNARD, *Modélisation, contrôle vectoriel et DTC*, Edition HERMES SCIENCE, Paris, France, 2000 ;
- H. BUHLER, *Conception des systèmes automatiques*, Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1988 ;
- J. P. CARON, J. P. HAUTIER, *Electrotechnique, Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone*, Edition Technip, Paris, France, 1995 ;
- R. CHAUPRADE, *Electronique de puissance : Vol. 1, Commande des moteurs à courant continu*, Eyrolles, Paris, 1984 ;
- F. CHRISTOPHE, *Génie électrique : Electronique du signal - Electronique de puissance et Electrotechnique - Automatique*, Ellipses Edition Marketing S. A, Paris, France, 2004 ;
- C. GRELLET, G. CLERC, *Principes / Modèles / Commande*, Edition EYROLLES, Paris, France, 1997 ;
- R. MERAT, R. MOREAU, L. ALLAY, J.P. DUBOS, J. LAFARGUE, R. Le GOFF, *Génie Electrotechnique*, Edition NATHAN, Paris, France, 1997 ;
- G. SEGUIER, *Electrotechnique Industrielle*, Edition LAVOISIER TEC & DOC, Paris, France, 1996 ;
- G. SEGUIER, R. BAUSSIERE, F. LABRIQUE, *Electronique de puissance, Structure, fonctions de base, principales applications*, Dunod, France, 2004 ;
- T. WILDI, G. SYBILLE, *Electrotechnique*, 4^{ème} Edition, Edition De Boeck Université Montréal, Montréal, Canada, 2005.
- W. FRELIN, *Impact de la pollution harmonique sur les matériels de Réseau*, Thèse de doctorat, Ecole Doctorale « Sciences et Technologies de l'Information des Télécommunications et des Systèmes », Université Paris Sud 11, France, Dec. 2009
- [Lin 96] D. Lin, T. Batan, E.F. Fuchs et W.M. Grady, *Harmonic losses of single-phase induction motors under nonsinusoidal voltages*, IEEE Transactions on energy conversion, Vol. 11, N°2, June 1996.
- [Fuc 94] Fuchs, E F; Stensland, T; Grady, W M; Doyle, M, *Measurement of harmonic losses of pole transformers and single-phase induction motors*, CONF REC IAS ANNU MEET, Vol. 1, pp. 128-134, 1994.
- [Chi 98] Ching-Yin Lee, Wei-jen Lee, Yen-Nien Wang et Jyh-cherng gu, *Effects of voltage harmonic on the electrical and mechanical performance of a threephase induction motor*, Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference, 1998 IEEE, p.88-94, 3-8 May 1998.
- [Chi 99] Ching-Yin Lee, Wei-jen Lee, *Effects of nonsinusoidal voltage on the operation of a three-phase induction motor*, IEEE transactions on energy conversion, p193-201 vol. 14, Jun 1999.
- [Chi 00] Ching-Yin Lee, Yuan-jui lin et Chao-Rong chen, *The effect of harmonic phase angle on the operation performance of a three-phase induction motor*, Power Engineering Society Summer Meeting, 2000. IEEE, p.2499-2505 vol. 4, July 2000.
- [Bra 92] Emanuel L. Brancato, *Estimation of lifetime expectancies of motors*, IEEE Electrical insulation magazine, mai/juin 1992.
- [IEEE std. C57.91-1995] IEEE std. C57.91-1995, *IEEE guide for loading mineral-oil-immersed transformers*.
- [Oli 00] Olivio C. N. Souto, José C.de Oliveira et Luciano M. Neto, *Induction motors behaviour and life expectancy under non ideal supply conditions*, Ninth 140 International Conference on Harmonics and Quality of Power. Proceedings, p. 899-904 Vol.3, 2000.