

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

COMMANDE DES MACHINES ELECTRIQUES

Préparé par : Dr. TAMALOUZT Salah

Maître de Conférences A

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

3^{ème} ANNEE LICENCE ACADEMIQUE EN ELECTROTECHNIQUE

Filière : Électrotechnique

Option : Électrotechnique



Sommaire

Sommaire

Avant-propos	A1
Programme détaillé de la matière Commande des Machines Electriques dans le Canevas	A2
Chapitre I : Structure des systèmes de commandes des machines électriques	
I.1. Introduction	1
I.2. Exemples de contrôle de machines électriques	1
I.3. Définition des systèmes commandés ou bien à boucles fermées et à boucles ouvertes	1
I.3.1 Système de commande en BO	1
I.3.2 Système de commande en BF	2
I.4. Définition d'un système asservi	3
I.4.1. Chaines directes, ou d'actions, ou de puissance	3
I.4.2. Chaines de réactions ou de retour ou d'asservissement	3
I.5. Définition d'un système de régulation	3
I.6. Système asservis régulés	3
I.7. Eléments principaux du cahier des charges d'un système asservi ou régulé	4
I.8. Notions générales sur la commande des machines électriques	4
I.8.1. Régulation à boucles en parallèle	5
I.8.2. Régulation à boucles convergentes	5
I.8.3. Régulation à boucles en cascade	6
I.9. Régulateurs	6
I.9.1. Agir sur les performances d'un système asservi ou régulé	6
I.9.2. Action proportionnelle (Régulateur P)	7
I.9.3. Action Intégrale (Régulateur I)	7
I.9.4. Action dérivée (Régulateur D)	4
I.9.5. Action proportionnelle et intégrale (Régulateur PI)	8
I.9.6. Action proportionnelle et Dérivée (Régulateur PD)	8
I.9.7. Action proportionnelle, intégrale et dérivée (Régulateur PID)	8
I.9.8. Choix et dimensionnement des régulateurs	10
I.9.8.1. Critère méplat	10
I.9.8.2. Critère sur la réponse harmonique symétrique	10
Chapitre II : Commande des convertisseurs statiques	
II.1. Introduction	12
II.2. Structures et classification des convertisseurs statiques d'électronique de puissance	12
II.2.1. Convertisseurs directs	12
II.2.2. Convertisseurs indirects	13
II.2.3. Interrupteurs à semi-conducteurs	13
II.2.4. Critères de choix des interrupteurs à semi-conducteurs	13
II.2.5. Electronique de commande	14
II.2.5.1. Convertisseur totalement commandé	14
II.2.5.2. Convertisseur partiellement commandé	14
II.3. Structure de la chaine de commande des convertisseurs statique	14
II.3.1. Commande éloignée	14
II.3.2. Commande rapprochée	14
II.4. Aperçu générale sur la commande rapprochée par comparaison d'ondes	14
II.4.1. Convertisseurs utilisant des interrupteurs commandés à la fermeture	15
II.4.1.1. Principe de la commande à Arccosinus	15
II.4.1.2. Relation entre l'angle d'amorçage (α) et la tension de commande (U_{cm})	15
II.4.1.3. Exemples d'application :	16
II.4.1.3.1. Redresseurs tout thyristors	16
II.4.1.3.2. Gradateur monophasé	17
II.4.2. Convertisseurs utilisant des interrupteurs totalement commandable	18
II.4.2.1. Commande à linéaire	18
II.4.2.1.1. Principe de la commande à linéaire	18
II.4.2.1.2. Relation entre le rapport cyclique (δ) et la tension de commande (U_{cm})	18
II.4.2.2. Commande des onduleurs monophasés de tension à MLI	20

II.4.2.2.1. Caractéristique de la commande MLI	20
II.4.2.2.2. Principe de la commande MLI	22
II.4.2.3. Onduleur triphasé de tension	24
II.4.2.3.1. Analyse et fonctionnement	24
II.4.2.3.2. Fonctionnement en pleine onde	25
II.4.2.3.3. Fonctionnement en MLI	25
Chapitre III : Réglage de la vitesse des machines à courant continu	
III.1. Introduction	28
III.2. Construction générale d'un moteur à courant continu	28
III.3. Principe de fonctionnement d'un moteur à courant continu	28
III.4. Grandeurs caractéristiques d'une machine à courant continu	28
III.4.1. Force contre électromotrice	28
III.4.2. Vitesse de rotation	29
III.4.3. Couple électromagnétique	29
III.4.4. Courant dans l'induit	29
III.5. Différents types d'un moteur à courant continu	29
III.5.1. Moteur à excitation séparée	29
III.5.2. Moteur série	31
III.6. Variation de vitesse d'un moteur à courant continu à flux constant	33
III.6.1. Méthodes de réglage de la vitesse	33
III.7. Réalisation de la tension continue variable	36
III.8. Association Convertisseurs - MCC à excitation séparée	37
III.8.1. Variateurs à redresseurs	37
III.8.1.1. Montages non réversible (irréversible)	37
III.8.1.2. Montages réversible	41
III.8.2. Variateurs à hacheurs	46
III.8.2.1. Hacheur série (Dévolteur) non réversible (irréversible)	46
III.8.2.2. Hacheur parallèle (survolteur) non réversible	46
III.8.2.3. Montages réversibles	47
III.9. Régulation de vitesse d'une machine à courant continu à flux constant	48
III.9.1. Modélisation d'un moteur à courant continu à flux constant : (Schéma fonctionnel)	49
III.9.2. Schéma fonctionnel global de la régulation de vitesse du moteur à courant continu	50
III.9.3. Identification des paramètres du schéma fonctionnel de la régulation de vitesse du MCC	52
III.9.4. Dimensionnement des paramètres des régulateurs	53
III.9.4.1. Dimensionnement des paramètres de régulateur du courant	53
III.9.4.2. Dimensionnement des paramètres de régulateur de vitesse	53
Chapitre IV : Variation de vitesse des moteurs asynchrones triphasés	
IV.1. Entraînement électrique en alternatif	56
IV.1.1. Onduleur de tension	56
IV.1.2. Commande rapprochée	57
IV.2. Réglage et variation de vitesse de la machine asynchrone triphasée	59
IV.3. Constitution et principe de fonctionnement	60
IV.4. Quadrants de fonctionnement	61
IV.5. Schéma équivalent de la machine asynchrone triphasée	62
IV.6. Bilan de puissance, le rendement et le couple	62
IV.7. Fonctionnement de la machine asynchrone	63
IV.8. Principe de la variation de vitesse de la machine asynchrone triphasée	64
IV.9. Différents types de variateurs de vitesse de la machine asynchrone triphasée	65
IV.9.1. Réglage de la vitesse par la modification du nombre de pair de pôles	65
IV.9.2. Réglage de vitesse à fréquence constante	65
IV.9.2.1. Variation de la tension statorique	65
IV.9.2.2. Variation de la résistance rotorique	66
IV.9.2.3. Cascade hyposynchrone (Variation par récupération de puissance rotorique)	68
IV.9.3. Réglage de la vitesse à fréquence variable	70
IV.9.3.1. Variation de la fréquence statorique	70
IV.9.3.2. Fonctionnement à flux constant	72
IV.10. Commande scalaire	73

IV.10.1. Commande scalaire en tension	73
IV.10.2. Commande scalaire en courant	76
Chapitre V : Machines synchrones à aimants permanents - Convertisseurs statiques	
V.1. Définition et Constitution de la machine synchrone à aimants permanents	78
V.2. Description de la machine synchrone simple étoile à aimants permanents	78
V.3. Bilan des puissances	78
V.4. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (à pôles lisses)	79
V.4.1. Schéma équivalent de la machine synchrone à aimants permanents	80
V.4.2. Diagramme vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents	80
V.4.2.1. Commande en courant	81
V.4.2.2. Commande en tension	81
V.5. Stabilité de fonctionnement d'une machine synchrone à aimants permanents	82
V.6. Variation de vitesse des machines synchrones à aimants permanents	82
V.6.1. Principe de variation de vitesse des machines synchrones à aimants permanents	82
V.6.2. Pourquoi l'autopilotage de la machine synchrone à aimants permanents	83
V.6.3. Moteur synchrone (MSAP) autopiloté : système commandé en courant	83
V.6.4. Moteur synchrone (MSAP) autopiloté : Système commandé en tension	85
V.7. Modèle électrique et magnétique de la machine synchrone à aimants permanents	87
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 convertisseurs statiques d'électroniques de puissance, faisant une entrée à la commande des machines électriques les plus usuelles. Particulièrement, les étudiants des filières Electrotechnique, Electromécanique, 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 base aux étudiants pour comprendre, analyser et modéliser l'ensemble machine-convertisseur statique puis réaliser le câblage des circuits de commande et de puissance des machines électrique. Cela, nécessite des connaissances préalables qui sont fortement recommandées pour arriver à ces objectifs. Ce cours est un assemblage de plusieurs matières déjà enseignées aux étudiants licences dans les six semestres de formation licence, spécialement les machines électriques, l'électronique de puissance, système asservis et régulation, etc. Ce polycopié est basé sur le Canvas de formation des étudiants licence, en Electrotechnique option : Electrotechnique. L'intitulé de la matière est : Commande des machines électriques. Ce document peut être bien utile aux étudiants troisièmes années licence académique électromécanique.

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 parties du cours, subdivisés en cinq chapitres principaux, dont les deux premiers chapitres, au début du cours, sèvent à mettre en évidence l'objectif principal de ce cours qui est la maîtrise des différentes possibilités d'association entre machines électriques et convertisseurs statiques et des rappels concernant la régulation industrielle d'une manière générale, en s'appuyant sur des petits rappels sur les systèmes asservis et la régulation.

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, les notions de base sur les convertisseurs statiques d'électronique de puissance et de leurs commandes. Dans cette partie, nous nous sommes intéressés à la commande rapprochée des convertisseurs statique, selon la conversion souhaitée.

L'intérêt du troisième 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 IV. 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 cinquième 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 permet de développer les deux commandes en courant et en tension.

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 détaillés dans les développements mathématiques et la limitation de tous les chapitres. 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.

- 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.

**Programme
détailé de la
matière
Commande des
Machines
Electriques dans
le Canevas**

Semestre: 6
Unité d'enseignement: UEF 3.2.1
Matière 1: Commande des machines électriques
VHS: 67h30 (Cours: 3h00, TD: 1h30)
Crédits: 6
Coefficient: 3

Objectifs de l'enseignement:

Comprendre, analyser et modéliser l'ensemble machines-convertisseurs, réaliser le câblage des circuits de commande et de puissance des machines électriques.

Connaissances préalables recommandées:

Machines électriques, convertisseur statique, systèmes asservis, régulation en boucle ouverte et en boucle fermée.

Contenu de la matière:

Chapitre 1. Introduction à la commande des machines électriques (1 Semaine)

Chapitre 2. Commande des convertisseurs statiques (1 Semaine)
 Technique MLI

Chapitre 3. Réglage de la vitesse des machines à courant continu (5 Semaines)
 Rappels sur les machines à courant continu (Principe de fonctionnement, Schéma électrique équivalent, les différents types de machines à courant continu), Caractéristiques électromécanique et mécanique des machines à courant continu, Caractéristiques mécaniques des charges entraînées, Point de fonctionnement d'un groupe moteur, charge entraînée (Stabilité, Démarrage, Freinage électrique). Méthodes de réglage de la vitesse d'un moteur shunt (réglage rhéostatique, Réglage par le flux, Réglage par la tension).

Chapitre 4. Variation de vitesse des moteurs asynchrones (4 Semaines)
 Rappels sur les machines asynchrones, Rappels sur les convertisseurs d'électronique de puissance, Association machines asynchrones (convertisseurs), Réglage de vitesse des moteurs asynchrones (réglage par action sur la tension d'alimentation, réglage par action sur la résistance rotorique, réglage par cascade hypo-synchrone, réglage par variation de la fréquence d'alimentation).

Chapitre 5. Réglage de la vitesse et autopilotage des moteurs synchrones (4 Semaines)
 Rappels sur les machines synchrones, Association machines synchrones (convertisseurs), Réglage de vitesse des moteurs synchrones (principe de l'autopilotage des moteurs synchrones, réglage de vitesse de la machine synchrone autopilotée alimentée par un commutateur de courant, réglage de vitesse de la machine synchrone autopilotée alimentée par un onduleur de tension MLI).

Mode d'évaluation:

Contrôle continu: 40%; Examen: 60%.

Références bibliographiques:

1. R. Abdessemed, "Modélisation et simulation des machines électriques", Ellipses, Collection, 2011.
2. M. Juferles, "Entraînements électriques: Méthodologie de conception", Hermès, Lavoisier, 2010.
3. G. Guihéneuf, "Les moteurs électriques expliqués aux électroniciens, Réalisations : démarrage, variation de vitesse, freinage", Publitrone, Elektor, 2014.
4. P. Mayé, "Moteurs électriques industriels, Licence, Master, écoles d'ingénieurs", Dunod, Collection: Sciences sup, 2011.
5. S. Smigel, "Modélisation et commande des moteurs triphasés. Commande vectorielle des moteurs

synchrones", 2000.

6. J. Bonal, G. Séguier, "Entraînements électriques à vitesses variables". Vol. 2, Vol. 3

Chapitre I

Structure des systèmes de commandes des machines électriques

I.1. Introduction

Nous appelons un système comme étant un dispositif isolé soumis aux lois de la physique et caractérisé par certaines grandeurs. Particulièrement dans le système à une seule variable, nous nous intéressons à la relation entre une grandeur bien particulière qui est principalement l'entrée principale $e(t)$, qui correspond à une action extérieure s'exerçant sur le système et une des grandeurs de sortie caractérisant son état que l'on désigne par $s(t)$.

L'application au système des lois de la physique conduit à l'établissement d'une certaine relation entre $e(t)$ et $s(t)$. Les autres grandeurs d'entrées qui possèdent une action sur le système et qui sont susceptibles par conséquent de modifier la relation existante entre $e(t)$ et $s(t)$, sont appelées entrées parasites ou perturbations.

La relation entre l'entrée et la sortie de l'importe quel système physique est donnée par la **Fig. I.1**. Où, l'action $e(t)$ est caractérisée toujours par un signal électrique sous forme d'un courant ou d'une tension, représentant ainsi une grandeur physique donnée : Vitesse et force pour un signal mécanique, pression et débit pour un signal pneumatique ou hydraulique, etc...

I.2. Exemples de contrôle de machines électriques :

- **Contrôle de force/couple** : Enroulement à force de traction constante.
- **Contrôle de vitesse** : Usinage : fraisage, tournage ; Convoyeurs ;
- **Positionnement** : Perçage ; Soudure par points ; Placement de composants.
- **Contrôle de trajectoire dans l'espace** : Robotique ; Machine-outil ; Soudure à l'arc.

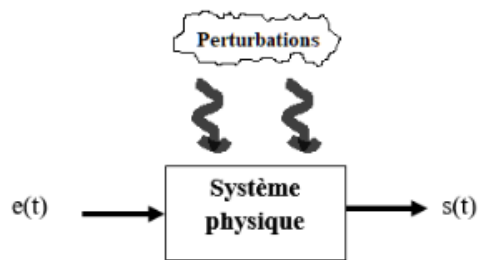


Fig. I.1. Représentation système physique

I.3. Définition des systèmes commandés ou bien à boucles fermées et à boucles ouvertes

Les systèmes de commandes entrent dans deux catégories générales, les systèmes en boucle ouverte et les systèmes en boucles fermées :

I.3.1. Système de commande en BO : C'est un système où le signal de commande est indépendant du signal de sortie.

- **Applications à vitesse constante sans régulation**

Ex : tapis roulant d'usine, pompe, sèche-cheveux...

Commande en boucle ouverte, **Fig.I.2** : La vitesse est fixée lors de la conception du système

- Pas forcément besoin de capteur
- Il faut connaître parfaitement le système à commander

Avantages : simple, faible coût.

Inconvénients : peu robuste, sensible aux perturbations et réponse lente.

Ex :

- Machine synchrone branchée sur le réseau 230/400V-50 Hz :

- Vitesse exactement proportionnelle à la fréquence
- Le couple s'adapte pour maintenir la vitesse de rotation à sa valeur (ce qui se répercute sur le courant consommé aussi)

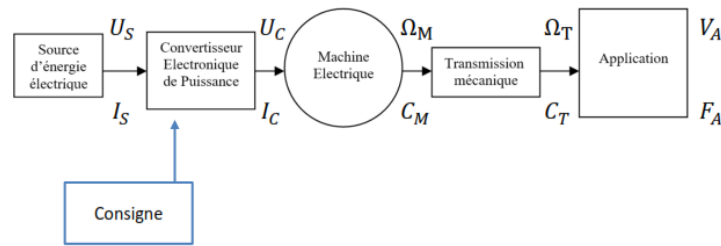


Fig.I.2. Structure de la Commande en boucle ouverte d'un système d'entraînement électrique

- Machine à courant continu à flux constant alimentée sous une tension fixe :

$$U = E + RI = k_{\Phi}\Omega + \frac{RC_r}{k_{\Phi}} ; \text{ soit : } \Omega = \frac{U}{k_{\Phi}} + \frac{RC_r}{(k_{\Phi})^2} \Rightarrow \Omega = f(\text{Couple})$$

Si le couple augmente => la vitesse diminue

- Machine asynchrone branchée sur le réseau 230/400V - 50 Hz :

- Vitesse à peu près proportionnelle à la fréquence (à glissement près) ;
- Si le couple augmente => le glissement augmente => la vitesse diminue ;

I.3.2. Système de commande en BF : C'est un système où le signal de commande dépend d'une façon ou d'une autre du signal de sortie.

- **Applications à vitesse constante avec régulation**

Ex : régulateur de vitesse automobile

Commande en boucle fermée : Nécessité d'un ou plusieurs capteur(s), selon le cas, pour renseigner sur la grandeur surveillée. De plus un signal de commande fixe est exigé, pour imposer un signal de référence ou de consigne (une vitesse Ω_C), Fig.I.3.

La vitesse peut varier à cause de perturbations (pente, vent, graviers...), ce qui nécessite d'adapter le couple (donc l'alimentation) pour garantir que la vitesse suit sa consignée.

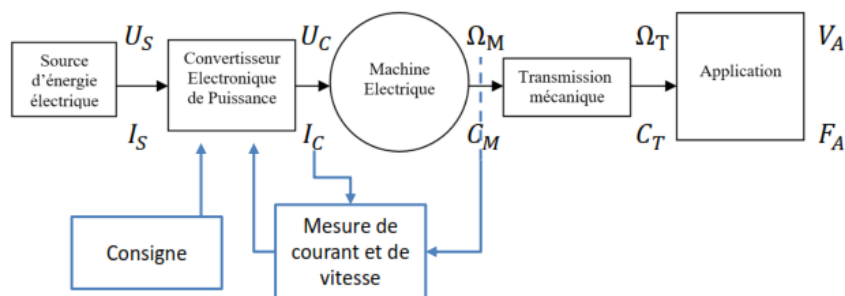


Fig.I.3. Structure de la Commande en boucle fermée d'un système d'entraînement électrique

- Ex : machine à courant continu alimentée par un CEP

Consigne Ω_C et mesure de la vitesse Ω_{mes} , avec le respect des limites de fonctionnement, ce qui impose le besoin d'une mesure de courant et si le courant dépasse la valeur limite : nécessite la réduction de la tension d'alimentation.

- Si $\Omega_{mes} > \Omega_C$: Diminution de la tension
- Si $\Omega_{mes} < \Omega_C$: Augmentation de la tension

I.4. Définition d'un système asservi

C'est un système de réglage, le mot asservi est pris dans le sens de réglage, commander, ou régler, commander un autre système. Un système asservi est défini par sa finalité et il est caractérisé par deux chaînes :

I.4.1. Chaînes directes, ou d'actions, ou de puissance : Elles comprennent des éléments amplificateurs et éventuellement des convertisseurs de puissance, en liaison avec la source d'énergie.

I.4.2. Chaînes de réactions ou de retour ou d'asservissement : Elles sont constituées d'éléments de précision généralement passifs ; ce ne sont pas des chaînes de puissances, elles transmettent à l'entrée des informations sur les grandeurs de sorties. Ces informations sont comparées aux signaux d'entrées au moyen d'un comparateur.

Globalement parlant, l'asservissement est un :

- Contrôle dynamique d'une grandeur ayant une consigne variable ;
- Les processus physiques ont une tendance à l'inertie (masse, effet inductif, capacité thermique...);
- Mouvements rapides implique repense d'énergie élevée.

I.5. Définition d'un système de régulation

C'est un système capable de maintenir une variable déterminée constante et égale à une valeur, dite de consigne, malgré l'influence de perturbations, sans l'intervention humaine (ex : Remplissage d'un réservoir d'eau).

I.6. Système asservis régulés

La régulation permet de maintenir une grandeur physique à une valeur constante quelques soient les perturbations externes. Son objectif global peut se résumer par : Mesurer, Comparer et Corriger.

Nous sommes donc amenés à effectuer des mesures pour obtenir certaines connaissances avant d'entreprendre une action. Ces mesures sont obtenues par l'intermédiaire des capteurs ou transcodeurs.

En résumé :

Exceptionnellement, le système de commande peut opérer en boucle ouverte à partir du seul signal de consigne. Mais la boucle fermée (contre réaction) est capable de :

- Stabiliser un système instable en BO ;
- Compenser les perturbations externes ;
- Compenser les incertitudes internes au processus lui-même.

Un système de commande peut réaliser deux fonctions distinctes :

- L'asservissement c'est à dire la poursuite par la sortie d'une consigne variable dans le temps ;
- La régulation c'est à dire la compensation de l'effet de perturbations variables sur la sortie (la consigne restante fixe).

Exemple de contrôle de la vitesse d'une voiture, Fig.I.4.

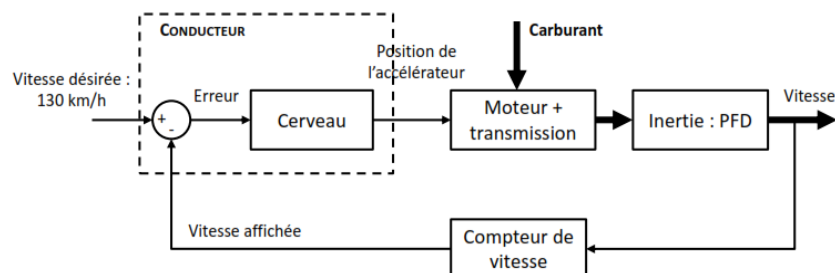


Fig.I.4. Structure d'un système de commande en boucle fermée

I.7. Eléments principaux du cahier des charges d'un système asservi ou régulé

Les performances d'un système asservi ou régulé sont caractérisées par :

- Précision : écart entre la valeur obtenue et la consigne ;
- **Régulation** : précision statique ;
- **Asservissement** : précision dynamique.
 - Rapidité de réponse, dynamique :
- **Régulation** : vitesse de rejet des perturbations ;
- **Asservissement** : temps de réponse (à un échelon), bande passante (entrée sinus).
 - Rapidité : C'est la capacité du système à atteindre dans les meilleurs délais son régime stable. La rapidité d'un système est définie par son temps de réponse t_r (plus t_r est petit plus le système est dit rapide).

Pour un système donné, il faudra trouver le bon compromis entre les 3 critères ! Avant d'évoquer la rapidité et la précision, il faut dans un premier temps d'assurer que le système est stable

Nous pouvons ajouter la notion de Robustesse : qui est la tolérance aux variations des caractéristiques du système :

- Tolérances de fabrication ;
- Echauffement ;
- Vieillessement, ...

I.8. Notions générales sur la commande des machines électriques

Pour réaliser la commande de la grandeur d'entrée (référence) d'un système (I_a , Ω dans notre cas), on utilise un système asservi (structure en boucle) selon le schéma de principe ci- près, Fig.I.5 :

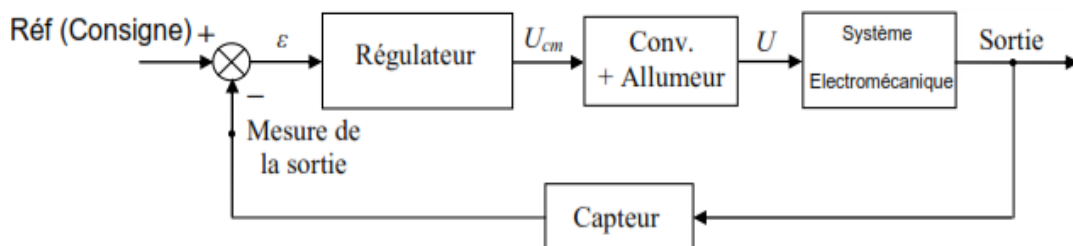


Fig. I.5. Schéma de principe de base d'une commande asservie.

Le recours à une commande à rétro-réaction est motivé, essentiellement, par le fait qu'une telle structure permet de minimiser (voire même d'éliminer) l'influence des perturbations ou parasites extérieures (variation du couple résistant par exemple). Cette propriété ne peut jamais être réalisée dans un système en boucle ouverte.

La réalisation de ce type de commande peut être effectuée par trois principes de régulation :

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

Ces trois types de régulation permettent de contrôler la variable principale et de limiter des variables secondaires. Nous allons les décrire brièvement et, pour comparer leurs propriétés respectives, nous choisirons pour exemple une régulation de vitesse d'un moteur à courant continu associée d'une limitation du courant d'induit.

I.8.1. Régulation à boucles en parallèle

Le système de régulation à boucles en parallèle (Fig. I.6) comporte un régulateur séparé pour chaque variable à contrôler (I et Ω). Les sorties des deux régulateurs sont connectées grâce à un dispositif électronique de commutation à un point commun qui est l'entrée du système de puissance qui alimente le moteur. Dans un tel dispositif, seul un régulateur est en service à tout instant.

Dans notre exemple, le régulateur de vitesse, seul, est en fonctionnement aussi longtemps que le courant n'atteint pas sa valeur de limitation. Dès que cela arrive, c'est le régulateur de courant qui prend le relais et le régulateur de vitesse est commuté hors du circuit. Cela signifie que, dans ce système, le régulateur de courant travaille en régulateur limiteur, tandis que le régulateur de vitesse a le fonctionnement habituel tant que le courant évolue à l'intérieur des limites prévues.

Cette structure présente des avantages et des inconvénients qui sont regroupés comme suit :

➤ **Avantages :**

- Chaque variable sous contrôle nécessite (correspond) à un régulateur séparé ; chaque boucle peut donc être réglée à l'optimum ;
- On peut régler les caractéristiques statiques et dynamiques d'une régulation parallèle indépendamment les unes des autres ;
- L'étude, le calcul et la mise en service des régulateurs sont simples du fait de l'indépendance de chaque boucle par rapport à l'autre.

➤ **Inconvénients :**

- Coût élevé ;
- Difficulté d'étude et de calculs.

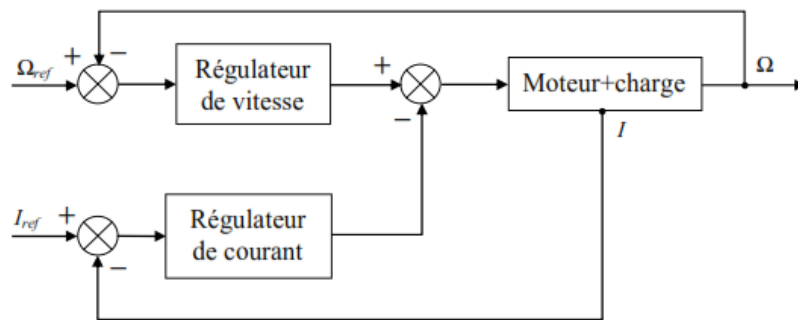


Fig. I.6. Schéma fonctionnel de la régulation à boucles en parallèle

I.8.2. Régulation à boucles convergentes

Le schéma de principe de cette commande est donné sur la Fig. I.7.

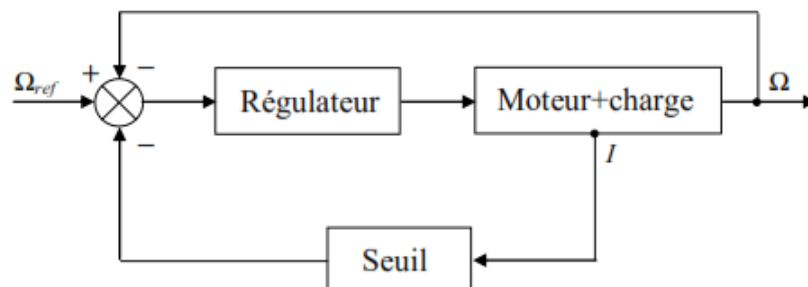


Fig. I.7. Schéma fonctionnel de la régulation à boucles convergentes

Cette structure est caractérisée par :

- Ce système comporte un seul régulateur ;
- Le signal de réaction venant de la variable principale est constamment présent à l'entrée du régulateur ;
- Le signal qui provient de la variable secondaire (courant), est comparé à un seuil, et est en quelque sorte bloqué tant que la valeur de limitation n'est pas atteinte. Au-delà du seuil, le dépassement atteint l'entrée du régulateur et combat le signal de retour de vitesse, tendant

ainsi à limiter le courant dans l'induit.

Cette structure présente des avantages et des inconvénients qui sont regroupés comme suit :

➤ **Avantages :**

- Simplicité de réalisation et de fonctionnement ;
- Coût d'investissement est réduit.

➤ **Inconvénients :**

- Mauvaise qualité de réponse Les performances du système sont médiocres) (Un seul régulateur pour deux boucles de régulations).

I.8.3. Régulation à boucles en cascade

Un système de régulation à boucles en cascade comporte un régulateur individuel pour chacune des variables contrôlées, Fig. I.8. La variable asservie principale (vitesse) est réglée par la boucle extérieure. La sortie du régulateur de vitesse sert d'entrée, c.à.d. de signal de référence, au régulateur de la boucle intérieure (courant). En limitant la sortie du régulateur externe de vitesse, on limite donc la référence de courant et on obtient très simplement la caractéristique de limitation désirée.

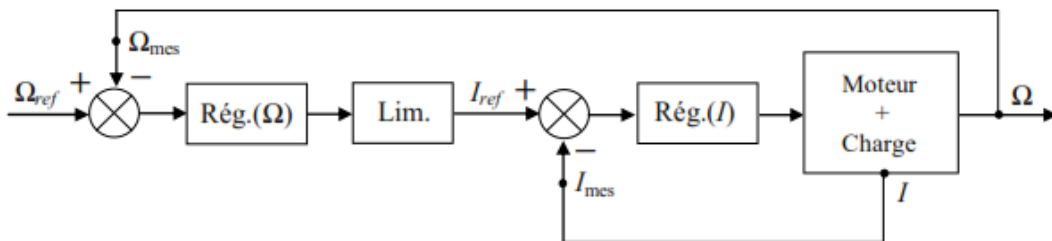


Fig. I.8. Schéma fonctionnel de la régulation en cascade

Cette configuration présente des avantages et des inconvénients qui sont regroupés comme suit :

➤ **Avantages :**

- Il y'a un régulateur séparé pour chacune des variables contrôlées. Chaque boucle peut donc être ajustée à l'optimum ;
- L'étude, le calcul et la mise en œuvre sont simples et suivent une méthode directe.

➤ **Inconvénients :**

- On peut avoir une réponse assez lente de la boucle la plus externe si elle enveloppe trop de boucles internes, car la séparation dynamique des boucles exige un rapport minimal de deux entre les rapidités des deux boucles les plus adjacentes.

I.9. Régulateurs

I.9.1. Agir sur les performances d'un système asservi ou régulé

Comment agir à présent sur les trois critères (Précision-Rapidité-Stabilité) ?

On rappelle que le but d'une régulation ou d'un asservissement est de faire en sorte que la mesure $X = s(t)$ soit égale à la consigne $W = e(t)$ le plus rapidement possible :

$$\varepsilon = W - X \quad (I.1)$$

Le régulateur est un élément de l'équipement de régulation. Placé dans la chaîne d'action (Fig. I.5) ou dans une chaîne de réaction auxiliaire, il permet d'assurer plusieurs fonctions :

- Comparaison du signal de sortie au signal de référence ;
- Amplification ;
- Correction.

L'idée est de venir corriger les imperfections avec les principaux types d'actions des régulateurs :

- Proportionnel (P);
- Intégral (I);

- Dérivé (D).

On parle ainsi de correcteur PID.

Les associations de correcteurs possibles sont les suivantes : P ; P+D ; P+I ; P+I+D.

I.9.2. Action proportionnelle (Régulateur P)

Ce régulateur produit un signal de commande proportionnel au signal d'erreur, Fig. I.9 :

$$u_{cm}(t) = K_p \varepsilon(t) \tag{I.2}$$

Avec ; $u_{cm}(t)$: est tension de commande du système ;
 $\varepsilon(t)$: est le signal d'erreur entre la consigne et la grandeur de sortie du système ;
 K_p : est le gain de régulateur P.

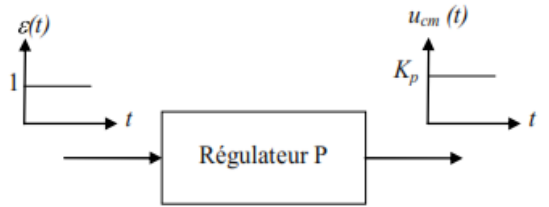


Fig. I.9 Principe d'action d'un Régulateur P

La fonction de transfert (transmittance) du régulateur ($G_p(s)$) est donnée par :

$$G_p(s) = \frac{U_{cm}(s)}{\varepsilon(s)} = K_p \tag{I.3}$$

I.9.3. Action Intégrale (Régulateur I)

Ce régulateur produit un signal de commande qui est l'intégrale du signal d'erreur, Fig. I.10 :

$$u_{cm}(t) = K_I \int_0^t \varepsilon(t) dt \tag{I.4}$$

Avec ; K_I : est le gain de régulateur I.

La fonction de transfert (transmittance) du régulateur ($G_I(s)$) est donnée par :

$$G_I(s) = \frac{U_{cm}(s)}{\varepsilon(s)} = \frac{K_I}{s} = \frac{1}{(T_I)s} \tag{I.5}$$

Avec ; $T_I = \frac{1}{K_I}$: Constante de temps d'intégration.

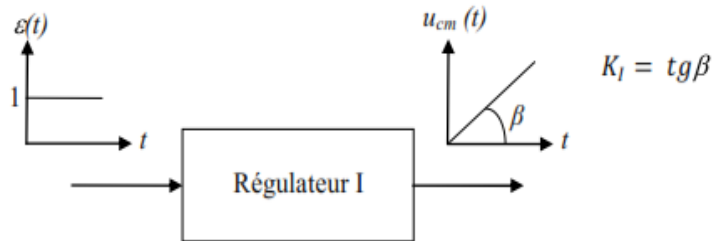


Fig. I.10 Principe d'action d'un Régulateur I

I.9.4. Action dérivée (Régulateur D)

Ce régulateur produit un signal de commande qui est la dérivée du signal d'erreur, Fig. I.11 :

$$u_{cm}(t) = K_D \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \tag{I.6}$$

Avec ; K_D : Gain de régulateur D.

La fonction de transfert (transmittance) du régulateur ($G_D(s)$) est donnée par :

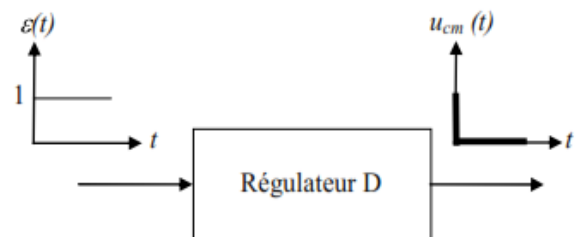


Fig. I.11 Principe d'action d'un Régulateur D

$$G_D(s) = \frac{U_{cm}(s)}{\varepsilon(s)} = (K_D)s = (T_D)s \quad (I.7)$$

Avec ; T_D : Constante de temps de dérivation.

I.9.5. Action proportionnelle et intégrale (Régulateur PI)

Cette combinaison entre des action P et I produit un signal de commande qui est l'intégrale du signal d'erreur décalée d'un coefficient de l'action proportionnel, Fig. I.12 :

$$u_{cm}(t) = K_p \varepsilon(t) + K_I \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (I.8)$$

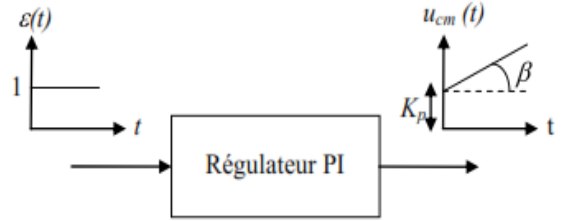


Fig. I.12 Principe d'action d'un Régulateur PI

La fonction de transfert (transmittance) du régulateur ($G_{PI}(s)$) est donnée par :

$$U_{cm}(s) = \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) \varepsilon(s) = \left(\frac{(K_p)s + K_I}{s} \right) \varepsilon(s) = \left(\frac{\left(\frac{K_p}{K_I} \right) s + 1}{\left(\frac{1}{K_I} \right) s} \right) \varepsilon(s) \quad (I.9)$$

$$G_{PI}(s) = \frac{U_{cm}(s)}{\varepsilon(s)} = \left(\frac{(T_n)s + 1}{(T_I)s} \right) \quad (I.10)$$

T_n : Dosage de corrélation d'intégrale ; T_I : Constante de temps d'intégration.

I.9.6. Action proportionnelle et Dérivée (Régulateur PD)

Cette combinaison entre des action P et D produit un signal de commande qui est la dérivée du signal d'erreur décalée d'un coefficient de l'action proportionnel, Fig. I.13 :

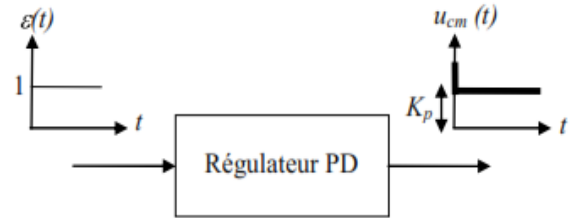


Fig. I.13 Principe d'action d'un Régulateur PD

$$u_{cm}(t) = K_p \varepsilon(t) + k_D \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad (I.11)$$

La fonction de transfert (transmittance) du régulateur ($G_{PD}(s)$) est donnée par :

$$U_{cm}(s) = \left(K_p + (K_D)s \right) \varepsilon(s) = K_p \left(\left(\frac{K_D}{K_p} \right) s + 1 \right) \varepsilon(s) \quad (I.12)$$

$$G_{PI}(s) = \frac{U_{cm}(s)}{\varepsilon(s)} = K_p \left((T_D)s + 1 \right) \quad (I.13)$$

K_p : Gain statique du PD ; T_D : Constante du temps de dérivation.

I.9.7. Action proportionnelle, intégrale et dérivée (Régulateur PID)

Cette combinaison entre des action P, I et D produit un signal de commande de la forme suivante, Fig. I.14 :

$$u_{cm}(t) = K_p \varepsilon(t) + K_I \int_0^t \varepsilon(t) dt + k_D \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad (I.14)$$

La fonction de transfert (transmittance) du régulateur ($G_{PID}(s)$) est donnée par :

$$U_{cm}(s) = \left(K_p + \frac{K_I}{s} + (K_D)s \right) \varepsilon(s) = \left(\frac{(K_D)s^2 + (K_P)s + K_I}{s} + \frac{\left(\frac{K_D}{K_I} \right) s^2 + \left(\frac{K_P}{K_I} \right) s + 1}{\left(\frac{1}{K_I} \right) s^2} \right) \quad (I.15)$$

$$G_{PID}(s) = \frac{U_{cm}(s)}{\varepsilon(s)} = \left(\frac{((T_n)s + 1)((T_v)s + 1)}{(T_I)s} \right) \quad (I.16)$$

$$\text{Avec ; } \begin{cases} T_n = \frac{1}{2} \left(\frac{K_P}{K_I} \right) + \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{K_P}{K_I} \right)^2 - \left(\frac{K_D}{K_I} \right)} \\ T_v = \frac{1}{2} \left(\frac{K_P}{K_I} \right) - \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{K_P}{K_I} \right)^2 - \left(\frac{K_D}{K_I} \right)} \end{cases}$$

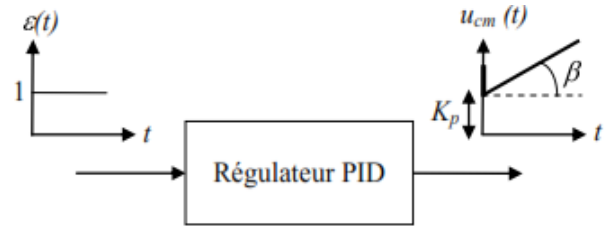


Fig. I.14 Principe d'action d'un Régulateur PID

T_v : Dosage de corrélation de dérivée ;

En résumé :

L'action proportionnelle : Corrige de manière instantanée, donc rapide, tout écart de la grandeur à régler, elle permet de vaincre les grandes inerties du système. Afin de diminuer l'écart de réglage et rendre le système plus rapide, on augmente le gain (on diminue la bande proportionnelle) mais, on est limité par la stabilité du système. Le régulateur P est utilisé lorsqu'on désire régler un paramètre dont la précision n'est pas importante, exemple : régler le niveau dans un bac de stockage.

- Fait croire à la régulation que l'erreur statique (l'écart) est plus important que réellement ;
- Déstabilise le système quand on augmente trop le gain ;
- N'annule pas l'erreur statique.

L'action intégrale : Complète l'action proportionnelle. Elle permet d'éliminer l'erreur résiduelle en régime permanent. Afin de rendre le système plus dynamique (diminuer le temps de réponse), on diminue l'action intégrale mais, ceci provoque l'augmentation du déphasage ce qui provoque l'instabilité en état fermé. L'action intégrale est utilisée lorsqu'on désire avoir en régime permanent, une précision parfaite, en outre, elle permet de filtrer la variable à régler d'où l'utilité pour le réglage des variables bruitées telles que la pression.

- Annule l'erreur statique ;
- Déstabilise le système quand on augmente le gain intégral (T_i trop faible).

L'action dérivée : En compensant les inerties au temps mort, accélère la réponse du système et améliore la stabilité de la boucle, en permettant notamment un amortissement rapide des oscillations dues à l'apparition d'une perturbation ou à une variation subite de la consigne. Dans la pratique, l'action dérivée est appliquée aux variations de la grandeur à régler seule et non de l'écart mesure-consigne afin d'éviter les à-coups dus à une variation subite de la consigne. L'action D est utilisée dans l'industrie pour le réglage des variables lentes telles que la température, elle n'est pas recommandée pour le réglage d'une variable bruitée ou trop dynamique (la pression). En dérivant un bruit, son amplitude risque de devenir plus importante que celle du signal utile.

- Stabilise plus rapidement le système (temps réponse amélioré) ;
- N'annule pas l'erreur statique et est sensible aux parasites.

La figure suivante, Fig. I.15, résume de manière simpliste les qualités de chacun des correcteurs cités ci-avant :

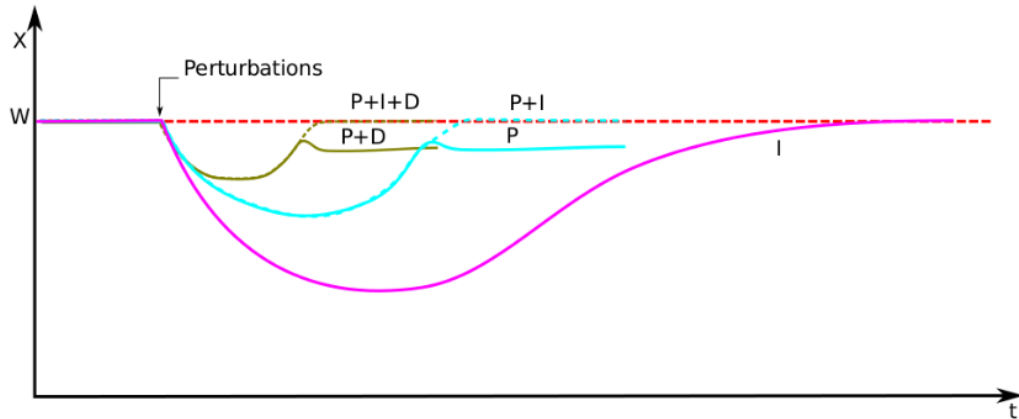


Fig. I.15. Qualités de l'association des trois correcteurs possibles

I.9.8. Choix et dimensionnement des régulateurs

Cela consiste à établir des critères qui permettent de choisir le type de régulateur et d'en déterminer les coefficients (constante de temps) dans le but d'aboutir à une régulation stable et amortie, tout en respectant les cahiers des charges imposés.

Il existe plusieurs méthodes pour le dimensionnement des régulateurs standard. Souvent on fait appel aux critères selon Ziegler-Nichols. Dans le domaine des réglages industriels, on utilise d'autres critères qui donnent des résultats plus satisfaisants, à s'avoir :

- Critère méplat ;
- Critère symétrique.

I.9.8.1. Critère méplat

- Formulation du critère :
- ✓ Compenser la constante de temps dominante ;
- ✓ $|F_{BF}(j\omega)|_{\omega \rightarrow 0} \cong Cst.$

Les coefficients des régulateurs déterminés selon le critère de méplat sont donnés par le tableau suivant, Tableau I.1 :

Tableau I.1. Coefficients des régulateurs selon le critère de méplat

n_s	Type de Régulateur	T_n	T_v	T_{v2}	T_i
1	PI	T_1	-	-	$2KT_P$
2	PID	T_1	T_2	-	$2KT_P$
3	PID2	T_1	T_2	T_3	$2KT_P$

I.9.8.2. Critère sur la réponse harmonique symétrique

L'emploi du critère de méplat pose des problèmes lorsque le système à régler possède un comportement intégral. De même, si les constantes de temps dominantes sont élevées (le temps de réglage pour annuler l'influence de la grandeur de perturbation devient trop long).

Pour pallier ces handicaps, on peut dimensionner le régulateur selon le critère sur la réponse harmonique symétrique (ou plus court : critère symétrique).

- Formulation du critère :
- ✓ La réponse harmonique du circuit de réglage ouvert doit prendre une forme symétrique ;
- ✓ Amplification élevée de cette réponse aux faibles valeurs de la pulsation ω .

Les coefficients du régulateur calculés selon le critère symétrique sont donnés dans le tableau suivant, Tableau I.2 :

Tableau I.2. Coefficients des régulateurs selon le critère symétrique :

n_s	Type de Régulateur	T_n	T_v	T_{v2}	T_i
1	PI	$4(T_p)$	-	-	$8 \frac{K}{T_1} (T_p)^2$
2	PID	$8(T_p)$	$8(T_p)$	-	$128 \frac{K}{T_1 T_2} (T_p)^3$
3	PID2	$12(T_p)$	$12(T_p)$	$12(T_p)$	$3456 \frac{K}{T_1 T_2 T_3} (T_p)^4$

Chapitre II

Commande des convertisseurs statiques

II.1. Introduction

Le domaine d'électronique de puissance notamment la structure des convertisseurs et leurs stratégies de commande sont basés sur quatre lois fondamentales qui sont les suivantes :

- 1- Une source de tension ne doit jamais être en court-circuit ;
- 2- Une source de courant ne doit jamais être en circuit ouvert ;
- 3- Les convertisseurs de puissance doivent être toujours insérés entre deux milieux énergétiques (source, charge) de natures différentes.

Sachant qu'on :

- Appelle source de tension, lorsque la forme d'onde, l'amplitude et la fréquence de la tension sont imposées par la source ;
- Appelle source de courant, lorsque la forme d'onde, l'amplitude et la fréquence de courant sont imposées par la source.

II.2. Structures et classification des convertisseurs statiques d'électronique de puissance

Nous pouvons classer les convertisseurs statiques d'électronique de puissance en deux grandes familles :

- Convertisseurs directs ;
- Convertisseurs indirects.

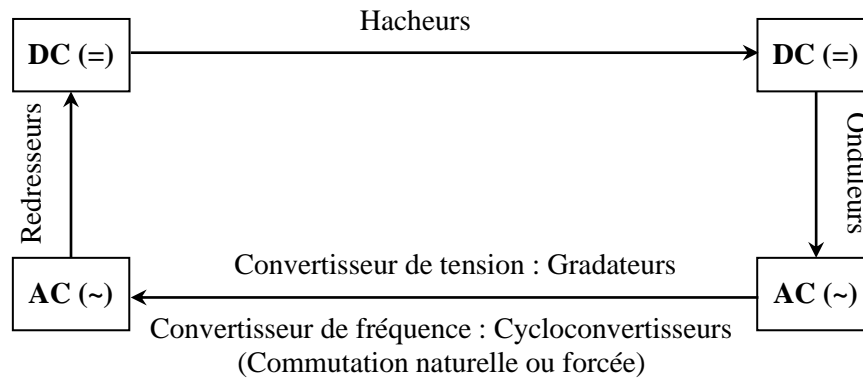


Fig. II.1. Classification des convertisseurs statiques d'électronique de puissance

II.2.1. Convertisseurs directs

Dans cette structure, la conversion de l'énergie d'une forme à une autre se fait de manière directe. Ce qui revient à dire qu'on n'aura pas besoin d'une conversion intermédiaire entre les deux premières. Dans cette catégorie, on regroupe les convertisseurs suivants :

- Les redresseurs (AC/DC) ;
- Les gradateurs, les cycloconvertisseurs (AC/AC) ;
- Les hacheurs (DC/DC) ;
- Les onduleurs autonomes (DC/AC).

La schématisation de cette structure de convertisseurs est réalisée par une matrice d'interrupteurs reliant les n bornes de sortie d'un générateur aux m bornes d'entrée d'un récepteur.

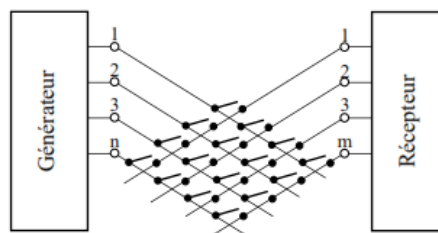


Fig. II.2. Structure générale des convertisseurs statiques directs d'électronique de puissance

Cette matrice comprend en principe $(n \times m)$ éléments. Toutefois pour certains convertisseurs, des interrupteurs sont supprimés ou réduits à une simple liaison galvanique, tout en respectant les règles fondamentales citées en haut.

II.2.2. Convertisseurs indirects

Dans cette configuration les convertisseurs d'électronique de puissance ne relient pas directement le générateur au récepteur ; où, la conversion de l'énergie transite par un étage intermédiaire. Ce qui nous amène à parler sur une cascade de convertisseurs, l'un reliant le générateur à l'étage intermédiaire et l'autre reliant celui-ci au récepteur. C'est le cas des convertisseurs de fréquences indirects ; qui sont formés par une cascade de deux conversions distinctes (conversion AC/DC puis DC/AC). Ces dernières sont séparées par un étage intermédiaire continu (DC).

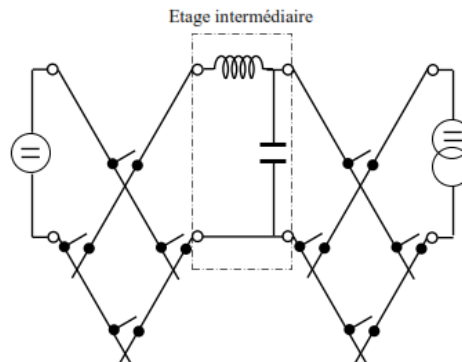


Fig. II.3. Structure générale des convertisseurs statiques indirects d'électronique de puissance

D'une manière générale, l'étage intermédiaire joue le rôle de récepteur vis-à-vis du premier convertisseur et du générateur par rapport au second convertisseur. Il est généralement formé d'un ou de plusieurs éléments de stockage d'énergie (inductances et condensateurs).

II.2.3. Interrupteurs à semi-conducteurs

Dans tous les convertisseurs statiques d'électronique de puissance, les échanges d'énergie entre le générateur et le récepteur sont contrôlés grâce à des connexions d'interrupteurs à semi-conducteurs.

Tout changement de connexion résulte d'un changement d'état de cet interrupteur :

- Fermeture (connexion de l'état OFF à l'état ON) ;
- Ouverture (connexion de l'état ON à l'état OFF).

Sachant que, la commutation d'un semi-conducteur d'un état à un autre peut être :

- Soit commandée : Cela résulte d'un signal électrique appliqué à son accès de commande ;
- Soit spontanée (Naturelle) : Elle résulte de changement de polarité de la tension de seuil à ses bornes (Fermeture spontanée) ou du passage par zéro du courant qui le traverse (ouverture spontanée).

II.2.4. Critères de choix des interrupteurs à semi-conducteurs

Le choix d'un interrupteur à semi-conducteurs pour une application particulière dépend des critères suivants :

- La tension inverse ;
- Le niveau du courant ;
- La fréquence de commutation ;
- La vitesse de commutation ;
- Les pertes (par conduction et commutation) ;
- Le mode de la commande (naturelle, semi, et totale).

II.2.5. Electronique de commande

Les différentes configurations de convertisseurs statiques d'électronique de puissance peuvent être totalement ou bien partiellement commandés.

II.2.5.1. Convertisseur totalement commandé

Si tout simplement, tous les changements d'états des interrupteurs qui le composent sont fixés par les signaux de commande à la fermeture et à l'ouverture envoyés aux semi-conducteurs (l'état des interrupteurs ne dépend pas à l'évolution des tensions et des courants aux accès).

Pour qu'un convertisseur statique soit totalement commandé, il doit comporter des interrupteurs à fermeture et ouverture commandées. Le cas des onduleurs autonomes de tension.

II.2.5.2. Convertisseur partiellement commandé

Dans ce cas, si certains changements d'état des interrupteurs se produisent sous l'évolution des tensions et les courants aux accès du convertisseur statique (thyristor).

II.3. Structure de la chaîne de commande des convertisseurs statiques

Dans la structure générale de la chaîne de commande des convertisseurs statiques d'électronique de puissance, nous pouvons clairement constater deux parties distinctes, comme l'indique la Fig.II.4.

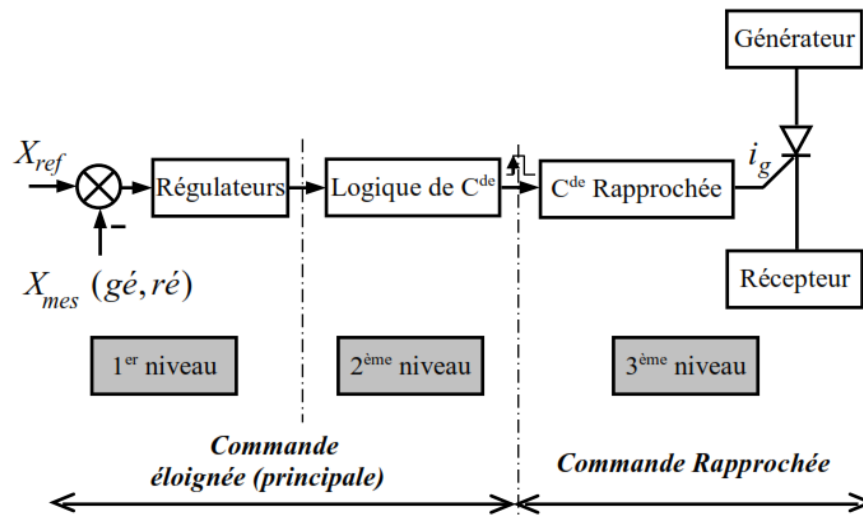


Fig. II.4. Structure générale de la chaîne de commande des convertisseurs statiques d'électronique de puissance

II.3.1. Commande éloignée

Elle génère, à partir des signaux de référence ($x_{réf}$) et des mesures effectuées sur le générateur et le récepteur ($x_{mes-(Gé,Ré)}$), des signaux de référence qui correspondent aux tensions ou aux courants qu'on veut imposer aux accès des générateurs ou des récepteurs.

II.3.2. Commande rapprochée

Elle détermine les instants où il faut commander l'amorçage ou le blocage des interrupteurs à semi-conducteurs à partir des ondes de référence ($x_{réf}$)

II.4. Aperçu générale sur la commande rapprochée par comparaison d'ondes

L'électronique de commande rapprochée sert à déterminer les instants de commutations des interrupteurs des convertisseurs utilisés. Ce qui revient à envoyer des ordres de commutations en fonction des ondes qui correspondent généralement aux tensions ou aux courants qu'on veut imposer aux accès des récepteurs. C'est pour cette raison que les techniques de

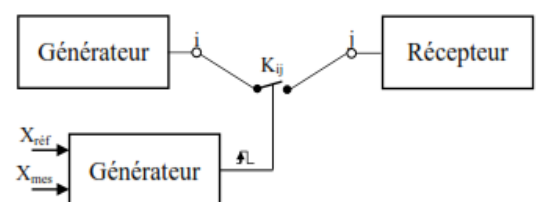


Fig. II.5. Structure générale de la commande par comparaison d'ondes

la commande rapprochée sont très variées.

Dans notre cas nous allons choisir la technique la plus réponde et la plus adaptée aux convertisseurs statiques utilisant des interrupteurs totalement commandés qui consiste à comparer des ondes de références avec des ondes de modulations, Fig.II.4.

II.4.1. Convertisseurs utilisant des interrupteurs commandés à la fermeture

La technique à utiliser est adaptée au convertisseurs AC/DC (Redresseurs) commandés ainsi qu'au gradateur à thyristors. Celle-ci est dénommée commande à Arccosinus.

II.4.1.1. Principe de la commande à Arccosinus

La description du principe de cette commande est illustrée sur la Fig.II.6. La tension de commande (U_{cm}) est comparée à une tension de référence Cosinusoïdale (U_r). Le différences ($U_{cm} - U_r$) est appliquée à l'entrée d'une bascule de schmitt qui possède un point de basculement à tension ($\Delta\varepsilon = 0$), avec une hystérésis faible dont l'effet peut être négligé. Cette bascule convertit la différence (la tension cosinusoïdale décalée verticalement) en une tension rectangulaire (U_{rect}), le franc montant de cette tension est déphasé par rapport on passage par la valeur crête de la tension (U_r), une bascule monostable agissant sur le franc montant et fournit des impulsions sous forme d'un signal logique (U_{impl}). Par l'intermédiaire d'un amplificateur et d'un transformateur d'impulsions, on obtient des impulsions aptes à amorcer le thyristor (T).

- Le transformateur d'impulsion est indispensable pour garantir une séparation galvanique entre les circuits de commandes et les gâchettes des thyristors ;
- La durée de basculement de la bascule monostable détermine la durée des impulsions d'allumage ;
- Les impulsions d'allumage ont la même fréquence que la tension de référence (U_r). Elles sont décalées de l'angle d'amorçage (α) par rapport au passage par la valeur crête.

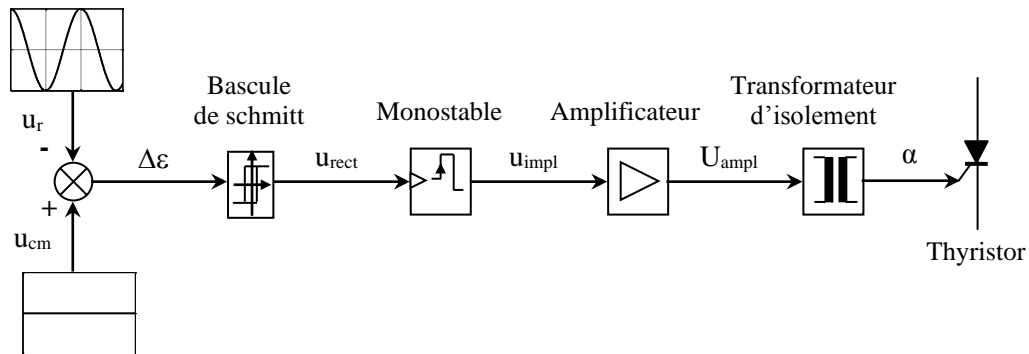


Fig. II.6. Schéma de principe de la commande à Arccosinus

II.4.1.2. Relation entre l'angle d'amorçage (α) et la tension de commande (U_{cm})

Selon la Fig.II.7, qui représente le principe de base de génération de l'angle d'amorçage d'un thyristor, nous pouvons déterminer la relation permettant de donner la relation entre l'angle d'amorçage (α) et la tension de commande (U_{cm}).

Nous avons :

$$u_r(t) = U_{r_Max} \cos(\omega t) = U_{r_Max} \cos(\theta) ; \text{ soit : } \theta = \omega t \quad (\text{II.1})$$

Au point d'intersection de $u_r(t)$ et U_{cm} nous aurons :

$$u_r(t) = U_{cm} = U_{r_Max} \cos(\alpha) \Rightarrow \alpha = \text{Arc cos} \left(\frac{U_{cm}}{U_{r_Max}} \right) \quad (\text{II.2})$$

Généralement, on prend toujours :

$$\alpha_{Min} \leq \alpha \leq \alpha_{Max} \text{ ce qui revient à dire que } U_{cm_Min} \leq U_{cm} \leq U_{cm_Max} \quad (\text{II.3})$$

Dans la pratique : $\left\{ \begin{array}{l} \alpha_{\text{Min}} \approx 5^\circ \\ \text{et} \\ \alpha_{\text{Max}} \approx 150^\circ : \text{ Qui represente l'angle de garde} \end{array} \right.$ (II.4)

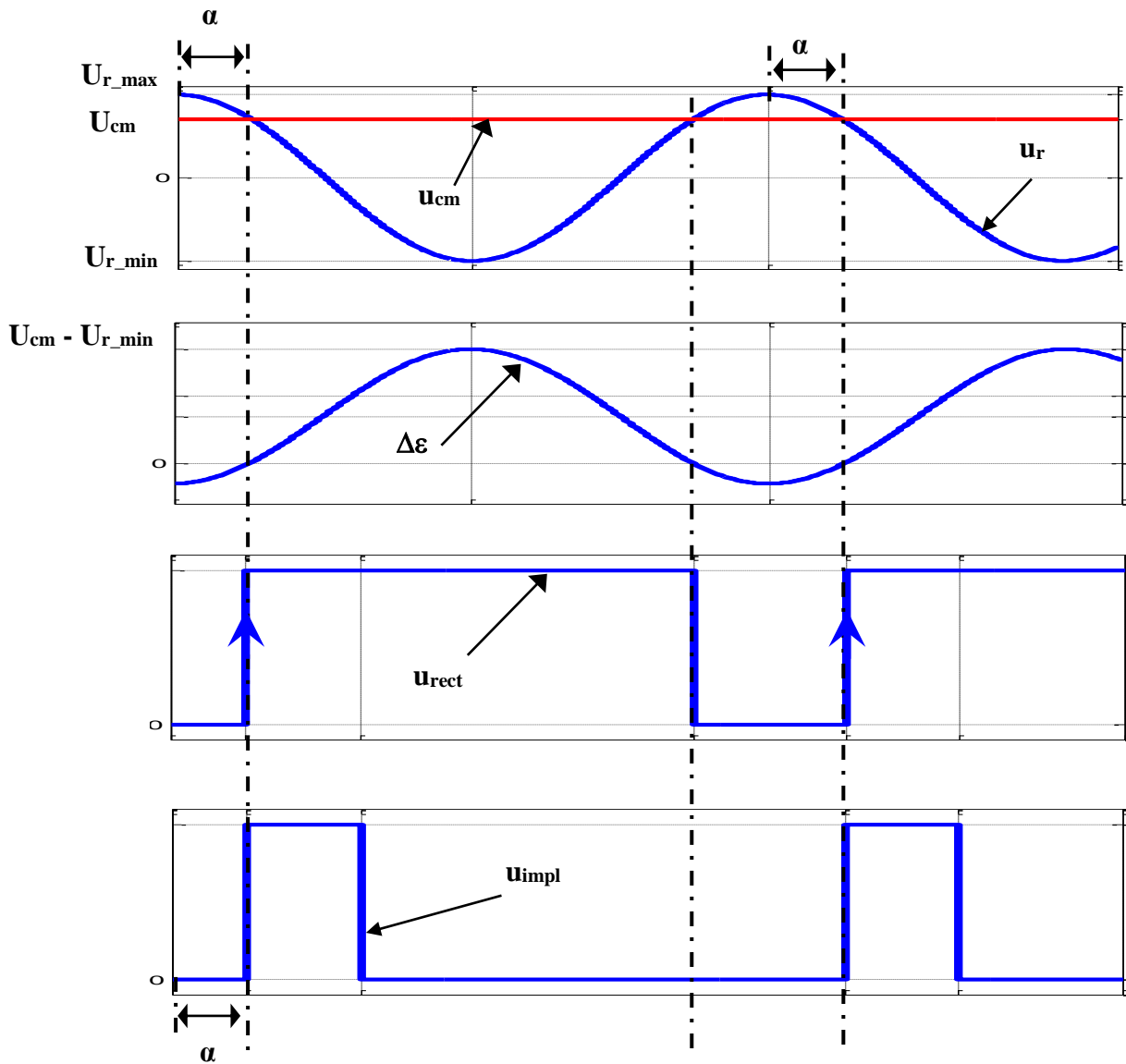


Fig. II.7. Principe de génération de l'angle d'amorçage dans la commande à Arccosinus

II.4.1.3. Exemples d'application :

Nous allons prendre deux exemples séparés, le premier ça sera une application pour un convertisseur AC/DC (Redresseur) PD3 totalement commandé le second ça sera un convertisseur AC/AC (Gradateur) monophasé à base de thyristors

II.4.1.3.1. Redresseurs tout thyristors

Le schéma de la Fig.II.8 représente la structure d'un convertisseur AC/DC (Redresseur) PD3 totalement commandé.

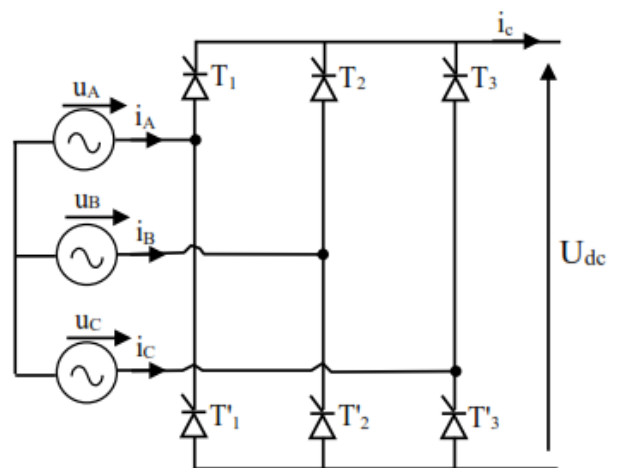


Fig. II.8. Représentation d'un redresseur PD3 totalement commandé

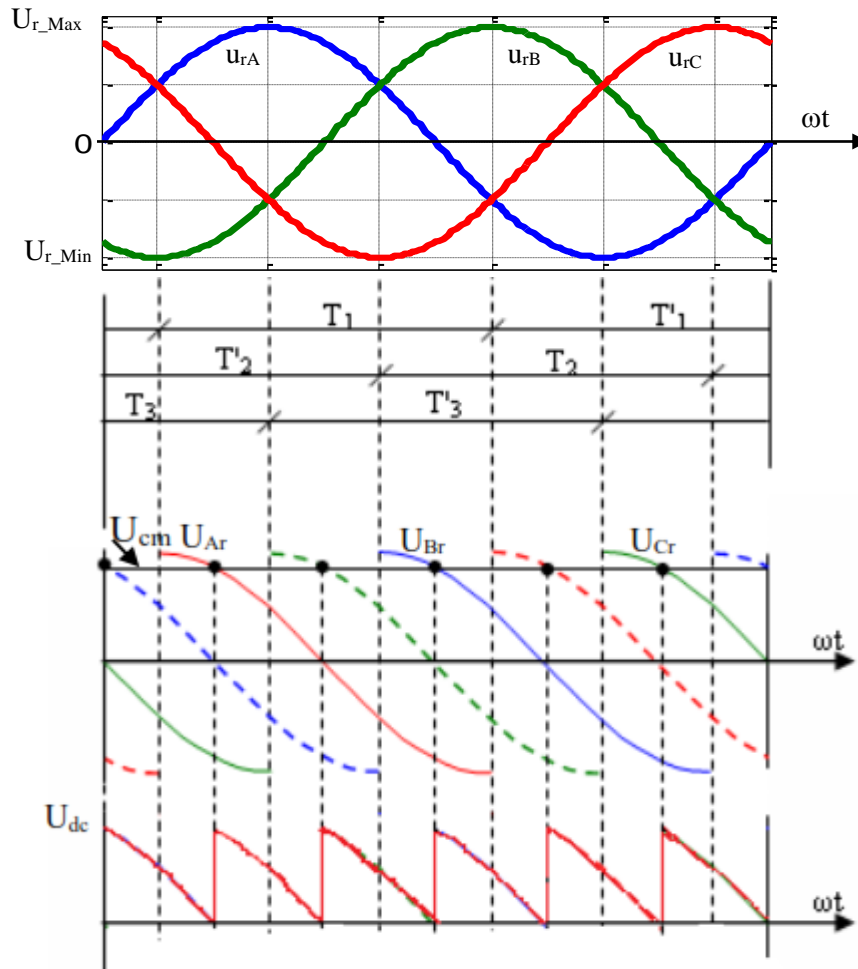


Fig. II.9. Représentation du principe de génération de la forme d'onde à la sortie d'un PD3 tout thyristors
Le principe de génération des différents signaux est illustré sur la Fig.II.9.

II.4.1.3.2. Gradateur monophasé

Le principe de génération des différents signaux est illustré sur la Fig.II.10.

D'après les deux figures ci-dessous, on constate que U_{ch} ne dépend pas seulement de U_r mais aussi de la nature de charge, le déphasage φ de la charge.

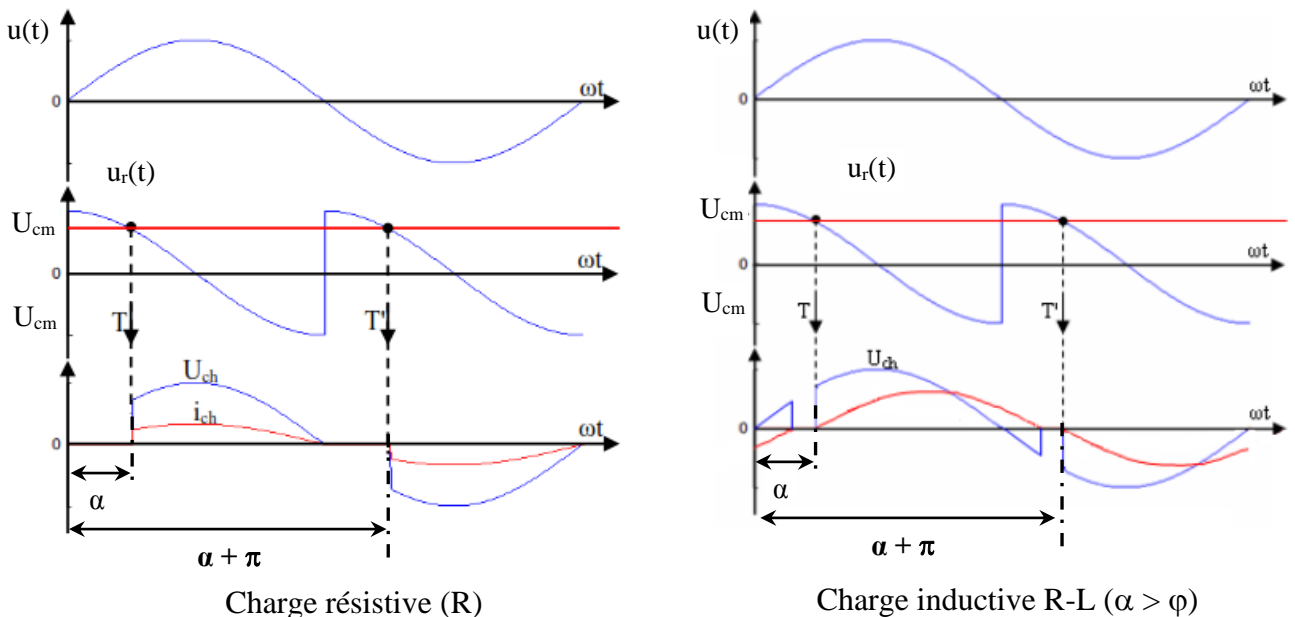


Fig. II.10. Gradateur monophasé : Structure et forme d'ondes

Le schéma de la Fig.II.11 représente la structure d'un convertisseur AC/AC (Gradateur) monophasé. Nous utilisons deux thyristors montés en tête-bêche pour concevoir un interrupteur bidirectionnel en courant et en tension totalement commandé.

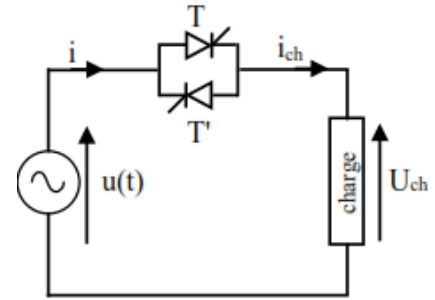


Fig. II.11. Représentation d'un gradateur monophasé

II.4.2. Convertisseurs utilisant des interrupteurs totalement commandable

Dans cette situation, nous allons décrire deux techniques qui sont la commande linéaire et la commande MLI. Elles sont adaptées aux convertisseurs DC/DC (Hacheurs) et aux convertisseurs AC/DC (Onduleurs).

II.4.2.1. Commande à linéaire

II.4.2.1.1. Principe de la commande à linéaire

Cette technique est basée sur la comparaison de la tension de commande (U_{cm}) à une tension de référence (U_r), Fig.II.12. Celle-ci est de forme de dent de scie ou bien triangulaire, qui est fournie par un oscillateur.

La différence ($U_{cm} - U_r = \Delta\epsilon$) est appliquée à l'entrée d'une bascule de schmitt qui possède un point de basculement à tension ($\Delta\epsilon = 0$), avec une hystérésis faible dont l'effet peut être négligé. Le signal logique ainsi obtenu indique si l'interrupteur statique doit être enclenché ($C = 1$) ou bien déclenché ($C = 0$)

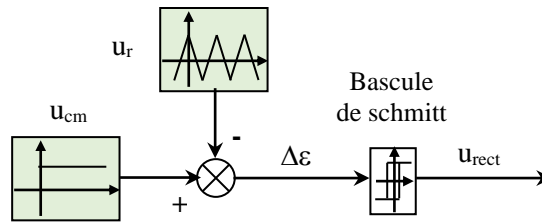


Fig. II.12. Schéma de principe de la commande linéaire

II.4.2.1.2. Relation entre le rapport cyclique (δ) et la tension de commande (U_{cm})

Le schéma de la Fig.II.13 représente la structure d'un convertisseur DC/DC (Hacheur à deux interrupteurs). Ce convertisseur est réversible en courant, dans ce cas nous allons utiliser des deux interrupteurs K_1 et K_2 , il faut déterminer par période T du hachage, deux intervalles :

- L'intervalle de 0 à δT ; Pour $K_1 = 1$ et $K_2 = 0$;
- L'intervalle de δT à T ; Pour $K_1 = 0$ et $K_2 = 1$;

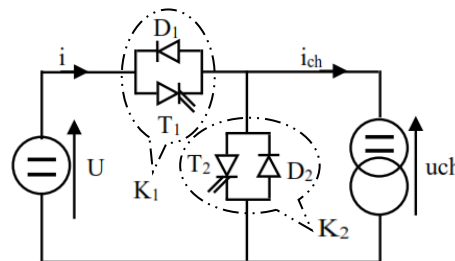


Fig. II.13. Représentation d'un hacheur réversible en courant

A. Forme de la tension de référence (U_r) triangulaire

Le principe de génération des signaux de commande dans le cas d'une référence triangulaire est illustré sur la Fig.II.14.

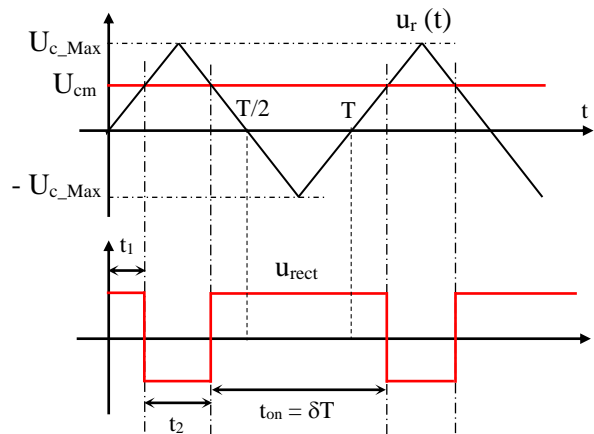


Fig. II.14. Principe de génération du rapport cyclique par la commande linéaire dans le cas d'une référence triangulaire

Sur la Fig. II.14 et au point d'intersection de u_r (t) et U_{cm} nous aurons :

$$u_r(t_1) = U_{cm} \Rightarrow t_1 = \left(\frac{U_{cm}}{U_{r_Max}} \right) \left(\frac{T}{4} \right); \text{Où, } \delta = 2 \left(\frac{t_1}{T} \right) + \left(\frac{1}{2} \right) \tag{II.5}$$

$$\Rightarrow t_1 = \left(\frac{T}{4} \right); \text{Où, } \delta = \frac{1}{2} \left(1 + \left(\frac{U_{cm}}{U_{r_Max}} \right) \right) \tag{II.6}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \text{Dans le cas d'un hacheur réversible en courant : } U_{ch} = \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \left(\frac{U_{cm}}{U_{r_Max}} \right) \right) U \\ \text{Dans le cas d'un hacheur réversible en courant et en tension (En pont) : } U_{ch} = \left(\frac{U_{cm}}{U_{r_Max}} \right) U \end{cases} \tag{II.7}$$

B. Forme de la tension de référence (U_r) en dent de scie

Le principe de génération des signaux de commande dans le cas d'une référence triangulaire est illustré sur la Fig.II.15.

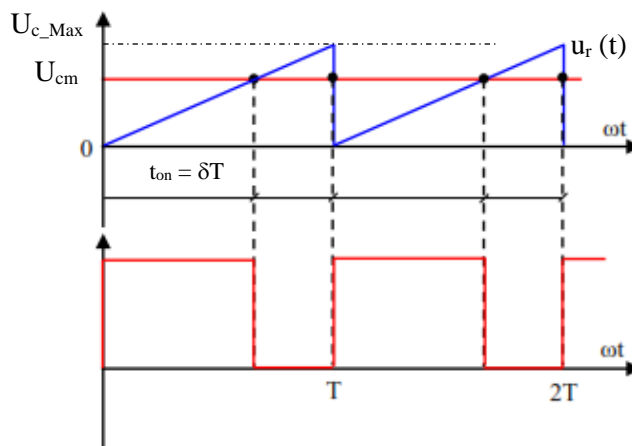


Fig. II.14. Principe de génération du rapport cyclique par la commande linéaire dans le cas d'une référence en dent de scie

Sur la Fig. II.15 et au point d'intersection de $u_r(t)$ et U_{cm} nous aurons :

$$u_r(t_{on}) = U_{cm} \Rightarrow t_{on} = \left(\frac{U_{cm}}{U_{r_Max}} \right) T ; \text{Où, } t_{on} = \delta T \tag{II.8}$$

$$\Rightarrow \delta = \frac{U_{cm}}{U_{r_Max}} \tag{II.9}$$

$$\Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \text{Pour un hacheur réversible en courant : } U_{ch} = \left(\frac{U_{cm}}{U_{r_Max}} \right) U \\ \text{Pour un hacheur réversible en courant et en tension (En pont) : } U_{ch} = \left(2 \left(\frac{U_{cm}}{U_{r_Max}} \right) - 1 \right) U \end{array} \right. \tag{II.10}$$

II.4.2.2. Commande des onduleurs monophasés de tension à MLI

La principale différence apportée par la technique de commande à modulation de largeur d'impulsions dite MLI, en anglo-saxon pulse width modulation (PWM), par rapport aux techniques citées précédemment, est du fait qu'en régime permanent les ondes de référence ne tendent pas vers des grandeurs constantes, mais le plus souvent vers des ondes sinusoïdales d'amplitude et de pulsation constantes.

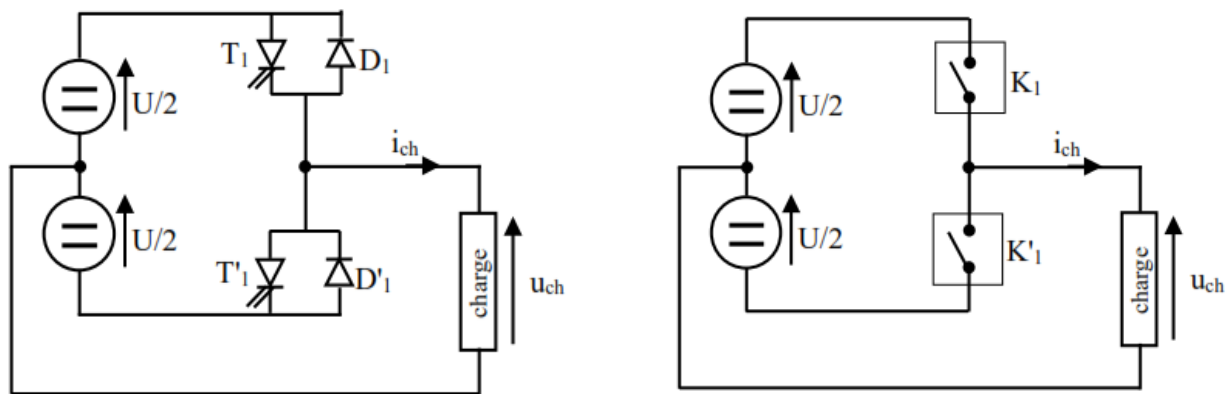


Fig. II.16. Représentation d'un onduleur de tension à demi-pont

Dans le cas de la commande d'un onduleur en demi-pont, Fig. II.16, fonctionnant en MLI, on détermine les instants de commutation des interrupteurs K_1 et K_2 par la comparaison d'une onde de référence $u_r(t)$ allant de $-U_{r_Max}$ à U_{r_Max} et caractérisée par une fréquence f_r , avec une onde dénommée porteuse $u_p(t)$ allant de $-U_{p_Max}$ à U_{p_Max} et caractérisée par une fréquence f_p , Fig. II.17.

La signal $u_r(t)$ représente la tension de modulation que l'on veut trouver aux bornes de la charge. Cette tension peut être de forme de dent de scie ou bien triangulaire.

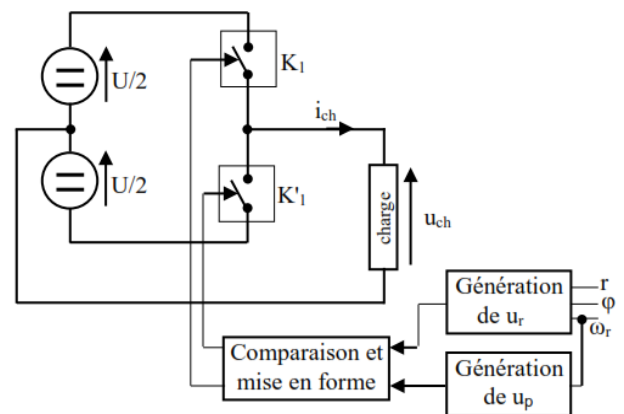


Fig. II.17. Schéma de principe de la commande MLI

II.4.2.2.1. Caractéristique de la commande MLI

La commande MLI est caractérisée par :

- A- Coefficient de réglage (r) :** En tension ou en courant ($0 < r < 1$), c'est le rapport de l'amplitude de la tension de référence par l'amplitude de la porteuse :

$$r = \frac{U_{r_Max}}{U_{p_Max}}, \text{ sachant que ; } U_{p_Max} > U_{r_Max} \tag{II.11}$$

B- Indice de modulation (m) : Qui est le rapport de la fréquence porteuse f_p par celle de modulatrice f_r . Où, en désignant par ω_p et ω_r les pulsations correspondantes :

$$m = \frac{f_p}{f_r} = \frac{\omega_p}{\omega_r}, \text{ sachant que ; } f_p > f_r \tag{II.12}$$

Donc, nous pouvons écrire :

$$u_r(t) = r \cos(\omega_r t + \varphi) ; \varphi : \text{ La phase de l'onde de référence} \tag{II.13}$$

Selon l'indice de modulation on distingue deux types de modulation :

➤ **Modulation synchrone :** Lorsque f_p est un multiple entier de f_r (m est un nombre entier). Dans ce cas, on obtient une tension de charge $u_{ch}(t)$ vraiment périodique avec une période $T = 1/f_r$.

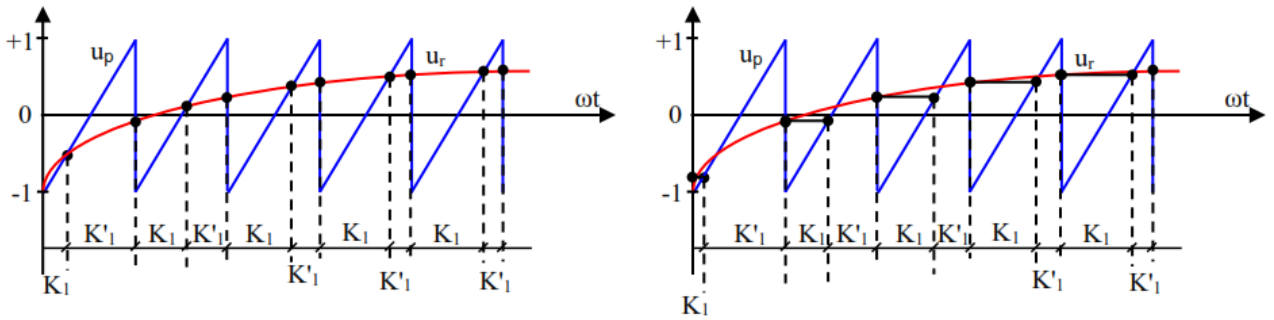
- 1- Si m est impair : Le développement en série de Fourier de $u_{ch}(t)$ ne comporte que les harmoniques impairs ;
- 2- Si m est pair : Le développement en série de Fourier de $u_{ch}(t)$ donne une composante continue, des harmoniques pairs et des harmoniques impairs.

Par conséquent, nous choisissons toujours des valeurs impaires pour l'indice de modulation m .

➤ **Modulation asynchrone :** Lorsque f_p n'est pas un multiple entier de f_r (m n'est pas un nombre entier).

A- Forme de la porteuse (u_p) en dent de scie

Dans ce cas nous pouvons distinguer deux types d'échantillonnage ; Naturel ou bien synchrone, Fig. II.18.



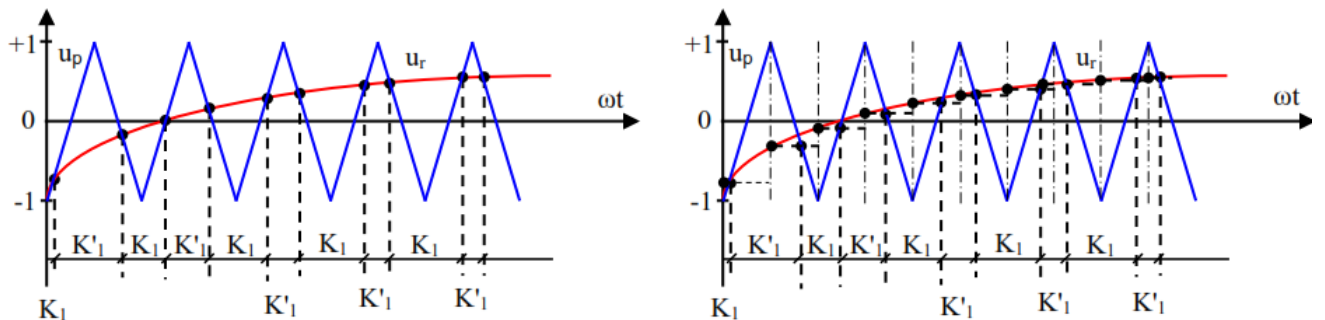
(a). Cas d'échantillonnage naturel.

(b). Cas d'échantillonnage synchrone

Fig. II.18. Représentation d'échantillonnage dans le cas de la porteuse (u_p) en forme dent de scie

B- Forme de la porteuse (u_p) triangulaire

Dans ce cas aussi nous pouvons distinguer deux types d'échantillonnage ; Naturel et synchrone, Fig. II.19.



(a). Cas d'échantillonnage naturel.

(b). Cas d'échantillonnage synchrone

Fig. II.19. Représentation d'échantillonnage dans le cas de la porteuse (u_p) en formes triangulaire

D'après les deux figures Fig. II.18 et Fig. II.19, nous pouvons constater clairement que la porteuse triangulaire qui permet d'obtenir un meilleur suivi de l'onde de référence.

II.4.2.2.2. Principe de la commande MLI

Cette commande consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des gradeurs de sortie et à former chaque alternance de tension (ou courant) de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables. Autrement dit, la MLI consiste à déterminer en temps réel les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs du convertisseur d'électronique de puissance à l'aide d'une électronique de commande analogique ou numérique ou en faisant simultanément appel à ces deux techniques.

Son objectif principal est d'obtenir une onde de signal de sortie de l'onduleur (tension ou courant) proche de la forme sinusoïdale.

L'onde de la porteuse de fréquence f_p nettement supérieure à la fréquence de l'onde de référence f_r , est une onde triangulaire d'amplitude $U/2$.

Pour décrire le fonctionnement de la MLI, nous faisons appel à la structure d'un onduleur en demi-pont, Fig. II.16. En s'appuyant sur la description suivante, Fig. II.20.

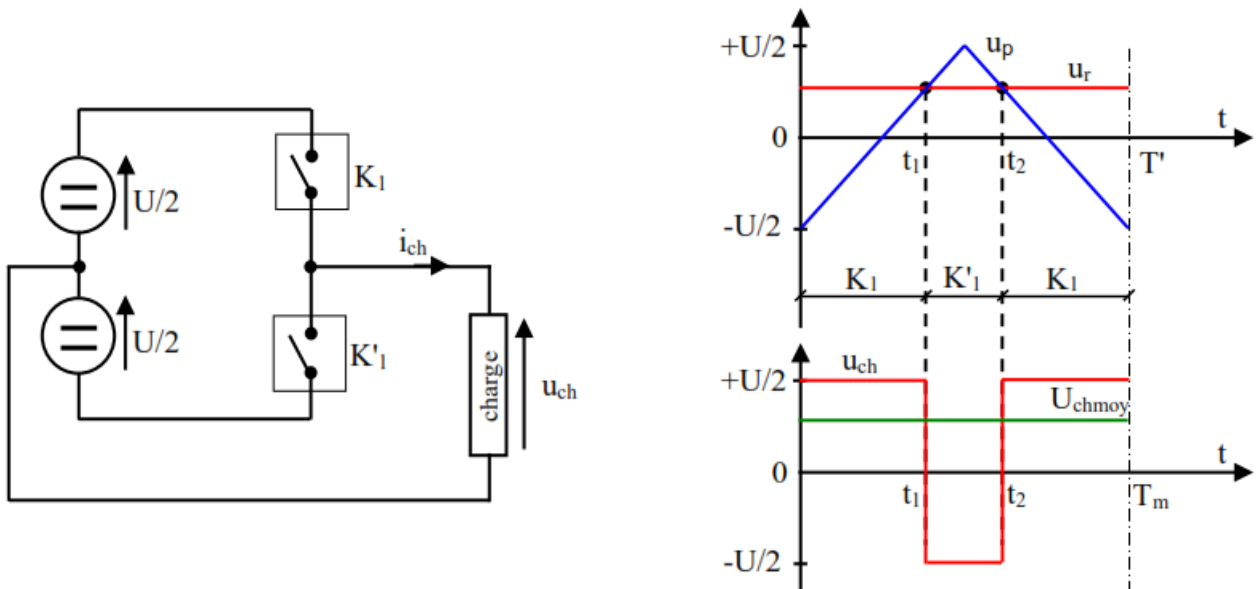


Fig. II.20. Représentation de la tension moyenne d'un onduleur en demi-pont MLI, avec sa commande

Nous allons calculer la valeur moyenne de la tension de la charge pendant la période d'échantillonnage T_p , Tout en considérant que :

- La période de l'onde de la porteuse T_m est très faible ($T_p \ll T_m$) \Rightarrow que sa fréquence est très élevée ($f_p \gg f_r$) ;
- La tension de référence ou la modulatrice est un signal continu et constant, $u_r = U_r = Cste$.

$$U_{ch} = U_{ch(moy)} = \frac{1}{T_p} \left(\frac{U}{2} \right) (t_1 - (t_2 - t_1) + (T_p - t_2)) \tag{II.14}$$

$$\text{Avec ; } \begin{cases} t_1 = \left(U_r + \frac{U}{2} \right) \frac{T_p}{2U} \\ t_2 = \left(-U_r + \frac{3U}{2} \right) \frac{T_p}{2U} \end{cases} \tag{II.15}$$

$$\Rightarrow U_{ch} = U_r \tag{II.16}$$

Si maintenant la tension de référence varie sinusoïdalement, donc la valeur moyenne U_{ch} va varier suivant la même loi, Fig. II.21. Ce qui vérifié l'objectif de la commande MLI.

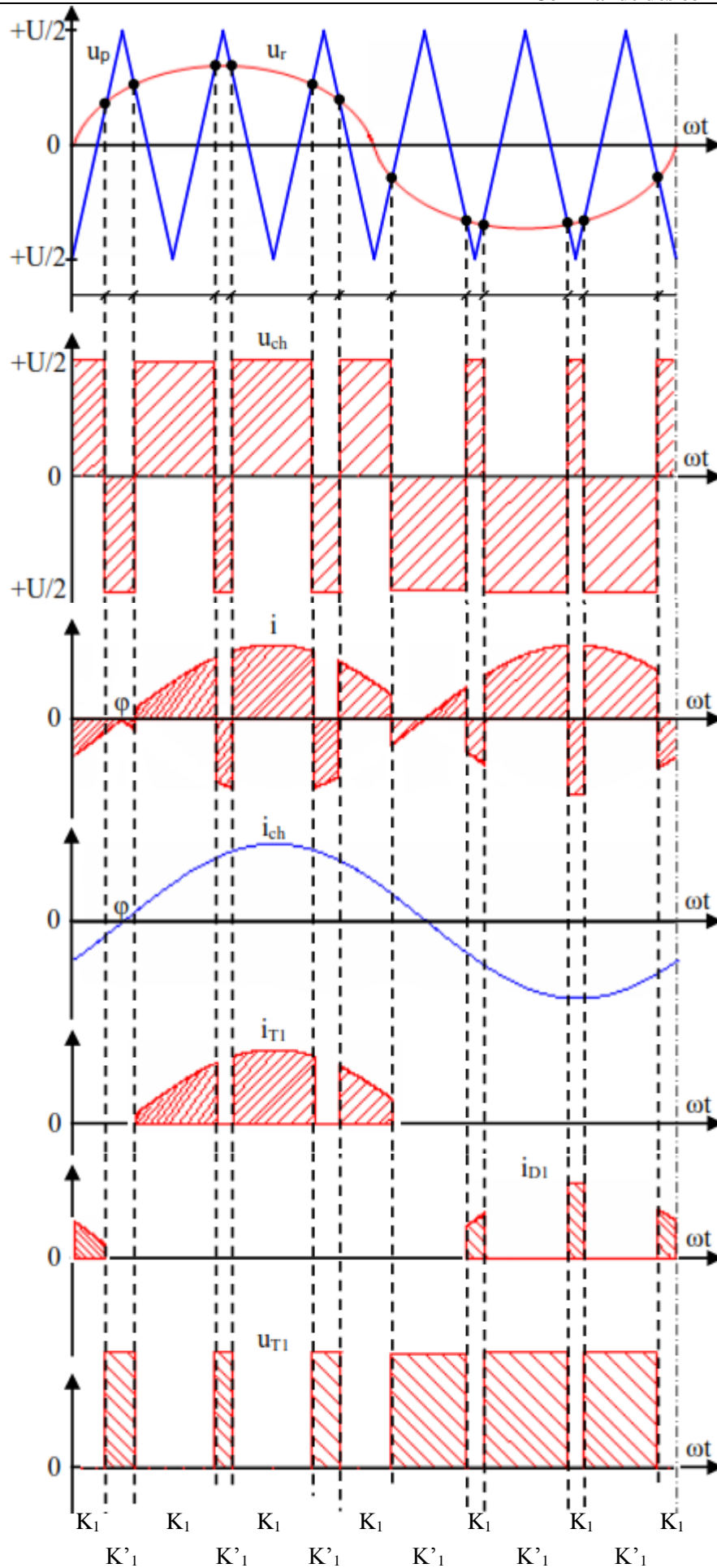


Fig. II.21. Différentes formes d'ondes dans un onduleur en demi-pont MLI, pour une porteuse sinusoïdale

II.4.2.3. Onduleur triphasé de tension

II.4.2.3.1. Analyse et fonctionnement

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 ci-dessous 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.

$$i_{chA} + i_{chB} + i_{chC} = 0 \quad \Rightarrow \quad v_{chA} + v_{chB} + v_{chC} = 0 \quad (II.17)$$

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.

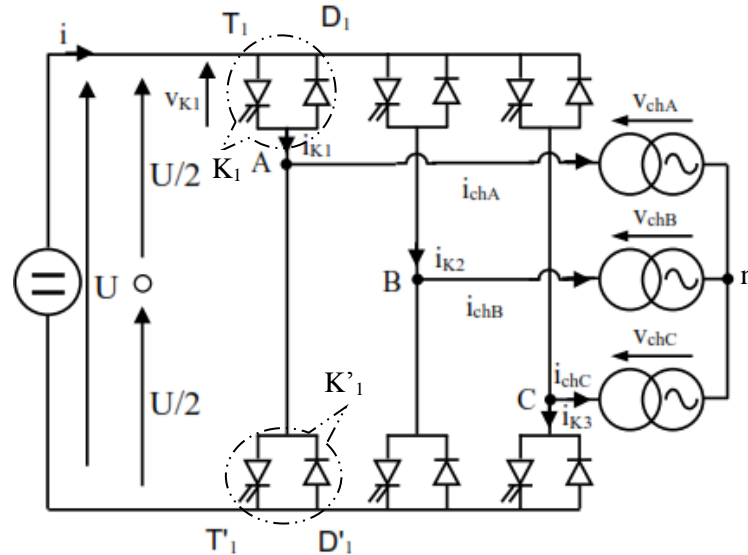


Fig. II.22. Schéma d'un onduleur triphasé de tension

Les interrupteurs K_1 et K'_1 , K_2 et K'_2 , K_3 et K'_3 doivent fonctionner d'une manière complémentaire, Fig. II.22.

On désigne par S_i ($i = 1,2,3$) l'état de l'interrupteur $S_i = F$ lorsque l'interrupteur K_i ($i = 1,2,3$) est fermé, et par $S_i = O$ lorsque celui-ci est ouvert.

$$\text{Avec ; } \begin{cases} v_A - v_O = \begin{cases} \left(\frac{U}{2}\right) : K_1 \text{ est F et } K'_1 \text{ est O} \\ -\left(\frac{U}{2}\right) : K'_1 \text{ est F et } K_1 \text{ est O} \end{cases} \\ v_B - v_O = \begin{cases} \left(\frac{U}{2}\right) : K_2 \text{ est F et } K'_2 \text{ est O} \\ -\left(\frac{U}{2}\right) : K'_2 \text{ est F et } K_2 \text{ est O} \end{cases} \\ v_C - v_O = \begin{cases} \left(\frac{U}{2}\right) : K_3 \text{ est F et } K'_3 \text{ est O} \\ -\left(\frac{U}{2}\right) : K'_3 \text{ est F et } K_3 \text{ est O} \end{cases} \end{cases} \quad (II.18)$$

On peut exprimer également les expressions des tensions composées aux bornes de la charge, v_{AB} , v_{BC} et v_{CA} , Voir l'expression de v_{AB} , on peut déduire les expressions des deux autres tensions.

$$(v_A - v_B) = (v_A - v_O) - (v_B - v_O) = \begin{cases} U : K_1 \text{ est F et } K_2 \text{ est O ;} \\ 0 : K_1 \text{ et } K_2 \text{ sont F ;} \\ -U : K_1 \text{ est O et } K_2 \text{ est F ;} \\ 0 : K_1 \text{ et } K_2 \text{ sont O.} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Si nous considérons que v_n est la tension du point neutre de la charge :

$$V_n = \frac{1}{3}(S_1 + S_2 + S_3).U \quad (\text{II.20})$$

$$\begin{cases} V_{An} = V_{chA} = S_1.U - V_n = \frac{1}{3}(2.S_1 - S_2 - S_3).U \\ V_{Bn} = V_{chB} = S_2.U - V_n = \frac{1}{3}(2.S_2 - S_1 - S_3).U \\ V_{Cn} = V_{chC} = S_3.U - V_n = \frac{1}{3}(2.S_3 - S_2 - S_1).U \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Le courant délivré par la source est donné par :

$$i = i_{k1} + i_{k2} + i_{k3} \quad (\text{II.22})$$

Le fonctionnement de l'onduleur triphasé de tension est résumé dans le Tableau II.1.

Tableau II.1. Etat de Fonctionnement de l'onduleur triphasé de tension

K ₁	K ₂	K ₃	v _A - v _O	v _B - v _O	v _C - v _O	v _{cA}	v _{cB}	v _{cC}	i _{k1}	i _{k2}	i _{k3}	i
F	F	F	U/2	U/2	U/2	0	0	0	i _{cA}	i _{cB}	i _{cC}	0
F	F	O	U/2	U/2	-U/2	U/3	U/3	-2U/3	i _{cA}	i _{cB}	0	- i _{cC}
F	O	F	U/2	-U/2	U/2	U/3	-2U/3	U/3	i _{cA}	0	i _{cC}	- i _{cB}
F	O	O	U/2	-U/2	-U/2	2U/3	-U/3	-U/3	i _{cA}	0	0	i _{cA}
O	F	F	-U/2	U/2	U/2	-2U/3	U/3	U/3	0	i _{cB}	i _{cC}	- i _{cA}
O	F	O	-U/2	U/2	-U/2	-U/3	2U/3	-U/3	0	i _{cB}	0	i _{cB}
O	O	F	-U/2	-U/2	U/2	U/3	-U/3	2U/3	0	0	i _{cC}	i _{cC}
O	O	O	-U/2	-U/2	-U/2	0	0	0	0	0	0	0

II.4.2.3.2. Fonctionnement en pleine onde

La commande en pleine onde consiste à fermer chaque interrupteur pendant une demi-période (T/2) de la tension de sortie, comme le montre les expressions suivantes :

$$\begin{cases} K_1 \text{ est F pour } 0 < \omega t < \pi \text{ et } K'_1 \text{ est F pour } \pi < \omega t < 2\pi ; \\ K_2 \text{ est F pour } \frac{2\pi}{3} < \omega t < \pi + \frac{2\pi}{3} \text{ et } K'_2 \text{ est F pour } \pi + \frac{2\pi}{3} < \omega t < 2\pi + \frac{2\pi}{3} ; \\ K_3 \text{ est F pour } \frac{4\pi}{3} < \omega t < \pi + \frac{4\pi}{3} \text{ et } K'_3 \text{ est F pour } \pi + \frac{4\pi}{3} < \omega t < 2\pi + \frac{4\pi}{3}. \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Les différents signaux que nous pouvons déduire dans ce cas sont illustrés sur la [Fig. II.23](#).

II.4.2.3.3. Fonctionnement en MLI

Nous supposons que la modulation est synchrone, et nous choisissons un indice de modulation multiple de 3, soit $m = 6$. Les différents signaux que nous pouvons déduire dans ce cas sont illustrés sur la [Fig. II.24](#).

Les formes d'ondes pour les deux cas sont déduites à l'aide du tableau II.1, en utilisant le chronomètre de fermeture des interrupteurs K_1 , K_2 et K_3 .

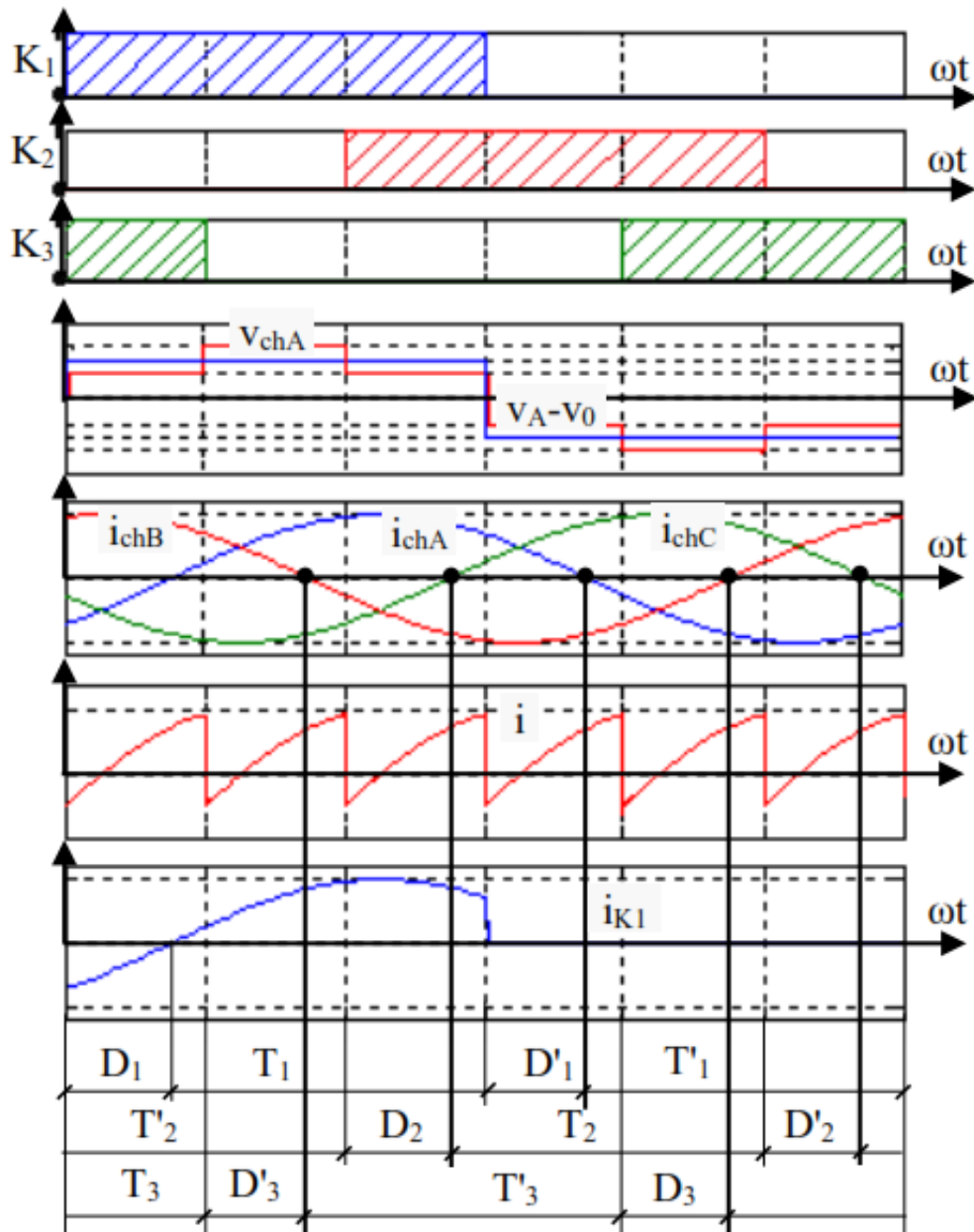


Fig. II.23. Différentes formes d'ondes dans un onduleur triphasé de tension, pour un fonctionnement en pleine onde

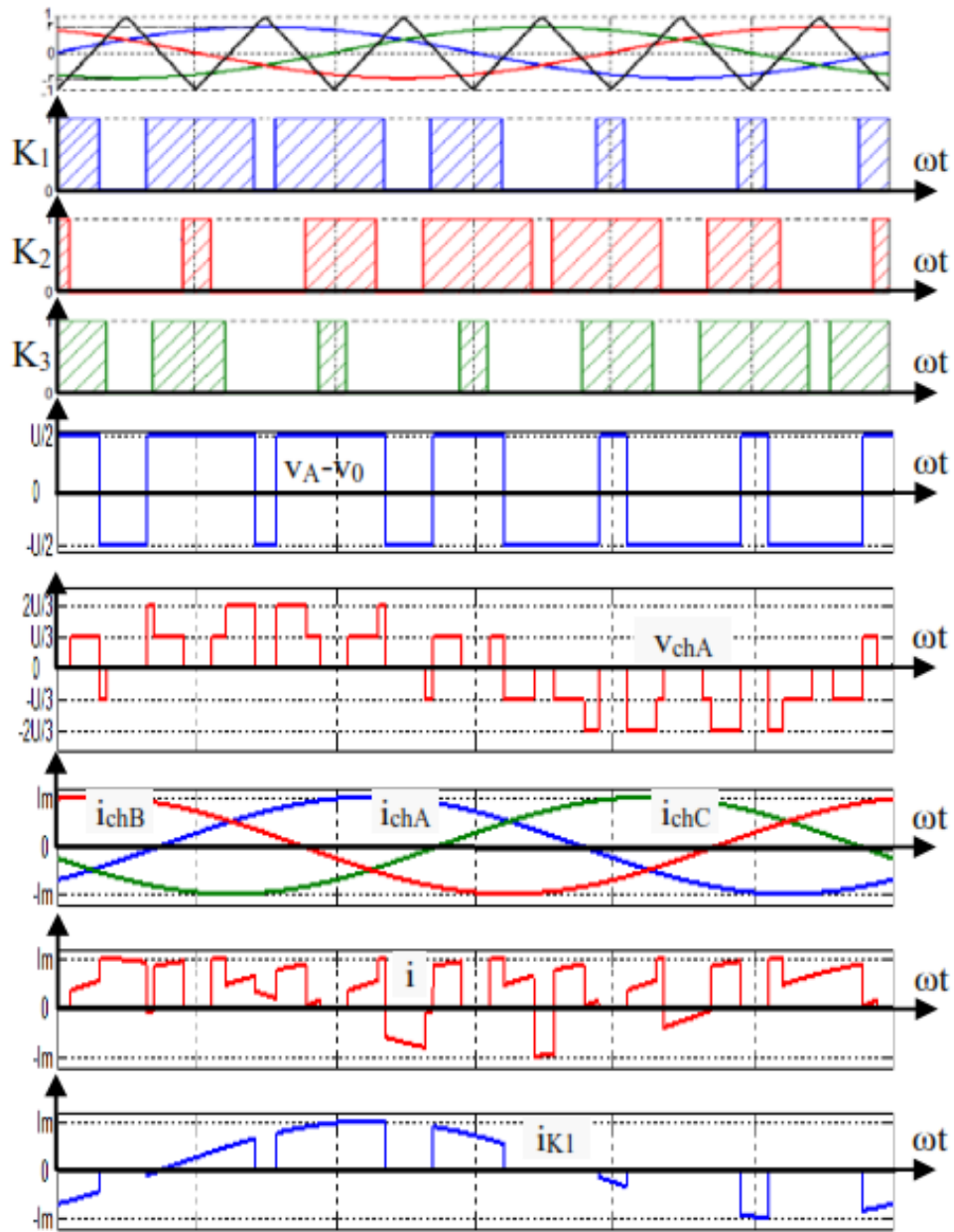


Fig. II.24. Différentes formes d'ondes dans un onduleur triphasé de tension, pour un fonctionnement MLI

Chapitre III

Réglage de vitesse des machines à courant continu

III.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.

III.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.

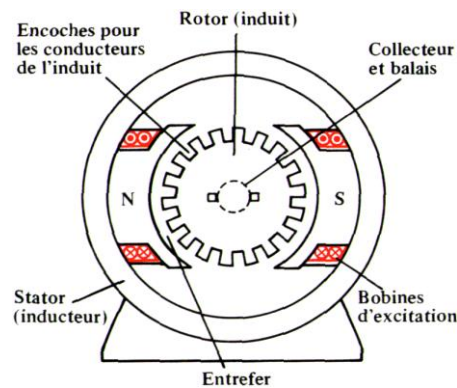


Fig. III.1 Constitution générale d'un moteur à courant continu

III.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).

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

III.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.

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

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).

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

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.

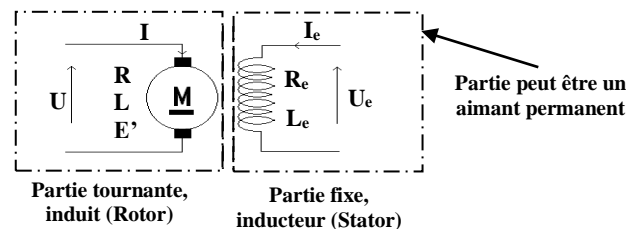


Fig. III.2 Schéma de principe d'un MCC à excitation séparée

III.4.2. Vitesse de rotation

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

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

III.4.3. Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique du moteur est donné par :

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

III.4.4. Courant dans l'induit

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

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

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

III.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.

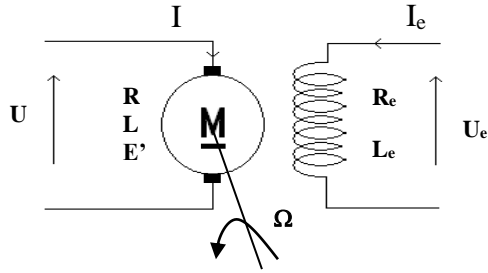


Fig. III.3 : Schéma de principe d'un MCC à excitation séparée

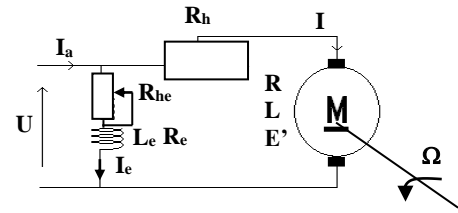


Fig. III.4 : Schéma de principe d'un MCC à excitation shunt

A. Description mathématique

➤ Les équations électriques

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

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

Avec E' : Force contre électromotrice.

➤ L'équation mécanique

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

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

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 ($C_m(I)$)

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

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

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

K : Constante de moteur

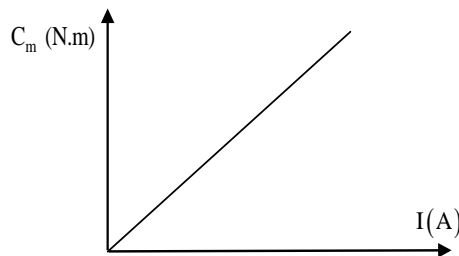


Fig. III.5 Caractéristique du couple d'un MCC à excitation séparée

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

$U = Cte, \Phi = Cte.$

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

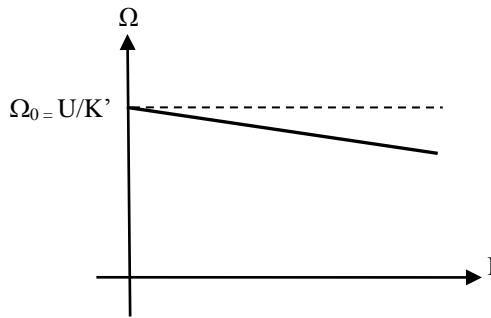


Fig.III.6 Caractéristique de vitesse d'un MCC à excitation séparée

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

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

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

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

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.

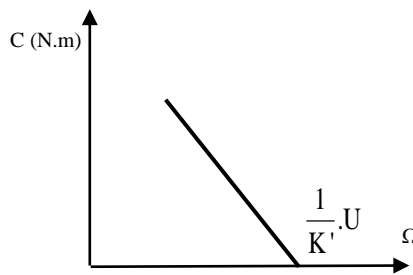


Fig.III.7 Caractéristique mécanique d'un MCC à excitation séparée

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

III.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.

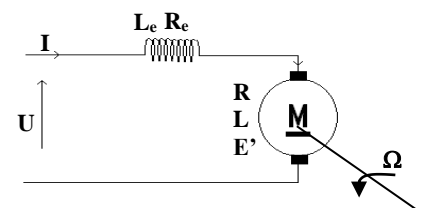


Fig.III.8 Schéma de principe d'un MCC à excitation série

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

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

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

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

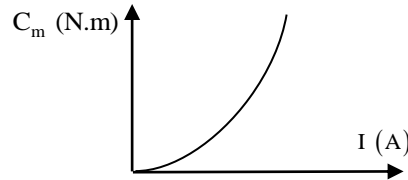


Fig.III.9 : Caractéristique de couple d'un MCC à excitation série

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

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

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

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

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

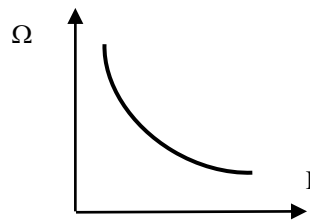


Fig.III.10 Caractéristique de vitesse d'un MCC à excitation série

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

$$\Phi = \text{Cte.}$$

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

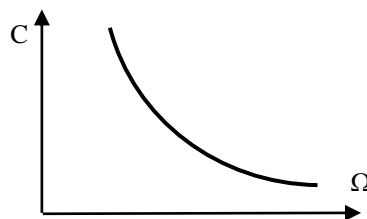
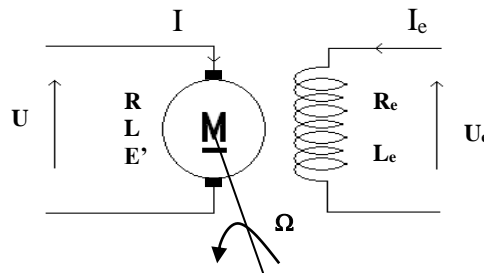


Fig.III.11 Caractéristique mécanique d'un MCC à excitation série

III.6. Variation de vitesse d'un moteur à courant continu à flux constant

III.6.1. Méthodes de réglage de la vitesse

D'après l'équation suivante (III.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 :

III.6.1.1. 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

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

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

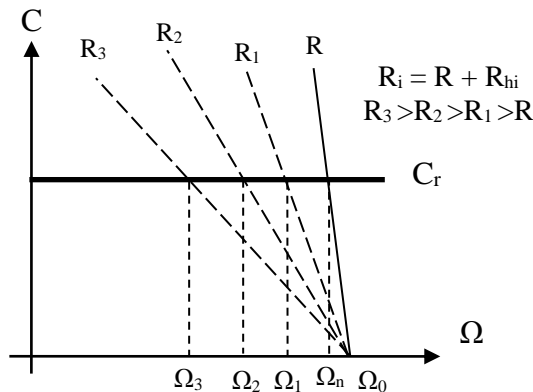


Fig.III.12 Réglage rhéostatique : Caractéristiques de réglage

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.

III.6.1.2. 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.

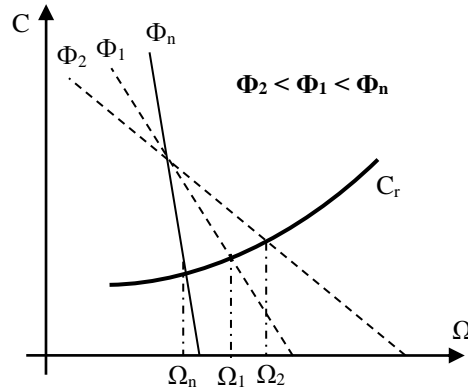


Fig. III.13 Caractéristique de réglage par le flux

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 :

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

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 ; en pratique, le plus souvent ; $\Phi_{min} = \frac{\Phi_n}{3}$.

III.6.1.3. 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 :

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

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 .

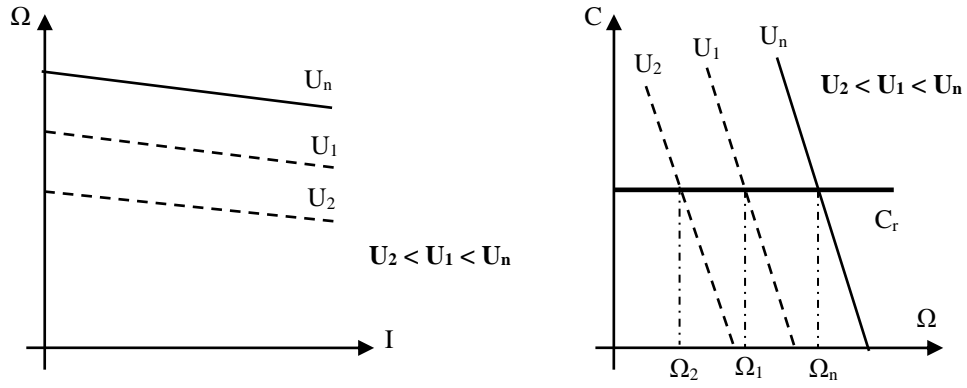


Fig. III.14 Caractéristique de réglage par la tension d’induit

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. III.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.

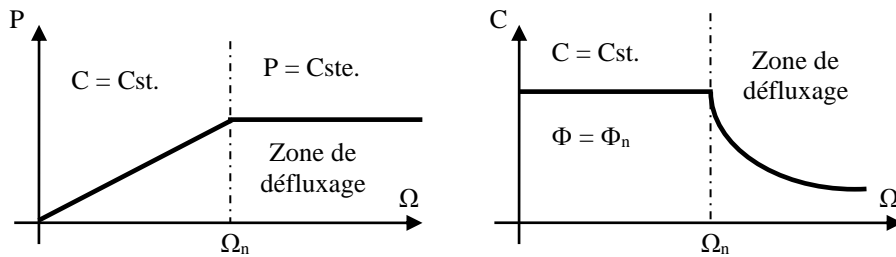


Fig. III.15 Caractéristique de réglage pour les deux zones de fonctionnement d’une MCC

III.7. Réalisation de la tension continue variable

Pour obtenir une tension variable nécessaire pour faire varier la vitesse d'une MCC, on s'est longtemps servi d'une autre machine à CC : Le montage de Ward-Leonard.

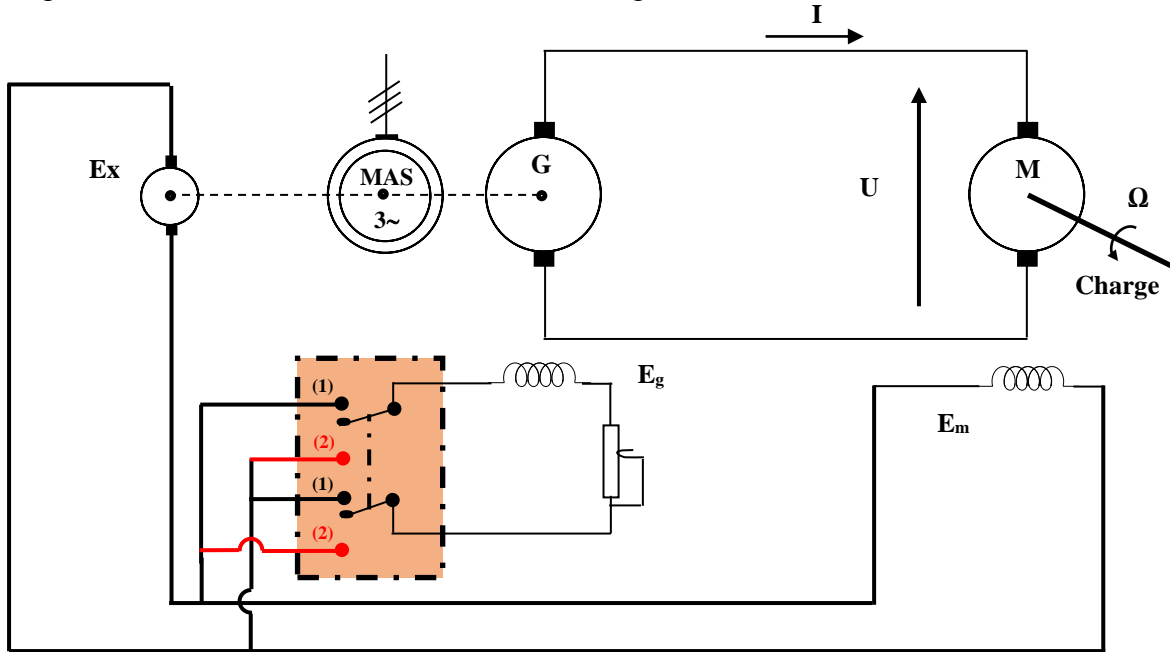


Fig. III.16 Montage de WARD-LEONARD.

Un moteur asynchrone alimenté par un réseau triphasé industriel entraine une génératrice à CC (G) qui débite directement sur le moteur à CC (M) ; les excitations des deux machines sont fournées par une petite génératrice auxiliaire (Ex).

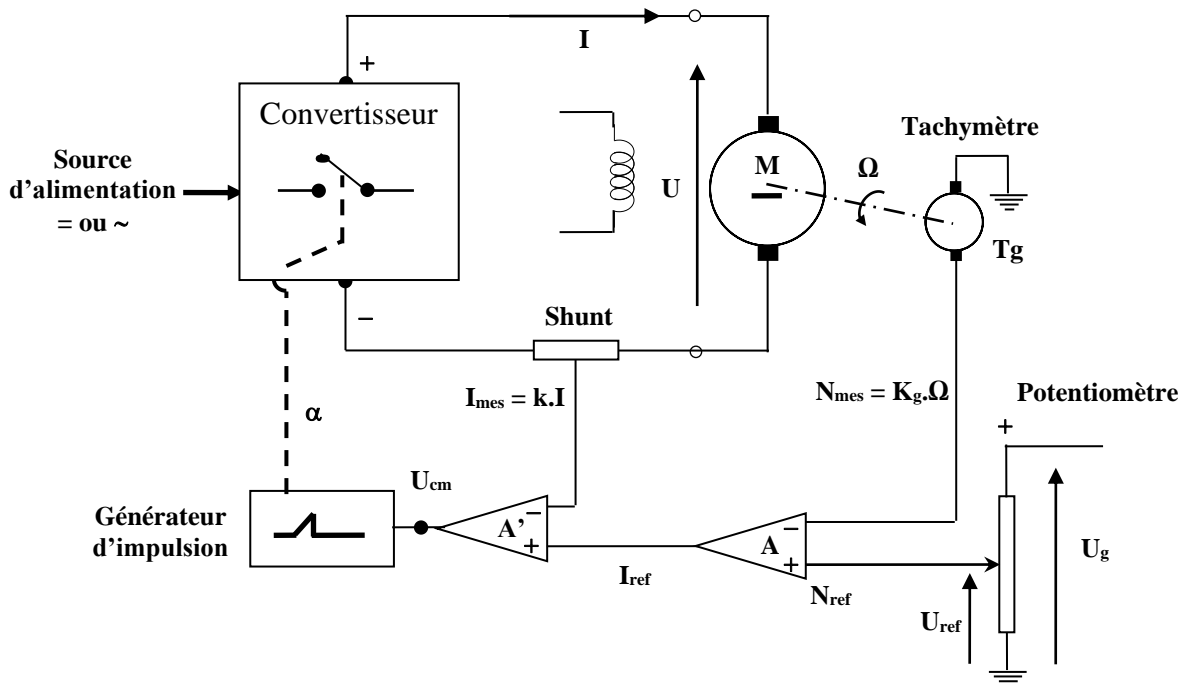


Fig. III.17 Schéma de principe d'un variateur de vitesse à base d'un convertisseur statique et sa commande

- Par action sur l'excitation de la génératrice G, on modifie la tension U donc la vitesse Ω du moteur M. En inversant l'excitation (E_g) ce qui engendre l'inversion de la tension U et par là, la vitesse Ω .

- 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. III.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.

III.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.III.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 :

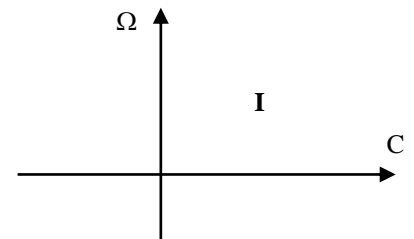
- ❖ Convertisseur AC/DC (Redresseur), réversible ou non ;
- ❖ Convertisseur DC/DC (Hacheur), réversible ou non.

III.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.

III.8.1.1. 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).



III.8.1.1.1. 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 $0 \leq \Omega \leq \Omega_{max}$.

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

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

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

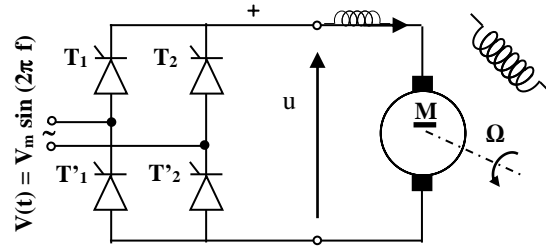


Fig. III.18 Association pont PD2 tout thyristors-MCC

• Pont PD2 mixte

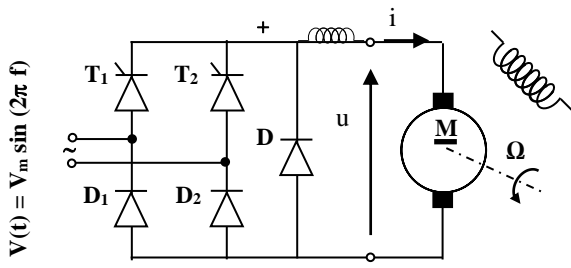


Fig. III.19 Association pont PD2 mixte symétrique-MCC

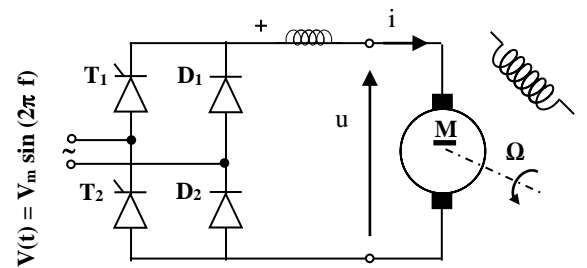


Fig. III.20 Association pont PD2 mixte asymétrique-MCC

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

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.

III.8.1.1.2. 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

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

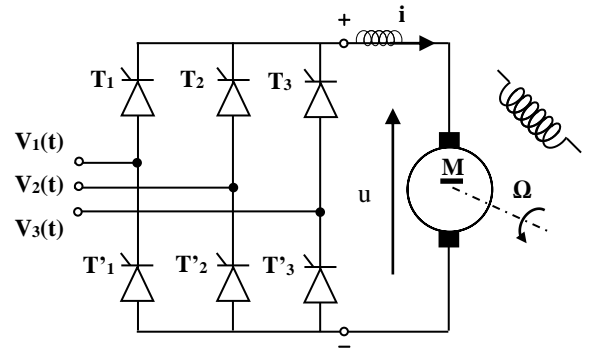


Fig. III.21 Association pont PD3 tout thyristors-MCC

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

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

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

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 , $\Omega_{max} \geq \Omega \geq 0$.

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

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

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

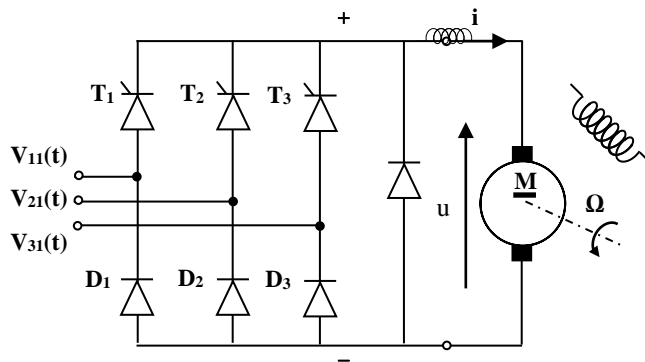
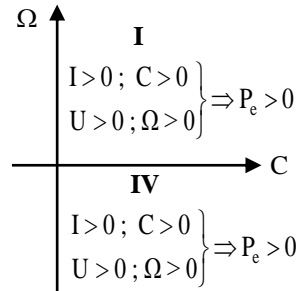


Fig. III.22 Association pont PD3 mixte-MCC

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.



III.8.1.1.3. 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**

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

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

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

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

$$U = U_1 + U_2 \quad (III.32)$$

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**

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

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

$$U = U_1 + U_2 \quad (III.35)$$

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 $2U_{max} \rightarrow 0, (2U_{d03} \geq U \geq 0)$.

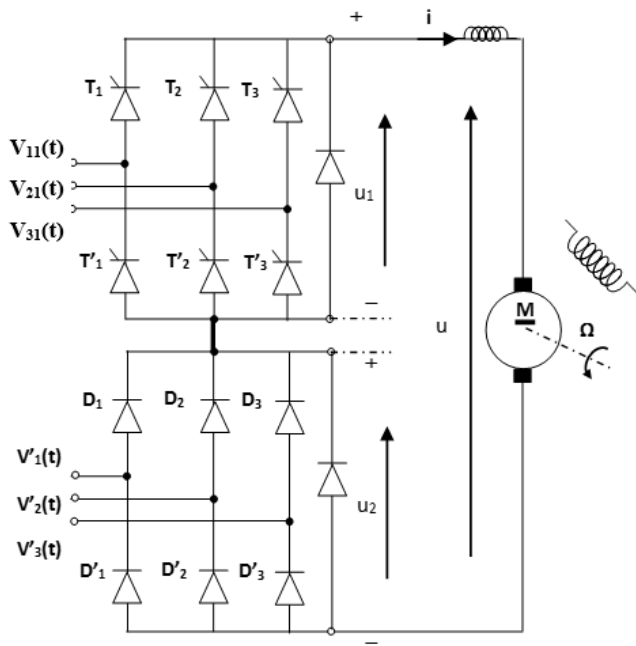


Fig. III.23 Association du montage dévolteur-survolteur avec MCC

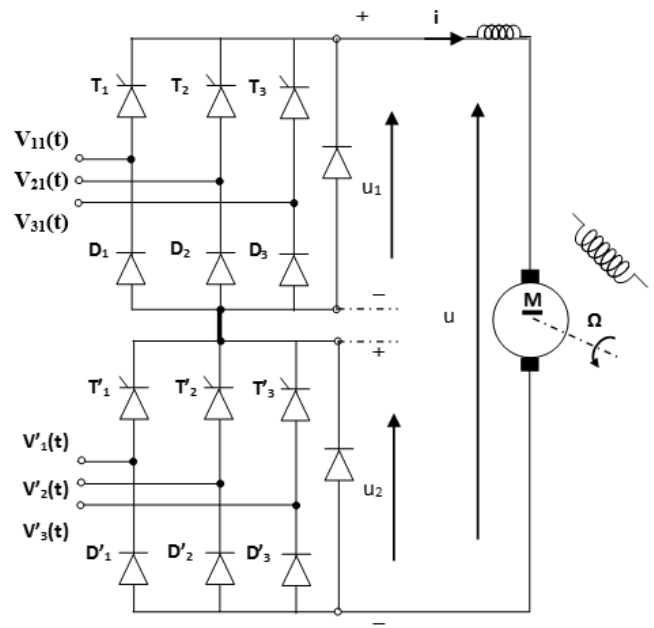


Fig. III.24 Association du montage dévolteur-survolteur avec MCC

III.8.1.2. Montages réversibles

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 $C(\Omega)$.

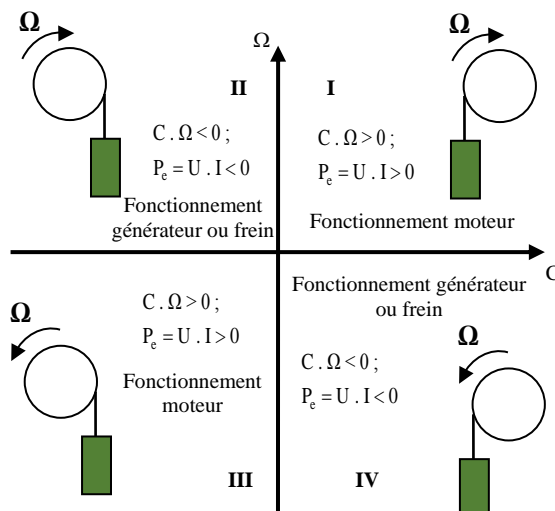


Fig. III.25 Quadrants de fonctionnement de MCC-Plan $\Omega(C)$

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 ($U \leq 0$).

III.8.1.2.1. 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.

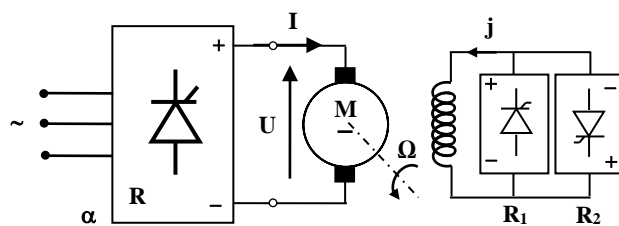


Fig. III.26 Montage à inversion du courant d'inducteur (j) d'un MCC

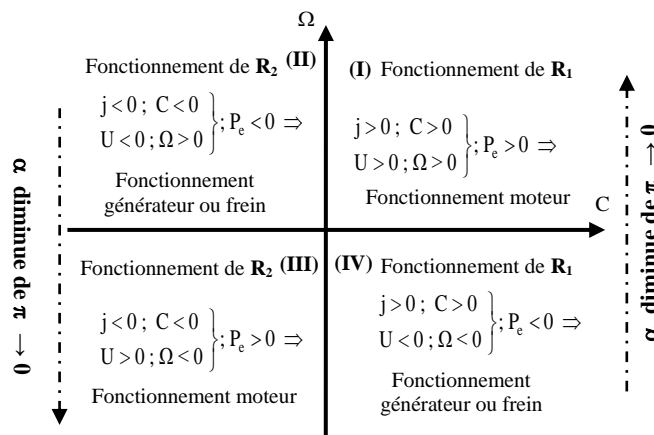


Fig. III.27 Quadrants de fonctionnement de MCC dans le plan $\Omega(C)$

D'une manière générale, cette action est assurée par deux petits redresseurs, R_1 et R_2 , (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. III. 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.

III.8.1.2.2. 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.

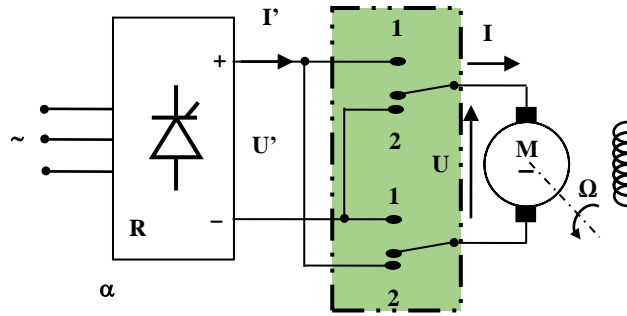


Fig. III.28 Montage à inversion du courant d'induit (I) d'un MCC

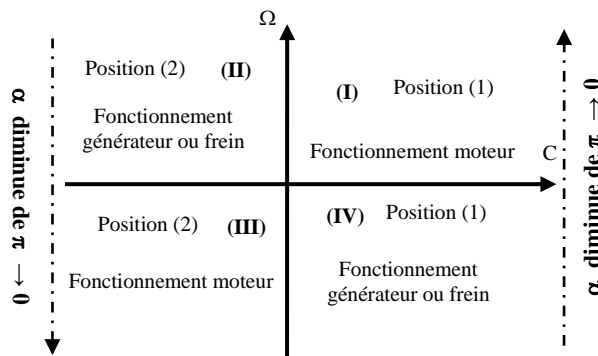


Fig. III.29 Quadrants de fonctionnement de MCC dans le plan $\Omega(C)$

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) ;

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

III.8.1.2.3. 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 $\Omega(C)$, 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 quelques millisecondes) ; dès que le courant I_1 devient négatif, le courant passe instantanément du pont 1 au pont 2.

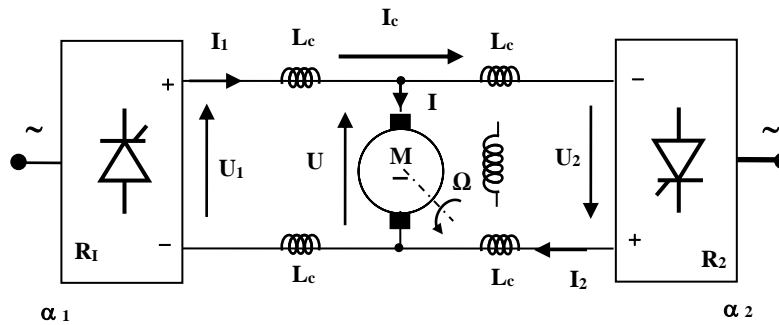


Fig. III.30 Association d'un montage anti-parallèle en tête-bêche avec un MCC

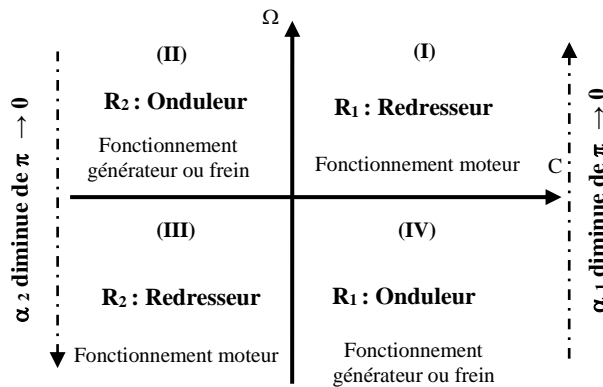


Fig. III.31 Quadrants de fonctionnement de MCC dans le plan $\Omega(C)$

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 :

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

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.

Le quadrant (I) ;

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

Le quadrant (II) ;

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

Le quadrant (III) ;

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

Le quadrant (IV) ;

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

• **Montage antiparallèle sans courant de circulation**

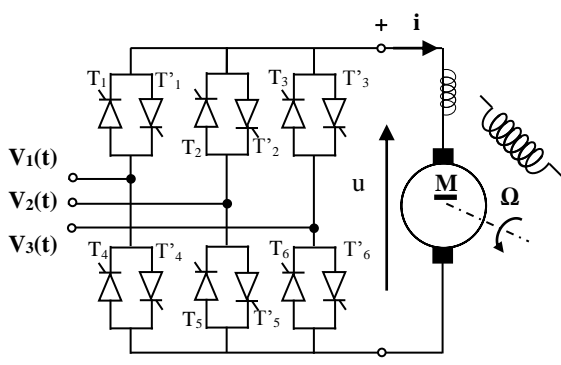


Fig. III.32 Association d'un variateur sans courant de circulation (PD3) - MCC

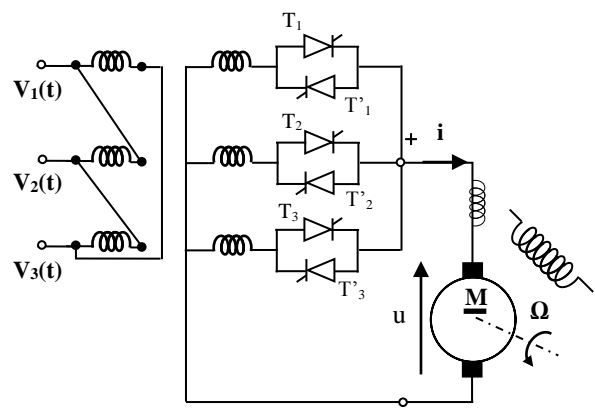


Fig. III.33 Association d'un variateur sans courant de circulation (P3) - MCC

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.

III.8.2. Variateurs à hacheurs (DC/DC)

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

III.8.2.1. 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(Ω).



Fig. III.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 ;

$$U = \delta_c . E_c \tag{III.37}$$

III.8.2.2. 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).

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

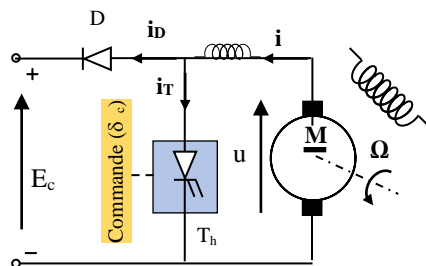


Fig. III.35 Association d'un survolteur-MCC

III.8.2.3. Montages réversibles

III.8.2.3.1. Hacheur réversible en courant

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

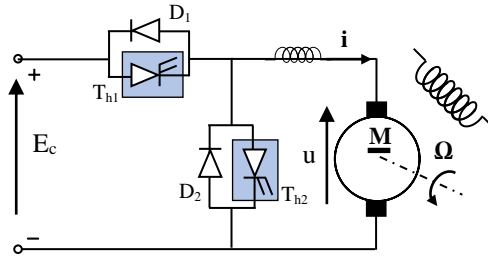


Fig. III.36 Association d'un hacheur réversible en courant-MCC.



Fig. III.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 $(\delta_c T \rightarrow T)$.

III.8.2.3.2. 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.

- **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 ($\delta_c T \rightarrow T$) ;

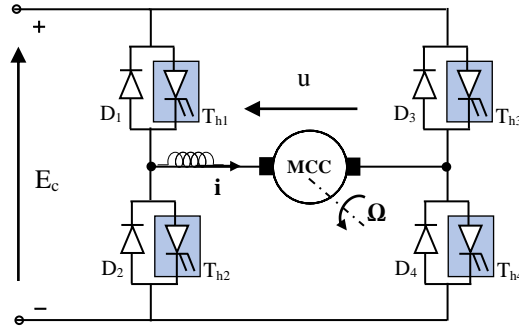


Fig. III.38 Association d'un hacheur réversible en pont - MCC

III.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. III.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.

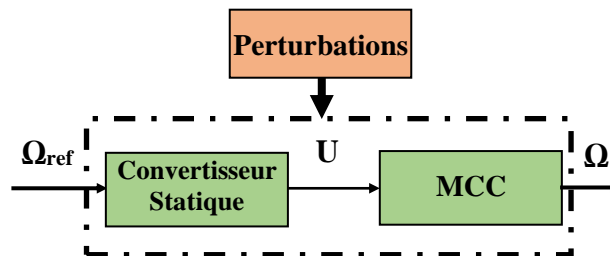


Fig. III.39 Schéma de principe de la commande en B.O. de MCC

Notre choix pour la commande en boucle fermée de la vitesse de la MCC est orienté vers la Régulation en cascade. Ce choix est fondé sur les qualités que peut apporter cette structure à la commande de cette machine. 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.

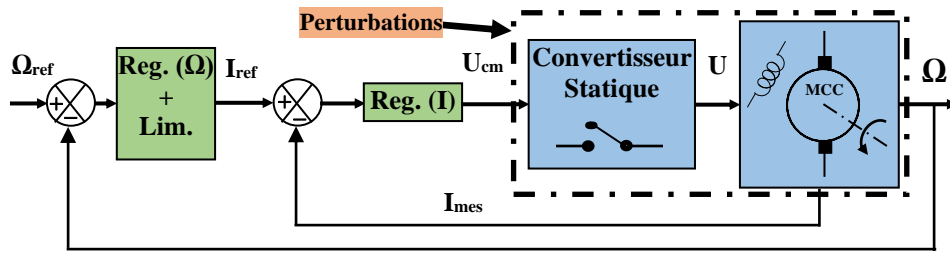


Fig. III.40 Schéma de principe de la régulation en cascade de la vitesse de MCC

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.

III.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.

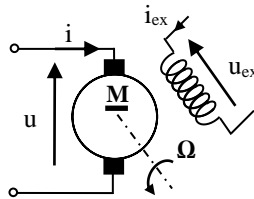


Fig. III.41 Schéma électrique équivalent du MCC.

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

- Equation électrique (Induit)

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

Avec : $E' = K' \Omega$

En passant par la transformation de Laplace, on obtient :

$$\left\{ \begin{aligned} U &= R.I + L.I.P + E' \\ \Rightarrow U - E' &= (R + L.P).I \\ \Rightarrow I &= \frac{1}{(R + L.P)}(U - E') \end{aligned} \right. \tag{III.40}$$

- Equation du mouvement

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

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

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

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

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

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

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

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

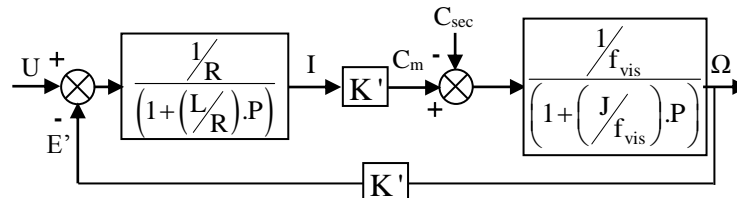
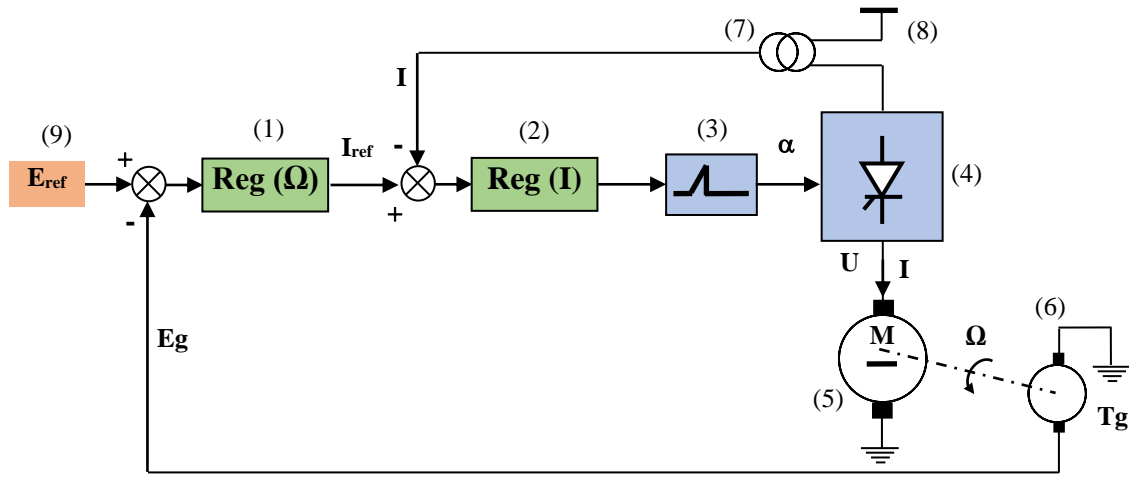


Fig. III.42 Schéma fonctionnel d'un moteur à courant continu

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

III.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 la sortie du régulateur de vitesse. De plus, le MCC est alimenté par un variateur AC/DC (redresseur), comme l'indique la Fig. III.43.



Avec : Fig. III.43 Schéma de principe de la régulation de vitesse d'un MCC.

- (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).

III.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.

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

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

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

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 :

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

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

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

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.

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

III.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. III.44, exige la détermination et l'identification des différents paramètres de ses composants ; La MCC ainsi que l'organe de commande.

- C_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 ;

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

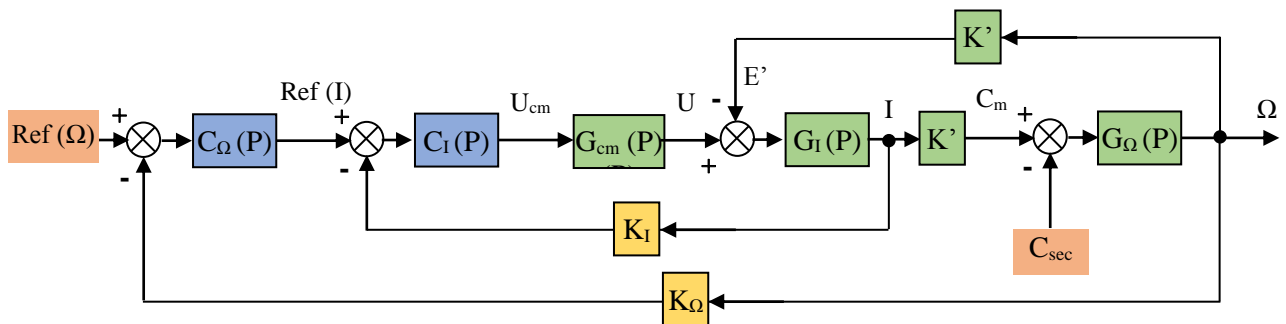


Fig. III.44 Schéma fonctionnel global de la régulation de vitesse d'un MCC

III.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. III.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) :** $\begin{cases} \text{Coefficient de frottement } f_{\text{vis}} ; \\ \text{Moment d'inertie } J. \end{cases}$

III.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.

III.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 $G_0(P)$:

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

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 : $C_I(P) = \frac{1 + T_{ni} \cdot P}{T_{il} \cdot P}$;

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

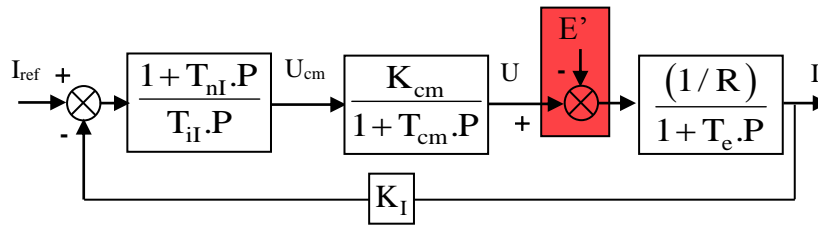


Fig. III.45 Schéma fonctionnel de la boucle du courant

Après correction :

- ❖ **Fonction de transfert en BO :**

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

- ❖ **Fonction de transfert en BF :**

$$G_{BF_I}(P) = \left(\frac{1}{K_I} \right) \left(\frac{1}{1 + 2 \cdot T_{cm} \cdot P + 2 \cdot T_{cm}^2 \cdot P^2} \right) \quad (\text{III.52})$$

III.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. III.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 :

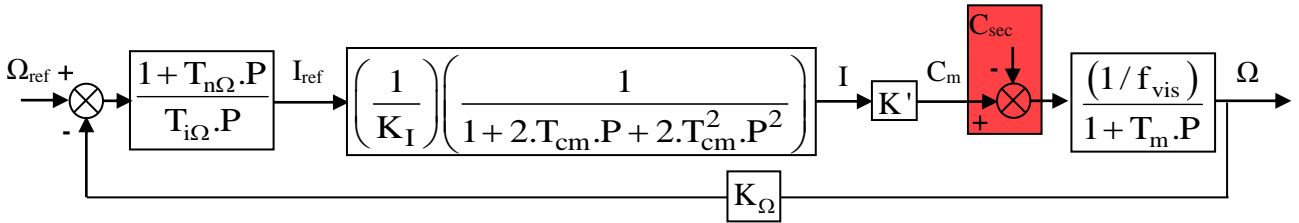


Fig. III.46 Schéma fonctionnel de la boucle de vitesse

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

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

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

❖ 1^{er} cas :

De la fonction (III.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 : $C_{\Omega}(P) = \frac{1 + T_{n\Omega}.P}{T_{i\Omega}.P}$;

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

Après correction :

❖ Fonction de transfert en BO :

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

❖ Fonction de transfert en BF :

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

❖ 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 (III.54) devient comme suit :

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

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 ;

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

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

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

Si on note ;

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

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

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

Après correction :

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

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

$$G_F(P) = \left(\frac{1}{1 + 8 \cdot T_{cm} \cdot P} \right) \quad (III.64)$$

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

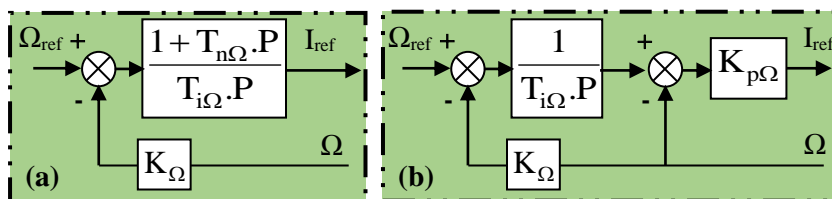


Fig. III.47 Schéma fonctionnel de régulateurs linéaires :
(a) de type PI ; (b) de type IP

Chapitre IV

Variation de vitesse des moteurs asynchrones triphasées

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

Nous admettons que la chaîne d’entraînement électrique, Fig. IV.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.

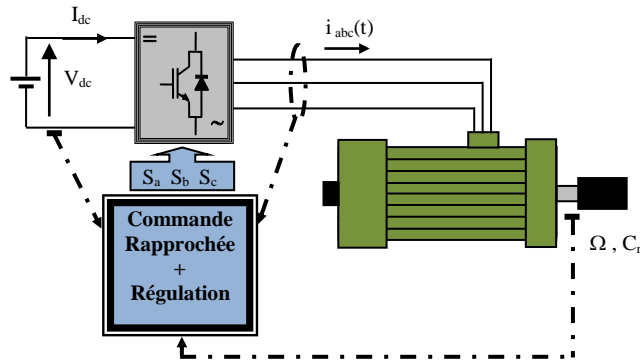


Fig. IV.1 Schéma synoptique de la chaîne d’entraînement électrique, avec une Machine-AC.

IV.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 (IV.1) montrent les relations liées au fonctionnement de l’onduleur.

Puisque la charge de l’onduleur est équilibrée, ce qui revient à considérer que la machine possède trois armatures identiques :

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

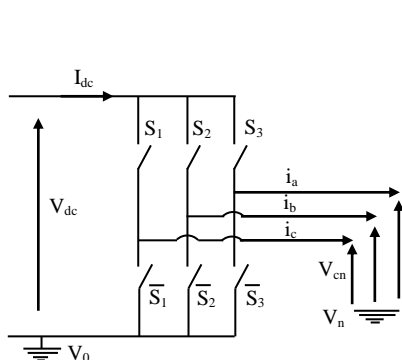


Fig. IV.2 Schéma de l’onduleur de tension

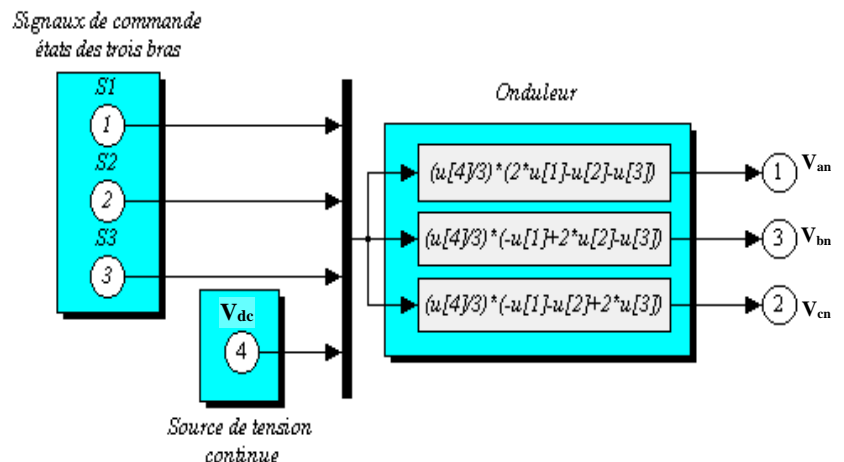


Fig. IV.3 Schéma de simulation de l’onduleur de tension

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

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

IV.1.2. Commande rapprochée

IV.1.2.1. Commande MLI triangulo-sinusoidal

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.

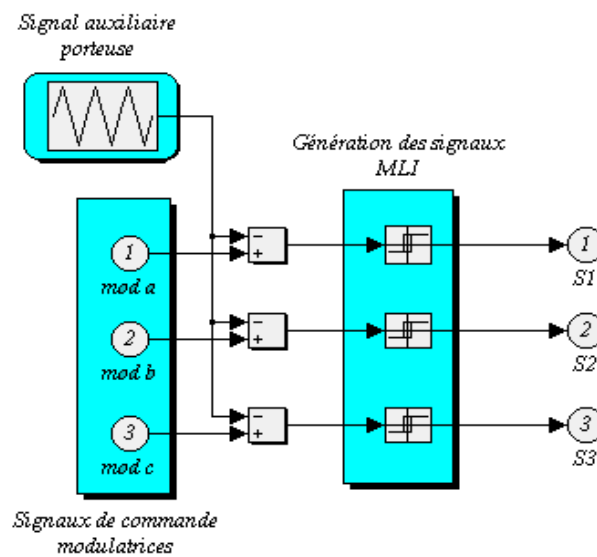


Fig. IV.4 Schéma de simulation de la MLI triangulo-sinusoidal

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 $r = 0,8$.

IV.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. IV.5, dans le plan des tensions. Soit en coordonnées polaires :

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

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

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

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

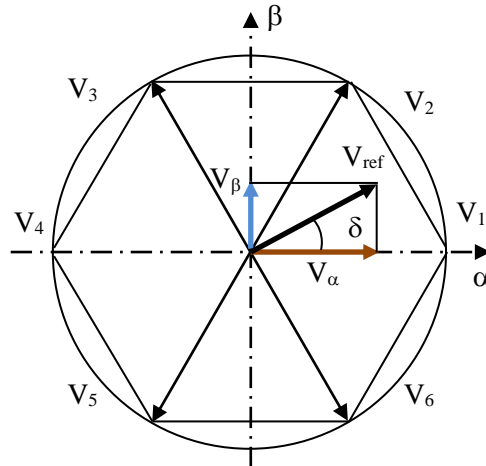


Fig. IV.5 Polygone des vecteurs tensions

Le vecteur tension de contrôle $V_{\text{réf}}$ 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 :

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

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. IV.6.

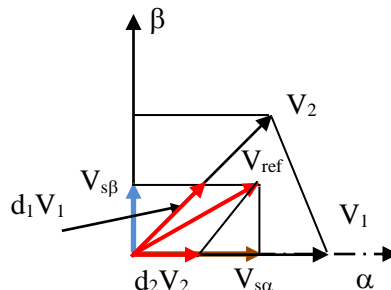


Fig. IV.6 Définition du vecteur moyen.

D'après ce qui a été vu :

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

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

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

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

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

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

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. IV.7.

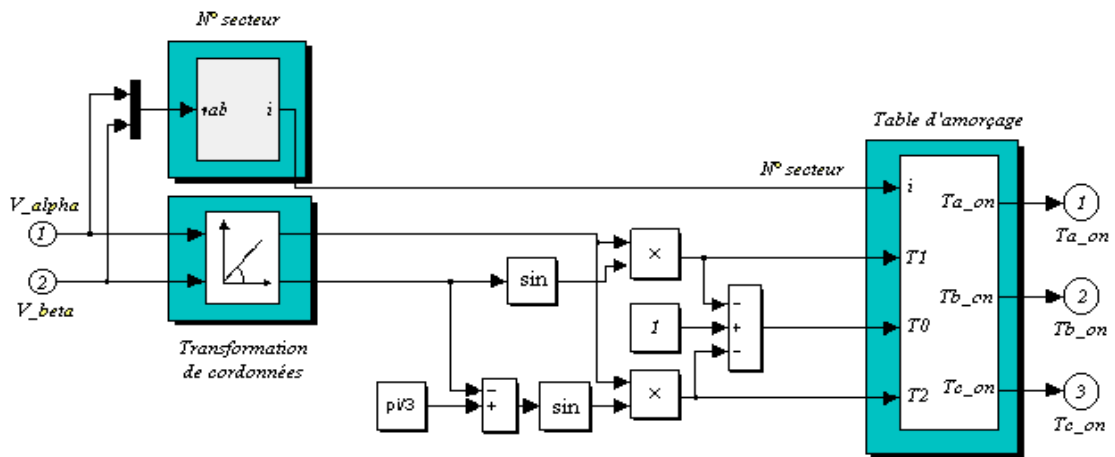


Fig. IV.7 Schéma de simulation de MLI vectorielle

IV.2. Réglage et variation de vitesse de la machine asynchrone triphasés

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.

IV.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. IV.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. IV.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 :

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

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

Le rotor tourne à la vitesse Ω

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

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

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

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 :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = 1 - \frac{\Omega}{\Omega_s} \tag{IV.16}$$

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

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} = 1 - \frac{N}{N_s} \tag{IV.17}$$

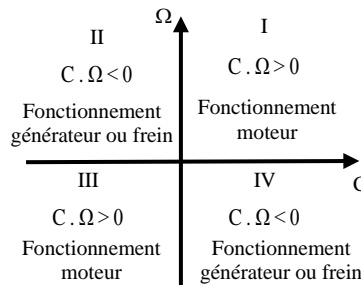
A l'arrêt : $g = 1$ car $N = 0$

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

IV.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.

IV.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. IV.9.

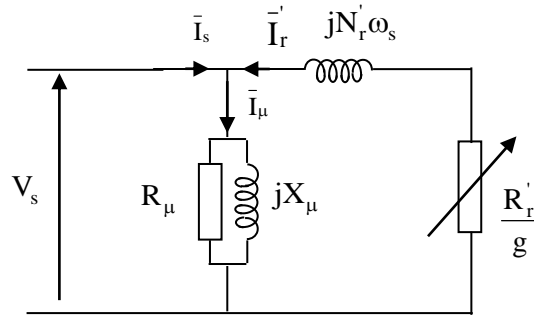


Fig. IV.9 Schéma équivalent d'une machine asynchrone-Modèle à fuites totalisées au rotor ramené au stator avec prise en compte des pertes fer, et on néglige la résistance statorique

$m_{s \rightarrow r} = \frac{M}{L_s}$: 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.

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

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

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

D'où :

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

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

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

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 .

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

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

$$P_m = P_{em} - p_{Jr} = P_{em} (1 - g) \tag{IV.24}$$

➤ 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 :

$$P_u = P_a - \sum p_{pertes} \tag{IV.25}$$

Avec :

$$\sum p_{pertes} = p_{Js} + p_{fs} + p_{Jr} + p_{méc} \tag{IV.26}$$

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

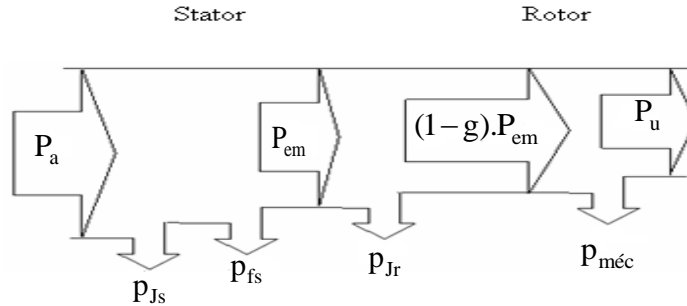


Fig. IV.10 Schéma représentatif du bilan de puissance d'un moteur asynchrone

✓ **Le rendement**

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

$$\eta_{em} = \frac{P_{mec}}{P_{em}} = \frac{P_{em} - p_{Jr}}{P_{em}} = 1 - \frac{p_{Jr}}{P_{em}} = 1 - g \tag{IV.27}$$

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 :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_a - \sum p_{pertes}}{P_a} = 1 - \frac{\sum p_{pertes}}{P_a} \tag{IV.28}$$

Le couple électromagnétique ; $C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} \tag{IV.29}$

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

Le couple utile ; $C_u = C_m - \frac{P_m}{\Omega} = \frac{P_u}{\Omega} \tag{IV.31}$

IV.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 :

$$C_{em} = 3 \cdot \frac{P}{\omega_s} \cdot V_s^2 \cdot \left(\frac{R_r'}{g} \right) \cdot \frac{1}{\left(\frac{R_r'}{g} \right)^2 + (N_r' \cdot \omega_s)^2} \tag{IV.32}$$

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 (IV.32) par rapport au glissement, ce qui nous ramène au calcul du glissement critique, ce qui nous donne :

$$\left. \frac{dC_{em}}{dg} \right|_{g_{cr}} = 0 \tag{IV.33}$$

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

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

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. IV.11 :

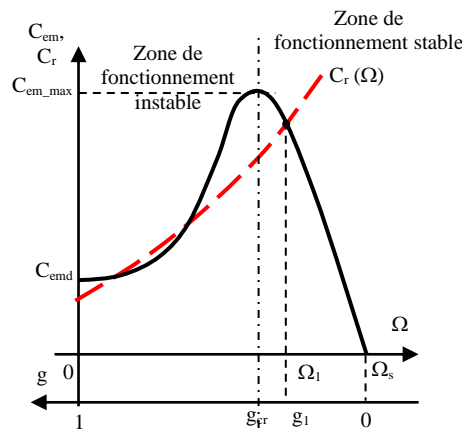


Fig. IV.11 Caractéristique $C_{em}(\Omega)$ d'un moteur asynchrone

- 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 $\frac{dC_{em}}{dg} < 0$

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

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

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

D'après l'équation (IV. 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.

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

IV.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.

IV.9.2. Réglage de vitesse à fréquence constante $f_s = \text{Cst}$

IV.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. IV.12. Nous obtenons un faisceau de caractéristiques, Fig. IV.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.

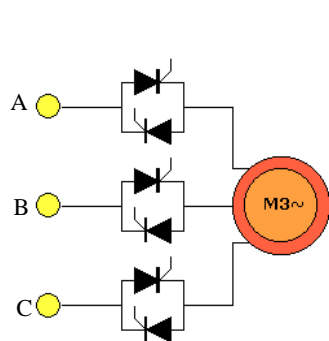


Fig. IV.12 Alimentation d'une MAS par un gradateur

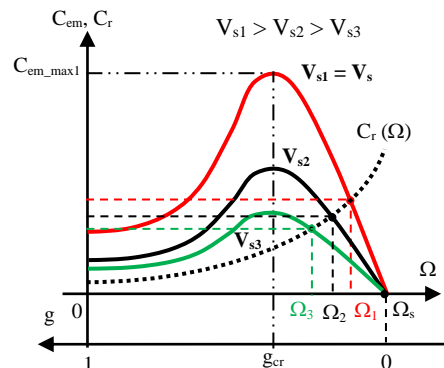


Fig. IV.13 Evolution de la caractéristique $C_{em}(\Omega)$ d'un MAS - Réglage de V_s

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.

IV.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. IV.14.

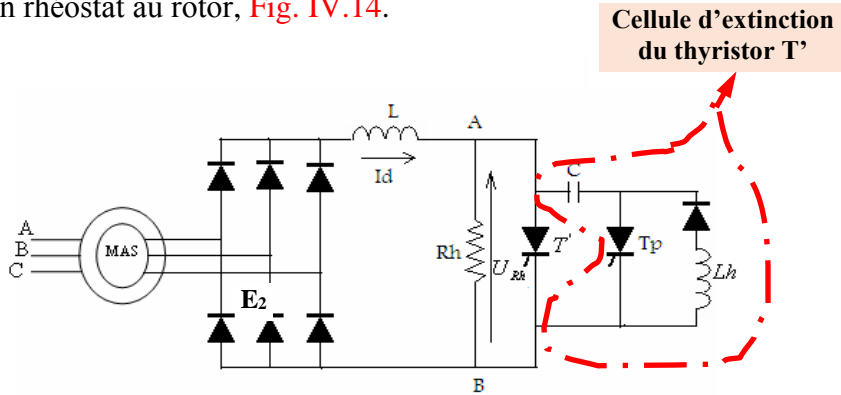


Fig. IV.14 Réglage électronique de la résistance rotorique.

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. IV.15 ;

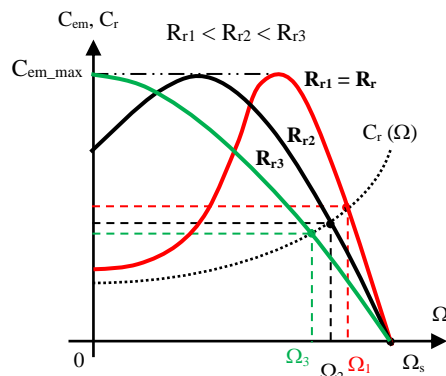


Fig. IV.15 Evolution de la caractéristique $C_{em}(\Omega)$ d’un MAS - Réglage de R_r .

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.

$$R_{ri} = (R_r + R_{hi}) \tag{IV.36}$$

Sachant que, R_{hi} : 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. IV.16 et IV.17.

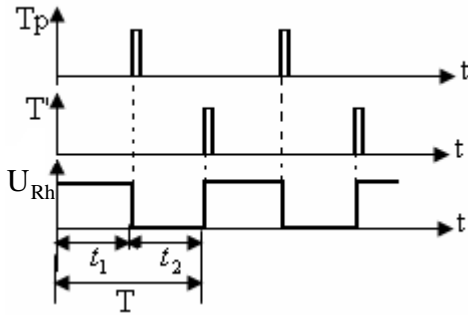


Fig. IV.16 Allure de la tension aux bornes de R_h , avec les impulsions des deux interrupteurs (thyristors) du hacheur

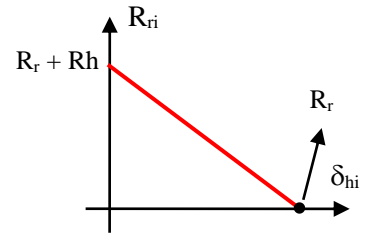


Fig. IV.17 Evolution de $R_{ri}(\delta_{hi})$

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

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

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

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

$$\Rightarrow U_{(Rh)} = \bar{I}_{Rh} \cdot R_d = I_d \cdot \left(\frac{T_d}{T} \right) R_h \tag{IV.40}$$

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

$$\Rightarrow R_{eq} = R_{hi} = R_h \cdot (1 - \delta) \tag{IV.41}$$

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

$\bar{I}_d = I_{d(Rh)}$: 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. IV.18.

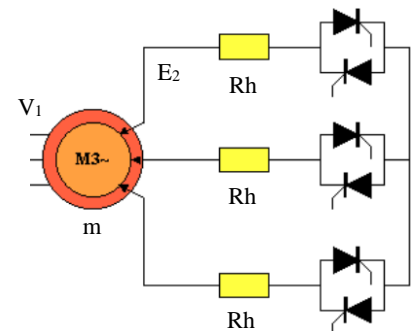


Fig. IV.18 Variateur de la résistance rotorique par un gradateur

IV.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. IV.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 :

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

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 :

IV.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. IV.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).

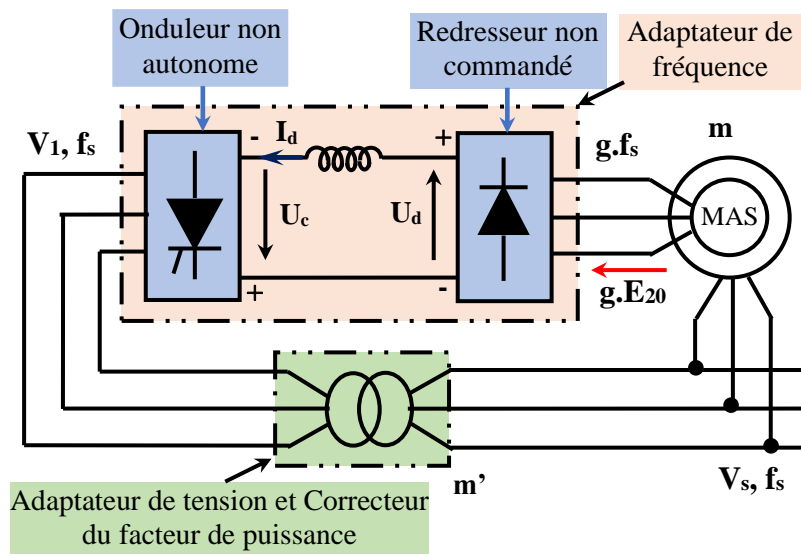


Fig. IV.19 Schéma de principe d'une cascade hyposynchrone, réalisée par un convertisseur indirect

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

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

Nous avons :

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

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

$$\Rightarrow U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}(g.E_{20}) = -U_c = -\frac{3\sqrt{6}}{\pi}.V_1.\cos(\alpha) \tag{IV.46}$$

$$\Rightarrow g = -\left(\frac{V_1}{E_{20}}\right).\cos(\alpha)$$

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

$$\left(\frac{\frac{V_1}{V_s}}{\frac{E_{20}}{V_s}}\right) = \frac{m'}{m} \Rightarrow g = -\left(\frac{m'}{m}\right).\cos(\alpha) \tag{IV.47}$$

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

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 . $\Rightarrow g = -g_{cr}.\cos(\alpha)$.

IV.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. IV.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.

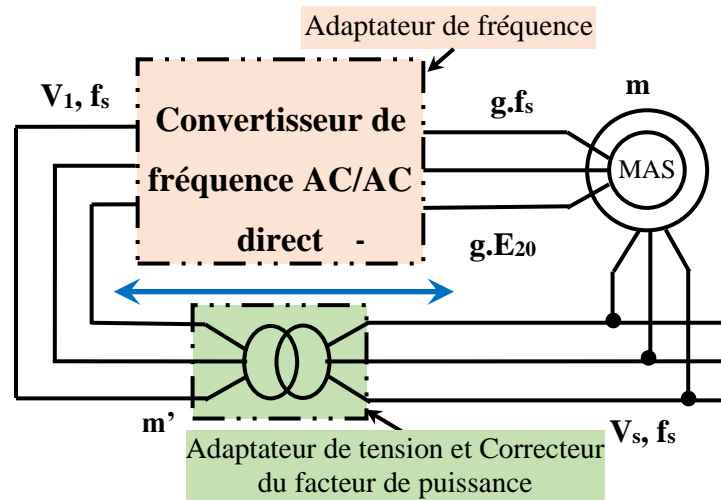


Fig. IV.20 Schéma de principe d'une cascade hyposynchrone, réalisée par un convertisseur de fréquence AC/AC direct

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

Tableau. IV.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.

IVI.9.3. Réglage de la vitesse à fréquence variable

IV.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 utilisé pour des moteurs à cage. Le rendement de ces moteurs n'est bon que s'il tourne au voisinage la vitesse synchrone.

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

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

D'après la relation (IV.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 alimenté par un convertisseur délivrant une fréquence supérieure à f_{sn} . Dont la caractéristique $C_{em} = f(\Omega)$ sera donnée par le schéma suivant, Fig. IV.21.

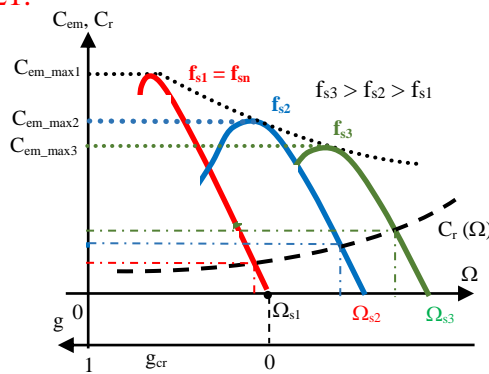


Fig. IV.21 Evolution de la caractéristique $C_{em}(\Omega)$ d'un MAS - Réglage de f_s

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

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

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.

IV.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. IV.22.

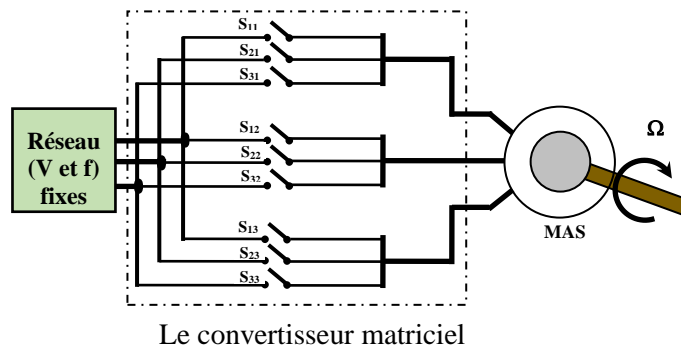


Fig. IV.22 Schéma de principe d'un convertisseur matriciel alimentant une MAS

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.

IV.9.3.1.2. Convertisseur indirecte (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. IV.23. On redresse les tensions du réseau puis, grâce à un onduleur, on produit les signaux de fréquence variable.

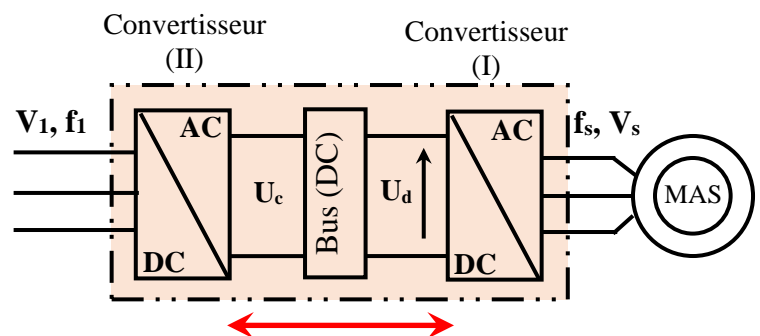


Fig. IV.23 Schéma de principe d'un convertisseur indirect alimentant une MAS

IV.9.3.2. Fonctionnement à flux constant

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

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

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

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

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

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. IV.24.

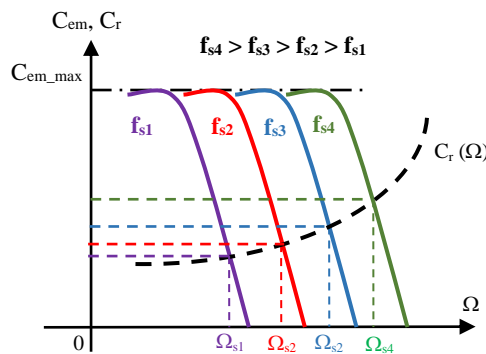


Fig. IV.24 Evolution de la caractéristique $C_{em}(\Omega)$ d'un MAS - Réglage de Φ_s .

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. IV.22, Fig. IV.23 et Fig. IV.25.

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

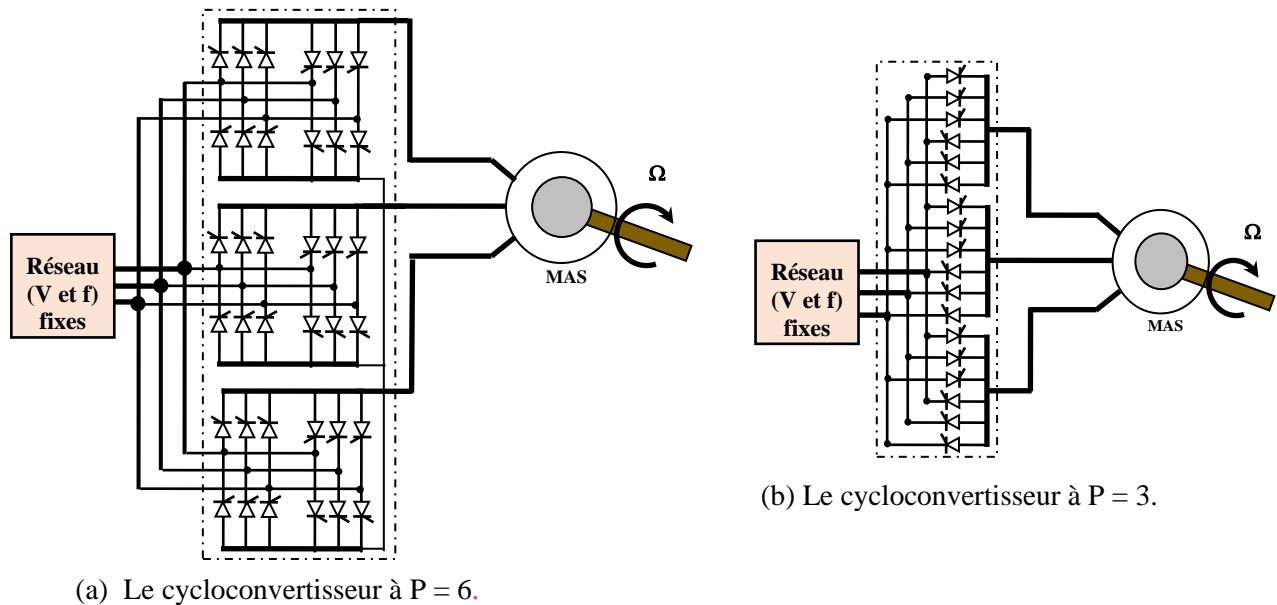


Fig. IV.25 Schéma de principe d'un cycloconvertisseur alimentant une machine asynchrone

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.

IV.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 (IV.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).

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

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

IV.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 (IV.55) :

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

Comme tout type de commande, nous avons quelques reproches importants à signaler ;

- ❖ A des faibles valeurs 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. IV.26-a, appelé **Boost automatique** ;

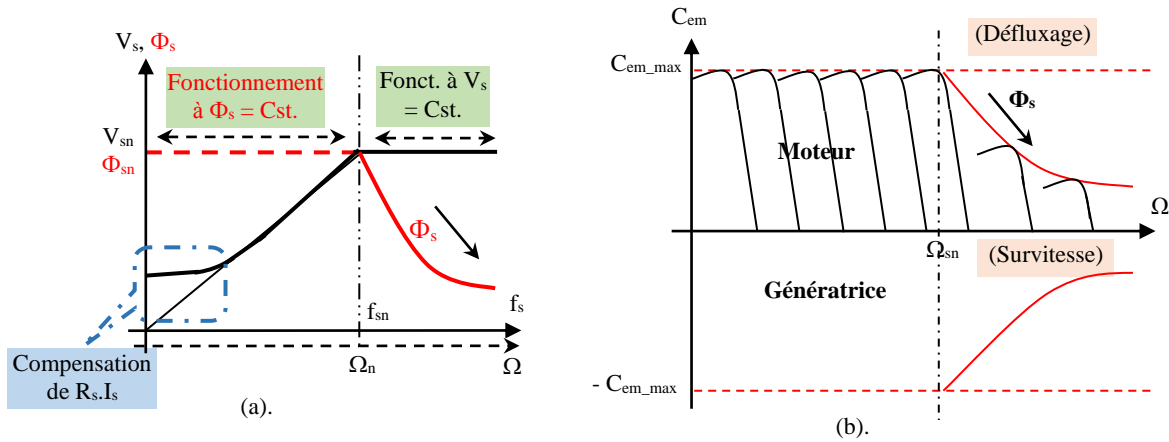


Fig. IV.26 Caractéristiques de réglage par variation de la fréquence d'alimentation (f_s) d'une MAS

- ❖ En régime de survitesse, l'augmentation de la fréquence statorique ne peut jamais être accompagnée 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. IV.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).

IV.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. IV.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}).

IV.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. IV.28. Sur ce schéma, la fréquence statorique est obtenue par la loi d'autopilotage. Alors que, son réglage est confié à l'onduleur MLI.

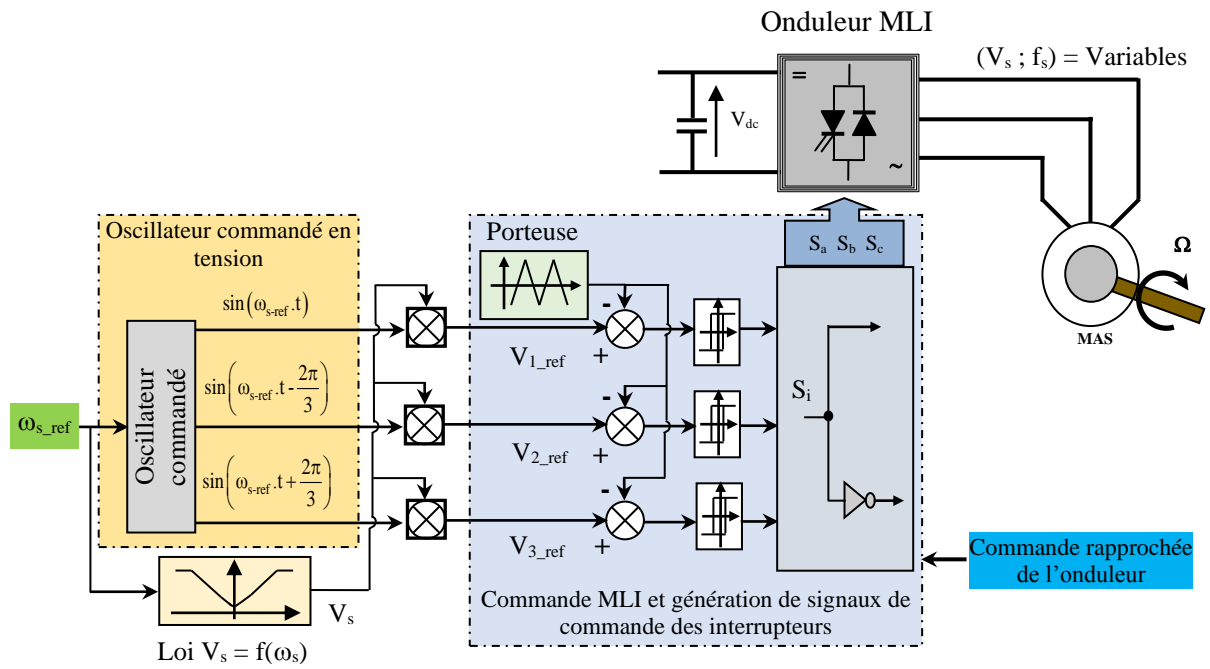


Fig. IV.27 Schéma synoptique d'une commande scalaire en boucle ouverte et en tension

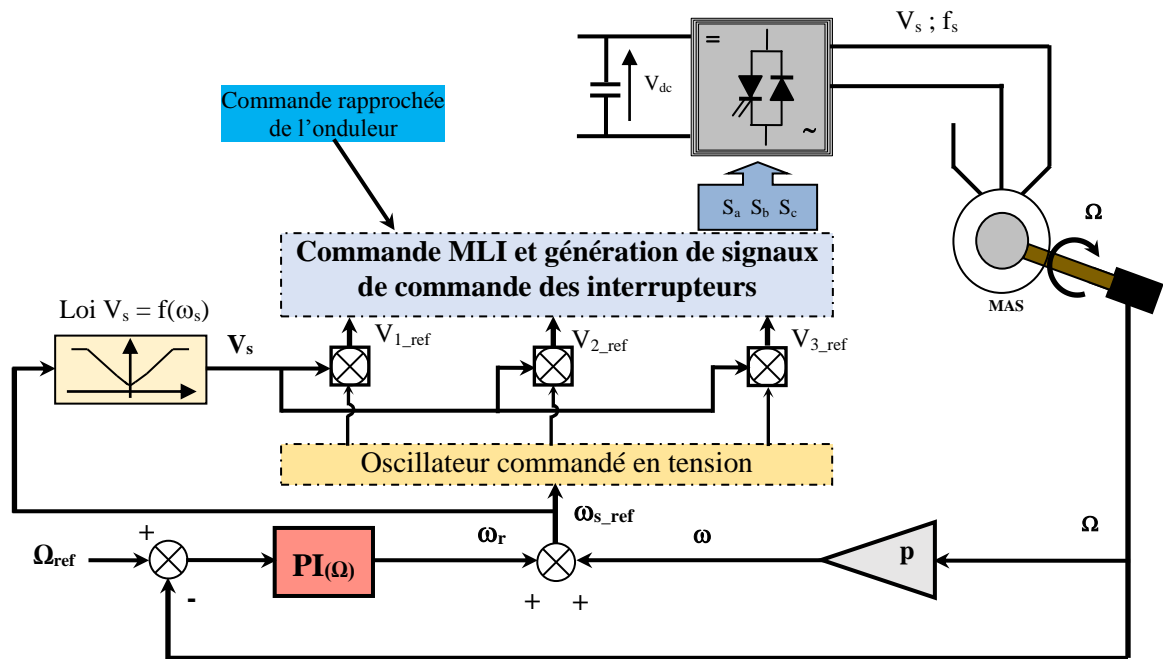


Fig. IV.28 Schéma synoptique d'une commande scalaire en tension et en boucle fermée de la vitesse

IV.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 ;

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

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

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

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

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 (IV.59).

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

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. IV.29 :

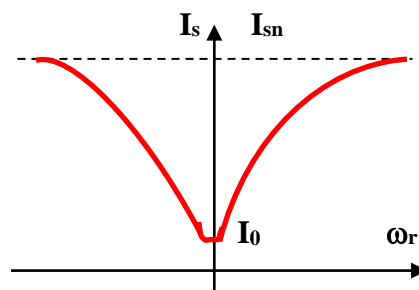


Fig. IV.29 Evolution de la caractéristique $I_s = f(\omega_r)$ pour une MAS

Le schéma structurel de l'asservissement de vitesse de la machine asynchrone est donné par la Fig. IV.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} .

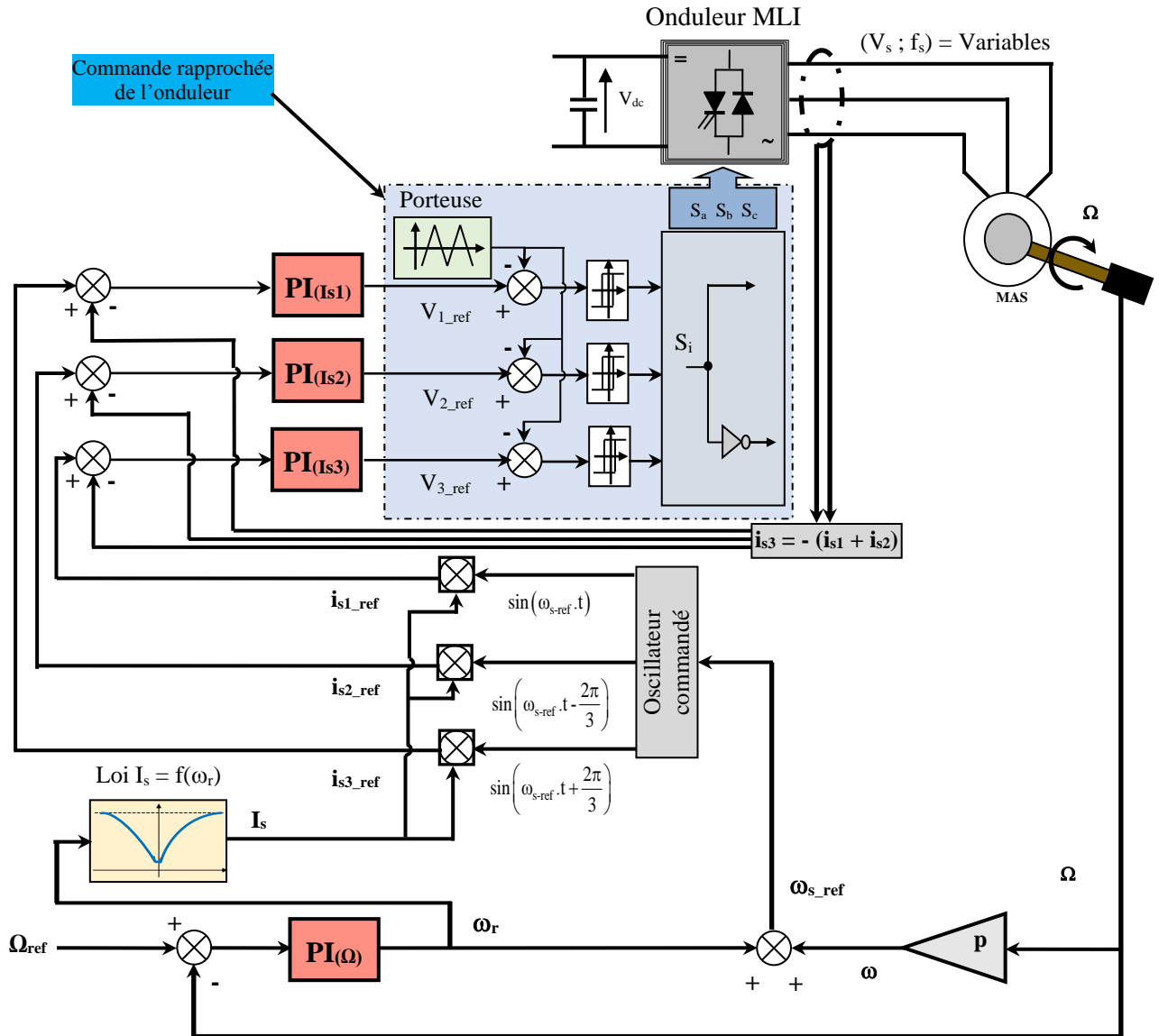


Fig. IV.30 Schéma synoptique d'une commande scalaire en courant et en boucle fermée de la vitesse

Chapitre V

Réglage de la vitesse et autopilotage des moteurs synchrones à aimants permanents

V. 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).

V. 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.

V.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).

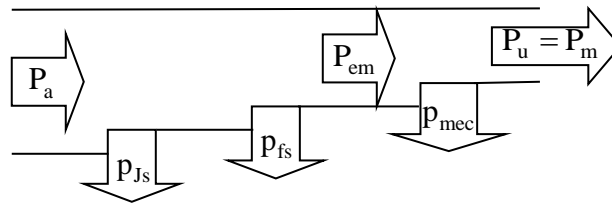


Fig. V.1 Schéma représentatif du bilan de puissance d'un moteur synchrone MSAP

La puissance absorbée par le moteur est donnée par :

$$P_a = 3V_s I \cos \varphi = \sqrt{3}U_s I \cos \varphi \tag{V.2}$$

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

Tel que :

$$\begin{cases} P_{stator} = p_{J_s} + p_{fs} \\ \sum P_{pertes} = p_{J_s} + p_{fs} + p_{méc} \\ p_{J_s} = 3R_s I^2 \end{cases} \tag{V.4}$$

p_{J_s} : Pertes par effet Joule au stator

p_{fs} : Pertes fer dans le stator

V.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.

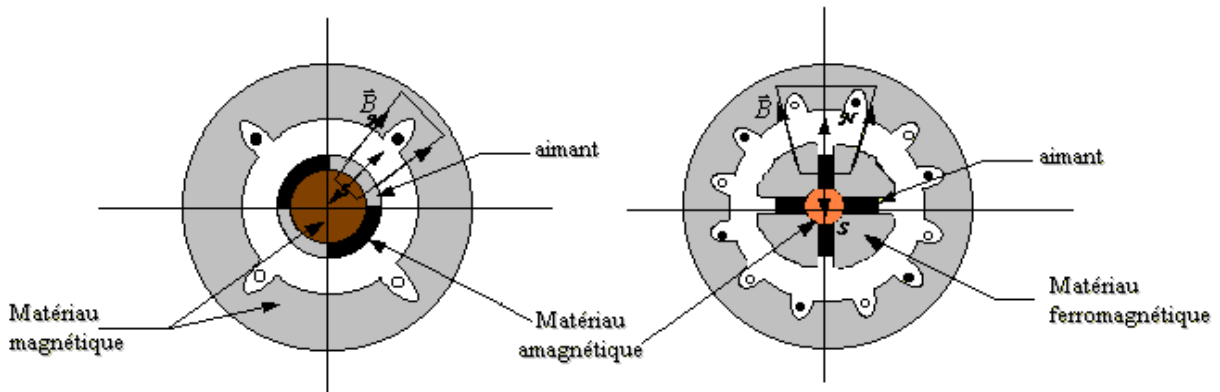


Fig. V.2 Machine à aimants permanents :
(a). Montés en surface du rotor ; (b). Enterrés.

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.

V.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.

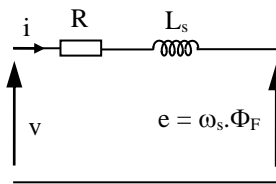


Fig. V.3 Schéma équivalent monophasé de la MSAP

V.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.

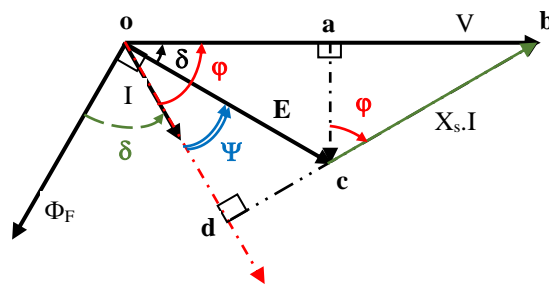


Fig. V.4 Diagramme vectoriel de la MSAP

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, $\sum p_{pertes} = p_{Js} + p_{fs} + p_{méc} = 0$.

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

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

V.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 ($\Psi = (I, E)$).

V.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 :

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

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.

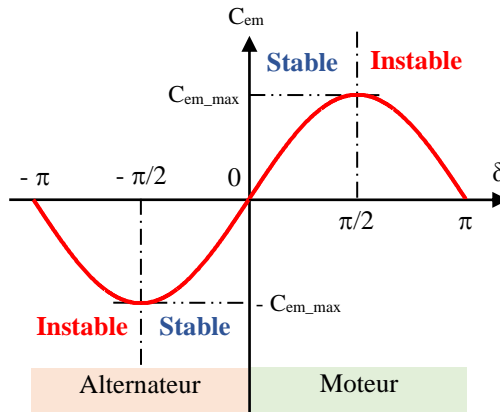


Fig. V.5 Evolution de la fonction $C_{em} = f(\delta)$ de la MSAP.

V.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. V.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) :

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

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

V.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 .

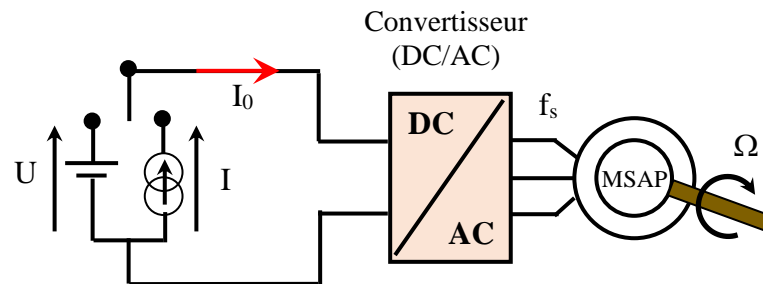


Fig. V.6 Schéma d'alimentation d'une MSAP par un onduleur du courant et de tension

V.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.

V.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 ;

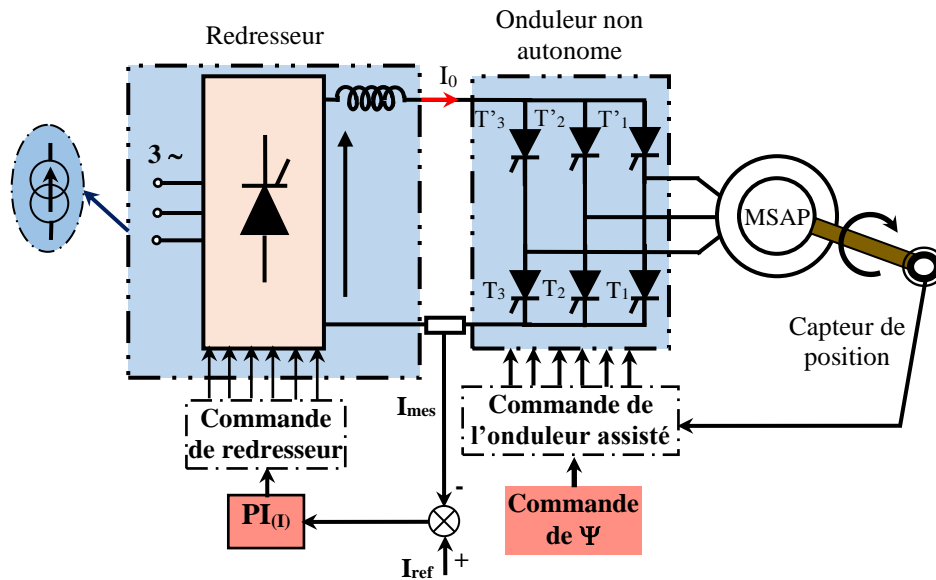


Fig. V.7 Schéma de principe d'un moteur synchrone autopiloté associé à un onduleur du courant

- ❖ 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	T ₁	T ₂	T ₃	T ₁	T ₂	T ₃
	T' ₂	T' ₃	T' ₁	T' ₂	T' ₃	T' ₁

❖ 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.

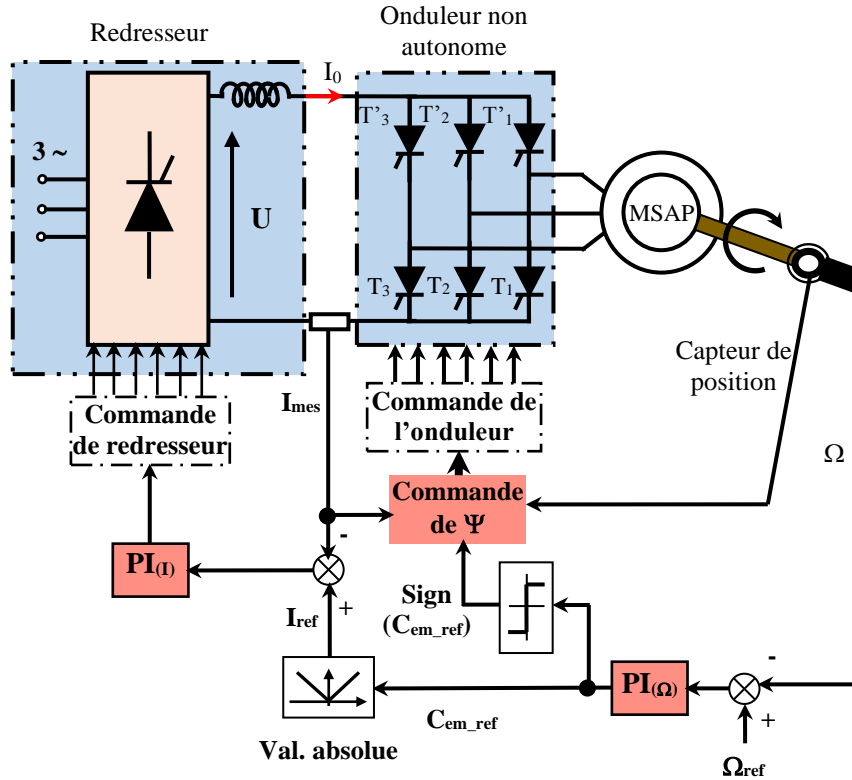


Fig. V.8 Schéma de principe de l’asservissement de la vitesse d’un moteur synchrone autopiloté alimenté par un onduleur de courant

V.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 $\sin\left(\theta - \left(2 \cdot \frac{\pi}{3}\right)\right)$, 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.

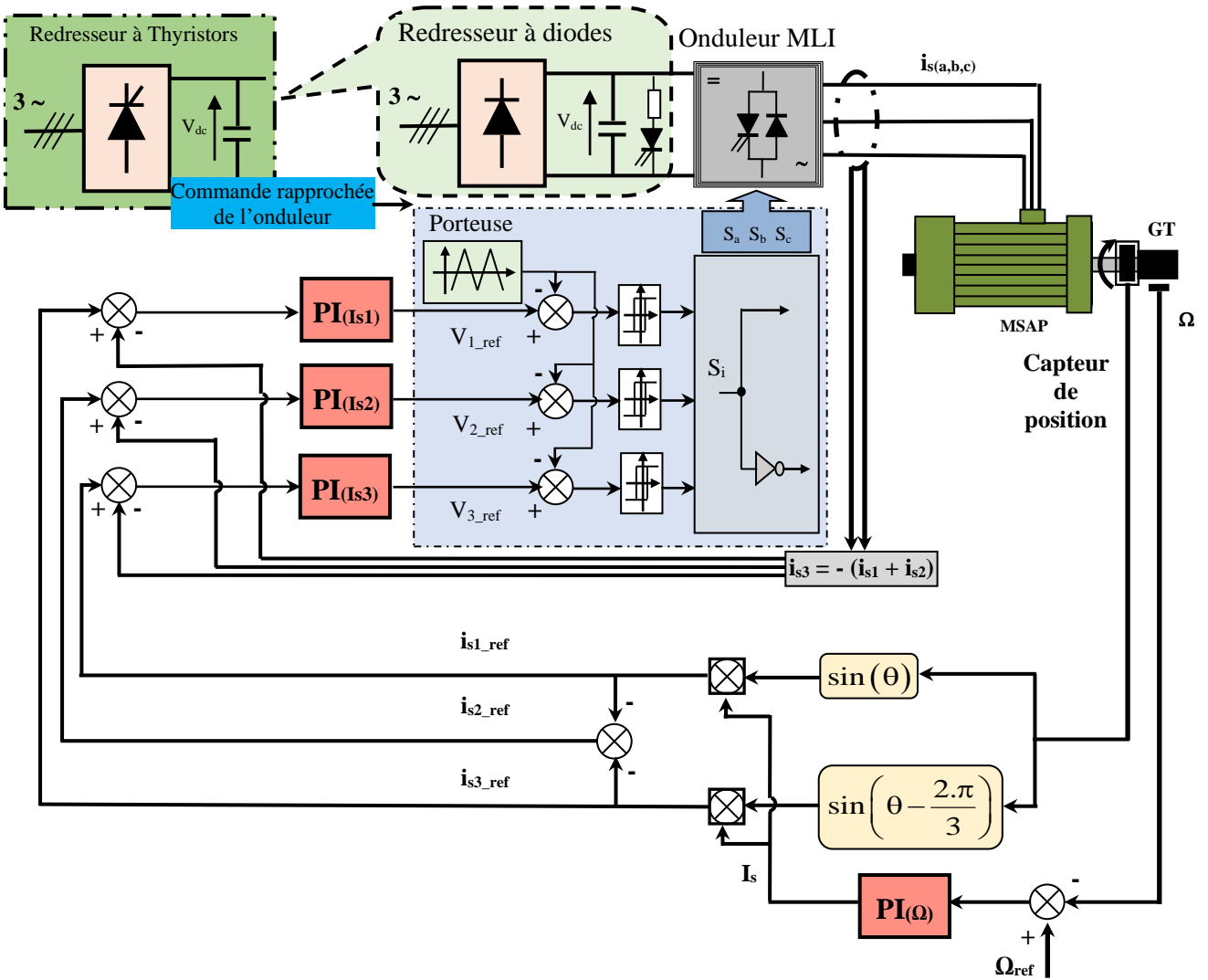


Fig. V.9 Schéma synoptique d'une commande scalaire d'un MSAP en tension et en boucle fermée de la vitesse.

V.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.

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

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 :

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

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.

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

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

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

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

Le couple électromagnétique de la machine MSAP s'écrit :

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

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

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

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).

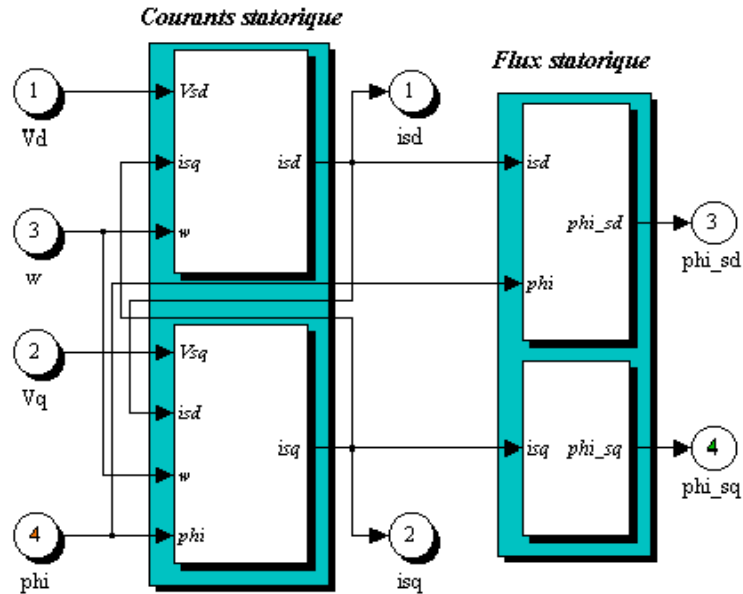


Fig. V.10 Modèle électrique et magnétique de simulation de la machine synchrone MSAP



Bibliographie

Bibliographie

- EL-M. Barhoumi, *Introduction à la Commande des Machines Electriques*, Edition Amazon, France, ISBN13 : 978-3330868724, 2017 ;
- A. Blajkine, B. Frolov, A. Teplinski, V. Bessekierski, E. Fabrikant, E. Sivérine, G. Barabanov, *Electrotechnique Générale*, Éditions Mir Moscou, Posted on November 8, 2022 by The Mitr ;
- 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 ;
- R. Delpoux, *Modélisation et commandes embarquées génériques de machines synchrones - Avancées et perspectives -*, Habilitation A Diriger Des Recherches, l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon et l'Université Claude Bernard LYON I, France, 2021 ;
- M. Dhaoui, L. Sbita, *Techniques de commande des machines électriques - Cours et problèmes corrigés*, Editions universitaires européennes, ISBN 13: 978-3-639-60761-1, 2017 ;
- C. GRELLET, G. CLERC, *Principes / Modèles / Commande*, Edition EYROLLES, Paris, France, 1997 ;
- R. Husson, *Méthodes de commande des machines électriques*, Maison d'édition : Hermès Science Lavoisier, France, 2022 ;
- M. Kostenko, L. Piotrovsk, *Machines Electriques*, (Tome 1 et 2), Troisième Édition, Éditions Mir Moscou, Posted on August 31, 2023 by The Mitr ;
- J.-P. LOUIS, *Modélisation des machines électriques en vue de leur commande : Concepts généraux*, Traité EGEM, série Génie électrique, Maison d'édition : Hermès Science Lavoisier, France, 2004 ;
- R. MERAT, R. MOREAU, L. ALLAY, J.P. DUBOS, J. LAFARGUE, R. Le GOFF, *Génie Electrotechnique*, Edition NATHAN, Paris, France, 1997 ;
- M. Pinard, *Commande électronique des moteurs électriques*, Collection Technique et ingénierie - EEA, 2^{ème} édition Dunod, France, ISBN13 : 978-2-10-051115-0, 2007 ;
- M. Pinard, *La commande électronique des machines*, Collection Cahiers techniques, Edition Dunod, France, ISBN13 : 978-2-10-058481-9, 2013 ;
- G. SEGUIER, *Electrotechnique Industrielle*, Edition LAVOISIER TEC & DOC, Paris, France, 1996 ;
- G. SEGUIER, R. BAUSSIÈRE, F. LABRIQUE, *Electronique de puissance, Structure, fonctions de base, principales applications*, Dunod, France, 2004 ;
- S. Tamalouzt, *Commande des Systèmes Electro-Energétique*, Polycopié de Cours, Université de Bejaia (<https://elearning.univ-bejaia.dz>), 2019 ;
- T. WILDI, G. SYBILLE, *Electrotechnique*, 4^{ème} Edition, Edition De Boeck Université Montréal, Montréal, Canada, 2005.