

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 des Travaux Pratiques

UEM 124 : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRO- ENERGETIQUES

Préparé par : Dr. TAMALOUZT Salah

Maître de Conférences A

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

1^{ère} ANNEE MASTER ACADEMIQUE EN ELECTROTECHNIQUE

1^{ère} ANNEE MASTER ACADEMIQUE EN ELECTROMECHANIQUE

Filière : Électrotechnique
Option : Réseaux Électriques

Filière : Électromécanique
Option : Électromécanique

Sommaire

Plan de Polycopié du TP

TP. 01 : Variation de vitesse d'un moteur à courant continu	1
I.1. Variateur Rhéostatique et par le Rhéostat du champ	1
I.2. Par la variation de la tension d'alimentation d'induit : Avec un Hacheur dévolteur puis un Hacheur réversible en courant	7
TP. 02 : Régulation de vitesse de la machine à courant continu alimentée par un convertisseur AC/DC	14
TP. 03 : Commande en boucle ouverte de la Machine Asynchrone triphasée : Association MAS - Onduleur MLI	26
TP. 04 : Commande scalaire en tension de la vitesse de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension	40
TP. 05 : Commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension	48
TP. 06 : Autopilotage d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) alimentée par un onduleur MLI	68
TP. 07 : Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)	75
TP. 08 : Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension	82

AVANT PROPOS

AVANT PROPOS

Ce document est un polycopié des travaux pratiques 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 document 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 Master 1, en Electrotechnique, option : Réseaux Electrique. L'intitulé de la matière est : UEM 124 : commande des systèmes électro-énergétiques. Ce document peut être bien utile aux étudiants en master (I et II) de formation académique, pour les deux filières confondues Electrotechnique et Electromécanique.

C'est un polycopié de TP 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 neuf parties du polycopié, subdivisés en huit parties principales, dont le premier TP est réparties en deux, pour englober le maximum de types de variateurs de vitesses de la MCC, pour mettre en évidence l'objectif principal de ce document 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 aperçus de rappels de cours d'une manière générale.

Le premier TP s'intéresse à la variation de vitesse d'un moteur à courant continu d'une manière générale. Ce TP est subdivisé en deux parties séparées : La première concernera les variateurs Rhéostatique et ceux par les Rhéostats du champ. Pour la seconde elle traitera les variateurs de vitesses fondés par des convertisseurs statiques, basés sur la variation de la tension d'alimentation d'induit, en utilisant deux types de hacheurs un Hacheur dévolteur puis un Hacheur réversible en courant.

Le deuxième TP est réservé à la régulation de vitesse de la machine à courant continu alimentée par un convertisseur AC/DC, assurant tous les modes de fonctionnement.

L'intérêt du troisième chapitre, été de mettre en valeur la commande en boucle ouverte de la Machine Asynchrone triphasée, par l'Association de celle-ci à un onduleur MLI.

Le réglage et la variation de vitesse des machines asynchrones triphasées par un convertisseur statique basé sur un onduleur de tension été le cœur du TP 03. En utilisant la commande scalaire en tension de la vitesse de cette machine alimentée par un onduleur de tension. 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.

Dans le cinquième TP., un aperçu général a été développé sur la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension dans la partie théorique. Ce qui va permettre la maîtrise de l'implémentation de cette commande sur Simulink du logiciel MATLAB.

Le sixième TP. est réservé au réglage et variation de vitesse des machines synchrones à aimants permanents en boucle ouverte. 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, au septième TP., l'application de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) a été très bien développée, selon la commande rapprochée, ce qui a permis de développer les schémas de base de cette commande pour cette machine.

La limitation de la commande scalaire au régime permanent de fonctionnement de la MAS, et de la commande vectorielle à flux rotorique orienté (CVFRO), nous a amené à introduire le huitième TP. qui traite le contrôle direct du couple (DTC), assurant les deux régimes de fonctionnement, du transitoire au permanent. Le développement de cette commande est basé sur plusieurs étapes, de l'estimation des grandeurs de commandes jusqu'à la génération des signaux de commandes pour l'onduleur.

Le choix et le dimensionnement des différents régulateurs utilisés sont discutés dans chaque partie concernée.

Critiques :

La limitation du nombre de pages, a fait réduire le volume de ce document, ce qui s'est répercuté particulièrement sur l'élimination de plusieurs détails dans les développements mathématiques et la limitation de toutes les parties traitées. Nous avons limité notre présentation aux machines citées dans le Canvas au lieu de citer d'autres types de machines spéciales ; le cas des moteurs asynchrones monophasés, les machines polyphasées, les machines asynchrones à double alimentations, les machines à double stators, etc.

TP. 01 : Variation de vitesse d'un moteur à courant continu :

I.1. Variateur Rhéostatique et par le Rhéostat du champ

TP. 01 : Variation de vitesse d'un moteur à courant continu :

I.1. Variateur Rhéostatique et par le Rhéostat du champ

I.1.1. But

- Réaliser le schéma bloc de deux types différents de variateurs de vitesse d'un moteur à courant continu ;
- Analyser le fonctionnement des deux variateurs de vitesse, variateur Rhéostatique et par le Rhéostat du champ. En Utilisant le logiciel Matlab/Simulink.

Soit le schéma de la Fig. 1.1 représentant deux variateurs de vitesse d'un moteur à courant continu.

Pour la réalisation des schémas blocs de ces variateurs de vitesse, nous somme obligé de passer par l'implémentation par simulation du schéma fonctionnel du MCC.

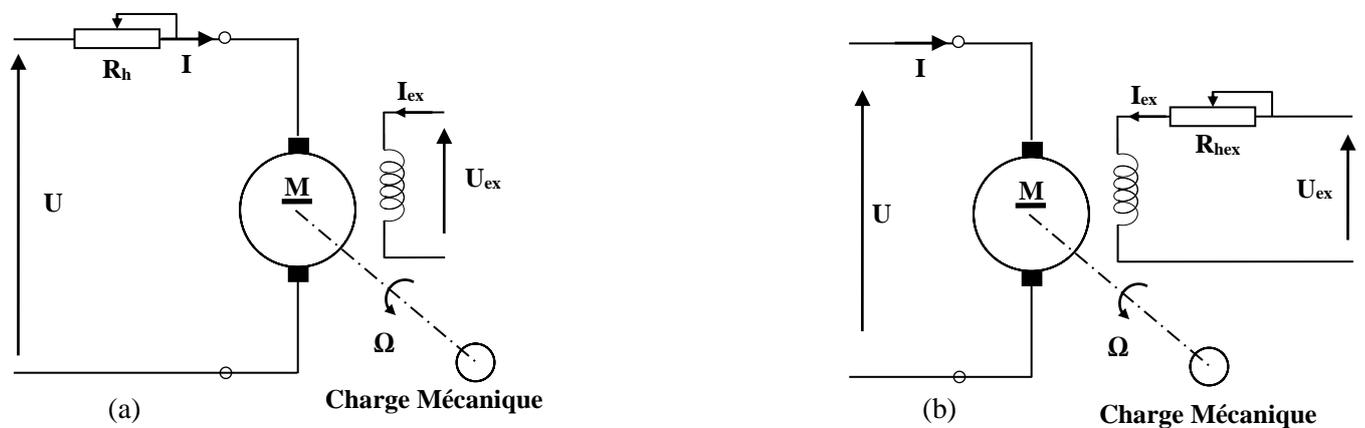


Fig. 1.1 Schéma représentatif de deux variations de vitesse d'un MCC : (a). Variateur Rhéostatique, (b). Par Rhéostat du champ

I.1.2 Modélisation d'un moteur à courant continu à flux constant : (Schéma fonctionnel)

Pour la réalisation du schéma fonctionnel du MCC nous sommes obligés de passer par la modélisation mathématique de la machine à courant continu, Fig. 1.2 :

Dans le but de concevoir une commande performante pour la régulation de vitesse de la machine à courant continu 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. Cela permet de représenter les différentes parties du système par des fonctions de transfert.

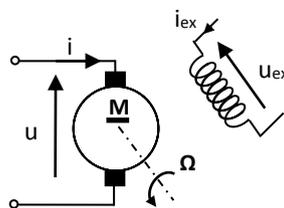


Fig. 1.2 Schéma électrique équivalent du MCC à excitation séparée.

- Equation électrique (Induit) :

$$u = Ri + L \frac{di}{dt} + E' \tag{I.1}$$

Avec : $E' = K' \Omega$

On passe en Laplace on obtient :

$$\begin{cases} U = R.I + L.I.P + E' \\ \Rightarrow U - E' = (R + L.P).I \\ \Rightarrow I = \frac{1}{(R + L.P)}(U - E') \end{cases} \quad (I.2)$$

- **Equation du mouvement :**

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

$$\begin{cases} \sum C = J \frac{d\Omega}{dt} \\ C_m - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} \\ C_m = K' I \\ C_r = C_{sec} + C_{f_{vis}} \end{cases} \quad (I.3)$$

Avec : $C_{f_{vis}} = f_{vis} \cdot \Omega$ (I.4)

On passe en Laplace on obtient :

$$\begin{cases} C_m - C_{sec} = J.P.\Omega + f_{vis}.\Omega = (J.P + f_{vis}).\Omega \\ \Rightarrow \Omega = \frac{1}{J.P + f_{vis}}(C_m - C_{sec}) \end{cases} \quad (I.5)$$

Le schéma fonctionnel de la commande en boucle ouvert d'une MCC est donné par la **Fig. 1.3** :

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

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

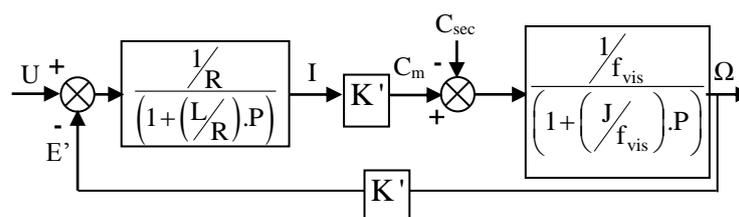


Fig. 1.3 Schéma fonctionnel d'un moteur à courant continu

I.1.3. Travail à effectuer

I.1.3.1. Simulation d'un MCC alimenté par une tension (U) constante : Réaliser le schéma de la **Fig. 1.3**.

I.1.3.1.1. Simuler le moteur avec un couple de charge $C_{sec} = 0$ Nm ;

- Visualiser les différentes grandeurs caractéristiques du moteur (Courant d'induit, le couple électromagnétique et la vitesse) ;
- Interpréter les résultats et conclure.

I.1.3.1.2. Simuler le moteur avec un couple de charge variable selon le profile donné par la **Fig. 1.4**.

- Refaire les questions posées dans **(I.1.3.1.1)**.

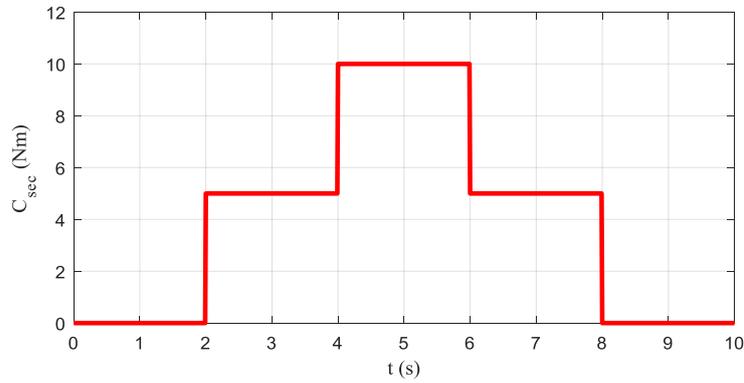


Fig. 1.4 Allure de profil du couple résistant

I.1.3.2. Etude des deux variateurs de vitesse de MCC

I.1.3.2.1. Variateur de vitesse Rhéostatique

Le schéma fonctionnel de ce variateur est donné par la Fig. 1.5, où, nous considérons que le régime nominal est atteint.

A/- Appliquer un profil de variation du rhéostat inséré avec l'induit de la machine, selon la Fig. 1.6. Pour un couple de charge constant $C_R = 10 \text{ Nm}$, le cas d'un système de levage ;

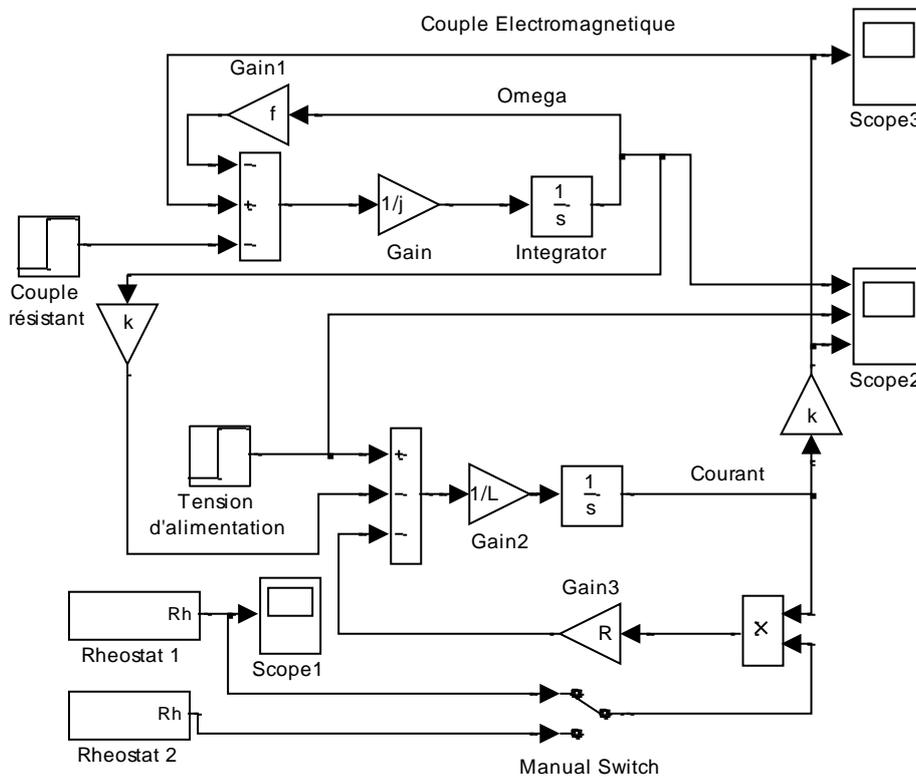


Fig. 1.5 Schéma de simulation d'un variateur Rhéostatique de vitesse d'un MCC

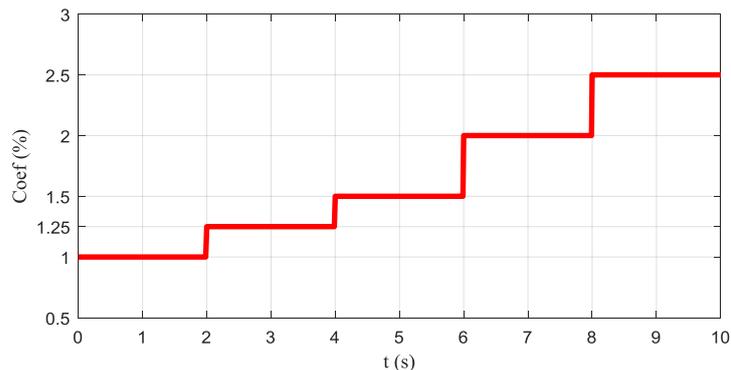


Fig. 1.6 Allure de variation du coefficient de rhéostat (Rh)

B/- Appliquer un profil de variation du rhéostat inséré avec l'induit de la machine, selon la Fig. 1.7. Pour un couple de charge variable selon le profil de la Fig. 1.8 ;

- Simuler le système pour les deux cas (A et B) et visualiser les allures du courant d'induit, le couple et la vitesse ;
- Interpréter les résultats et conclure.

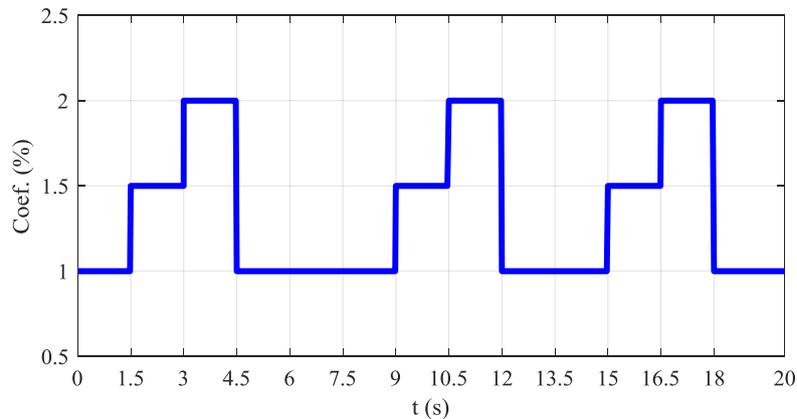


Fig. 1.7 Allure de variation du coefficient de rhéostat (Rh)

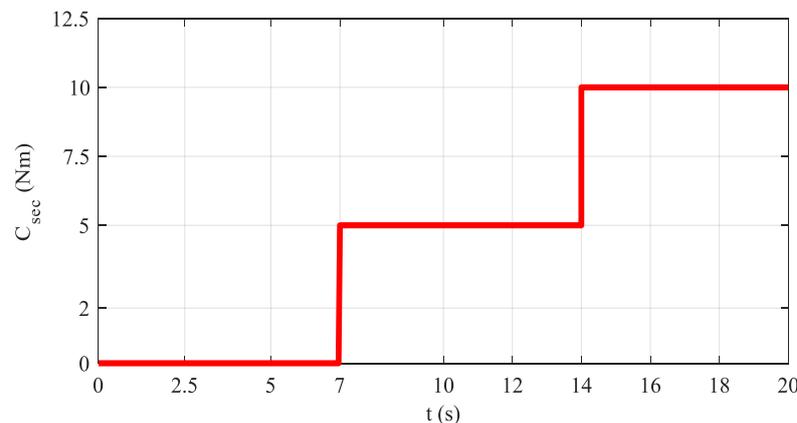


Fig. 1.8 Allure de profil du couple résistant

I.1.3.2.2. Variateur de vitesse par un Rhéostat du champ

Le schéma fonctionnel de ce variateur est donné par la Fig. 1.9, où, nous considérons que le régime nominal est atteint.

A/- Appliquer un profil de variation du rhéostat inséré avec l'induit de la machine, selon la Fig. 1.10. Pour un couple de charge Constant $C_r = 10 \text{ Nm}$;

B/- Appliquer un profil de variation du rhéostat inséré avec l'induit de la machine, selon la Fig. 1.11. Pour un couple de charge variable selon le profil de la Fig. 1.12 ;

- Simuler le système pour les deux cas (A et B) et visualiser les allures du courant d'induit, le couple et la vitesse ;

Interpréter les résultats et conclure.

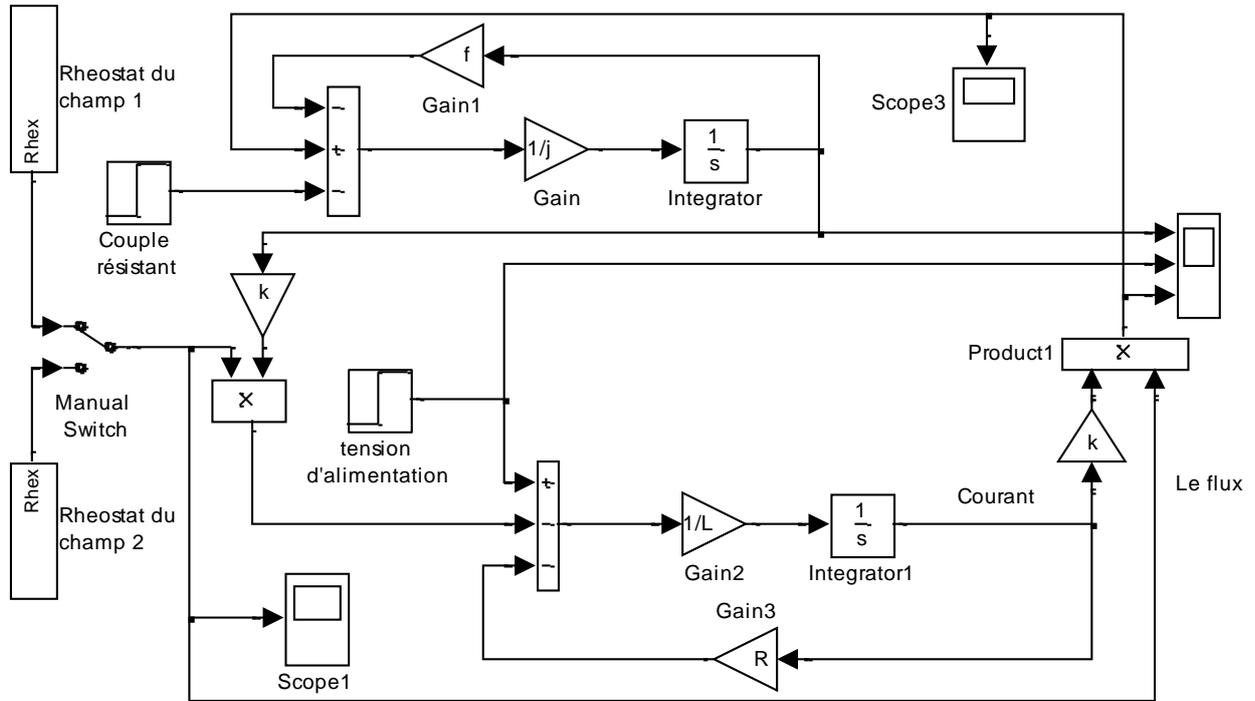


Fig. 1.9 Schéma de simulation d'un variateur de vitesse d'un MCC par Rhéostat du champ

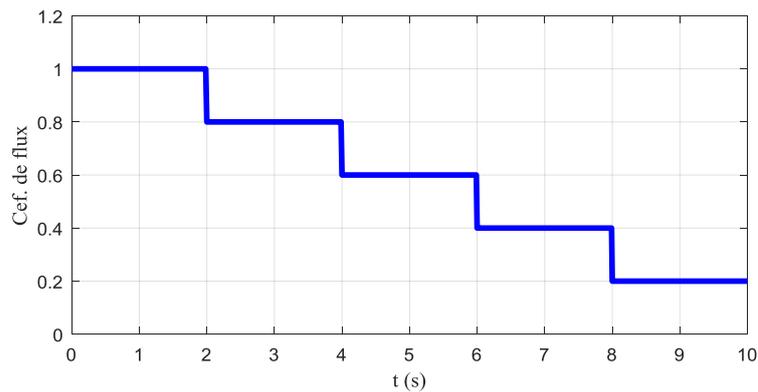


Fig. 1.10 Allure de variation du coefficient de rhéostat du champ (R_{hex})

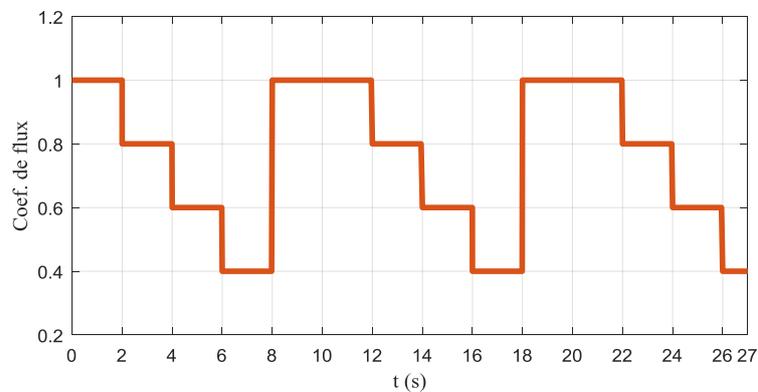


Fig. 1.11 Allure de profil du couple résistant

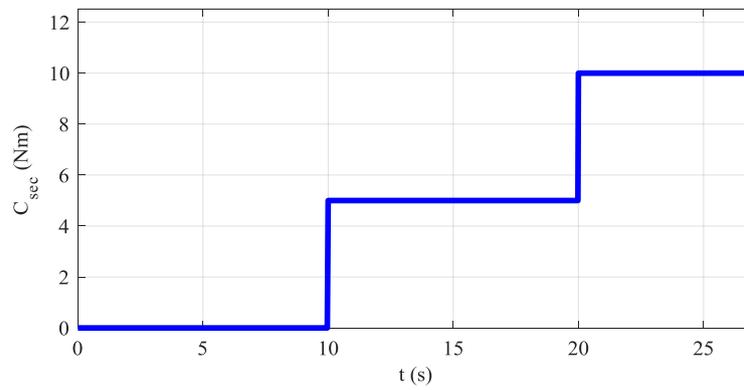


Fig. 1.12 Allure de variation du coefficient de rhéostat du champ ($R_{h_{ex}}$)

Tableau. 1.1 Paramètres de la machine à courant continu

Paramètres	Valeurs
Résistance d'induit (R)	2.3 Ω
Inductance d'induit (L)	0.032 H
Constante du moteur (K)	0.66 V/(rd.s ⁻¹)
Moment d'inertie (J)	0.003 kg.m ²
Coefficient de frottement (f)	0.009 N.s/m

I.1.3.3. Après simulation et Interprétation des résultats des deux procédés de variations de vitesse de MCC, donner les principaux avantages et inconvénients de ces variateurs.

TP. 01 : Variation de vitesse d'un moteur à courant continu :

**I.2. Par la variation de la tension
d'alimentation d'induit :**

**Avec un Hacheur dévolteur puis un
Hacheur réversible en courant**

TP. 01 : Variation de vitesse d'un moteur à courant continu :

I.2. Par la variation de la tension d'alimentation d'induit :

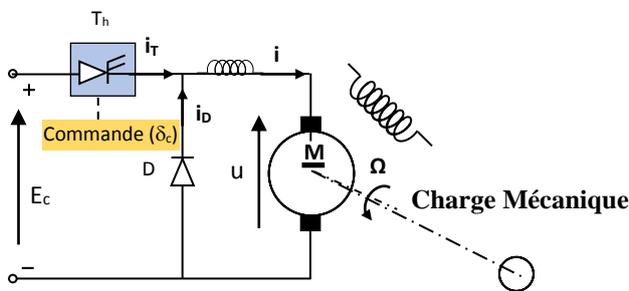
Avec un Hacheur dévolteur puis un Hacheur réversible en courant

I.2.1. But

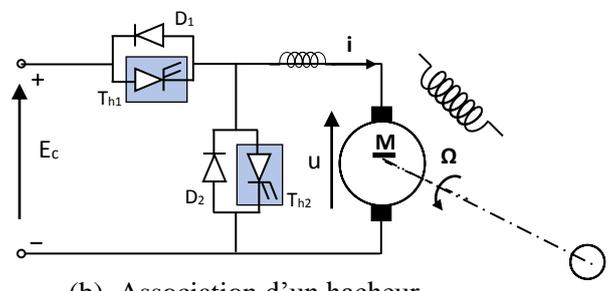
- Réaliser le schéma bloc de deux types différents de variateurs de vitesse d'un moteur à courant continu basés sur la variation de la tension d'alimentation ;
- Analyser le fonctionnement des deux variateurs de vitesse, par un hacheur dévolteur puis par un Hacheur réversible en courant.
- Savoir le principe de fonctionnement d'un hacheur avec sa commande, dans ce cas nous allons utiliser la commande linéaire.

Soit le schéma de la Fig. 1.13 représentant deux variateurs de vitesse d'un moteur à courant continu.

Pour la réalisation des schémas blocs de ces variateurs de vitesse, nous sommes amenés à utiliser le Matlab SimPower Systems.



(a). Association d'un dévolteur-MCC



(b). Association d'un hacheur réversible en courant-MCC.

Fig. 1.13 Schéma représentatif de deux variations de vitesse d'un MCC : (a). Variateur par un hacheur dévolteur, (b). Variateur par un hacheur réversible en courant.

Le schéma du MCC alimenté par un hacheur dévolteur est donné par la Fig. 1.14, alors que celui d'un hacheur réversible en courant est représenté par la Fig. 1.15.

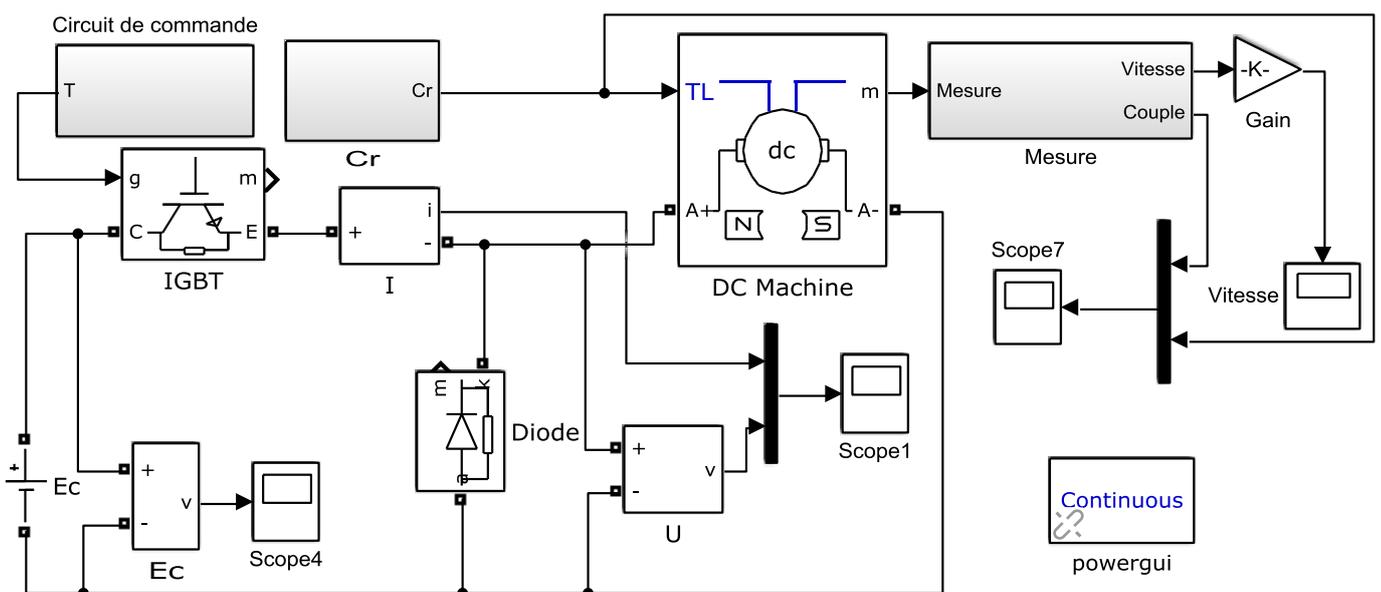


Fig. 1.14 Schéma de simulation d'un moteur à courant continu alimenté par un hacheur

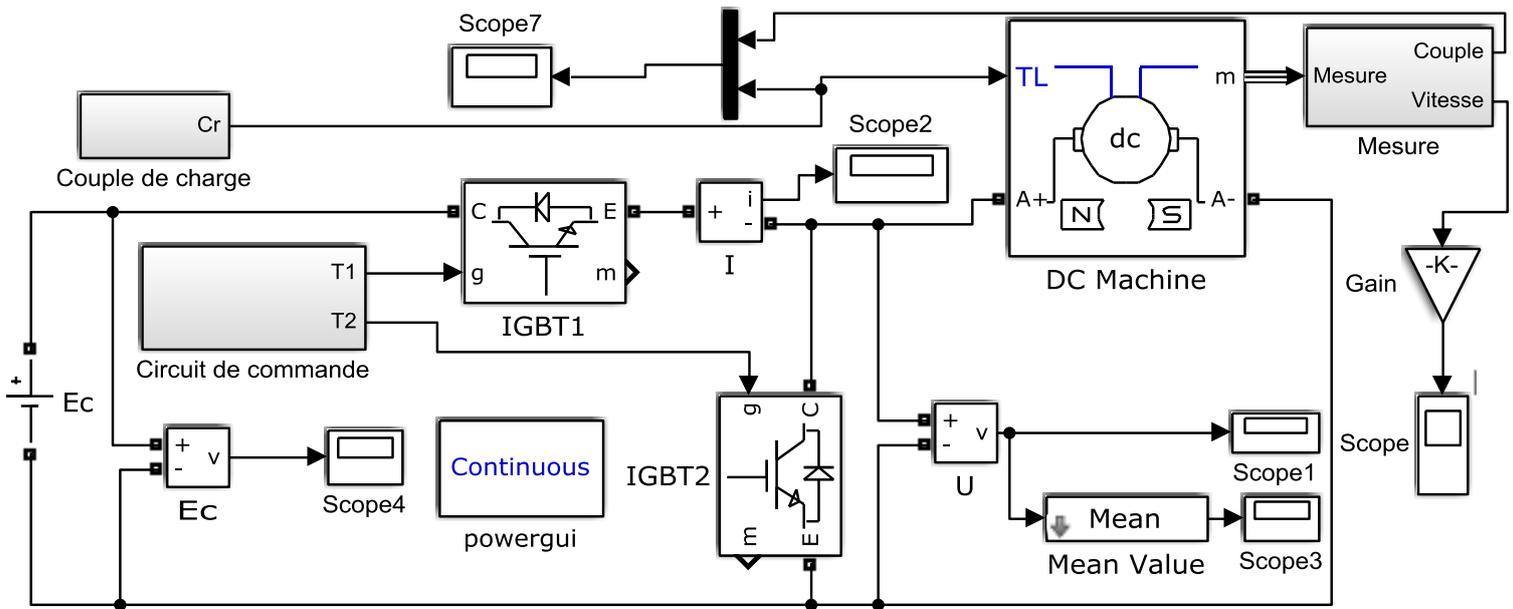


Fig. 1.15 Schéma de simulation d'un moteur à courant continu alimenté par un hacheur réversible en courant

I.2.2. Commande à linéaire

I.2.2.1. 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.1.16. 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 ($C = 0$)

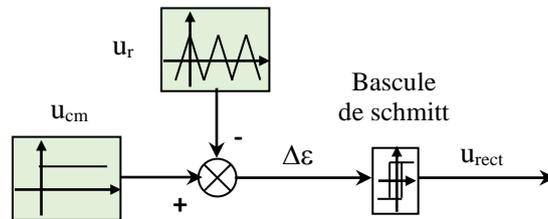


Fig. 1.16 Schéma de principe de la commande linéaire

I.2.2.2. Relation entre le rapport cyclique (δ) et la tension de commande (U_{cm})

Le schéma de la Fig.1.17 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 $K_2 = 1$;

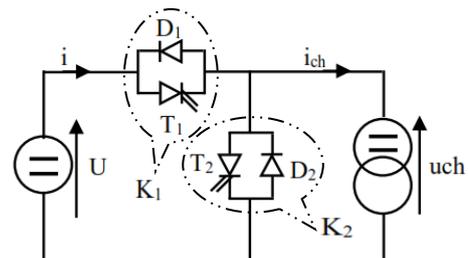


Fig. 1.17 Représentation d'un hacheur réversible en courant

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.1.18.

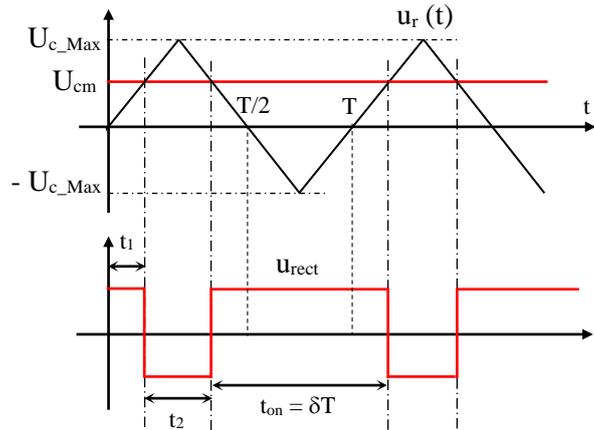


Fig. 1.18 Principe de génération du rapport cyclique par la commande linéaire dans le cas d'une référence triangulaire

Sur la Fig. 1.18 et au point d'intersection de u_r (t) et U_{cm} nous aurons :

$$u_r(t_1) = U_{cm} \Rightarrow t_1 = \left(\frac{U_{cm}}{U_{r_Max}} \right) \left(\frac{T}{4} \right); \text{ O\grave{u}}, \delta = 2 \left(\frac{t_1}{T} \right) + \left(\frac{1}{2} \right) \tag{I.6}$$

$$\Rightarrow t_1 = \left(\frac{T}{4} \right); \text{ O\grave{u}}, \delta = \frac{1}{2} \left(1 + \left(\frac{U_{cm}}{U_{r_Max}} \right) \right) \tag{I.7}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \text{Dans le cas d'un hacheur r\^eversible en courant : } U_{ch} = \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \left(\frac{U_{cm}}{U_{r_Max}} \right) \right) U \\ \text{Dans le cas d'un hacheur r\^eversible en courant et en tension (En pont) : } U_{ch} = \left(\frac{U_{cm}}{U_{r_Max}} \right) U \end{cases} \tag{I.8}$$

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.1.19.

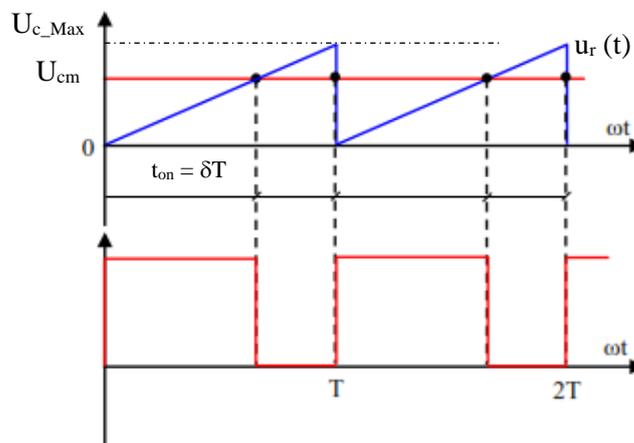


Fig. 1.19 Principe de génération du rapport cyclique par la commande linéaire dans le cas d'une référence en dent de scie

Sur la Fig. 1.19 et au point d'intersection de $u_r(t)$ et U_{cm} nous aurons :

$$u_r(t_{on}) = U_{cm} \Rightarrow t_{on} = \left(\frac{U_{cm}}{U_{r_Max}} \right) T ; \text{Où, } t_{on} = \delta T \quad (I.9)$$

$$\Rightarrow \delta = \frac{U_{cm}}{U_{r_Max}} \quad (I.10)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \text{Pour un hacheur réversible en courant : } U_{ch} = \left(\frac{U_{cm}}{U_{r_Max}} \right) U \\ \text{Pour un hacheur réversible en courant et en tension (En pont) : } U_{ch} = \left(2 \left(\frac{U_{cm}}{U_{r_Max}} \right) - 1 \right) U \end{cases} \quad (I.11)$$

I.2.3. Travail à effectuer

Utiliser les paramètres du Tableau 1.1.

I.2.3.1. Etude du circuit de commande du hacheur

- Réaliser les montages des Figs. 1.20 et 1.21 ;
- Varier la fréquence de la tension de référence (porteuse) puis visualiser les différents signaux à la sortie et noter vos remarques ;
- Varier le signal de la tension de commande puis visualiser les différents signaux à la sortie et noter vos remarques.

I.2.3.2. Etude d'un Hacheur Dévolteur

1. Simulation du moteur avec un couple de charge $C_{sec} = 5 \text{ Nm}$. Varier la tension de commande U_{cm} pour aboutir à des tensions de sorties du hacheur variables, selon la Fig. 1.22;
 - Visualiser les différentes grandeurs caractéristiques du moteur (Courant d'induit, le couple électromagnétique, la vitesse et la tension d'induit) ;
 - Interpréter les résultats et conclure.
2. Simulation du moteur avec un couple de charge variable selon, Fig. 1.23, pour des tensions de commandes variables, Fig. 1.24.
 - Visualiser les différentes grandeurs caractéristiques du moteur (Courant d'induit, le couple électromagnétique, la vitesse et la tension d'induit) ;
 - Interpréter les résultats et conclure.

Simulation du moteur

I.2.3.3. Etude d'un Hacheur réversible en Courant

1. Simulation du moteur avec un couple de charge $C_{sec} = 5 \text{ Nm}$. Varier la tension de commande U_{cm} pour aboutir à des tensions de sorties du hacheur variables, selon la Fig. 1.22;
 - Visualiser les différentes grandeurs caractéristiques du moteur (Courant d'induit, le couple électromagnétique, la vitesse et la tension d'induit) ;
 - Interpréter les résultats et conclure.
2. Refaire la simulation pour un couple de charge variable selon le profil de la Fig. 1.25, où il faut faire varier la tension de commande U_{cm} pour aboutir à des tensions de sorties du hacheur variables, selon la Fig. 1.24 :

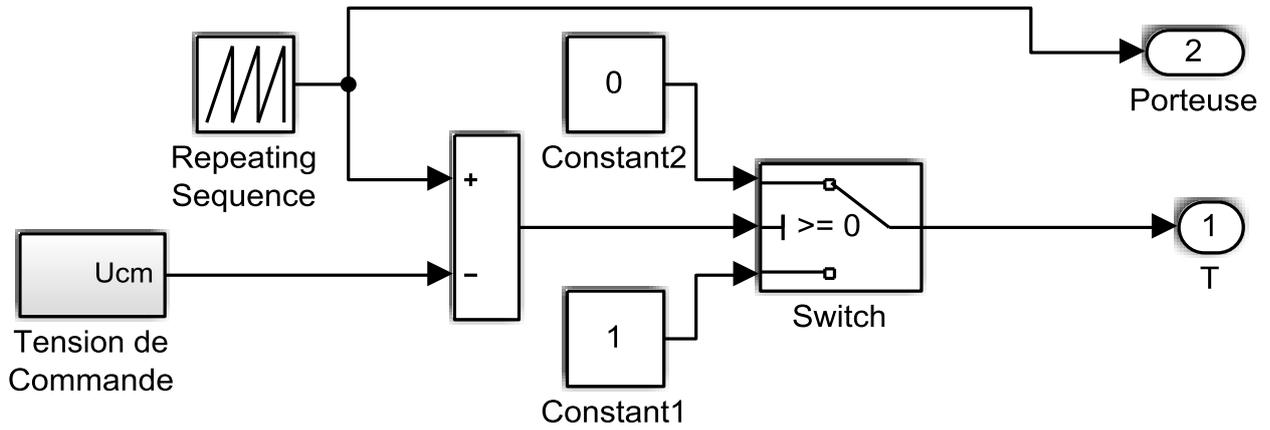


Fig. 1.20 Schéma de simulation de la commande linéaire de l'interrupteur principal T : Génération d'impulsions pour l'interrupteur T (Hacheur série).

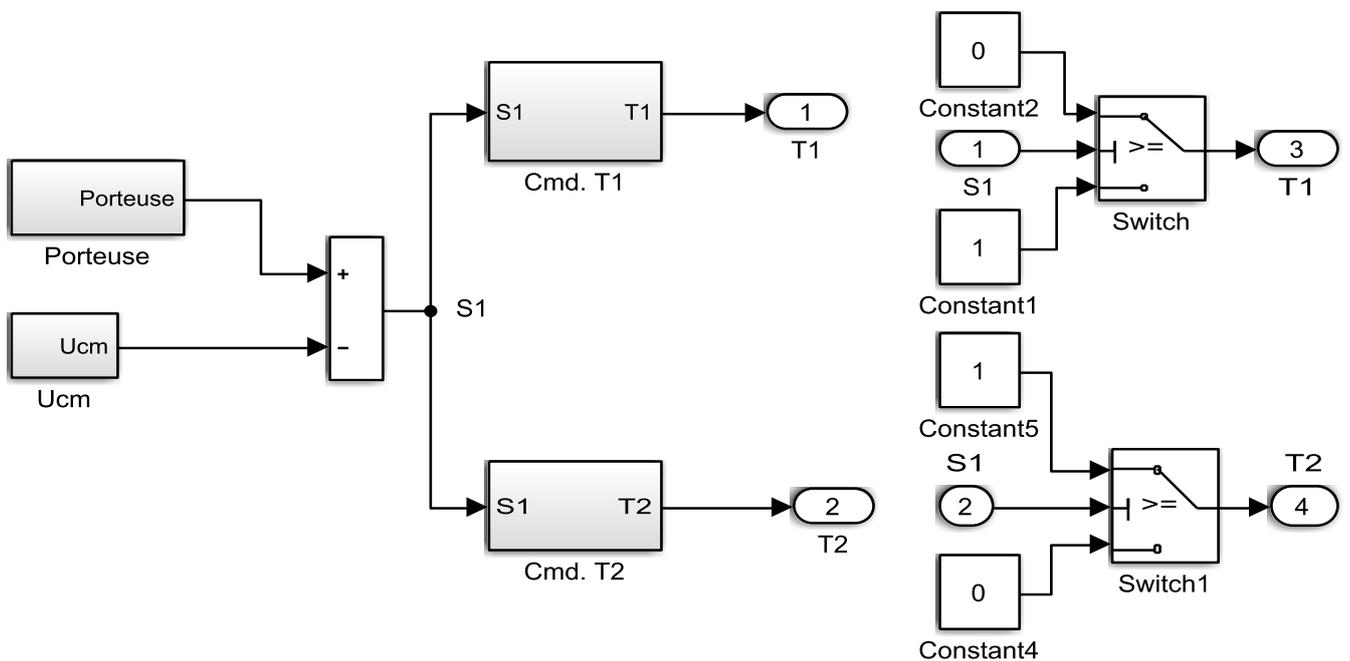


Fig. 1.21 Schéma de simulation de la commande linéaire des deux interrupteurs principaux T₁ et T₂ : Génération d'impulsions pour les deux interrupteurs T₁ et T₂ (Hacheur réversible en courant).

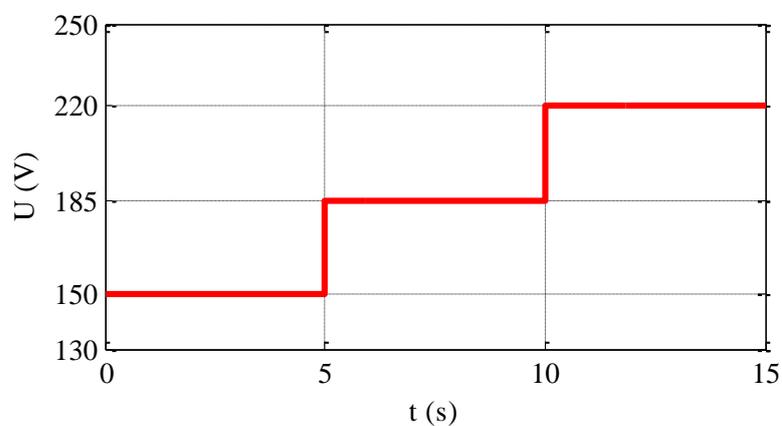


Fig. 1.22 Allure de profil de la tension de sortie du convertisseur

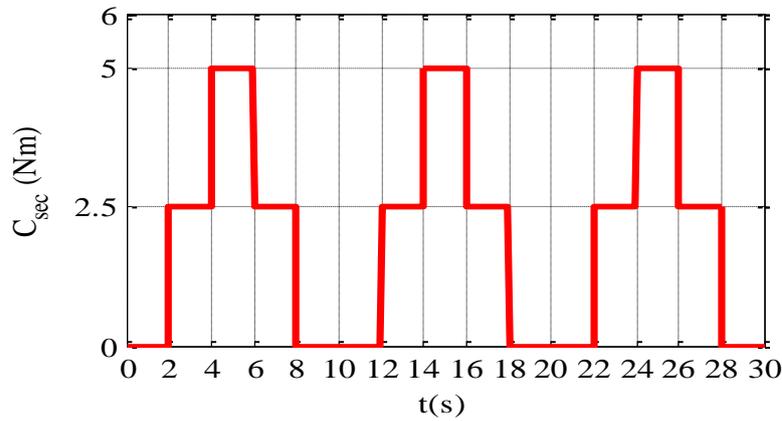


Fig. 1.23 Allure de profil du couple de charge appliqué à l'arbre de la MCC

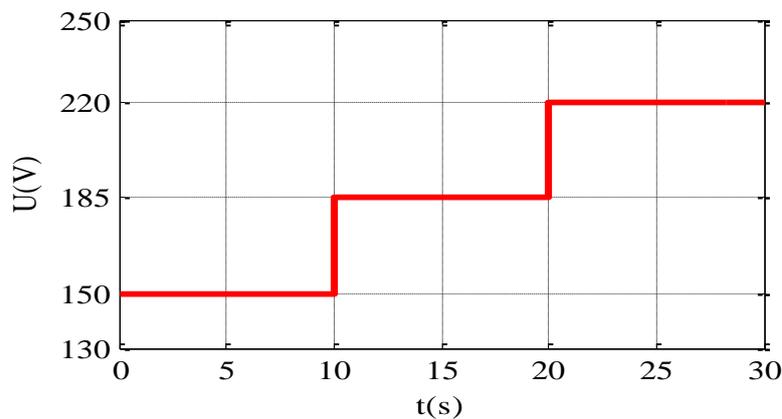


Fig. 1.24 Allure de profil de la tension de sortie du convertisseur

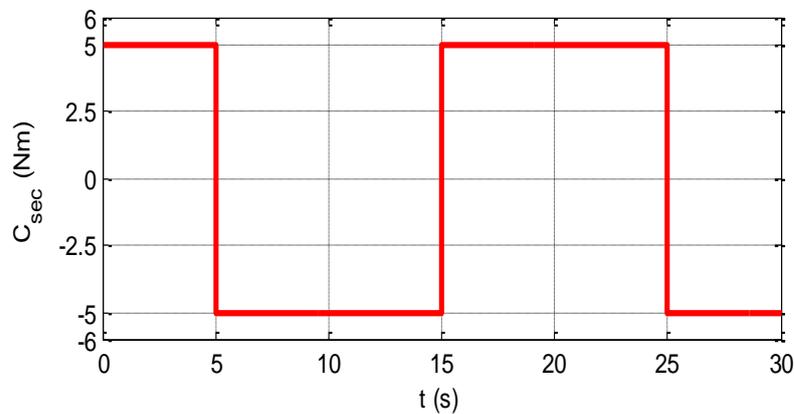


Fig. 1.25 Allure de profil du couple de charge appliqué à l'arbre de la MCC

- Visualiser les différentes grandeurs caractéristiques du moteur (Courant d'induit, le couple électromagnétique, la vitesse et la tension d'induit) ;
 - Interpréter les résultats et conclure.
3. Maintenant pour un couple de charge variable selon le profil de la Fig. 1.26, où il faut faire varier la tension de commande U_{cm} pour aboutir à des tensions de sorties du hacheur variables, selon la Fig. 1.27.
- Visualiser les différentes grandeurs caractéristiques du moteur (Courant d'induit, le couple électromagnétique, la vitesse et la tension d'induit) ;

- Interpréter les résultats et conclure.

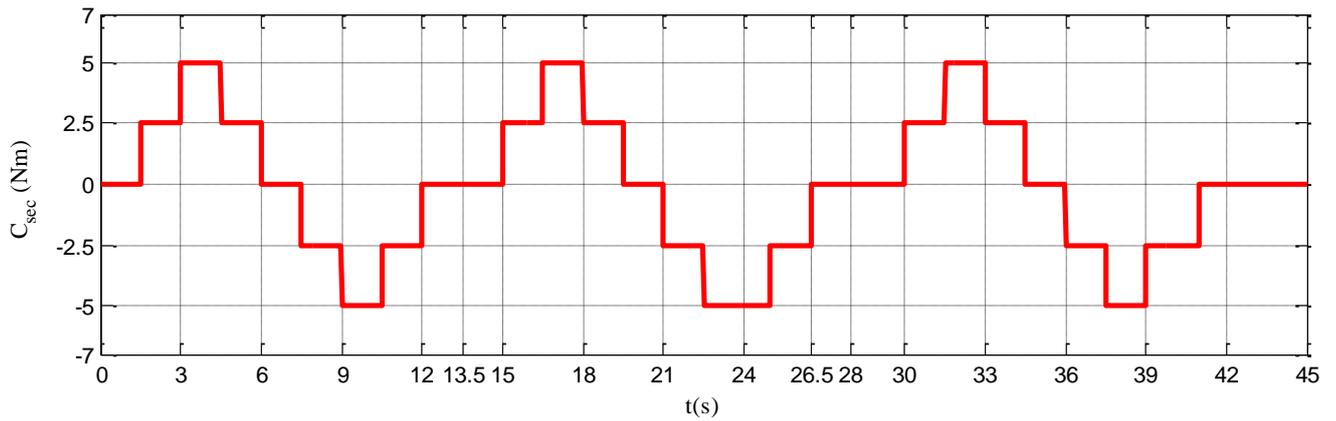


Fig. I.26 Allure de profil du couple de charge appliqué à l'arbre de la MCC

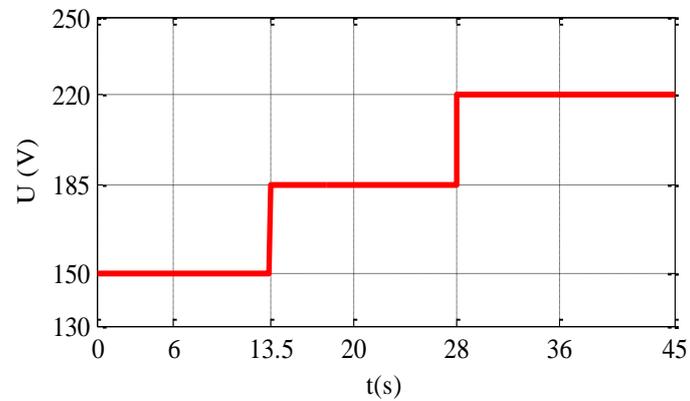


Fig. 1.27 Allure de profil de la tension de sortie du convertisseur

**TP. 02 : Régulation de vitesse
de la machine à courant
continu alimentée par un
convertisseur AC/DC**

TP. 02 : Régulation de vitesse de la machine à courant continu alimentée par un convertisseur AC/DC

II.1. But

Réaliser le schéma bloc d'une régulation de vitesse d'une machine à courant continu alimentée par un redresseur. Pour construire ce schéma, le passage par les différentes étapes est nécessaire, commençant par le schéma bloc de la machine et son alimentation puis le choix et le dimensionnement des régulateurs à utiliser. Ce qui va nous permettre d'effectuer le schéma de simulation globale, représenté par le schéma de principe de la Fig. II.1. Moyennant le logiciel Simulink sous Matlab.

Soit le schéma de la Fig. II.1 représentant une régulation de vitesse d'une machine à courant continu alimentée par un redresseur.

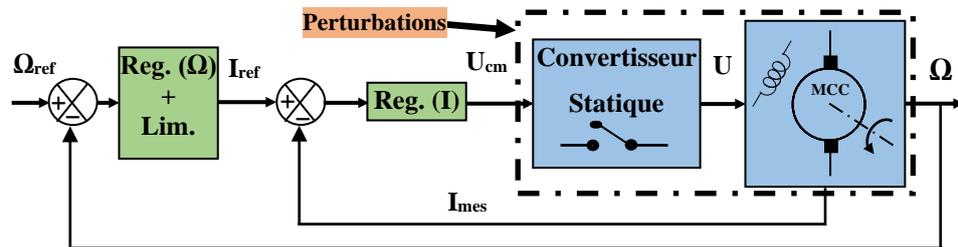


Fig. II.1 Schéma de principe de la régulation en cascade de la vitesse de MCC

Pour la réalisation du schéma de régulation, nous sommes obligés de passer étape par étape jusqu'à la construction du schéma bloc du système.

Le schéma fonctionnel de la commande en boucle ouverte d'une MCC est donné par la Fig. II.2 :

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

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

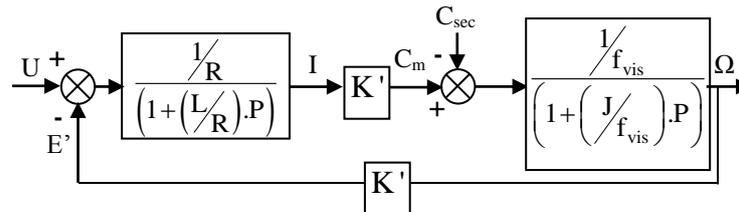


Fig. II.2 Schéma fonctionnel d'un moteur à courant continu

II.2. Principe de réglage de la vitesse du MCC par la variation de la tension d'induit

Sachant que : $\Phi = \Phi_n$;

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

$$\Omega = \frac{U - RI}{K\Phi} = -\frac{R}{K\Phi} I + \frac{U}{K\Phi} \approx \frac{U}{K\Phi} \tag{II.1}$$

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 continuellement la vitesse de 0 jusqu'à Ω_n .

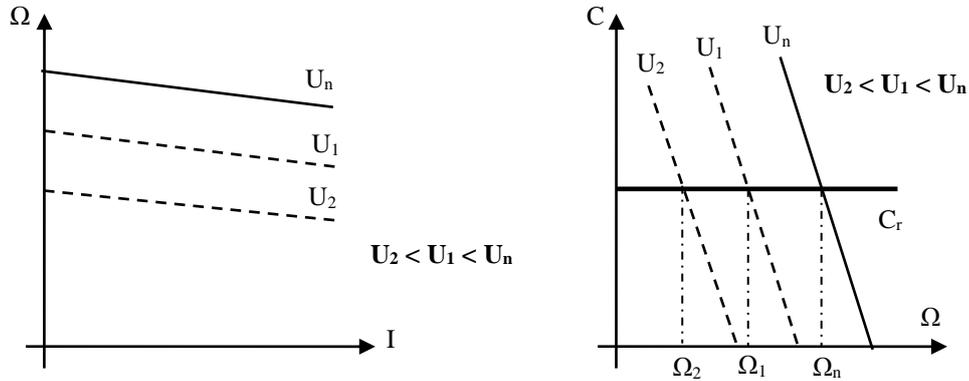


Fig. II.3 Caractéristique de réglage par la tension d'induit

Ce mode de réglage est excellent du point de vue technique car l'allure shunt est conservée, Fig. II.3. De plus, du point de vue économique, aucune énergie n'est gaspillée et le rendement demeure élevé.

D'une manière générale, la variation de vitesse d'une machine à courant continu se réalise en deux parties ; selon la Fig. II.4.

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

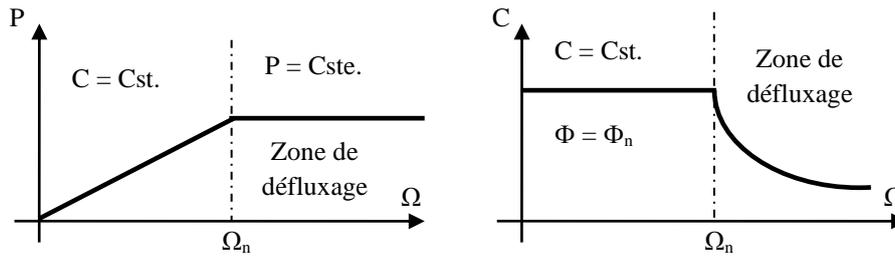


Fig. II.4 Caractéristique de réglage pour les deux zones de fonctionnement d'une MCC

II.2. Principe de réglage de la vitesse par un 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**, voir la Fig. II.5 :

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

Sachant que, les deux ponts redresseurs sont commandés en permanence de façon qu'ils donnent toujours aux bornes de l'induit du moteur des tensions redressées de valeurs moyennes égales et opposées. Donc, les angles de retard à l'amorçage des deux ponts doivent être complémentaires, (II.2) :

$$\begin{cases} U_1 = -U_2 \\ U_1 = U_0 \cos \alpha_1 = -U_0 \cos \alpha_2 \\ \Rightarrow \alpha_1 + \alpha_2 = \pi \Leftrightarrow \alpha_1 = \pi - \alpha_2 \end{cases} \quad (II.2)$$

Dans le cas des PD3 : $U_0 = U_{d03} = \frac{3(\sqrt{3})V_{max}}{\pi}$ (II.3)

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

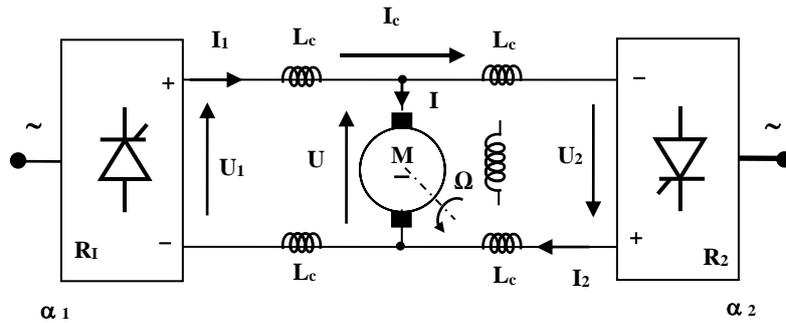


Fig. II.5 Association d'un montage anti-parallèle en tête-bêche avec un MCC

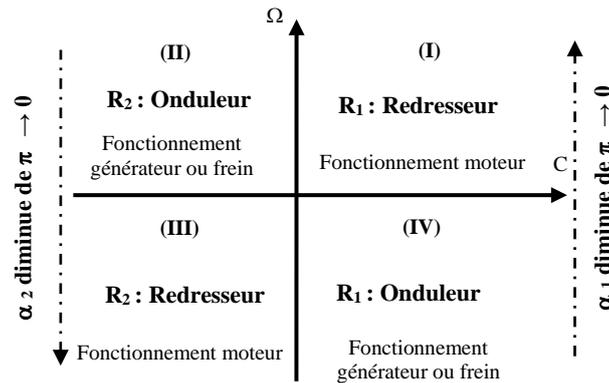


Fig. II.6 Quadrants de fonctionnement de MCC dans le plan $\Omega(C)$

Le fonctionnement de ce variateur est résumé sur la Fig. II.6, et le Tableau II.1.

Tableau II.1. Fonctionnement du variateur de vitesse du montage anti-parallèle en tête-bêche

Quadrant (I)	$\left. \begin{matrix} I = I_1 > 0 ; C > 0 \\ U = U_1 > 0 ; \Omega > 0 \end{matrix} \right\} \Rightarrow P_e > 0$
Quadrant (II)	$\left. \begin{matrix} I_2 > 0 ; I = -I_2 \Rightarrow I < 0 ; C < 0 \\ U_2 < 0 ; U = -U_2 \Rightarrow U > 0 ; \Omega > 0 \end{matrix} \right\} \Rightarrow P_e < 0$
Quadrant (III)	$\left. \begin{matrix} I_2 > 0 ; I = -I_2 \Rightarrow I < 0 ; C < 0 \\ U_2 > 0 ; U = -U_2 \Rightarrow U < 0 ; \Omega < 0 \end{matrix} \right\} \Rightarrow P_e > 0$
Quadrant (IV)	$\left. \begin{matrix} I_1 > 0 ; I = I_1 \Rightarrow I > 0 ; C > 0 \\ U_1 < 0 ; U = U_1 \Rightarrow U < 0 ; \Omega < 0 \end{matrix} \right\} \Rightarrow P_e < 0$

II.3. Schéma fonctionnel global de la régulation de vitesse de la MCC

II.3.1. 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. II.7.

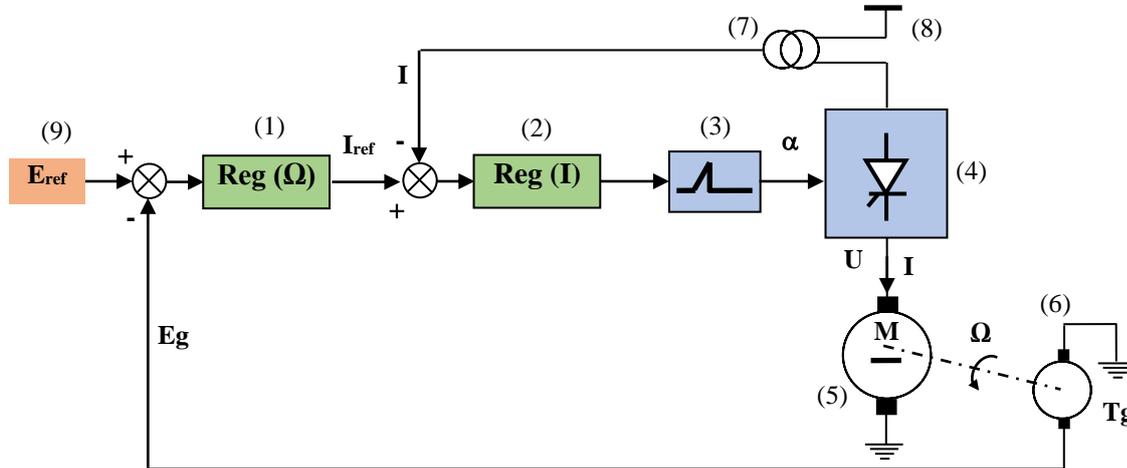


Fig. II.7 Schéma de principe de la régulation de vitesse d'un MCC.

Avec :

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

II.3.2. Fonction de transfert de l'organe de commande

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

$$G_{cm}(P) = \left(\frac{U_{di\alpha}}{U_{cm}} \right) \tag{II.4}$$

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

$$G_{cm}(P) = K_{cm} \cdot e^{-(T_{cm} \cdot P)} \tag{II.5}$$

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

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

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

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

$$e^{-(T_{cm} \cdot P)} = \left(\frac{1}{1 + T_{cm} \cdot P} \right) \Rightarrow G_{cm}(P) = K_{cm} \left(\frac{1}{1 + T_{cm} \cdot P} \right) \tag{II.6}$$

$$\text{Avec ; } K_{cm} = \left(\frac{\Delta U_{di\alpha}}{\Delta U_{cm}} \right) ; \text{ en pratique : } K_{cm} = \left(\frac{\Delta U}{\Delta U_{cm}} \right) \quad (II.7)$$

Le T_{cm} est choisi selon le type du convertisseur, AC/DC ou DC/DC, et selon le signal de référence choisi :

$$\left\{ \begin{array}{l} \bullet \text{ Pour un redresseur : } T_{cm} = \left(\frac{1}{2.q.f} \right); \\ \bullet \text{ Pour un hacheur : } T_{cm} = \left(\frac{1}{2.f_p} \right) \text{ pour un signal triangulaire} \\ \qquad \qquad \qquad \left(\frac{1}{3.f_p} \right) \text{ pour un signal en dent de scie} \end{array} \right. \quad (II.8)$$

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

II.3.3. Identification des paramètres du schéma fonctionnel de la régulation de vitesse du MCC

II.3.3.1. Schéma fonctionnel global

Pour une éventuelle exploitation du schéma fonctionnel de la régulation de vitesse de la MCC, donné par la Fig. II.8, exige la détermination et l'identification des différents paramètres de ses composants ; La MCC ainsi que l'organe de commande.

$C_{\Omega}(P)$: 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 ;

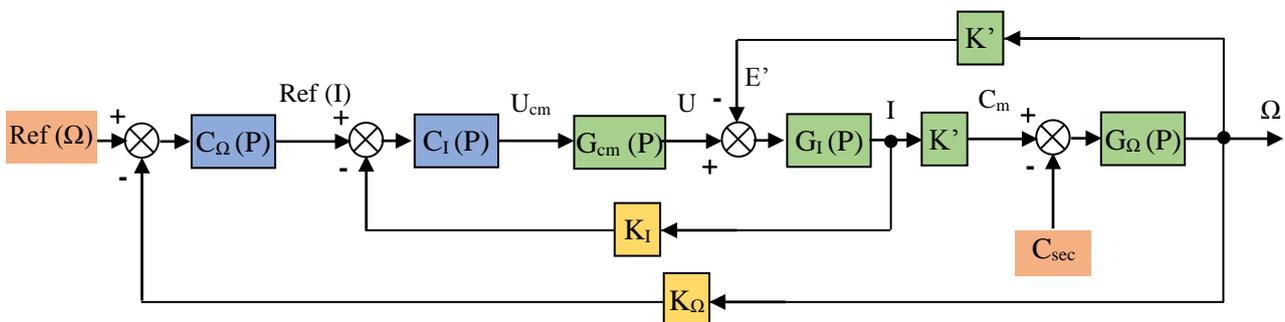


Fig. II.8 Schéma fonctionnel global de la régulation de vitesse d'un MCC

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

II.3.3.2. Identification de la machine à courant continu

Ce qui consiste en la détermination des paramètres du modèle donné par le schéma de la Fig. II.2, 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) :** $\left\{ \begin{array}{l} \text{Coefficient de frottement } f_{vis} ; \\ \text{Moment d'inertie } J. \end{array} \right.$

II.3.4. Dimensionnement des paramètres des régulateurs

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

II.3.4.1. 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 $G_0(P)$:

$$G_{0_I}(P) = \frac{K_I}{R} \left(\frac{K_{cm}}{1 + T_{cm} \cdot P} \right) \cdot \left(\frac{1}{1 + T_e \cdot P} \right) \tag{II.9}$$

Dans la fonction $G_{0_I}(P)$, 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 : $C_I(P) = \frac{1 + T_{ni} \cdot P}{T_{ii} \cdot P}$;

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{ni} = T_e : \text{Compensation de la constante du temps dominante;} \\ T_{ii} = 2 \cdot \left(\frac{K_I \cdot K_{cm} \cdot T_{cm}}{R} \right) \end{array} \right. \tag{II.10}$$

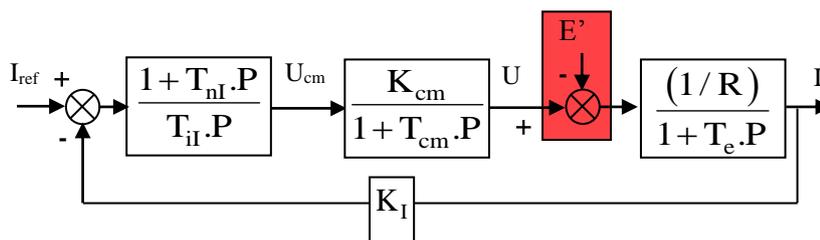


Fig. II.9 Schéma fonctionnel de la boucle du courant

Après correction :

- ❖ **Fonction de transfert en Boucle Ouverte :**

$$G_{BO_I}(P) = \left(\frac{1}{2 \cdot K_I \cdot T_{cm}} \right) \frac{1}{P \cdot (1 + T_{cm} \cdot P)} \tag{II.11}$$

❖ Fonction de transfert en Boucle fermée :

$$G_{BF_I}(P) = \left(\frac{1}{K_I} \right) \left(\frac{1}{1 + 2.T_{cm}.P + 2.T_{cm}^2.P^2} \right) \quad (II.12)$$

II.3.4.2. Dimensionnement des paramètres de régulateur de vitesse

Le couple C_{sec} est considérée comme étant une perturbation sur la boucle de régulation de vitesse. Le schéma fonctionnel de la boucle externe est donné par la Fig. II.10.

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

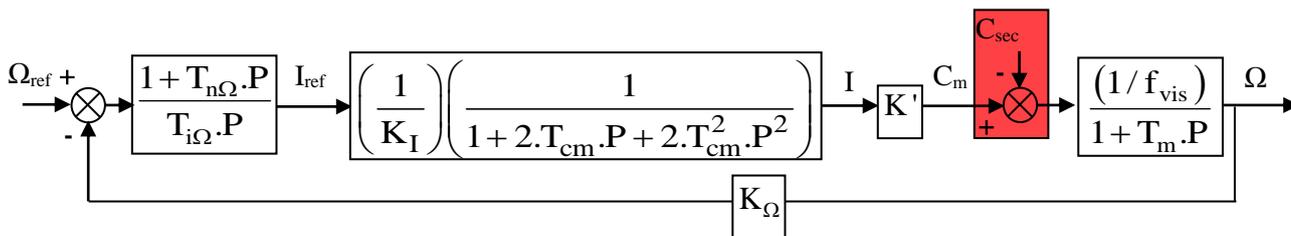


Fig. II.10 Schéma fonctionnel de la boucle de vitesse

$$G_{BF_I}(P) = \left(\frac{1}{K_I} \right) \left(\frac{1}{1 + 2.T_{cm}.P + 2.T_{cm}^2.P^2} \right) \approx \left(\frac{1}{K_I} \right) \left(\frac{1}{1 + 2.T_{cm}.P} \right) \quad (II.13)$$

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

$$G_{0\Omega}(P) = \frac{K'.K_{\Omega}}{K_I.f_{vis}} \left(\frac{1}{1 + 2.T_{cm}.P} \right) \left(\frac{1}{1 + T_m.P} \right) \quad (II.14)$$

 ❖ 1^{er} cas :

De la fonction (II.13), on peut définir deux constantes du temps, l'une est dominante (T_m) et l'autre très faible (T_1) ; où, $T_m \gg T_1$; où $T_1 = 2.T_{cm} \Rightarrow$ D'après le critère de méplat, le régulateur du courant est un PI, avec une fonction de transfert : $C_{\Omega}(P) = \frac{1 + T_{n\Omega}.P}{T_{i\Omega}.P}$;

$$\begin{cases} T_{n\Omega} = T_m : \text{Compensation de la constante du temps dominante;} \\ T_{i\Omega} = 4. \left(\frac{K'.K_{\Omega}.T_{cm}}{K_I.f_{vis}} \right) \end{cases} \quad (II.15)$$

Après correction :

❖ Fonction de transfert en BO :

$$G_{BO_{\Omega}}(P) = \left(\frac{1}{4.K_{\Omega}.T_{cm}} \right) \frac{1}{P.(1 + 2.T_{cm}.P)} \quad (II.16)$$

❖ Fonction de transfert en BF :

$$G_{BF_{\Omega}}(P) = \left(\frac{1}{K_{\Omega}} \right) \left(\frac{1}{1 + 4.T_{cm}.P + 8.T_{cm}^2.P^2} \right) \quad (II.17)$$

❖ 2^{ème} cas :

Du fait de la valeur élevée de $T_m \gg : f_{vis} \ll J$, on néglige 1 devant pT_m ; donc la fonction de transfert en boucle ouverte (II.14) devient comme suit :

$$G_{0\Omega}(P) = \frac{K'.K_{\Omega}}{K_I} \left(\frac{1}{1+2.T_{cm}.P} \right) \left(\frac{1}{J.P} \right) \tag{II.18}$$

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

$$G_{BO_{\Omega}}(P) = \frac{K'.K_{\Omega}}{K_I} \left(\frac{1}{1+2.T_{cm}.P} \right) \left(\frac{1}{J.P} \right) \left(\frac{1+T_{n\Omega}.P}{T_{i\Omega}.P} \right) \tag{II.19}$$

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

$$G_{BF_{\Omega}}(P) = \left(\frac{1}{K_{\Omega}} \right) \frac{1+T_{n\Omega}.P}{1+T_{n\Omega}.P + \left(\frac{T_{n\Omega}.T_{i\Omega}}{K_G} \right).P^2 + 2.T_{cm} \cdot \left(\frac{T_{n\Omega}.T_{i\Omega}}{K_G} \right).P^3} \tag{II.20}$$

Si on note ;

$$\left\{ \begin{aligned} K_G &= \left(\frac{K_{\Omega}.K'}{J.K_I} \cdot T_{n\Omega} \right) \\ \left(G_{BF_{\Omega}}(j\omega) \right)^2 &= \left(\frac{1}{K_{\Omega}} \right)^2 \cdot \frac{1+\omega^2.T_{n\Omega}}{D(\omega)} \end{aligned} \right. \tag{II.21}$$

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

$$\begin{cases} T_{i\Omega} = 4.K_G.T_{cm} \\ T_{n\Omega} = 8.T_{cm} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} T_{n\Omega} = 8.T_{cm} \\ T_{i\Omega} = 32 \cdot \left(\frac{K_{\Omega}.K'}{J.K_I} \right) \cdot T_{cm}^2 \end{cases} \tag{II.22}$$

Après correction :

$$G_{BO_{\Omega}}(P) = \left(\frac{1}{4.T_{cm}.P} \right) \left(\frac{1}{1+2.T_{cm}.P} \right) \left(\frac{1+8.T_{cm}.P}{8.T_{cm}.P} \right) \tag{II.23}$$

La présence d'un zéro dans la fonction (II.19), engendre un dépassement important, ce qui nécessite l'insertion d'un filtre (correcteur) sur la consigne de vitesse, $G_F(P)$:

$$G_F(P) = \left(\frac{1}{1+8.T_{cm}.P} \right) \tag{II.24}$$

Comme on peut envisager une autre solution qui est l'utilisation d'un régulateur de type IP ou lieu de PI, Fig. II.11.

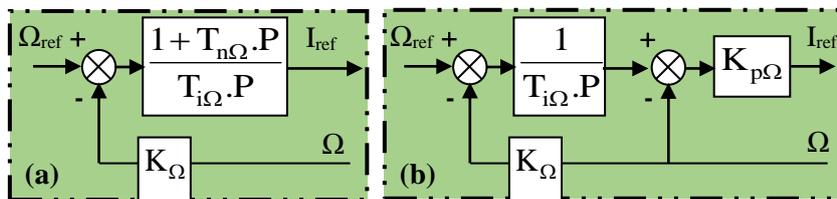


Fig. II.11 Schéma fonctionnel de régulateurs linéaires :
(a) de type PI ; (b) de type IP

II.4. Travail à effectuer

II.4.1. Réglage des paramètres de simulation (MATLAB/Simulink) : (Voir la Fig. II.12)

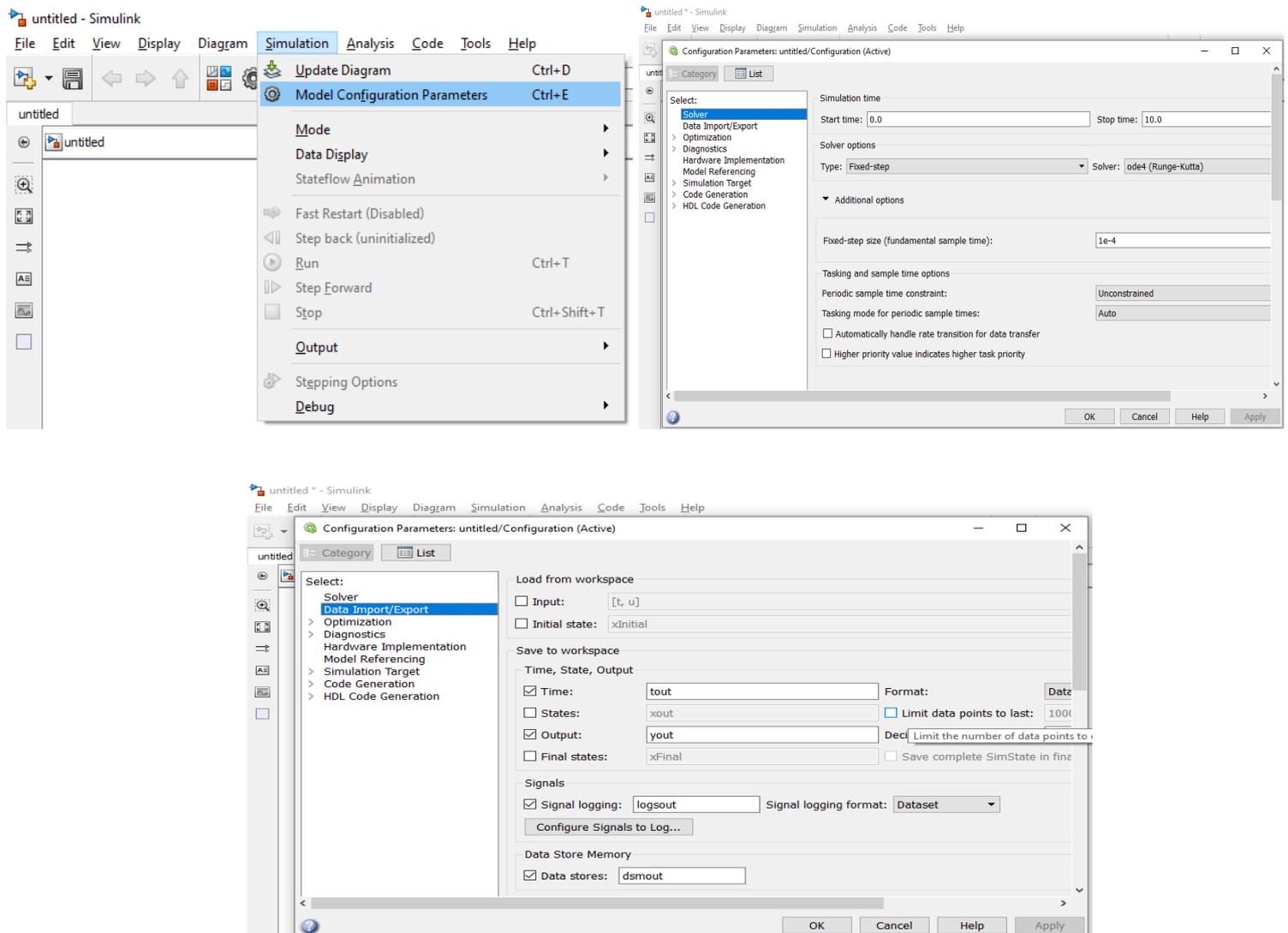


Fig. II.12 Réglage des paramètres de simulation

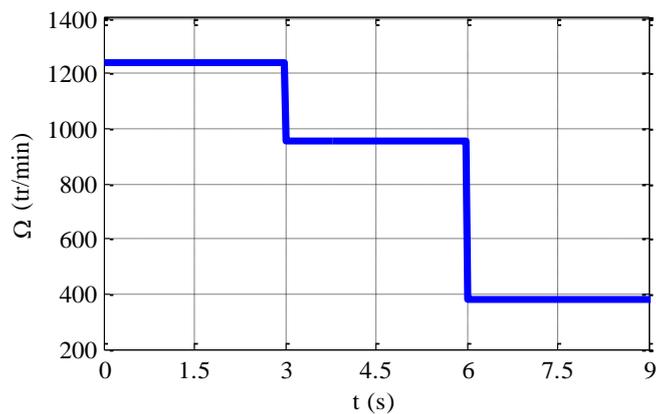
II.4.2. Fonctionnement en Boucle ouverte

1. Démarrage à vide sans frottements
 - Appliquer les paramètres de la machine donnés dans le **Tableau II.2** ;
 - Annuler l'échelon de couple de charge ainsi que le coefficient de frottement ;
 - Régler les paramètres de simulation, pour un temps de simulation de $t = 3s$;
 - Simuler le système et visualiser les allures du courant d'induit, du couple et de la vitesse ;
 - Interpréter les résultats et conclure.
2. Démarrage à vide avec frottements, pour f_{vis} la valeur 0.009 N.s/m ;
 - Pour un temps de simulation de $t = 3s$, visualiser les allures de courant d'induit, le couple et la vitesse ;
 - Interpréter les résultats et conclure.
3. Démarrage en charge (sans frottements), pour un $C_{r0} = 5 \text{ N.m}$ et une vitesse de 1000 tr/min
 - Appliquer un couple résistant $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 1s$ (on supposera que les frottements sont négligeables) ;

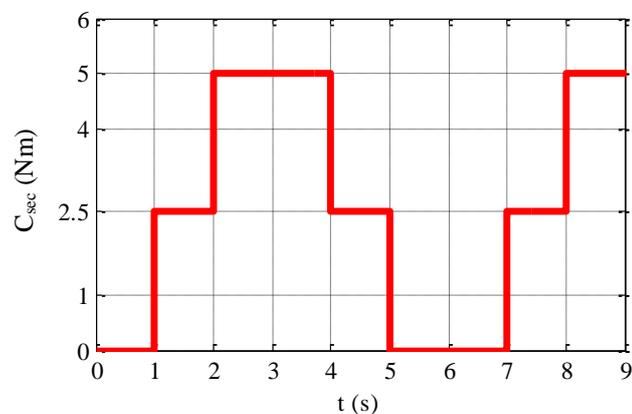
- Pour un temps de simulation de $t = 3s$, visualiser les allures de courant d'induit, le couple et la vitesse ;
- Interpréter les résultats et conclure.

II.4.3. Fonctionnement en Boucle fermée

1. Refaire les étapes et les questions de la partie (II.4.2), en utilisant les paramètres indiqués sur le **Tableau II.2**.
2. Fonctionnement sous un couple de charge C_r variable pour des vitesses de références variable, selon la **Fig. II.13**.
 - Pour un temps de simulation de $t = 9s$, visualiser les allures de courant d'induit, du couple et de la vitesse ;
 - Interpréter les résultats et conclure.



(a) Vitesse de rotation de référence de la MCC



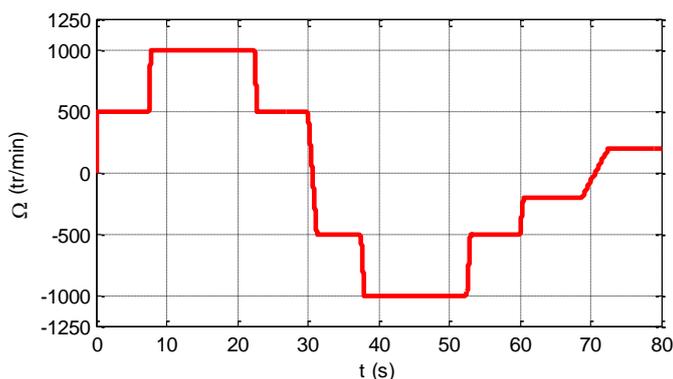
(b) Couple de charge appliqué sur l'arbre de la MCC

Fig. II.13 Evolution de la vitesse de référence et du couple de charge appliqué sur l'arbre de la MCC

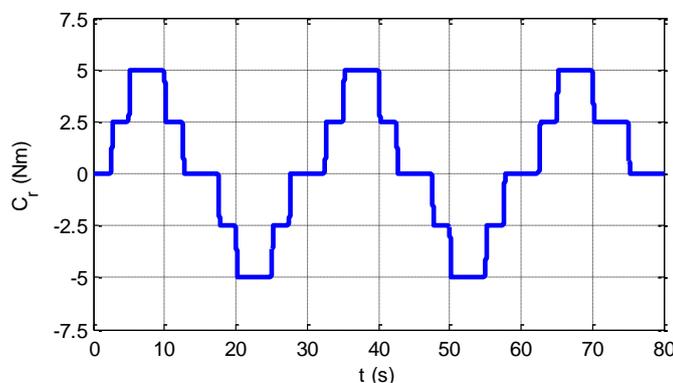
3. Si on suppose que notre machine est alimentée par un montage en Tête-Bêche (deux PD3), **Fig. II.5**, ce qui va nous permettre de la faire fonctionner dans les quatre quadrants du plan $C(\Omega)$. Sous un couple de charge C_r variable pour des vitesses de références variable, selon la **Fig. II.14**.
 - Visualiser les allures de courant d'induit, du couple et de la vitesse ; Interpréter les résultats et conclure.
 - Donner une conclusion générale sur le TP 02.

Tableau. II.2 Paramètres du système (la MCC, le PD3, le filtre et les régulateurs PI)

Paramètres	Valeurs	Paramètres	Valeurs
Résistance d'induit (R)	2.3 Ω	Gain du capteur de courant (K _i)	0.5
Inductance d'induit (L)	0.032 H	Constante de temps du convertisseur (T _{cm})	0.0016s
Constante du moteur (K)	0.66 V/(rd.s ⁻¹)	Constante de temps du filtre (T _{filtre})	13.3e-3s
Moment d'inertie (J)	0.003 kg.m ²	Gain Proportionnel de Reg (I) (K _{nl})	0.124
Coefficient de frottement (F)	0.009 N.s/m	Gain Intégrale de Reg (I) K _{il}	8.92
Gain du convertisseur (K _{cm})	103	Gain Proportionnel de Reg (Ω) K _{nΩ}	12000
Gain du capteur de vitesse	0.08	Gain Intégrale de Reg (Ω) K _{iΩ}	426.98



(a) Vitesse de rotation de référence de la MCC



(b) Couple de charge appliqué sur l'arbre de la MCC

Fig. II.14 Evolution du couple de charge et de vitesse de référence

Pour l'obtention des deux profils exigés, la vitesse de référence et le couple de charge, Fig. II.15, on utilise la fonction Lookup Table.

Avec :

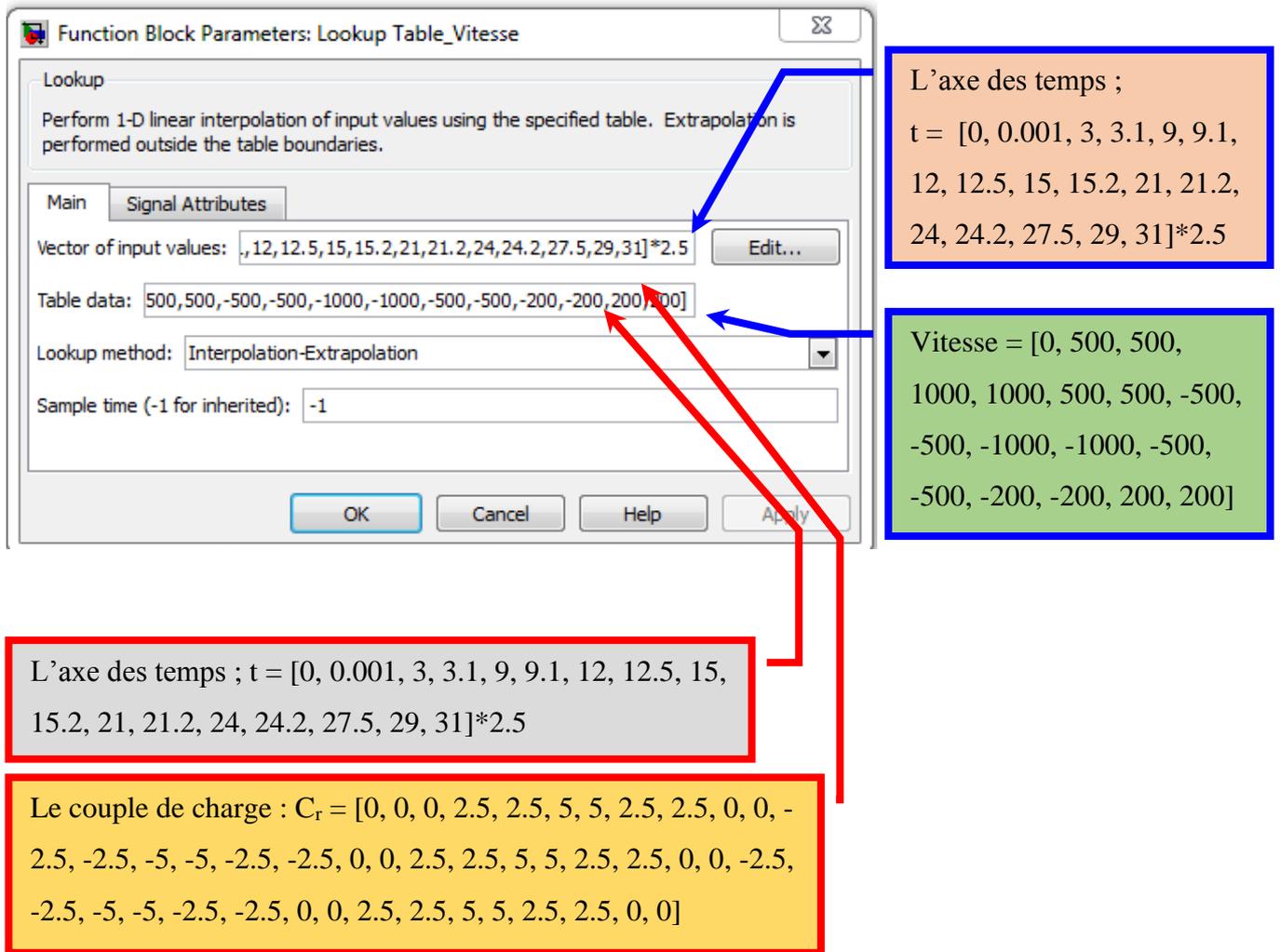


Fig. II.15 Utilisation de la fonction Lookup Table pour l'obtention de la Fig. II.14.

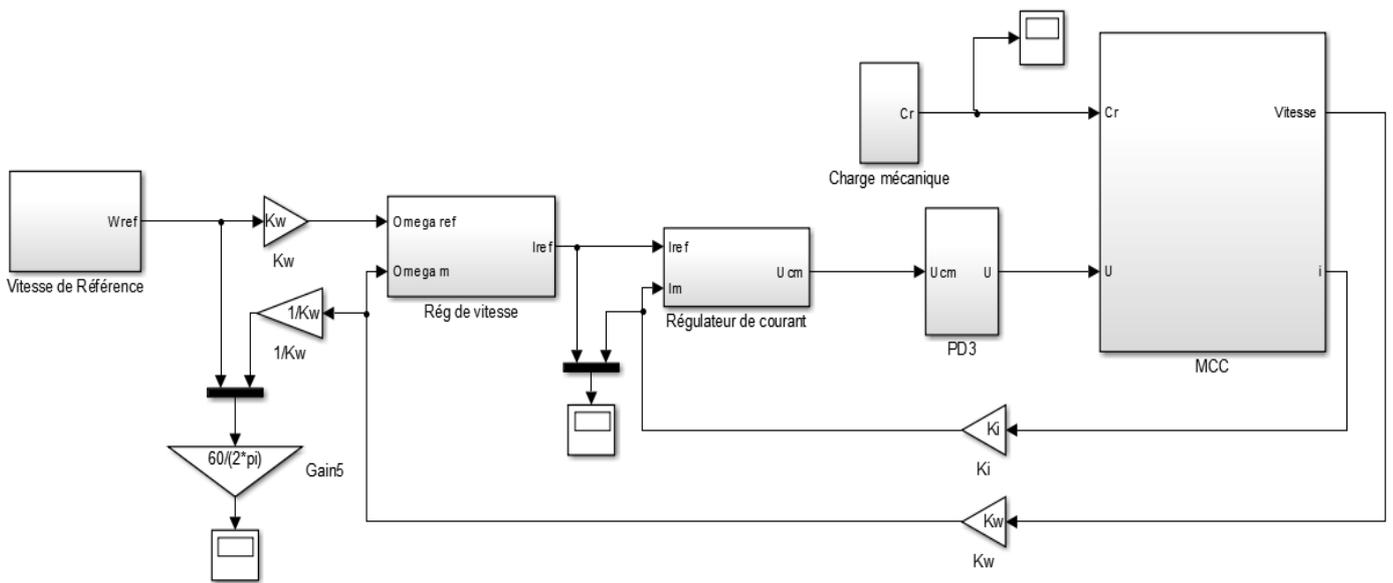


Fig. II.16 Régulation de vitesse MCC à excitation séparée.

NB : Toutes les figures visualisées doivent être bien illustrer dans les Comptes Rendu.

**TP. 03 : Commande en
boucle ouverte de la Machine
Asynchrone triphasée :
Association MAS - Onduleur MLI**

TP. 03 : Commande en boucle ouverte de la Machine Asynchrone triphasée : Association MAS - Onduleur MLI

III.1. But

Construire le schéma bloc d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à commande MLI. Moyennant le logiciel Simulink sous Matlab.

Soit le schéma de la Fig. III.1 représentant une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à commande MLI.

- V_{dc} : Tension d'entrée de l'onduleur ($V_{dc} = 466V$).
- S_a, S_b et S_c : signaux de commande de l'onduleur.

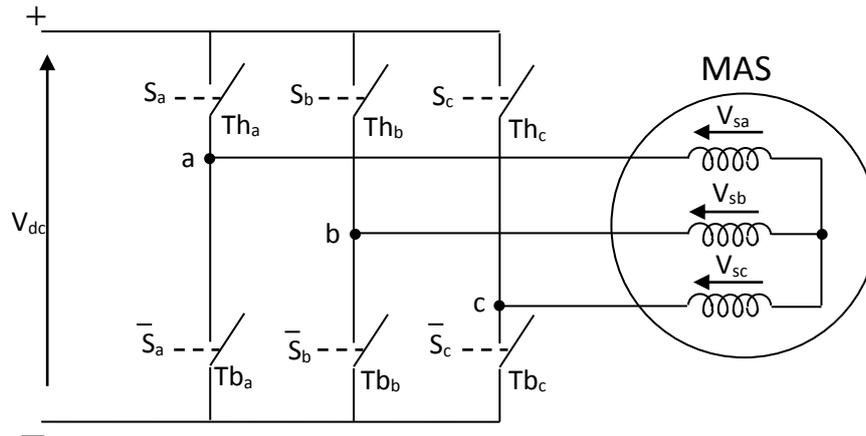


Fig. III.1 Machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à MLI

Proposons-nous de construire étape par étape le schéma bloc du système moyennant le logiciel Simulink sous Matlab.

- Les équations décrivant l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(2.S_a - S_b - S_c).V_{dc} \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(2.S_b - S_a - S_c).V_{dc} \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(2.S_c - S_b - S_a).V_{dc} \end{cases} \quad (III.1)$$

- Le modèle de la MAS dans le repère de Park

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & \omega_s L_s & 0 & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & -(\omega_s - \omega)M & R_r & -(\omega_s - \omega)L_r \\ (\omega_s - \omega)M & 0 & (\omega_s - \omega)L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (III.2)$$

- Les expressions des courants statoriques et rotoriques de la MAS dans le repère de Park

$$\begin{cases}
 i_{sd} = \frac{1}{L_s \cdot s + R_s} \left[V_{sd} - M \frac{di_{rd}}{dt} + \omega_s L_s i_{sq} + \omega_s M i_{rq} \right] \\
 i_{sq} = \frac{1}{L_s \cdot s + R_s} \left[V_{sq} - M \frac{di_{rq}}{dt} - \omega_s L_s i_{sd} - \omega_s M i_{rd} \right] \\
 i_{rd} = \frac{1}{L_r \cdot s + R_r} \left[0 - M \frac{di_{sd}}{dt} + (\omega_s - \omega) L_r i_{rq} + (\omega_s - \omega) M i_{sq} \right] \\
 i_{rq} = \frac{1}{L_r \cdot s + R_r} \left[0 - M \frac{di_{sq}}{dt} - (\omega_s - \omega) L_r i_{rd} - (\omega_s - \omega) M i_{sd} \right]
 \end{cases} \tag{III.3}$$

- L'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = \begin{cases}
 P \frac{M}{L_s} (\Phi_{sd} i_{rd} - \Phi_{sq} i_{rq}) \\
 P (\Phi_{rq} i_{rd} - \Phi_{rd} i_{rq}) \\
 P \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \\
 PM (i_{rd} i_{sq} - i_{rq} i_{sd})
 \end{cases} \tag{III.4}$$

- L'expression mécanique :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + F_{vis} \cdot \Omega = C_e - C_{sec} \tag{III.5}$$

III.2. Onduleur triphasé

La première étape sera consacrée à la génération des signaux de commande S_a , S_b et S_c de l'onduleur :

- On construira les trois modulatrices du signal ;
- On obtiendra tout d'abord les signaux de commande par intersection des trois modulatrices avec un signal de la porteuse de fréquence élevée puis on construira le modèle de l'onduleur, Fig. III.2.

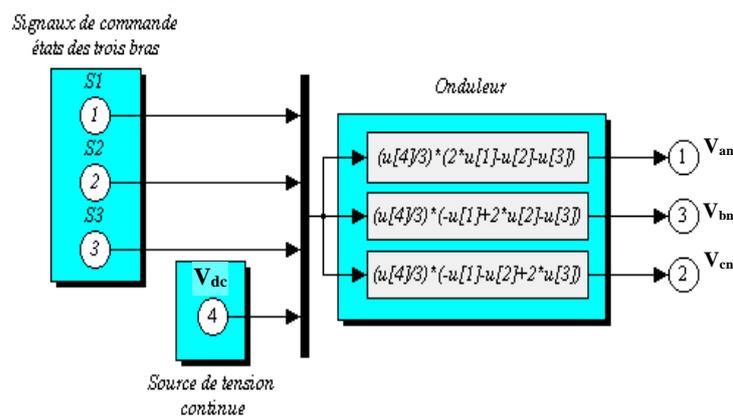


Fig. III.2 Schéma de simulation de l'onduleur de tension

III.2.1. Caractéristique de la commande MLI

La commande MLI est caractérisée par :

III.2.1.1. 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 :

$$r = \frac{U_{r_Max}}{U_{p_Max}}, \text{ sachant que ; } U_{p_Max} > U_{r_Max} \tag{III.5}$$

III.2.1.2. Indice de modulation (m) : Qui est le rapport de la fréquence de la porteuse f_p par celle de modulatrice f_r . Où, en désignant par ω_p et ω_r les pulsations correspondantes :

$$m = \frac{f_p}{f_r} = \frac{\omega_p}{\omega_r}, \text{ sachant que ; } f_p > f_r \tag{III.6}$$

Donc, nous pouvons écrire :

$$u_r(t) = r \cos(\omega_r t + \varphi) ; \varphi : \text{ La phase de l'onde de référence} \tag{III.7}$$

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

III.2.1.3. 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 .

III.2.1.4. Modulation asynchrone : Lorsque f_p n'est pas un multiple entier de f_r (m n'est pas un nombre entier).

III.2.1.5. 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. III.3.

III.2.1.6. Forme de la porteuse (u_p) triangulaire : Dans ce cas aussi nous pouvons distinguer deux types d'échantillonnage ; Naturel et synchrone, Fig. III.4.

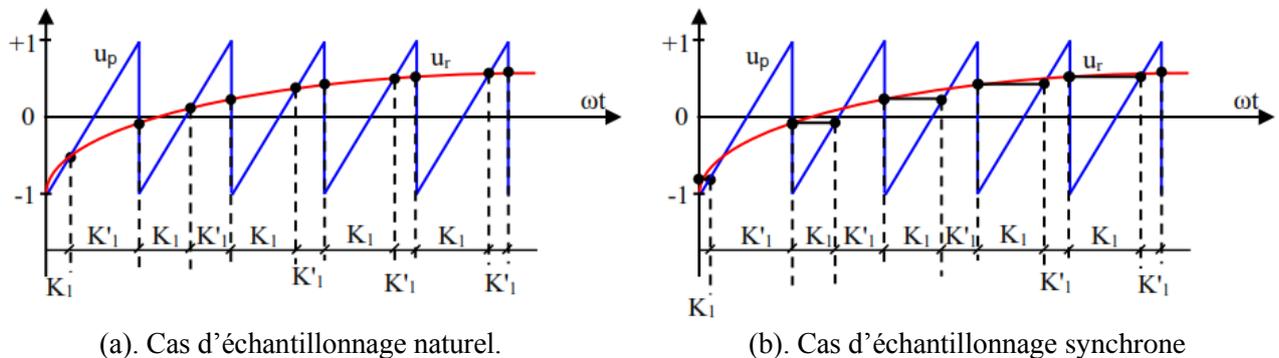


Fig. III.3. Représentation d'échantillonnage dans le cas de la porteuse (u_p) en forme dent de scie

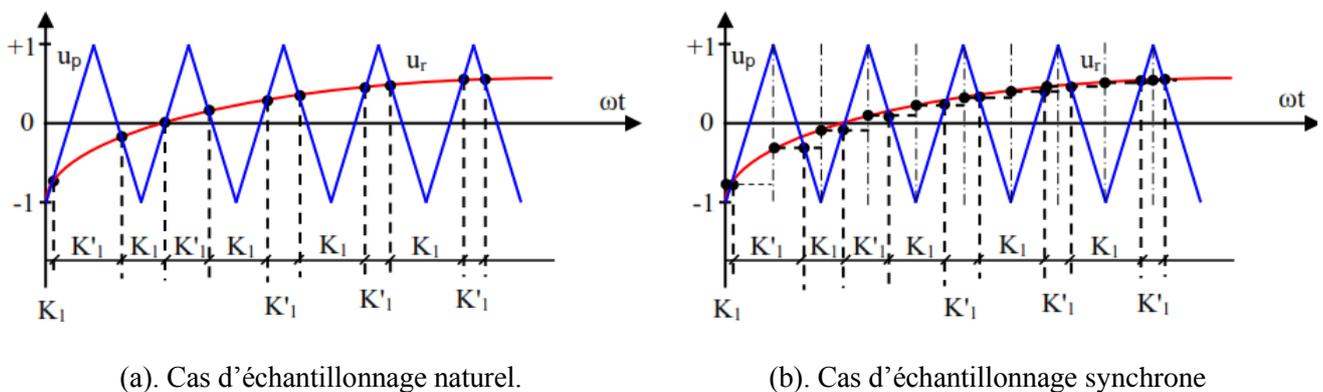


Fig. III.4. Représentation d'échantillonnage dans le cas de la porteuse (u_p) en formes triangulaire

D'après les deux figures Fig. III.3 et Fig. III.4, nous pouvons constater clairement que la porteuse triangulaire qui permet d'obtenir un meilleur suivi de l'onde de référence.

III.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. III.5. En s'appuyant sur la description suivante, Fig. III.5.

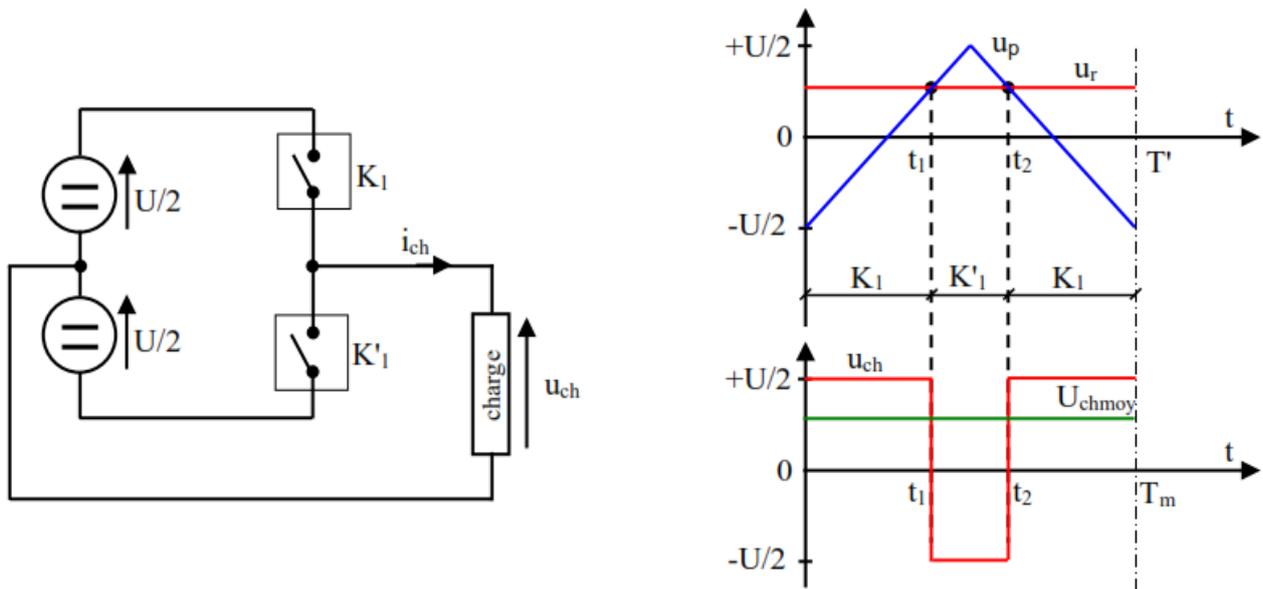


Fig. III.5. Représentation de la tension moyenne d'un onduleur en demi-pont MLI, avec sa commande

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, $u_r = U_r = Cste$.

$$U_{ch} = U_{ch(moy)} = \frac{1}{T_p} \left(\frac{U}{2} \right) (t_1 - (t_2 - t_1) + (T_p - t_2)) \tag{III.8}$$

$$\text{Avec ; } \begin{cases} t_1 = \left(U_r + \frac{U}{2} \right) \frac{T_p}{2U} \\ t_2 = \left(-U_r + \frac{3U}{2} \right) \frac{T_p}{2U} \end{cases} \tag{III.9}$$

$$\Rightarrow U_{ch} = U_r \tag{III.10}$$

Si maintenant la tension de référence varie sinusoïdalement, donc la valeur moyenne U_{ch} va varier suivant la même loi, Fig. III.6. Ce qui vérifié l'objectif de la commande MLI.

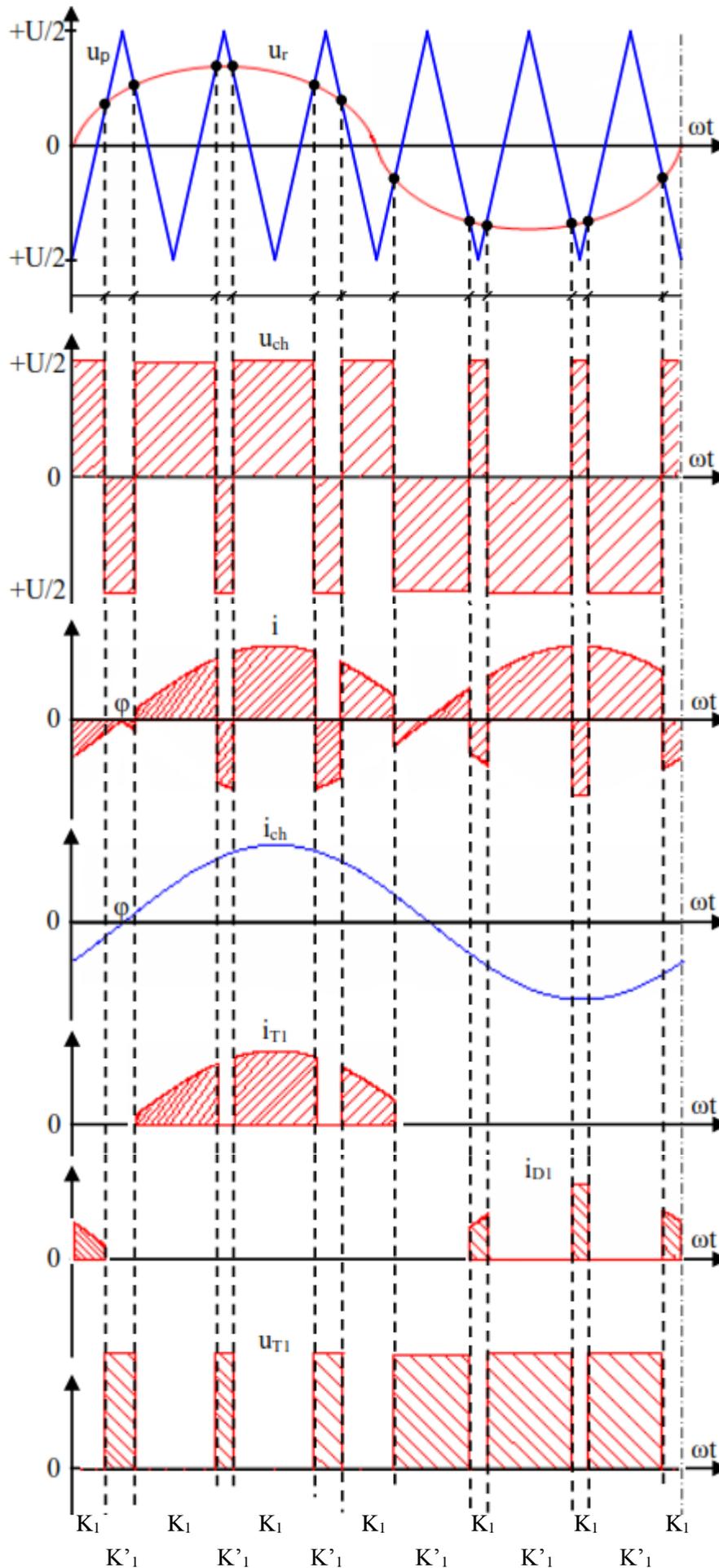


Fig. III.6. Différentes formes d'ondes dans un onduleur en demi-pont MLI, pour une porteuse sinusoïdale

III.2.3. Onduleur triphasé de tension

III.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.

$$i_{chA} + i_{chB} + i_{chC} = 0 \quad \Rightarrow \quad v_{chA} + v_{chB} + v_{chC} = 0 \tag{III.11}$$

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.

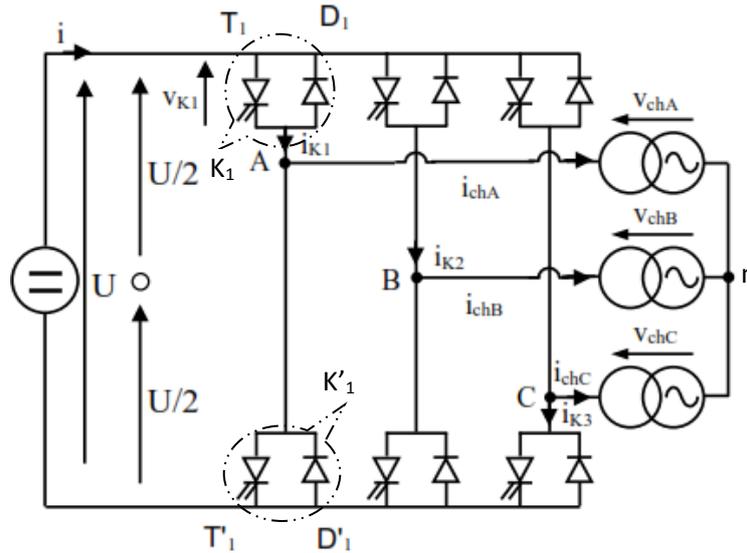


Fig. III.7. Schéma d'un onduleur triphasé de tension

Les interrupteurs K_1 et K'_1 , K_2 et K'_2 , K_3 et K'_3 doivent fonctionner d'une manière complémentaire, Fig. III.7.

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.

$$\text{Avec ; } \begin{cases} v_A - v_O = \begin{cases} \left(\frac{U}{2}\right) : K_1 \text{ est F et } K'_1 \text{ est O} \\ -\left(\frac{U}{2}\right) : K'_1 \text{ est F et } K_1 \text{ est O} \end{cases} \\ v_B - v_O = \begin{cases} \left(\frac{U}{2}\right) : K_2 \text{ est F et } K'_2 \text{ est O} \\ -\left(\frac{U}{2}\right) : K'_2 \text{ est F et } K_2 \text{ est O} \end{cases} \\ v_C - v_O = \begin{cases} \left(\frac{U}{2}\right) : K_3 \text{ est F et } K'_3 \text{ est O} \\ -\left(\frac{U}{2}\right) : K'_3 \text{ est F et } K_3 \text{ est O} \end{cases} \end{cases} \tag{III.12}$$

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.

$$(v_A - v_B) = (v_A - v_O) - (v_B - v_O) = \begin{cases} U : K_1 \text{ est F et } K_2 \text{ est O ;} \\ 0 : K_1 \text{ et } K_1 \text{ sont F ;} \\ -U : K_1 \text{ est O et } K_1 \text{ est F ;} \\ 0 : K_1 \text{ et } K_1 \text{ est O.} \end{cases} \quad (III.13)$$

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

$$V_n = \frac{1}{3}(S_1 + S_2 + S_3).U \quad (III.14)$$

$$\begin{cases} V_{An} = V_{chA} = S_1.U - V_n = \frac{1}{3}(2.S_1 - S_2 - S_3).U \\ V_{Bn} = V_{chB} = S_2.U - V_n = \frac{1}{3}(2.S_2 - S_1 - S_3).U \\ V_{Cn} = V_{chC} = S_3.U - V_n = \frac{1}{3}(2.S_3 - S_2 - S_1).U \end{cases} \quad (III.15)$$

Le courant délivré par la source est donné par :

$$i = i_{k1} + i_{k2} + i_{k3} \quad (III.16)$$

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

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

K ₁	K ₂	K ₃	v _A - v ₀	v _B - v ₀	v _C - v ₀	v _{eA}	v _{eB}	v _{eC}	i _{k1}	i _{k2}	i _{k3}	i
F	F	F	U/2	U/2	U/2	0	0	0	i _{eA}	i _{eB}	i _{eC}	0
F	F	O	U/2	U/2	-U/2	U/3	U/3	-2U/3	i _{eA}	i _{eB}	0	- i _{eC}
F	O	F	U/2	-U/2	U/2	U/3	-2U/3	U/3	i _{eA}	0	i _{eC}	- i _{eB}
F	O	O	U/2	- U/2	- U/2	2U/3	-U/3	-U/3	i _{eA}	0	0	i _{eA}
O	F	F	-U/2	U/2	U/2	-2U/3	U/3	U/3	0	i _{eB}	i _{eC}	- i _{eA}
O	F	O	- U/2	U/2	-U/2	-U/3	2U/3	-U/3	0	i _{eB}	0	i _{eB}
O	O	F	- U/2	-U/2	U/2	U/3-	-U/3	2U/3	0	0	i _{eC}	i _{eC}
O	O	O	- U/2	- U/2	- U/2	0	0	0	0	0	0	0

III.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 :

$$\begin{cases} K_1 \text{ est F pour } 0 < \omega t < \pi \text{ et } K'_1 \text{ est F pour } \pi < \omega t < 2\pi ; \\ K_2 \text{ est F pour } \frac{2\pi}{3} < \omega t < \pi + \frac{2\pi}{3} \text{ et } K'_2 \text{ est F pour } \pi + \frac{2\pi}{3} < \omega t < 2\pi + \frac{2\pi}{3} ; \\ K_3 \text{ est F pour } \frac{4\pi}{3} < \omega t < \pi + \frac{4\pi}{3} \text{ et } K'_3 \text{ est F pour } \pi + \frac{4\pi}{3} < \omega t < 2\pi + \frac{4\pi}{3}. \end{cases} \quad (III.17)$$

Les différents signaux que nous pouvons déduire dans ce cas sont illustrés sur la **Fig. III.8.**

III.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. III.9.**

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

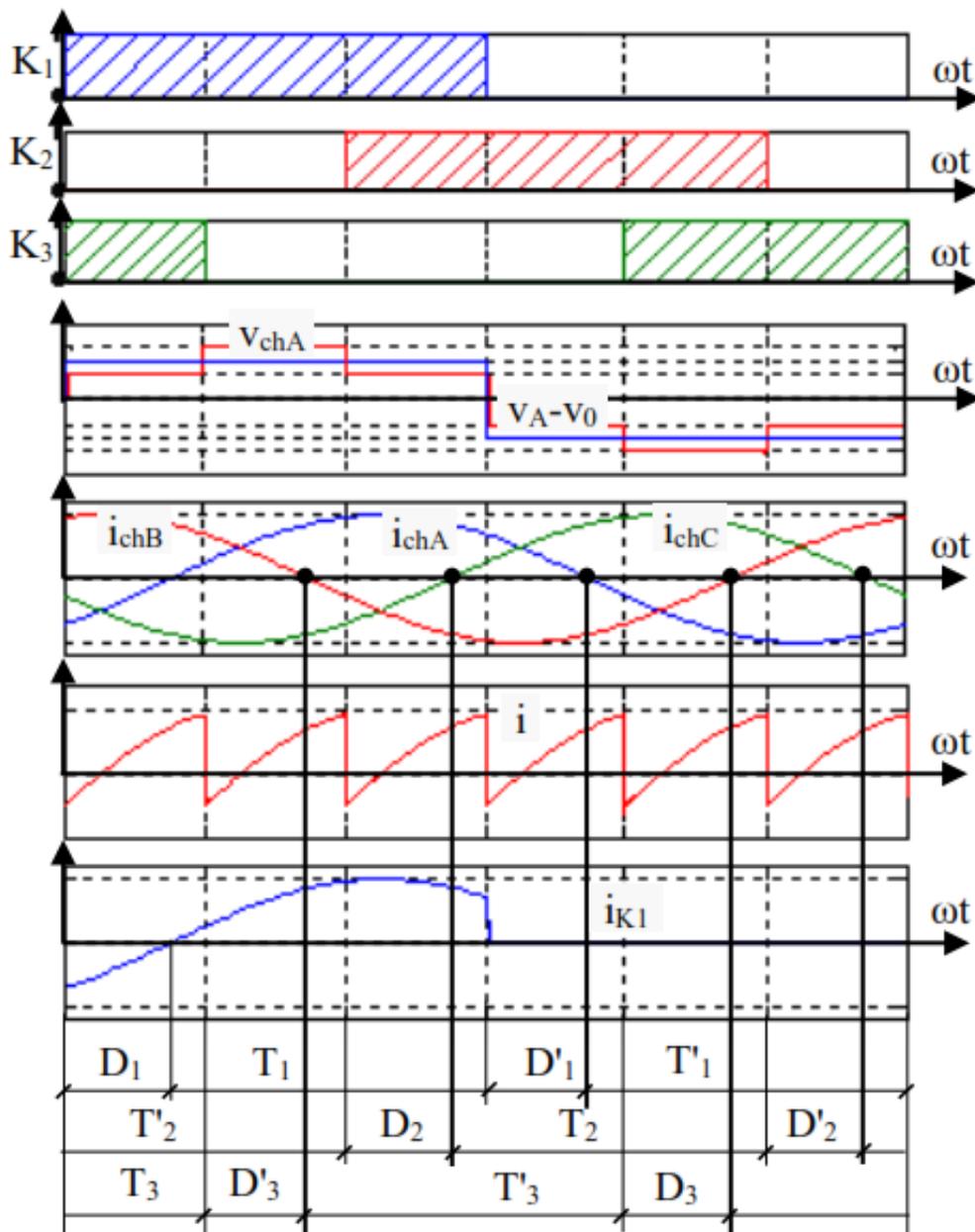


Fig. III.8. Différentes formes d'ondes dans un onduleur triphasé de tension, pour un fonctionnement en pleine onde

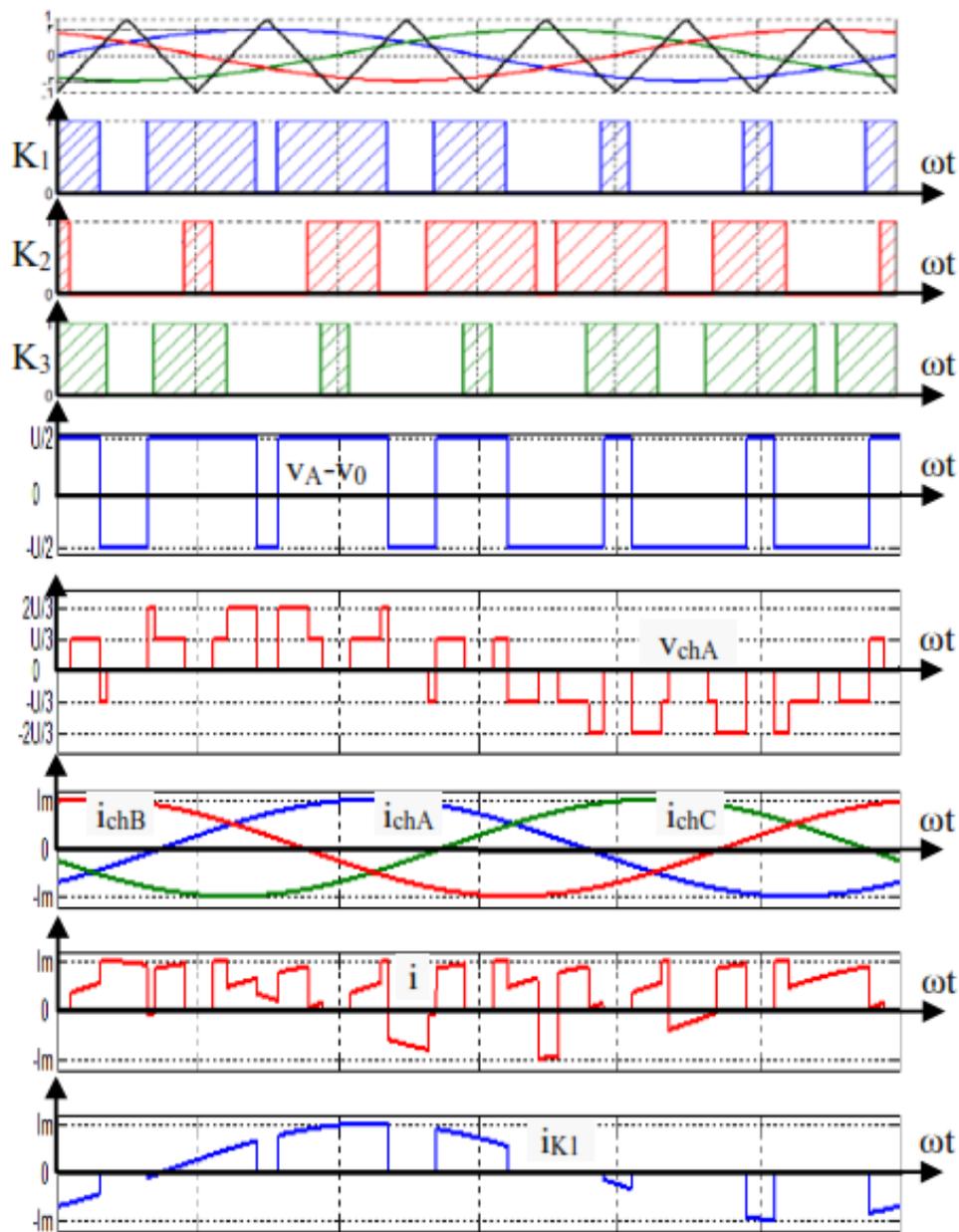


Fig. III.9. Différentes formes d'ondes dans un onduleur triphasé de tension, pour un fonctionnement MLI

III.3. Machine asynchrone triphasé dans le repère biphasé de Park

La deuxième étape concernera l'élaboration du modèle de la machine dans le repère de PARK. On y réalisera les tâches suivantes :

- On construira le modèle de la machine alimentée en tension (V_{sd} et V_{sq}) et ayant en sorties les grandeurs courants (i_{sd} , i_{sq} , i_{rd} et i_{rq}) définissant le couple de la machine ;
- On réalisera les blocs couple et vitesse de la machine ;
- Le passage des grandeurs réelles (a, b, c) aux grandeurs de PARK (d, q) et inversement nécessite l'utilisation des transformées de PARK et PARK inverse.

III.4. Association Onduleur triphasé-Machine asynchrone triphasé dans le repère biphasé de Park

La troisième étape concernera l'association du modèle de la MAS dans le repère de Park avec l'onduleur triphasé avec sa commande rapprochée (MLI).

III.5. Travail à effectuer

III.5.1. Alimentation directe de la MAS via le réseau AC (sans convertisseur)

Dans ce cas nous allons alimenter directement la MAS par le réseau triphasé, sans passer par le convertisseur statique, Fig. III.10.

Pour la réalisation de schéma fonctionnel de la MAS, nous sommes obligés de rassembler tous les schémas des différentes fonctions de la MAS, voir les Figs. III.11- III.13.

III.5.1.1. Démarrage à vide sans frottements

- Appliquer les paramètres de la machine donnés dans le **Tableau III.2** ;
- Annuler l'échelon de couple ainsi que le coefficient de frottement ;
- Régler les paramètres de simulation ;
- Simuler le système et visualiser les allures de courant statorique de phase, le couple et la vitesse ;
- Interpréter les résultats et conclure.

III.5.1.2. Démarrage à vide avec frottements

- Donner à F (Coefficient de frottements visqueux) la valeur **0.1 N.s/m**.
- Effectuer les simulations, visualiser les allures de courant statorique de phase, le couple et la vitesse ;
- Interpréter les résultats et conclure.

III.5.1.3. Démarrage en charge

III.5.1.3.1. Appliquer un couple résistant $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 0.5\text{s}$ (on supposera les frottements nuls $F=0$)

- Effectuer les simulations, visualiser les allures de courant statorique de phase, le couple et la vitesse ;
- Interpréter les résultats et conclure.

III.5.1.3.2. Fonctionnement sous un couple de charge C_r variable, selon la Fig. III.14.

Pour ce fonctionnement refaire les questions posées en (III.5.1.3.1).

Tableau. III.2 Paramètres de la machine asynchrone triphasée

Paramètre	Valeur	Paramètre	Valeur
Nombre de paires de pôles (p)	02	Inductance cyclique rotorique (L_r)	0.274 H
Résistance statorique (R_s)	4.85 Ω	Inductance mutuelle stat.-rot. (M)	0.258 H
Résistance rotorique (R_r)	3.805 Ω	Moment d'inertie (J)	0.031 kg.m ²
Inductance cyclique statorique (L_s)	0.274 H	Coefficient de frottement (F)	0.001N.s/m

III.5.2. Alimentation de la MAS via un convertisseur statique (DC-AC)

Dans cette partie, la MAS sera alimentée via un convertisseur statique indirect, AC/DC puis DC/AC. La conversion AC/DC est considérée comme étant une source de tension parfaite $V_{dc} = 466\text{V}$, alors que la conversion DC/AC est un onduleur de tension. Ce dernier dispose de deux commandes rapprochées qui sont, Fig. III.15 :

- Commande rapprochée en pleine onde ;
- Commande rapprochée en MLI.

III.5.2.1. Fonctionnement de la commande rapprochée en pleine onde

La relation (III.17) décrit le principe de génération de différents interrupteurs de l'onduleur de tension.

- Refaire les étapes des questions (III.5.1.3.1, III.5.1.3.2 et III.5.1.3.3) ;

- Relever les tension simple (V_{sa}) et composée (U_{sab}), pour chaque question.

III.5.2.2. Fonctionnement de la commande rapprochée en MLI : Voir Fig. III.16.

Nous allons choisir une **modulation synchrone** avec un signal de la porteuse en dent de scie (Fig. III.17-a) puis triangulaire (Fig. III.17-b), ces paramètres sont générés selon l'indice de modulation (m) et l'indice de réglage (r).

A l'aide de l'élément 'source' de la librairie Simulink de Matlab, utiliser le bloc « **Repeating sequence** » pour générer le signal de la porteuse, Fig. III.17.

- Régler les paramètres 'time values' et 'output values' pour obtenir une fréquence de la porteuse de f_p avec un indice de réglage (r) variables, selon les cas suivants, **Tableau III.3** :

Tableau. III.3 Caractéristiques de la commande MLI appliquée

Modulation Synchrone	Impaire			Paire		
	Cas 01	Cas 02	Cas 03	Cas 04	Cas 05	Cas 06
	m = 27	m = 27	m = 27	m = 30	m = 30	m = 30
r = 0.4	r = 0.6	r = 0.8	r = 0.4	r = 0.6	r = 0.8	

III.5.2.2.1. Refaire les étapes des questions (III.5.1.3.1), pour tous les cas précisés dans le **Tableau. III.3** et ceux pour les deux cas de signal de la porteuse (En dent de scie et triangulaire) ;

- 1/- Relever les tension simple (V_{sa}) et composée (U_{sab}), pour chaque cas, selon le **Tableau. III.3** ;
- 2/- Faire une analyse spectrale (THD) pour le courant i_{sa} pour tous les cas (de 01 à 06) ;
- 3/- Tirer une conclusion sur le choix des paramètres de la commande MLI (le m et le r).

III.5.2.2.2. Refaire les étapes des questions (III.5.1.3.1, III.5.1.3.2 et III.5.1.3.3), tout en choisissant les paramètres du 3^{ème} cas du **Tableau. III.3** (cas 03 : m = 27 et r = 0.8), pour les deux cas de signal de la porteuse (En dent de scie et triangulaire) ;

- Relever les tension simple (V_{sa}) et composée (U_{sab}), pour chaque question.

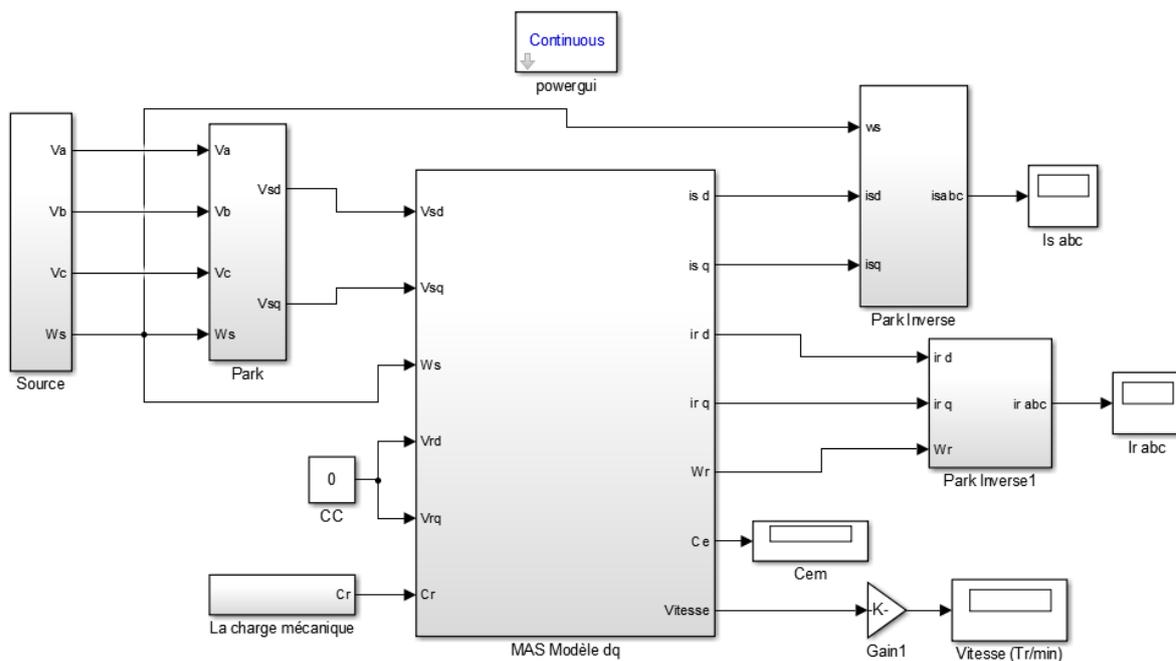


Fig. III.10 Schéma de simulation du MAS alimentée direct au réseau

○ Transformée de PARK (Voir la Fig. III.11)

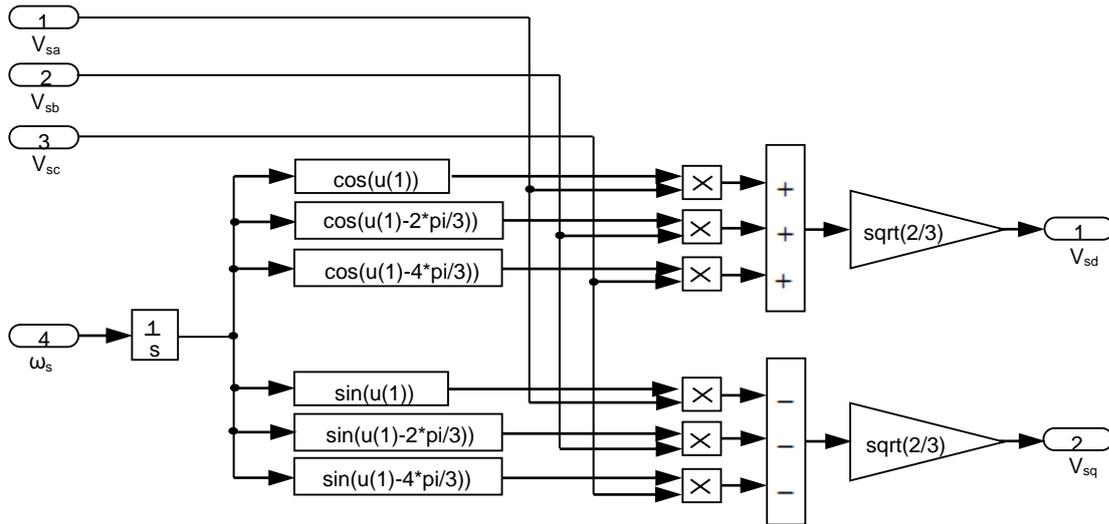


Fig. III.11 Schéma de simulation de la transformation de Park

○ Courant I_{sd} (Voir la Fig. III.12)

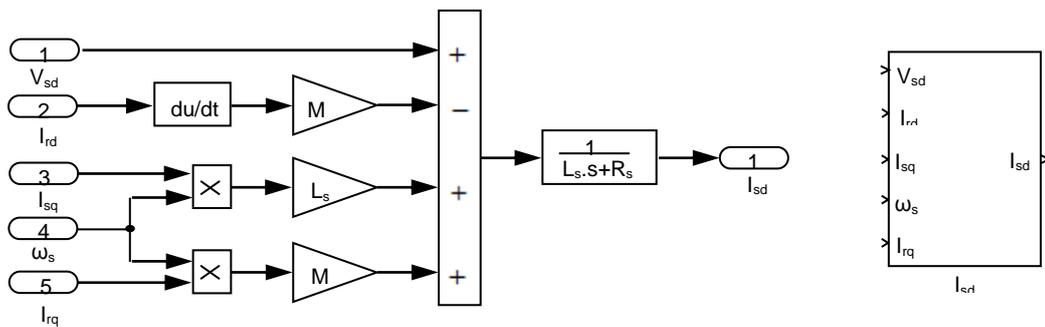


Fig. III.12 Schéma de simulation du courant I_{sd} .

○ Transformée de PARK inverse (Voir la Fig. III.13)

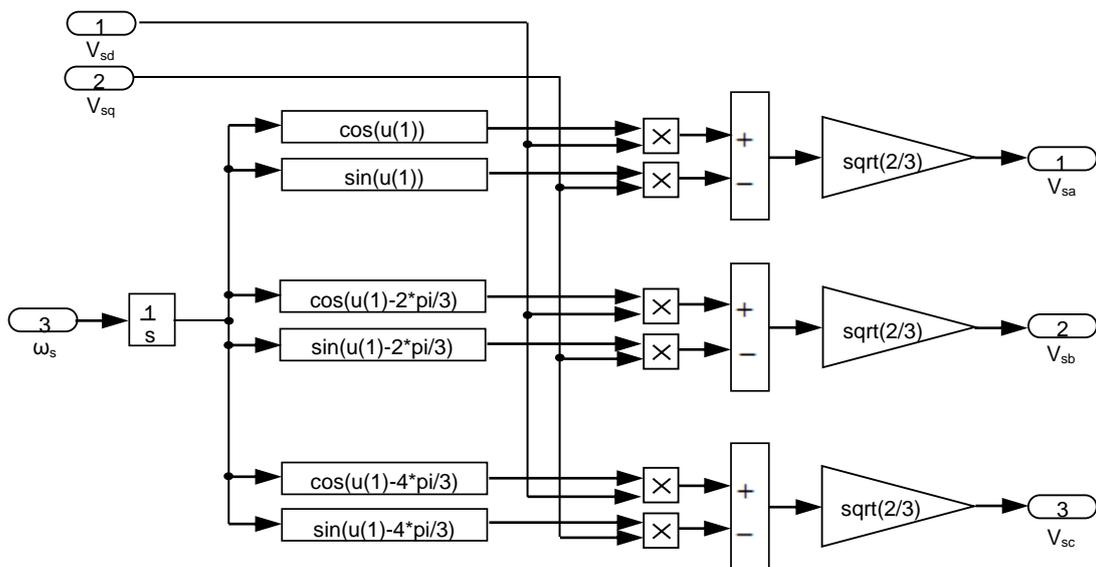


Fig. III.13 Schéma de simulation de la transformation de Park inverse

- L'expression de la matrice de Park :

$$P[\theta_s] = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta_s & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{III.18}$$

- L'expression de la matrice de Park inverse :

$$P[\theta_s]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{III.19}$$

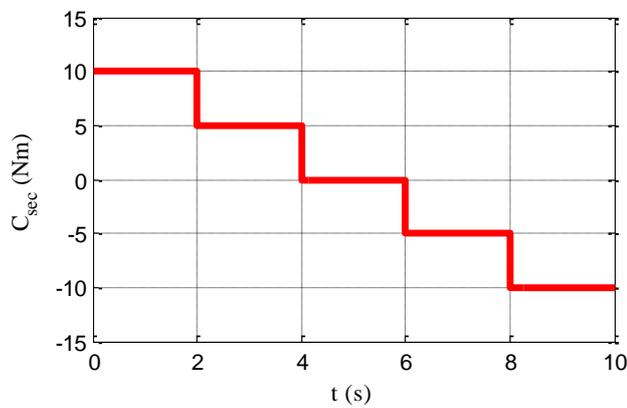


Fig. III.14 Evolution du couple de la charge mécanique

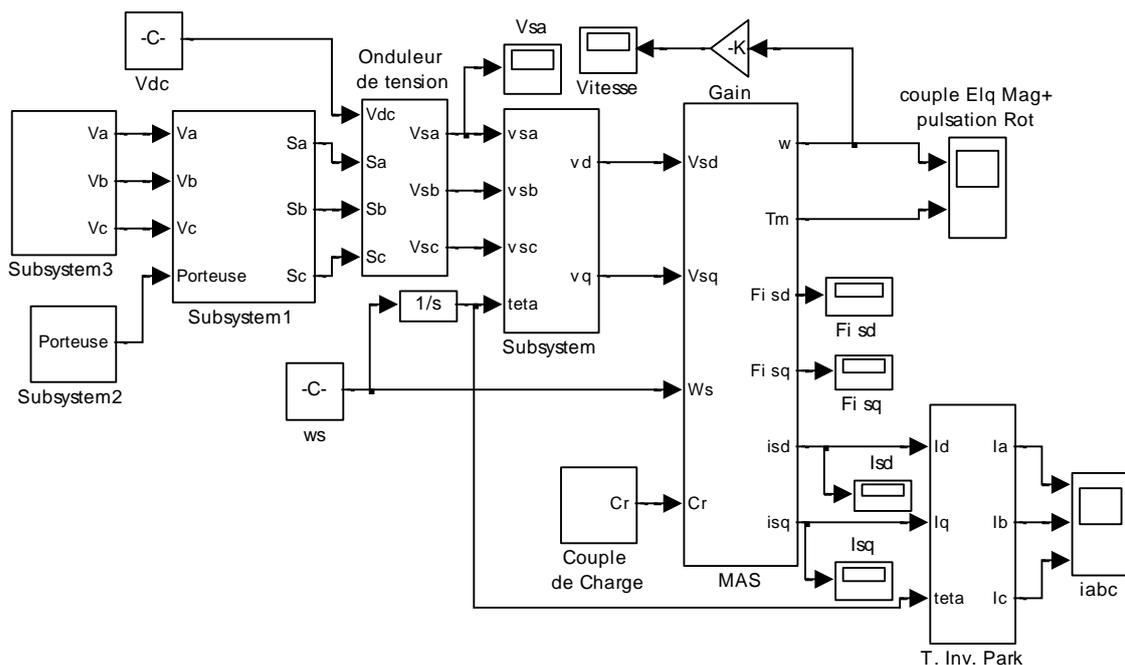
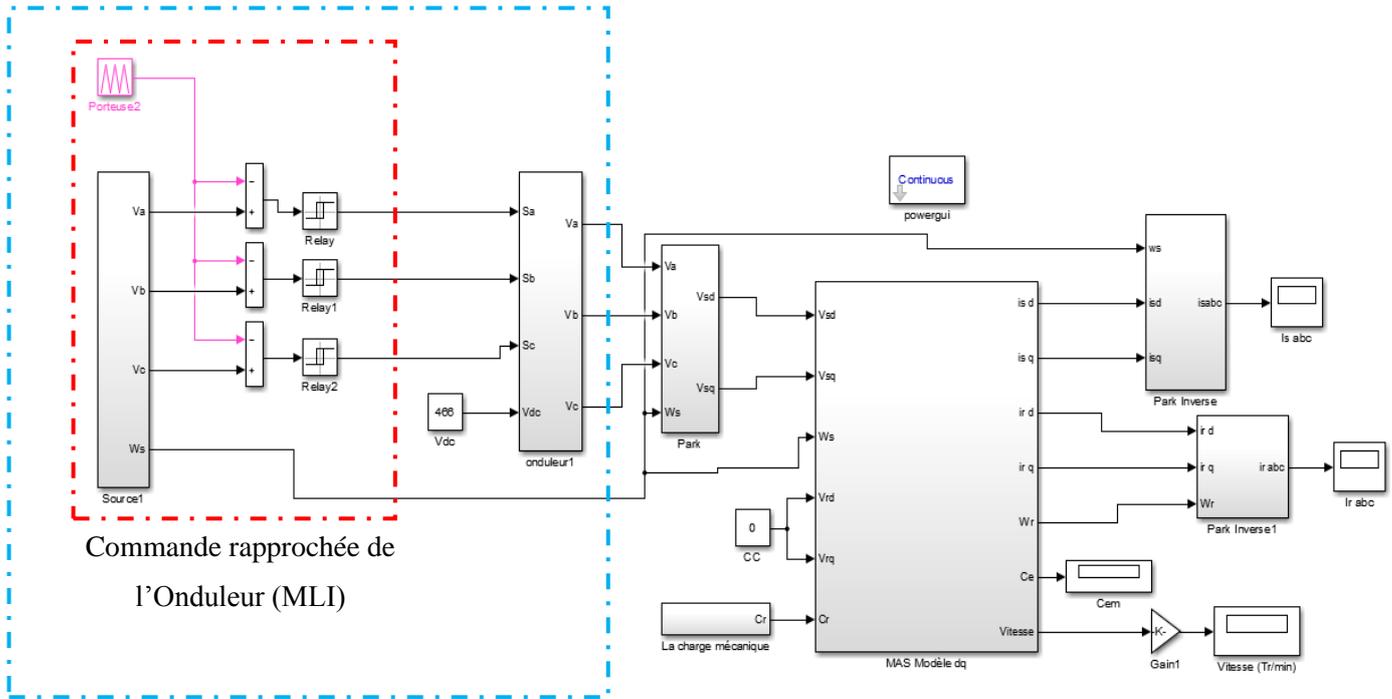
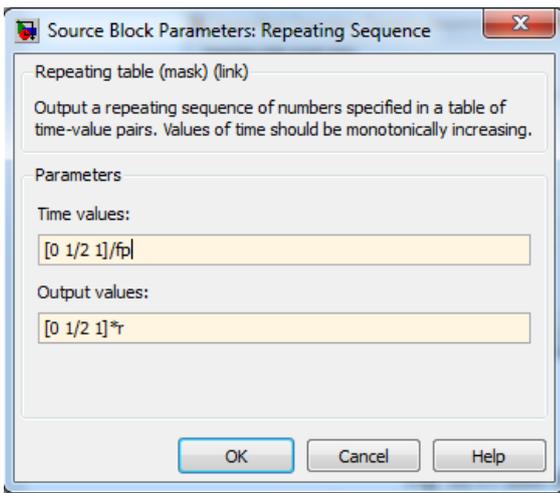


Fig. III.15 Schéma de simulation du MAS alimentée par un onduleur de tension

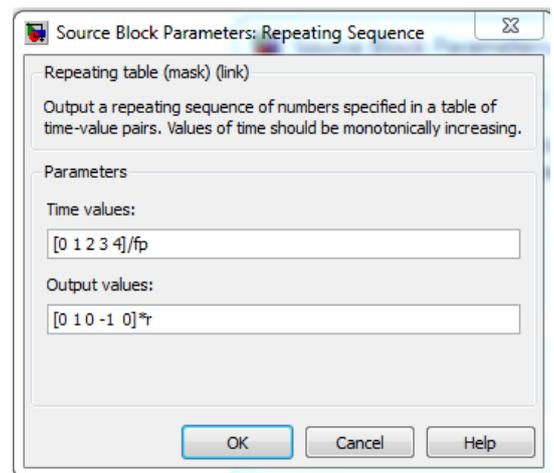


Alimentation avec Convertisseur

Fig. III.16 Schéma de simulation du MAS alimentée par un onduleur de tension à commande MLI



(a) Porteuse en dent de scie



(b) Porteuse triangulaire

Fig. III.17 Bloc de paramètre de fonction Repeating Sequence

Remarques :

- Les étapes à réaliser dans le TP sont liées ; l'étudiant doit sauvegarder à chaque fin de séance son travail sur son support externe (Clé USB ou flash disque) pour enchaîner lors du TP suivant. L'étudiant est tenu de présenter à chaque début de séance le travail réalisé auparavant.
- Toutes les figures visualisées doivent être bien illustrer dans les Comptes Rendu.

**TP. 4 : Commande scalaire
en tension de la vitesse de la
machine asynchrone
alimentée par un onduleur de
tension**

TP. 4 : Commande scalaire en tension de la vitesse de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension

IV.1. But

Réaliser le schéma bloc de la commande scalaire en vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à commande MLI. Moyennant le logiciel Simulink sous Matlab.

Soit le schéma de la Fig. IV.1 représentant une chaîne d'entraînement avec un machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à commande MLI.

- V_{dc} : la tension d'entrée de l'onduleur.
- S_a, S_b et S_c : signaux de commande de l'onduleur.

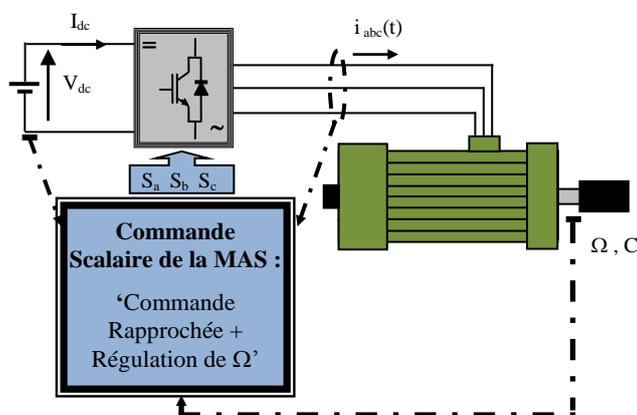


Fig. IV.1 Schéma synoptique de la commande scalaire de la MAS

Proposons-nous de construire étape par étape le schéma bloc du système, toute en respectant les étapes suivantes :

- La première étape sera consacrée à la génération des signaux de commande S_a, S_b et S_c de l'onduleur :
 - On construira les trois modultrices du signal ;
 - On obtiendra tout d'abord les signaux de commande par intersection des trois modultrices avec un signal porteuse triangulaire de fréquence élevée puis on construira le modèle de l'onduleur.
- La deuxième étape concernera l'élaboration du modèle de la machine dans le repère de Park. On y réalisera les tâches suivantes :
 - On construira le modèle de la machine alimentée en tension (V_{sd} et V_{sq}) et ayant en sorties les grandeurs courants (i_{sd}, i_{sq}, i_{rd} et i_{rq}) définissant le couple de la machine.
 - On réalisera les blocs couple et vitesse de la machine ;
 - Le passage des grandeurs réelles (a,b,c) aux grandeurs de PARK (d, q) et inversement nécessite l'utilisation des transformées de Park et Park inverse.
- La troisième étape sera réservée à la réaliser du système global en boucle ouverte, où la machine asynchrone est alimentée via un onduleur MLI.
- La quatrième étape sera consacrée à l'implantation du système global en boucle fermée, dénomé la commande scalaire en tension de la vitesse de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à MLI.

IV.2. Commande scalaire en tension de la vitesse de la machine asynchrone

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 Fig. IV.2.

❖ A des faibles valeurs de la fréquence et des tensions la chute de tension $R_s I_s$, 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. 4.2-a, appelé **Boost automatique**, comme l'indique l'équation (IV.1).

$$V_s^* = \Phi_s^* \left(\frac{R_s}{L_s} \right) \sqrt{\frac{\left(1 - \sigma \frac{L_s L_r}{R_s R_r} \omega_s \omega_r \right)^2 + \left(\frac{L_r}{R_r} \omega_r + \frac{L_s}{R_s} \omega_s \right)^2}{\left(1 + \left(\sigma \frac{L_r}{R_r} \omega_r \right)^2 \right)}} \quad \text{avec } \omega_r = \omega_s + p\Omega \quad (IV.1)$$

Cette relation est à la base des lois de commandes permettant un contrôle du module du flux.

La loi de commande précédente permet de maintenir le flux constant. Mais elle est trop complexe pour être exploitée sans moyen de calcul puissant. Elle doit être simplifiée.

Donc, si la pulsation rotorique est très faible, alors :

$$V_s^* = \Phi_s^* \omega_s \left(\sqrt{1 + \left(\frac{R_s}{\omega_s L_s} \right)^2} \right) \quad (IV.2)$$

Cette relation reste valable entre les valeurs efficaces des tensions et des flux statoriques. Elle constitue le principe des lois de commande à flux constant des machines alimentées en tension. On choisit de maintenir, si possible, le flux à sa valeur nominale. Si, de plus, la chute de tension ohmique statorique est négligeable, alors nous aurons :

$$V_s^* = \Phi_s^* \omega_s \quad (IV.3)$$

La relation (IV.3) caractérise une loi en $V_s/f = \text{constante}$, c'est le principe de la commande scalaire.

❖ En régime de survitesse, le fonctionnement en mode de défluxage (le flux Φ_s est alors diminué) est imposé, Fig. IV.2.

Le bloc de défluxage est défini par la fonction non linéaire suivante :

$$\Phi_s^* = \begin{cases} \Phi_{sn} & \text{si ; } |\Omega| \leq |\Omega_n| \Rightarrow \text{Mode de fonctionnement en sous-vitesse} \\ \Phi_{sn} \frac{|\Omega_n|}{|\Omega|} & \text{si ; } |\Omega| > |\Omega_n| \Rightarrow \text{Mode de fonctionnement en sur-vitesse (Défluxage)} \end{cases} \quad (IV.4)$$

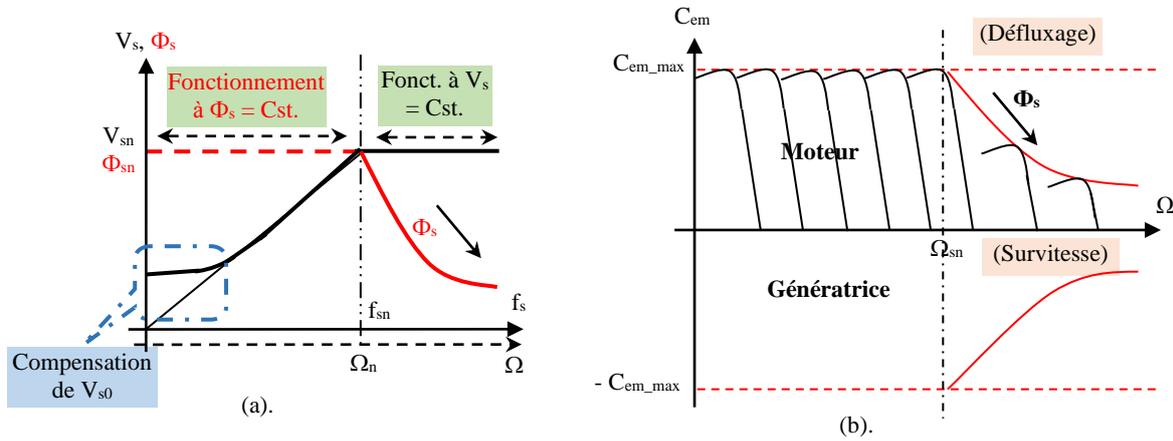


Fig. IV.2 Caractéristiques de réglage par variation de la fréquence d'alimentation (f_s) d'une MAS

A basse vitesse (forts glissements) la chute de tension ohmique ne peut pas être négligée. On ajoute souvent un terme correctif V_{s0} pour prendre en compte la pulsation rotorique. Donc pour améliorer le comportement à basse fréquence, on peut utiliser :

$$V_s^* = \Phi_s^* \left(\omega_s \sqrt{1 + \left(\frac{R_s}{\omega_s L_s} \right)^2} + \left(\frac{R_s L_r}{R_r L_s} \right) \omega_r \right) \text{ avec } \omega_r = \omega_s + p\Omega \tag{IV.5}$$

La réalisation de la commande scalaire en tension de la MAS est répartie en deux parties ; Nous allons commencer en premier lieu par la commande scalaire en tension en boucle ouverte, puis on passera à la commande scalaire en tension en boucle fermée (avec asservissement de vitesse). Ces deux types de commandes vont être réaliser après la réalisation des différentes parties (sous bloc) de chaque schéma structurel.

IV.2.1. Commande scalaire en tension en boucle ouverte de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension

Dans cette partie nous allons faire l'implantation de la commande scalaire en tension de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension en boucle ouverte, et cela après la réalisation des différentes parties (sous bloc) de chaque schéma structurel, Fig. IV.4.

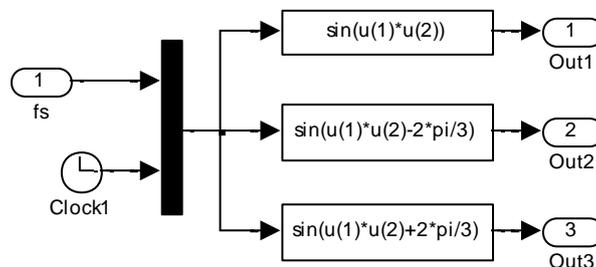


Fig. IV.3 Schéma structurel de l'oscillateur en tension

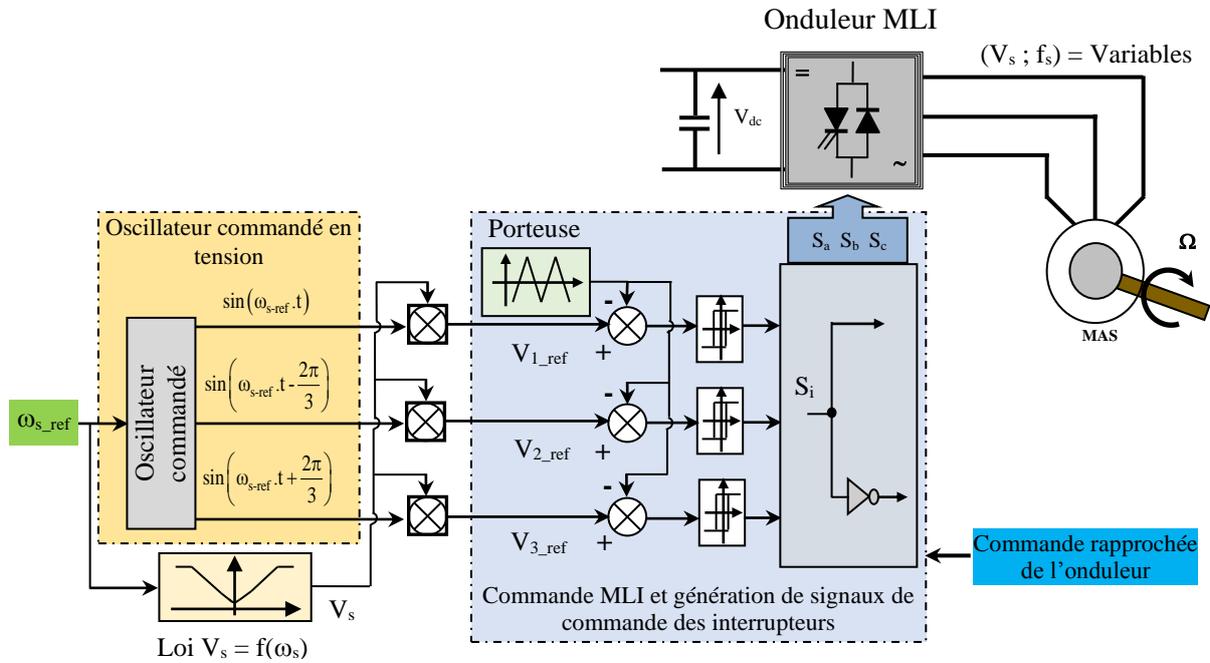


Fig. IV.4 Schéma synoptique d'une commande scalaire en boucle ouverte et en tension

IV.2.1. Commande scalaire en tension en boucle fermée de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension

Dans cette partie nous allons faire l'implantation de la commande scalaire en tension en boucle fermée de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension. Cela, après la réalisation des différentes parties (sous bloc) de chaque schéma structurel, Fig. IV.5.

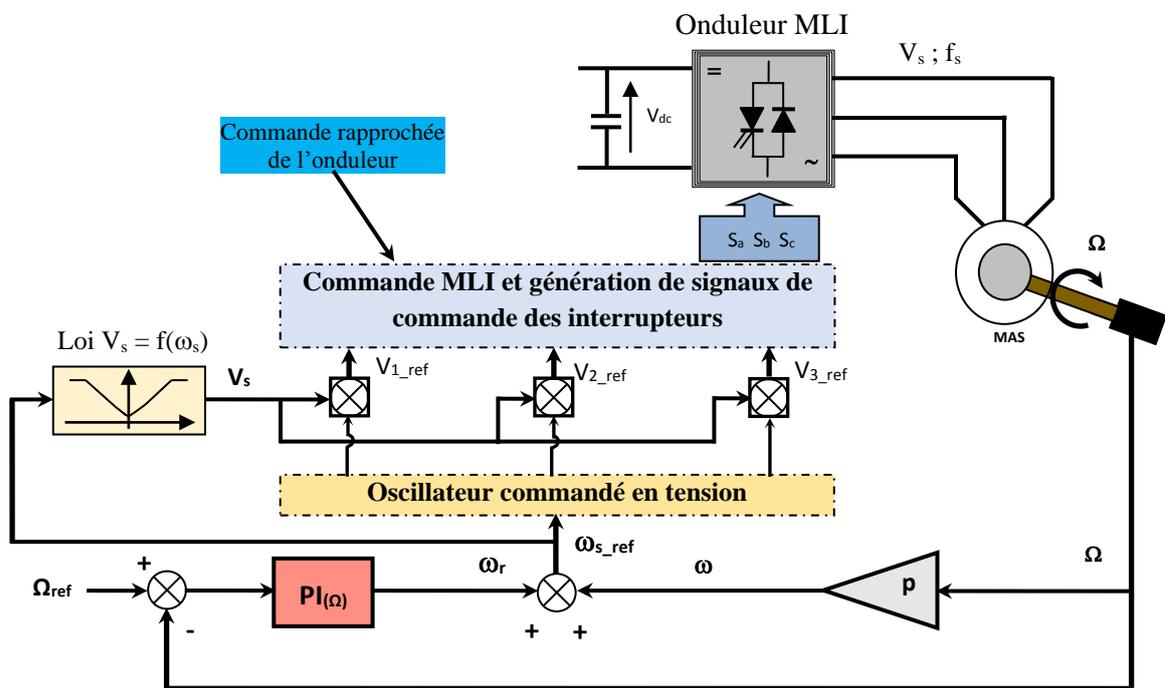


Fig. IV.5 Schéma synoptique d'une commande scalaire en tension et en boucle fermée de la vitesse

IV.3. Travail à effectuer

IV.3.1. Alimentation directe de la MAS via le réseau AC (sans convertisseur)

- Réaliser le schéma bloc de la machine sous Simulink, puis inscrire à l'intérieur du bloc "MAS" ;
- Vérifier la validité du modèle de la machine en alimentant cette dernière par une source de tension triphasée de 220V efficace, sans utilisé l'onduleur ;
- Relever la caractéristique couple/vitesse du moteur en fonctionnement à vide ;

- Déduire la valeur du glissement « g » à vide et en charge pour un $C_{sec} = 5 \text{ Nm}$;

Tableau. IV.1 Paramètres du système (MAS et le régulateur PI de vitesse)

Paramètres	valeurs	Paramètres	valeurs
Nombre de paires de pôles (p)	02	Inductance cyclique rotorique (L_r)	0.274 H
Résistance statorique (R_s)	4.85 Ω	Inductance mutuelle stat.-rot. (M)	0.258 H
Résistance rotorique (R_r)	3.805 Ω	Moment d'inertie (J)	0.031 kg.m ²
Inductance cyclique statorique (L_s)	0.274 H	Coefficient de frottement (F_{vis})	114 e-05 N.m.s/rd
Tension nominale	220/380 V	Flux statorique nominal Φ_{ss}	1 Wb
Fréquence Nominale	50 Hz	Vitesse nominale	1420 tr/min
Gain Proportionnel de Reg (Ω) (C_1)	40	Gain Intégrale de Reg (Ω) (C_2)	2

IV.3.2. Onduleur à commande MLI

- Construire le modèle de l'onduleur de tension et sa commande MLI ;
- Réaliser et rassemblez le circuit de puissance du variateur de vitesse dans un seul bloc, puis inscrire à l'intérieur du bloc "Onduleur" ;
- Réaliser et rassembler le circuit de commande du variateur de vitesse dans un seul bloc, puis inscrire à l'intérieur du bloc "MLI" ;
- Relever la tension de sortie de l'onduleur.

IV.3.3. Alimentation de la MAS via un un onduleur à commande MLI

Alimenter la MAS par le variateur de vitesse réalisé ;

IV.3.3.1. En boucle ouverte

Réaliser le montage de la Fig. IV.6, puis régler les valeurs de « r = 0.8 » et « m = 27 » dans le circuit de commande (MLI), puis utiliser les paramètres donnés dans le Tableau. IV.1.

A/- Fonctionnement à vide : Fonctionnement dans différents paliers de vitesse avec un $C_r = 0 \text{ Nm}$.

- Régler la valeur de ω_s (f_s) d'une manière à aboutir à la forme de vitesse indiquée par la Fig. IV.7 ;
- Relever toutes les courbes visualisées sur les scopes indiqués sur la Fig. IV.6 ;
- Commenter ces courbes et conclure.

B/- Fonctionnement en charge : Fonctionnement dans différents paliers de vitesse avec un C_{sec} variable.

- Régler la valeur de ω_s (f_s) d'une manière à aboutir à la forme de vitesse indiquée par la Fig. IV.8-a ;
- Appliquer le profil du couple résistant (Charge) selon l'allure de la Fig. IV.8-b ;
- Relever toutes les courbes visualisées sur les scopes indiqués sur la Fig. IV.6 ;
- Commenter ces courbes et conclure ;
- Tirer une conclusion dans cette partie (IV.3.3.1).

IV.3.3.2. En boucle fermée

Réaliser le montage de la Fig. IV.9, puis régler les valeurs de « r = 0.8 » et « m = 27 » dans le circuit de commande (MLI), puis utiliser les paramètres donnés dans le Tableau. IV.1.

A/- Fonctionnement à vide : Fonctionnement dans différents paliers de vitesse avec un $C_r = 0 \text{ Nm}$.

- Régler la valeur de la vitesse indiquée par la Fig. IV.7 ;
- Relever toutes les courbes visualisées sur les scopes indiqués sur la Fig. IV.9 ;
- Commenter ces courbes et conclure.

B/- Fonctionnement en charge sans inversion du sens de rotation : Fonctionnement dans différents paliers de vitesse avec un C_{sec} variable.

- Régler la valeur de la vitesse indiquée par la Fig. IV.10 et appliquer le profil du couple résistant (Charge) selon l'allure C_r ;
- Relever toutes les courbes visualisées sur les scopes indiqués sur la Fig. IV.9 ;
- Commenter ces courbes et conclure ;

C/- Fonctionnement en charge avec inversion du sens de rotation : Fonctionnement dans différents paliers de vitesse avec un C_{sec} variable.

- Régler la valeur de la vitesse indiquée par la Fig. IV.11 et appliquer le profil du couple résistant (Charge) selon l'allure C_r ;
- Relever toutes les courbes visualisées sur les scopes indiqués sur la Fig. IV.9 ;
- Commenter ces courbes et conclure ;

D/- Tirer une conclusion générale sur la partie (IV.3.3.2).

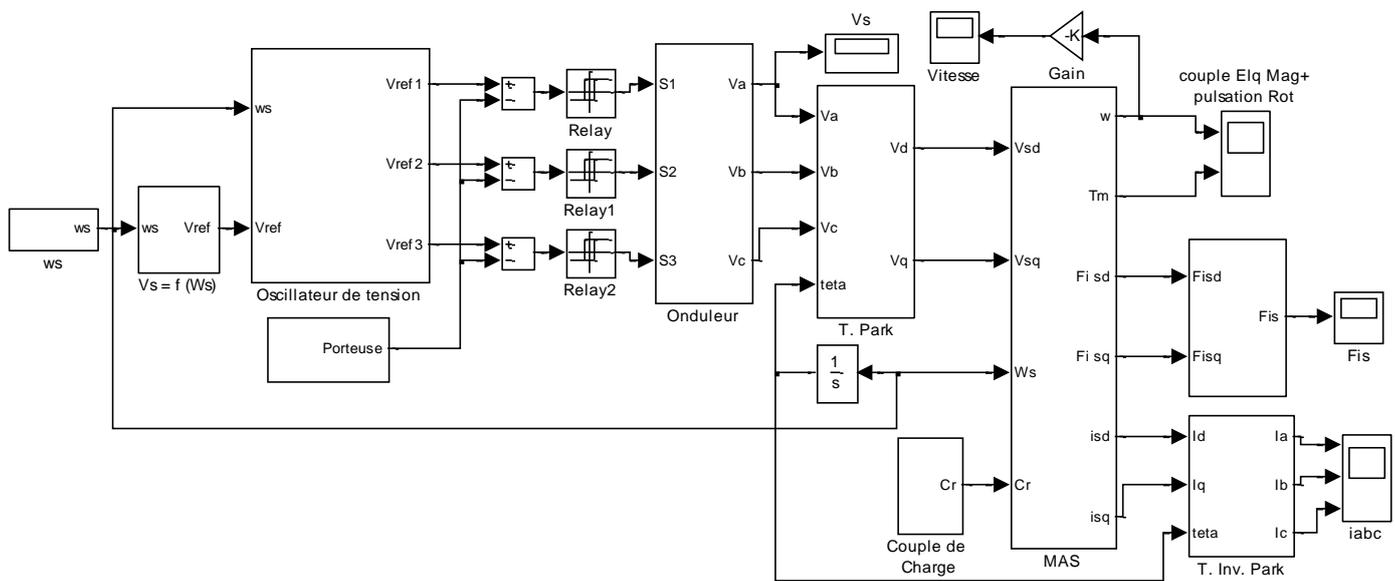


Fig. IV.6 Schéma fonctionnel sur Matlab/Simulink d'une commande scalaire en tension et en boucle ouverte de la vitesse de la MAS

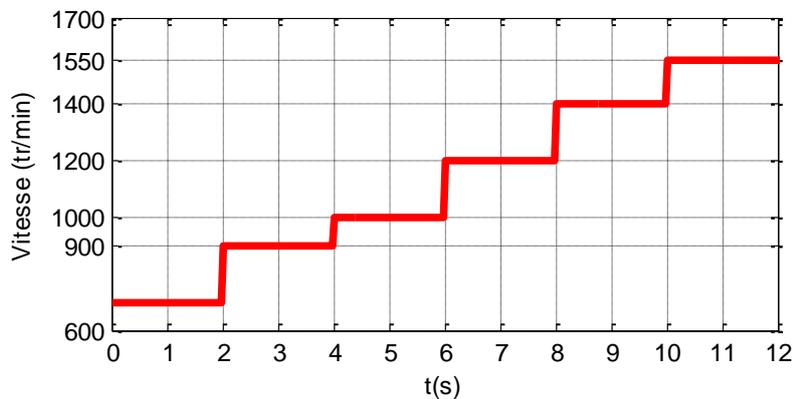
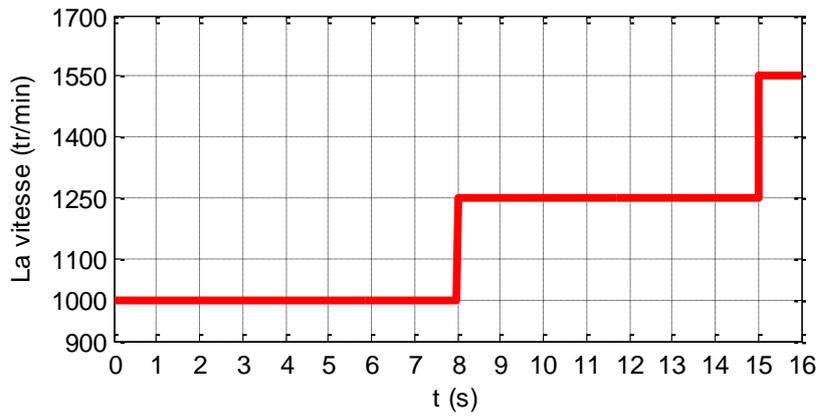
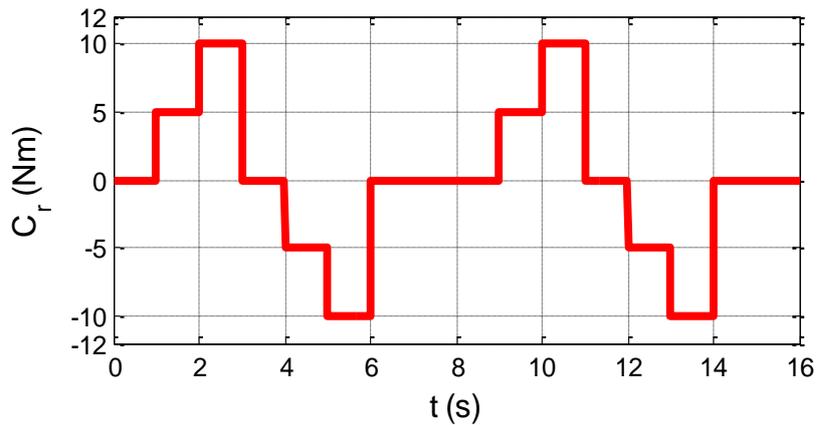


Fig. IV.7 Allure de vitesse pour plusieurs paliers.



(a) Profil de la vitesse de la MAS.



(b) Profil du couple de charge.

Fig. IV.8 Allures de la vitesse et du couple résistant exercé sur l'arbre du moteur.

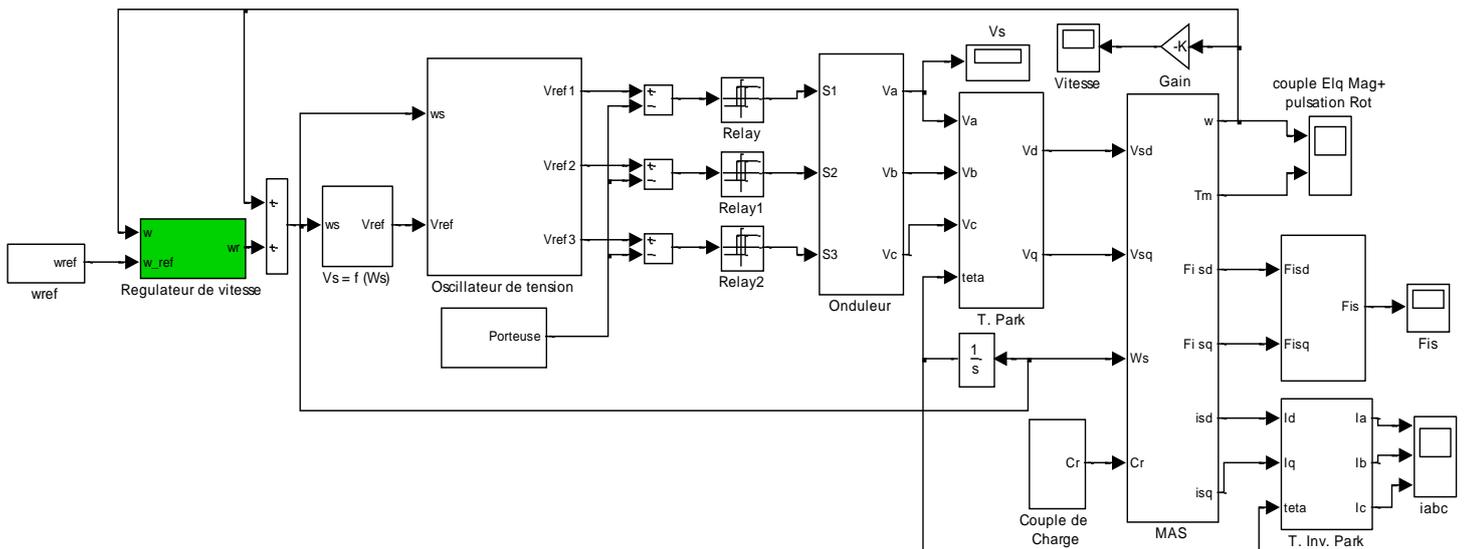
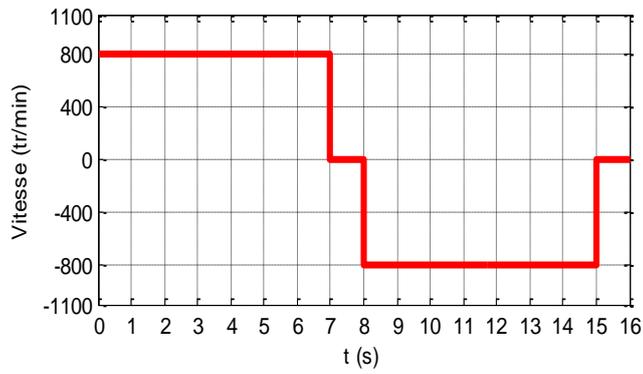
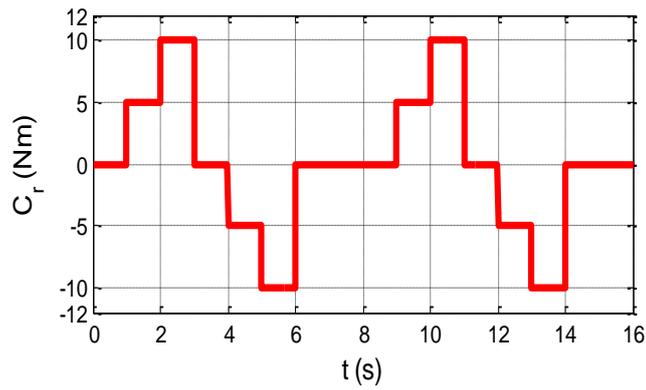


Fig. IV.9 Schéma fonctionnel sur Matlab/Simulink d'une commande scalaire en tension et en boucle fermée de la vitesse de la MAS



(a) Profil de la vitesse de la MAS.



(b) Profil du couple de charge.

Fig. IV.10 Allures de la vitesse avec inversion du sens de rotation du moteur et du couple résistant exercé sur son arbre.

**TP. 5 : Commande
vectorielle à flux rotorique
orienté de la machine
asynchrone alimentée par un
onduleur de tension**

TP. 5 : Commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension

V.1. But

Cette partie sera consacrée à l'implantation de commande vectorielle, après la réalisation des différentes parties (sous bloc) de chaque schéma structurel.

- Le dimensionnement des paramètres des régulateurs que nous allons utiliser pour la réalisation de la CVFRO, seront développés vers la fin de ce polycopié.

V.2. Commande vectorielle à flux rotorique orienté d'une machine asynchrone triphasée

V.2.1. Modélisation de la machine asynchrone MAS en vue de la commande

Pour nous permettre d'obtenir un modèle de la machine asynchrone moins complexe, nous admettons que la machine asynchrone est à rotor bobiné triphasé au stator et au rotor, si le rotor est à cage nous considérons l'enroulement équivalent. De plus, nous sommes obligés de prendre en compte quelques hypothèses simplificatrices.

V.2.1.1. Modèle électrique et magnétique de la MAS

Sachant que, la machine étant alimentée par un système de tensions sinusoïdales triphasées équilibrées de pulsation ($\omega_s = 2\pi f$). Les tensions des trois phases statoriques et rotoriques s'écrivent :

Pour le stator : Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s \cdot i_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s \cdot i_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s \cdot i_{sc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt} \end{cases} ; \begin{cases} V_{ra} = R_r \cdot i_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r \cdot i_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r \cdot i_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (V.1)$$

Pour évaluer les flux, l'entrefer étant constant, le stator et le rotor étant triphasés et de construction symétrique, les inductances propres et mutuelles entre phases d'un même enroulement sont constantes et égales.

$$\begin{bmatrix} \phi_s \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^t & [L_{rr}] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (V.2)$$

Compte tenu des expressions des flux (V.2), en désignant par « P » l'opérateur de dérivation « d/dt », le système d'équations (V.1) s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [i_s] + P([L_{ss}] \cdot [i_s] + [L_{sr}] \cdot [i_r]) \\ [V_r] = [R_r] \cdot [i_r] + P([L_{sr}]^t \cdot [i_s] + [L_{rr}] \cdot [i_r]) \end{cases} \quad (V.3)$$

On applique la transformation de Park d'angle θ_s aux grandeurs statoriques et d'angle θ_r aux grandeurs rotoriques, Fig. V.1. Nous effectuons un changement de variables aux grandeurs statoriques et rotoriques, nous aurons alors :

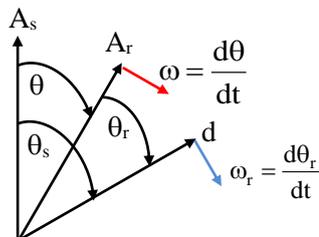


Fig. V.1 Modèle de la machine asynchrone dans la base de Park simplifiée

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{sd} \\ 0 = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_r \cdot \Phi_{rq} \\ 0 = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + \omega_r \cdot \Phi_{rd} \end{array} \right. ; \text{ Avec } \left\{ \begin{array}{l} \Phi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M \cdot i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{sq} \end{array} \right. \quad (V.4)$$

Alors le modèle global de la machine est :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + L_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + M \cdot \frac{di_{rd}}{dt} - L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sq} - M \cdot \omega_s \cdot i_{rq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + M \cdot \frac{di_{rq}}{dt} + L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sd} + M \cdot \omega_s \cdot i_{rd} \\ 0 = R_r \cdot i_{rd} + L_r \cdot \frac{di_{rd}}{dt} + M \cdot \frac{di_{sd}}{dt} - L_r \cdot \omega_r \cdot i_{rq} - M \cdot \omega_r \cdot i_{sq} \\ 0 = R_r \cdot i_{rq} + L_r \cdot \frac{di_{rq}}{dt} + M \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_r \cdot L_r \cdot i_{rd} + M \cdot \omega_r \cdot i_{sd} \end{array} \right. \quad (V.5)$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_e = p \cdot (\Phi_{sd} \cdot i_{sq} - \Phi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (V.6)$$

Diverses manipulations de l'équation fondamentale (V.6), procédant d'un choix d'élimination de certaines variables des équations des flux (V.4) conduisent à l'établissement d'autres expressions du couple.

$$\left\{ \begin{array}{l} C_e = p \cdot (\Phi_{rq} \cdot i_{rd} - \Phi_{rd} \cdot i_{rq}) \\ C_e = p \cdot \frac{M}{L_s} \cdot (\Phi_{sq} \cdot i_{rd} - \Phi_{sd} \cdot i_{rq}) \\ C_e = p \cdot M \cdot (i_{sq} \cdot i_{rd} - i_{sd} \cdot i_{rq}) \\ C_e = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot (\Phi_{rd} \cdot i_{sq} - \Phi_{rq} \cdot i_{sd}) \\ C_e = p \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma \cdot M} \right) \cdot (\Phi_{rd} \cdot \Phi_{sq} - \Phi_{rq} \cdot \Phi_{sd}) \end{array} \right. \quad (V.7)$$

$$\text{Avec ; } \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r}$$

L'équation (V.5) peut devenir comme suite :

$$\begin{cases} R_s \cdot i_{sd} + L_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} = -M \cdot \frac{di_{rd}}{dt} + L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sq} + M \cdot \omega_s \cdot i_{rq} + V_{sd} \\ R_s \cdot i_{sq} + L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} = -M \cdot \frac{di_{rq}}{dt} - L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sd} - M \cdot \omega_s \cdot i_{rd} + V_{sq} \\ R_r \cdot i_{rd} + L_r \cdot \frac{di_{rd}}{dt} = -M \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + L_r \cdot \omega_r \cdot i_{rq} + M \cdot \omega_r \cdot i_{sq} \\ R_r \cdot i_{rq} + L_r \cdot \frac{di_{rq}}{dt} = -M \cdot \frac{di_{sq}}{dt} - L_r \cdot \omega_r \cdot i_{rd} - M \cdot \omega_r \cdot i_{sd} \end{cases} \quad (V.8)$$

Les systèmes d'équations (V.4) jusqu'à (V.8) constituent le modèle électrique et magnétique de la machine asynchrone.

V.2.1.3. Modélisation de la partie mécanique

Généralement, dans la modélisation mathématique de la charge mécanique pour une machine électrique, on obtient directement la vitesse de rotation de la machine à partir de l'inertie de la machine elle-même et des frottements endurés par cette dernière ;

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f_{vis} \cdot \Omega = C_e - C_r \quad (V.9)$$

- Avec :
- Ω : Vitesse de la machine.
 - J : Inertie de la partie tournante (totale)
 - f_{vis} : Frottement de la chaîne.
 - C_e : Couple électromagnétique
 - C_r : Couple résistant appliqué à l'arbre de la MAS (Couple sec).

V.2.2. Commande vectorielle à flux rotorique orienté d'une MAS

Dans cette partie, nous allons donner les fondements de la commande vectorielle d'une chaîne d'entraînement électrique basée sur une machine asynchrone triphasé. Dans un contrôle vectoriel à flux orienté, on parle assez souvent d'orientation du flux, mais en réalité c'est le système d'axe d-q que l'on oriente de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux. Les équations (V.7), donnant le couple électromagnétique instantané, conduisent à la même diversité dans le choix de l'orientation de référentiel d'axes d-q qui, dans tous les cas, doit être mise à profit pour retrouver un réglage s'identifiant à celui du moteur à courant continu à excitation séparée. Le découplage entre le contrôle du couple et du flux, pour la machine asynchrone, est obtenu à partir de calage du repère du Park sur la pulsation de synchronisme, en outre, l'estimation du flux est dès fois inévitable.

Le but de la commande vectorielle à flux orienté est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où, il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

V.2.2.1. Principe de la commande vectorielle à flux orienté d'une MAS

Afin d'obtenir avec une MAS, des performances semblables à celles de la MCC, il est nécessaire de séparer le contrôle du flux et le contrôle du courant générant le couple électromagnétique.

D'une manière générale, la commande vectorielle à flux orienté peut être représentée selon deux méthodes, directe ou bien méthode indirecte. Où, il faut choisir un système d'axe (d, q) et une loi de commande qui assure ce découplage entre les grandeurs à contrôler. La Fig. V.2 montre le but recherché par cette commande.

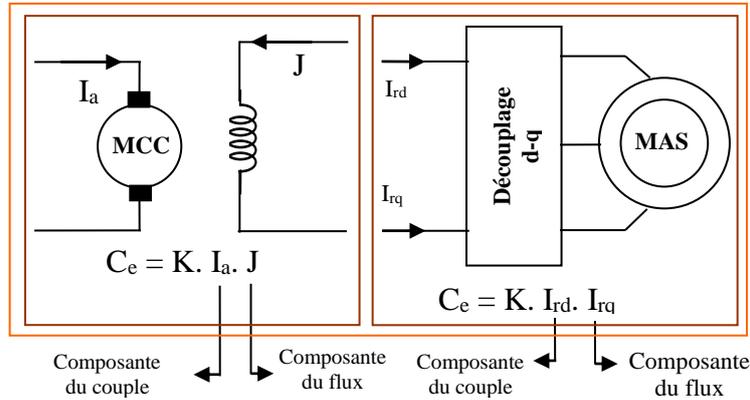


Fig. V.2 Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle à flux orienté d'une MAS.

De nombreuses variétés ont été présentées dans la littérature que l'on peut classifier comme suit :

- ❖ La source d'énergie :
 - Commande en tension ;
 - Commande en courant.
- ❖ L'orientation du repère (d,q) :
 - Le flux rotorique ;
 - Le flux statorique ;
 - Le flux d'entrefer.
- ❖ La détermination de la position du flux :
 - Directe par mesure ou observation de vecteur flux (module et phase) ;
 - Indirecte par contrôle de la fréquence du glissement.

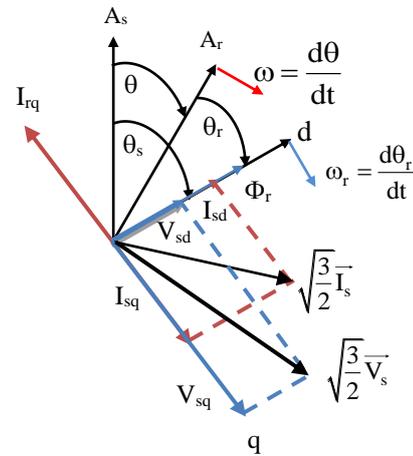


Fig. V.3 Diagramme espace-temps avec alignement de l'axe d sur le flux rotorique.

V.2.2.2. Modèle de la MAS avec orientation du flux rotorique

En régime permanent sinusoïdal, le couple électromagnétique est donné par un produit vectoriel de deux composantes en quadrature, lorsque l'une de ces composantes est gardée toujours nulle, ce produit vectoriel prend une forme scalaire simple. Ainsi, l'observation simultanée du diagramme vectoriel de la Fig. V.3 et les équations de la machine munies de la contrainte $\Phi_{rq} = 0$ débouchent sur les propriétés enchaînées suivantes :

L'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique tel que $\Phi_{rd} = \Phi_r$. La composante i_{rd} du courant rotorique est toujours nulle si le flux rotorique est constant. Pour tout régime, le flux et le courant rotorique restent en quadrature de sorte que l'évolution du couple suive celle de i_{rq} qui peut alors contrôler par i_{sq} puisque :

$$\Rightarrow i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq} \tag{V.10}$$

Sachant que le couple est donné par :

$$\begin{cases} C_e = -p.(\Phi_r.i_{rq}) \\ C_e = p.\frac{M}{L_r}.(\Phi_r.i_{sq}) \end{cases} \tag{V.11}$$

Si $\Phi_{rq} = 0$, les équations de la machine dans la base de Park (V.5) en régime non saturé se simplifient de manière suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_r}{dt} \\ 0 = R_r i_{rq} + \omega_r \Phi_r \end{cases} \quad (V.12)$$

V.2.2.3. Estimateurs pour la commande

V.2.2.3.1. Estimation de l'angle de Park θ_s

Pour que la vitesse ω_s du référentiel d-q soit effectivement celle du champ tournant, il convient d'assurer à tout instant la relation angulaire d'autopilotage suivante :

$$\omega_s = p.\Omega + \tilde{\omega}_r \quad (V.13)$$

Où ; $\tilde{\omega}_r$ représente la valeur de la vitesse relative du repère d'axes d-q, estimée dans les conditions d'orientations choisies pour le référentiel et donnée par l'expression (V.14), en remplaçant l'expression (V.10) dans (V.12).

$$\tilde{\omega}_r = \frac{M}{T_r \Phi_r} i_{sq} \quad (V.14)$$

Ce qui permet d'obtenir l'angle de Park θ_s donné par :

$$\begin{cases} \theta_s = \int \omega_s dt = \int (p.\Omega + \tilde{\omega}_r) dt \\ \Rightarrow \theta_s = \int \omega_s dt = \int \left(p.\Omega + \frac{M}{T_r \Phi_r} i_{sq} \right) dt \end{cases} \quad (V.15)$$

$$\text{Si : } \Phi_r = M I_{sd} \Rightarrow \theta_s = \int \omega_s dt = \int \left(p.\Omega + \frac{1}{T_r} \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \right) dt \quad (V.16)$$

V.2.2.3.2. Estimation de Φ_r

Le flux rotorique n'est pas directement accessible, en revanche, il s'exprime en fonction des grandeurs statoriques qui sont accessibles, en fonction des courants statorique, soit :

$$\tilde{\Phi}_r = \frac{M}{[1 + T_r.P]} I_{sd} \quad (V.17)$$

Nous prenons :

$$\Phi_r = M I_{sd} \quad (V.18)$$

Les expression (V.14) jusqu'à (V.18) constituent des simples observateurs du flux rotorique et de la vitesse du référentiel dans le repère rotorique. Leurs précisions peuvent s'avérer très vite insuffisante. Il apparaît d'emblée que toute erreur relative sur la valeur de la constante de temps rotorique T_r , paramètre sensible à la température (R_r) et la magnétisation du circuit magnétique (M), peut se répercuter directement sur les grandeurs estimées.

Le réglage de l'amplitude du flux rotorique à sa valeur de référence Φ_{rd-ref} est obtenu par action sur le courant i_{sd} . Sachant que, la réponse de flux Φ_r prend un temps (T_r), après la variation de i_{sd} .

La valeur de référence de ce courant peut ; soit être le signal de commande fourni par un régulateur et on parle de la commande vectorielle à flux orienté directe, Fig. V.4-(b), soit être directement déduite de la relation (V.18), ce qui reflète la commande vectorielle à flux orienté indirecte, Fig. V.4-(a). La commande indirecte du flux consiste à supposer que le flux rotorique est constant et toujours égal à sa référence.

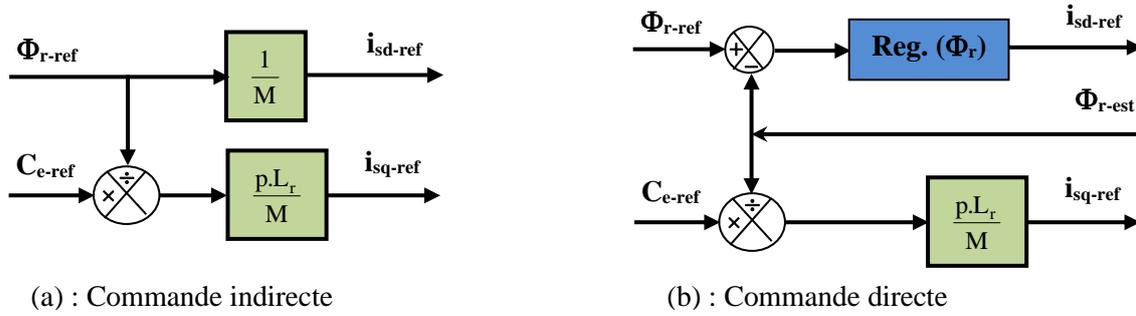


Fig. V.4 Commande vectorielle à flux orienté

V.2.2.4. Processus électrique

Comment réaliser le contrôle du couple à partir d’une seule grandeur de réglage tout en maintenant le flux à sa valeur de référence ?

L’idée est bien d’agir de façon instantanée sur la phase et l’amplitude de la tension statorique, de manière à régler le courant statorique i_{sq} sans modifier le courant i_{sd} . Dans ces conditions, le flux est maintenu constant comme dans la machine à courant continu et l’évolution du couple ne dépend plus que d’une seule grandeur. Il convient donc d’établir le modèle du processus afin d’élaborer les algorithmes nécessaires à la définition des grandeurs de réglage V_{sd} et V_{sq} en fonction de l’objectif à atteindre, c’est à dire, le contrôle séparé du flux et du couple.

Les équations des flux Φ_{sd} et Φ_{sq} en fonction des courants statorique :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s \cdot \sigma \cdot i_{sd} + \frac{M}{L_r} \Phi_r \\ \Phi_{sq} = L_s \cdot \sigma \cdot i_{sq} \end{cases} \tag{V.19}$$

Il vient :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{1}{(R_s + \sigma \cdot L_s \cdot P)} \cdot (V_{sd} + \omega_s \cdot L_s \cdot \sigma \cdot i_{sq}) \\ i_{sq} = \frac{1}{(R_s + \sigma \cdot L_s \cdot P)} \cdot \left(V_{sq} - \omega_s \cdot \left(L_s \cdot \sigma \cdot i_{sd} + \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \right) \right) \end{cases} \tag{V.20}$$

Sous cette forme, la partie électrique apparaît comme deux processus monovariables couplés par les grandeurs de perturbation e_d et e_q telles que :

$$\begin{cases} e_d = +\omega_s \cdot L_s \cdot \sigma \cdot i_{sq} \\ e_q = -\omega_s \cdot \left(L_s \cdot \sigma \cdot i_{sd} + \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \right) \end{cases} \tag{V.21}$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} permettent respectivement le réglage du flux et du couple, mais il existe entre les deux processus un couplage non linéaire dû à la présence du terme ω_s dans les expressions (V.21).

V.2.2.5. Contrôle du couple et du flux de la MAS (commande en tension)

Les expressions (V.20) débouchent sur les fonctions de transfert suivantes :

$$\begin{cases} F_\Phi = \frac{i_{sd}}{V_{sd} + e_d} \\ F_q = \frac{i_{sq}}{V_{sq} + e_q} \end{cases} \tag{V.22}$$

La Fig. V.5 représente alors le schéma fonctionnel du contrôle vectoriel qui, à priori, peut être envisagé suivant deux stratégies selon que les perturbations non linéaires sont compensées ou non. La

compensation a pour effet de découpler les deux processus grâce à une reconstitution en temps réel de ces perturbations.

Pour la régulation de vitesse, il suffit de rajouter une boucle externe qui aura comme objectif la régulation de vitesse.

V.2.2.6. Différents types de CVFRO selon la grandeur de commande

D’après la grandeur de commande, nous pouvons déduire deux types de commande :

- Commande en courant ; directe ou indirecte ;
- Commande en tension ; directe ou indirecte.

V.2.2.6.1. Commande en courant

A. Commande en courant indirecte

Dans ce cas, nous prenons comme variables de contrôle les composantes du courant statorique i_{sd} et i_{sq} ainsi que la vitesse du glissement ω_r , le modèle de la machine alimentée en courant est donnée par le système d’équations (V.23), tout en considérant les flux rotoriques (Φ_{rd} , Φ_{rq}) et la vitesse Ω comme variables d’état.

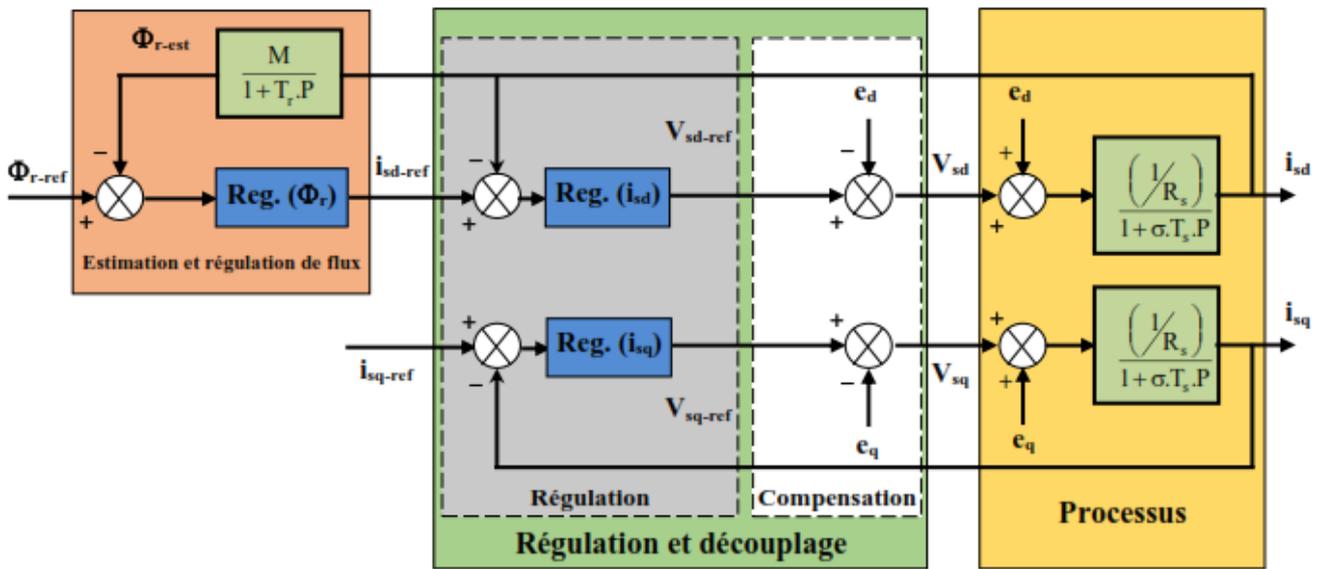


Fig. V.5 Schéma fonctionnel du contrôle vectoriel direct.

$$\begin{cases}
 \dot{\Phi}_{rd} = \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{rd} + \omega_r \cdot \Phi_{rq} + \frac{M}{T_r} \cdot i_{sd} \\
 \dot{\Phi}_{rq} = \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{rq} - \omega_r \cdot \Phi_{rd} + \frac{M}{T_r} \cdot i_{sq} \\
 \dot{\Omega} = \frac{d\Omega}{dt} = -\frac{1}{T_m} \cdot \Omega + \frac{1}{J} C_e - \frac{1}{J} C_r
 \end{cases} \tag{V.23}$$

Après l’application de la commande vectorielle à flux rotorique orienté et l’arrangement nous obtenons :

$$\dot{\Phi}_r = \frac{d\Phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \cdot \Phi_r + \frac{M}{T_r} \cdot i_{sd} \tag{V.24}$$

$$\omega_r = \frac{M}{T_r \cdot \Phi_r} \cdot i_{sq} \tag{V.25}$$

$$C_e = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot i_{sq} \cdot \Phi_r \tag{V.26}$$

Nous remarquons que l'amplitude du flux rotorique est déterminée par la composante directe i_{sd} , alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature i_{sq} si le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi, une décomposition entre les deux composantes du courant statorique est réalisée, ce qui donne à la machine asynchrone des caractéristiques analogues à celles de la machine à courant continu à excitation séparée.

Le schéma de la commande indirecte en courant est illustré par la Fig. V.6. Cette méthode (indirecte) est plus facile à implanter, mais elle est fortement dépendante de variations paramétriques de la machine (commande non robuste).

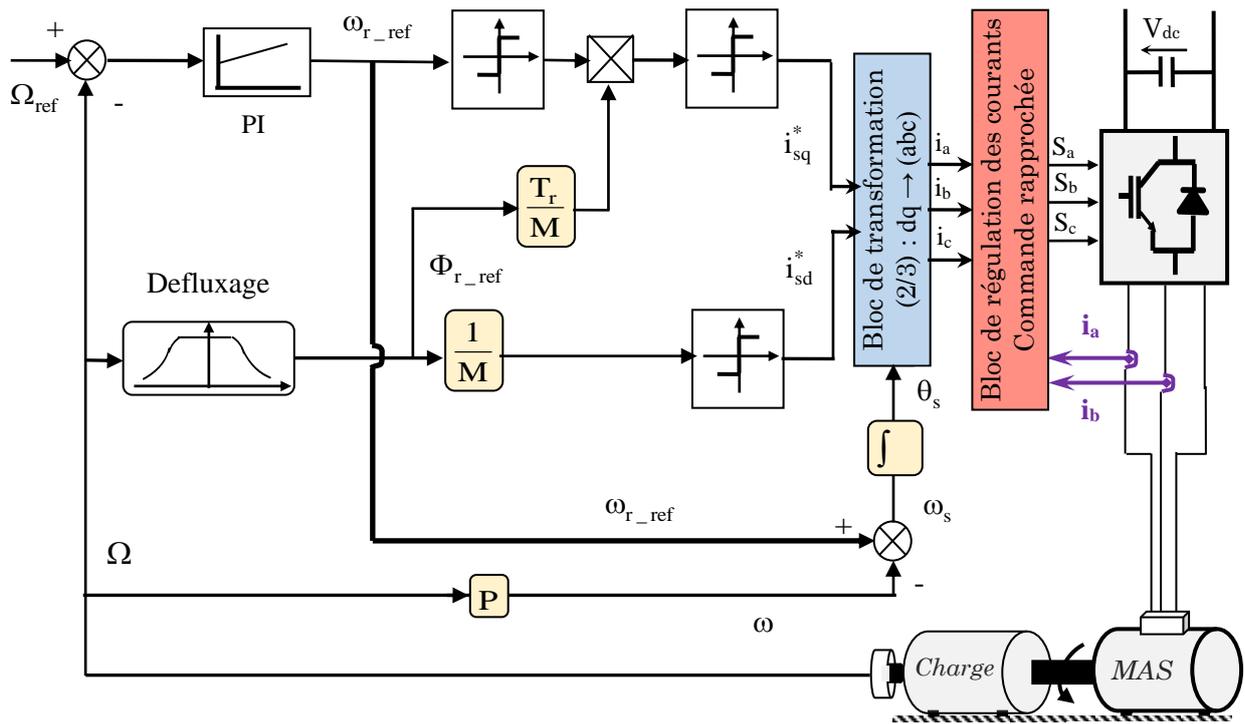


Fig. V.6 Schéma bloc de la commande vectorielle en courant à flux orienté (méthode indirecte).

Sachant que, le régulateur de vitesse (PI) est dimensionné suivant l'approche analytique développé avec le système d'entraînement à MCC. La constante de temps associé au régulateur de vitesse ($\tau = k_p/k_i$) est choisie en tenant compte de la constante de temps statorique T_s qui caractérise la dynamique du courant d'alimentation.

Le défluxage est défini par le système d'équation (V.27) :

$$\begin{cases} \Phi_{r_ref} = \Phi_r^* = \Phi_m ; & |\Omega| \leq \Omega_n \\ \Phi_{r_ref} = \Phi_r^* = \frac{\Phi_m \cdot \Omega_n}{|\Omega|} ; & |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \tag{V.27}$$

Avec ;

$\Phi_{r_ref} = \Phi_r^*$: Flux rotorique de référence ; Φ_m : Flux rotorique nominal ;
 Ω_n : Vitesse nominale.

B. Commande en courant directe

Dans cette méthode, le flux rotorique est régulé par une boucle de contre-réaction, ce qui nécessite sa mesure ou son estimation.

Malgré que la méthode indirecte soit plus simple au niveau implantation, la méthode directe a l'avantage de dépendre un peu moins des paramètres de la machine (un peu robuste comparée à la méthode indirecte).

Le schéma bloc de la commande directe en courant est représenté sur la Fig. V.7.

Pour la détermination des paramètres de régulateur du flux rotorique (voir le paragraphe V.3), nous considérons l'équation (V.23), ce qui permet d'obtenir le schéma bloc de la Fig.V.8.

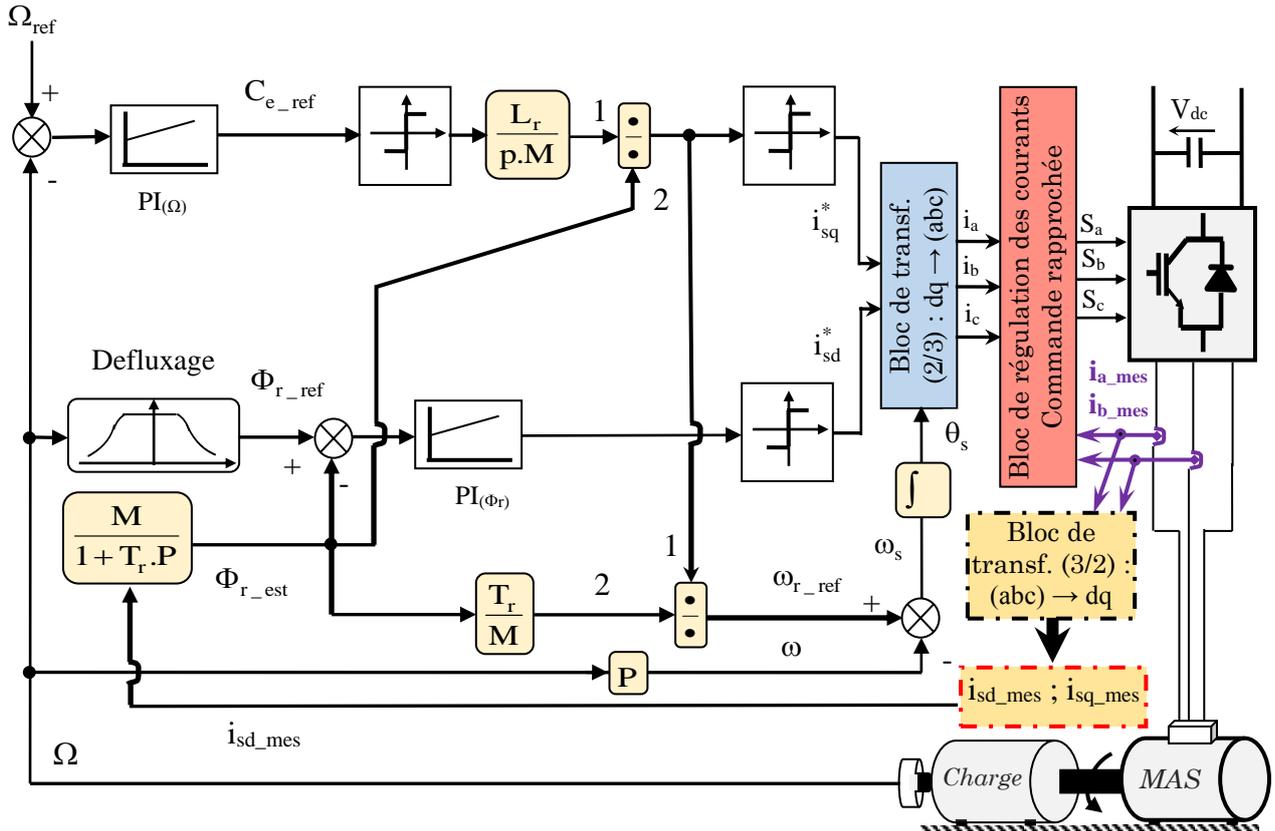


Fig. V.7 Schéma bloc de la commande vectorielle en courant à flux orienté (méthode directe).

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{\Phi_r}{\Phi_{r_ref}} = \frac{\Phi_r}{\Phi_r^*} = \frac{\left(\frac{M.k_{p\Phi}}{T_r}\right)P + \left(\frac{M.k_{i\Phi}}{T_r}\right)}{P^2 + \left(\frac{1+M.k_{p\Phi}}{T_r}\right)P + \left(\frac{M.k_{i\Phi}}{T_r}\right)} \quad (V.28)$$

L'équation caractéristique du système est donnée par (V.29) :

$$\left\{ \begin{array}{l} P^2 + \left(\frac{1+M.k_{p\Phi}}{T_r}\right)P + \left(\frac{M.k_{i\Phi}}{T_r}\right) = 0 ; \\ \text{Sous une forme canonique: } P^2 + 2.\zeta.\omega_0.P + \omega_0^2 = 0. \end{array} \right. \quad (V.29)$$

En comparant l'équation caractéristique avec la forme canonique de 2^{ème} ordre.

$$\begin{cases} 2.\zeta.\omega_0 = \left(\frac{1 + M.k_{p\Phi}}{T_r} \right) \\ \omega_0^2 = \left(\frac{M.k_{i\Phi}}{T_r} \right) \end{cases} \quad (\text{V.30})$$

Si on prend $\omega_0 = \left(\frac{1}{\zeta.T_r} \right)$, les paramètres du régulateur sont donnés par ;

$$\begin{cases} k_{p\Phi} = \left(\frac{1}{M} \right) ; \\ k_{i\Phi} = \frac{1}{\zeta^2.M.T_r} \end{cases} \quad (\text{V.31})$$

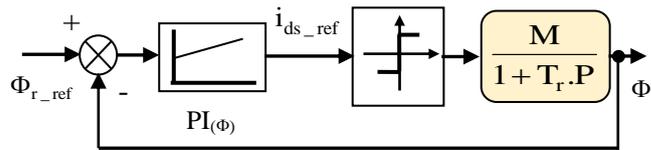


Fig. V.8 Schéma bloc de la régulation de Ω_r avec un PI

V.2.2.6.2. Commande en tension

Nous allons prendre comme variables de contrôle les composantes des tensions statoriques V_{sd} et V_{sq} ainsi que la vitesse du glissement ω_r , le modèle de la machine alimentée en courant est donnée par le système d'équations (V.31), tout en considérant les courants statoriques (i_{sd} , i_{sq}) et la vitesse Ω comme variables d'état, nous obtenons :

Si on définit les variables e_d et e_q , nous allons aboutir aux deux systèmes d'équations donnés par (V.20) et (V.21). Ce qui permet de préciser les termes de couplage à compenser (e_d et e_q). Pour cela, le schéma de la commande en courant peut être représenté selon la nature de la commande choisie ; directe, Fig. V.9 ou indirecte, Fig. V.10, en s'appuyant sur le schéma donné par la Fig. V.4.

$$\begin{cases} \dot{i}_{sd} = \frac{di_{sd}}{dt} = - \left(\frac{1}{\sigma.T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \\ \quad \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M.T_r} \right) \Phi_{rd} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \right) \omega_r \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma.L_s} V_{sd} \\ \dot{i}_{sq} = \frac{di_{sq}}{dt} = - \left(\frac{1}{\sigma.T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r} \right) i_{sq} - \omega_s i_{sd} - \\ \quad \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \right) \omega_r \Phi_{rd} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M.T_r} \right) \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma.L_s} V_{sq} \\ \dot{\Omega} = \frac{d\Omega}{dt} = - \frac{1}{T_m} \Omega + \frac{1}{J} C_e - \frac{1}{J} C_r \end{cases} \quad (\text{V.31})$$

Nous pouvons écrire les courants statoriques (i_{sd} , i_{sq}) du système d'équations (V.31) sous la forme suivante :

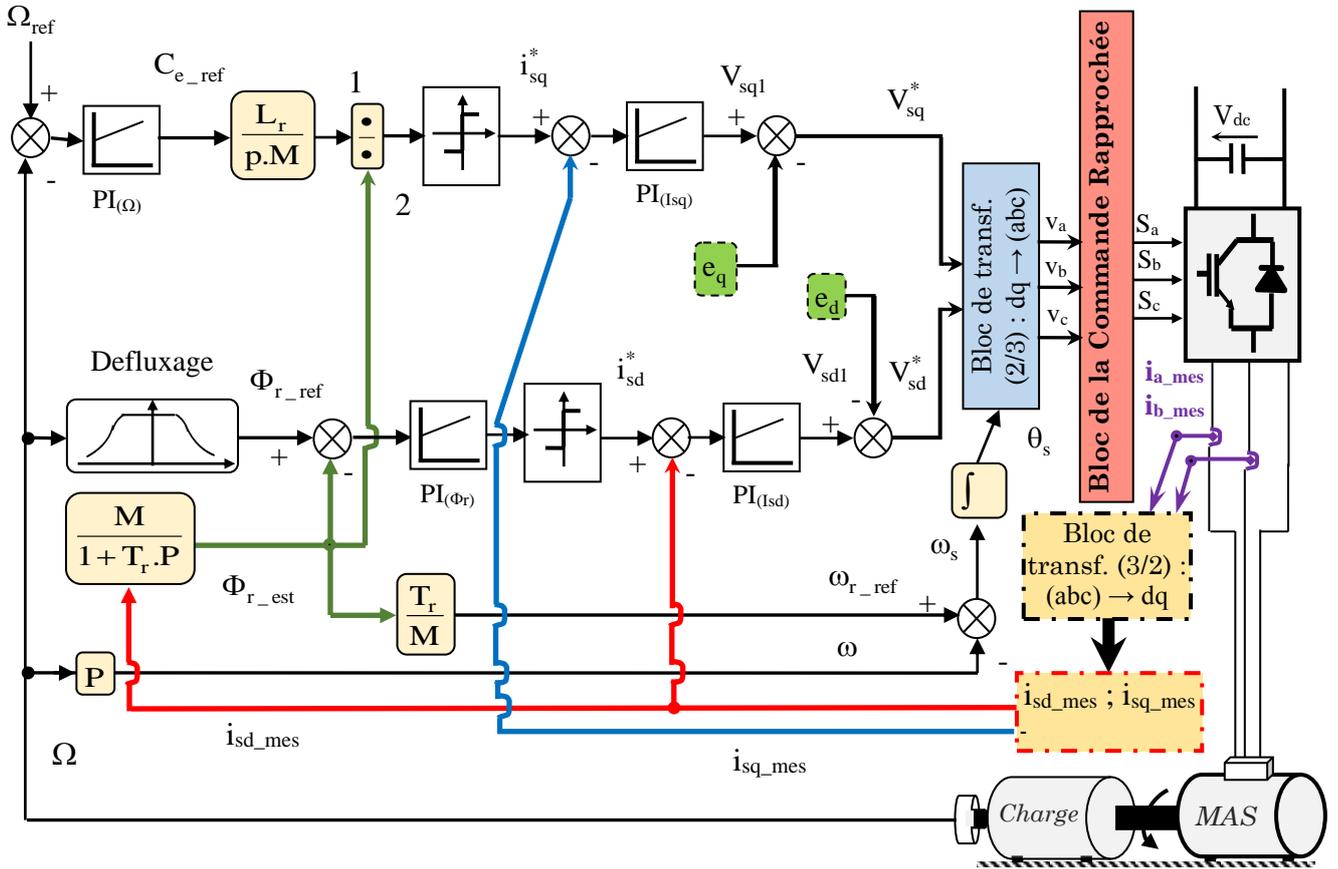


Fig. V.9 Schéma bloc de la commande vectorielle en tension à flux orienté (méthode directe).

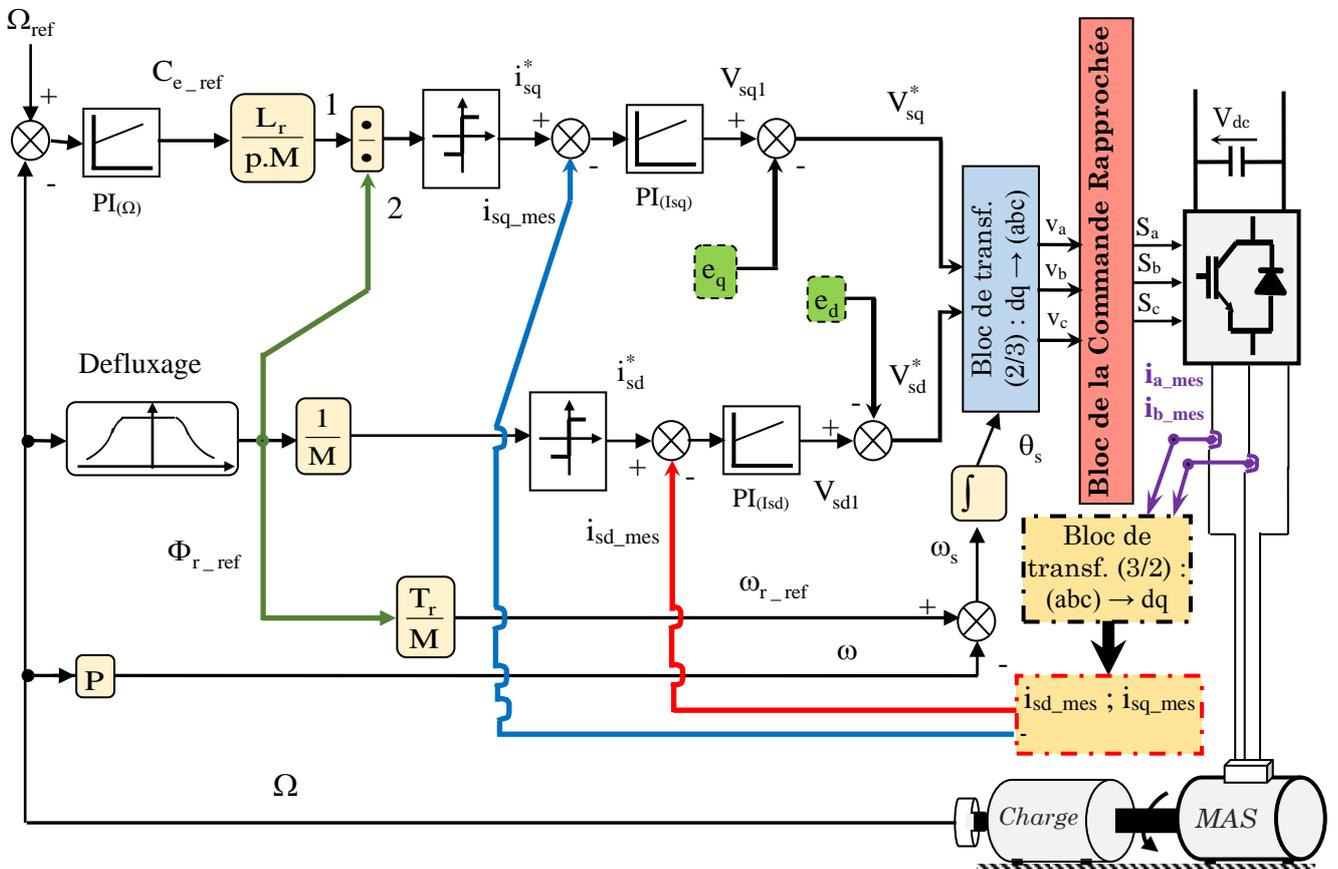


Fig. V.10 Schéma bloc de la commande vectorielle en tension à flux orienté (méthode indirecte).

$$\begin{cases} \dot{i}_{sd} = \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M T_r}\right) \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \dot{i}_{sq} = \frac{di_{sq}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r}\right) i_{sq} - \omega_s i_{sd} - \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M}\right) \omega_r \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \end{cases} \quad (V.32)$$

V.3. Le dimensionnement des régulateurs utilisés

Les régulateurs ont pour but d'améliorer les performances dynamique et statique du processus, le schéma de commande ci-dessus comporte trois boucles de régulations pour le courant i_{sd} , le flux et le couple, dans les trois cas, un régulateur PI suffit pour l'obtention des performances tout à fait satisfaisantes.

L'algorithme de ce régulateur se représente sous forme suivante :

$$G(P) = \left[K_p + \frac{K_i}{P} \right] = K \cdot \left[1 + \frac{1}{\tau_n \cdot P} \right] = \frac{C_1 + C_0 \cdot P}{P} = K_p \begin{bmatrix} P + \frac{K_i}{K_p} \\ \frac{K_p}{P} \end{bmatrix} \quad (V.33)$$

L'utilisation d'un tel régulateur se justifie lorsque l'objectif principal est la précision du système sans remise en cause de la stabilité et de l'amortissement. En effet, la présence de l'intégrateur augmente la classe du système, le zéro permet a priori de maintenir le degré de stabilité.

Il y a plusieurs méthodes de synthèse de ce régulateur (critère de Naslin, méthode d'optimisation des modes, la méthode de compensation du pole dominant, ...etc.).

En posant ; $\gamma = \frac{R_s + R_r \cdot (M/L_r)^2}{\sigma L_s}$; $K = \frac{M}{\sigma L_r L_s}$.

V.3.1. Réglage du couple

Soit la boucle de courant suivante :

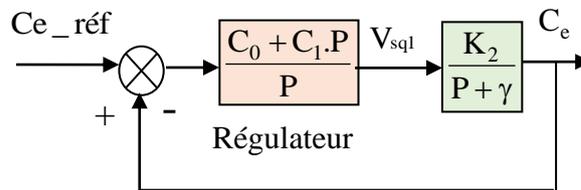


Fig. V. 11 Schéma fonctionnel de la boucle de régulation du couple

$H(P)$: est la fonction de transfert du système

$$H(P) = \frac{K_2}{P + \gamma} \quad (V.34)$$

Tel que :

$$K_2 = \frac{P \cdot L_m \cdot \Phi_{ref}}{\sigma L_s L_r} \quad (V.35)$$

$C_{Ce}(P)$ est la fonction de transfert du correcteur du couple.

$$C_{Ce}(P) = K_{pl} \frac{\left(P + \frac{K_{il}}{K_{pl}} \right)}{P} \quad (V.36)$$

Compensant le pôle dominant consiste à poser :

$$\frac{K_{i1}}{K_{p1}} = \gamma \tag{V.37}$$

D'une manière à simplifier le pole dominant du système, on aura alors :

$$K_{i1} = \gamma \cdot K_{p1} \tag{V.38}$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera en premier ordre avec une constante du temps :

$$\tau_1 = \frac{1}{K_{p1} \cdot K_2} \tag{V.39}$$

Donc pour un temps de réponse imposé t_{rep} c'est à dire :

$$K_{p2} = 5 \cdot \frac{\sigma L_s \cdot M \cdot \Phi_{ref}}{P \cdot M \cdot \Phi_{ref} \cdot t_{rep}} \tag{V.40}$$

V.3.2. Contrôle de la vitesse

Dans les conditions du contrôle des courants avec compensation, la situation est effectivement devenue similaire à celle de la machine à courant continu, ce qui facilite la conception du contrôle de la vitesse, soit alors la boucle de vitesse suivante :

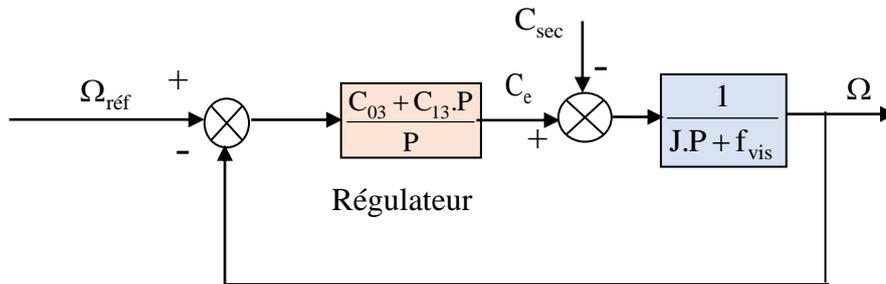


Fig. V. 12 Schéma fonctionnel de la boucle de régulation de vitesse Ω

Le polynôme caractéristique est alors :

$$\Omega = \frac{1}{J.P + f_{vis}} \frac{K_{p3} \cdot P + K_{p3}}{P} (\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{1}{J.P + f_{vis}} \cdot C_e \tag{V.41}$$

Donc ;

$$\Omega = \frac{K_{p3} \cdot P + K_{p3}}{1 + (K_{p3} + f_{vis})P + J \cdot P^2} \Omega_{ref} - \frac{P}{1 + (K_{p3} + f_{vis})P + J \cdot P^2} \cdot C_e \tag{V.42}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{em} ordre ; donc l'équation caractéristique a la forme de l'équation (V.29). Où ;

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_0^2} = \frac{J}{K_{i3}} \\ \frac{2 \delta_0}{\omega_0} = \frac{K_{p3} + f_{vis}}{K_{i3}} \end{cases} \tag{V.43}$$

Si on peut prendre $\tau = \frac{L_s}{R_s}$, qui caractérise la dynamique du couple, nous aurons :

$$\begin{cases} K_i = \frac{2J}{\tau^2} \\ K_p = K_i \cdot \tau \end{cases} \tag{V.44}$$

V.4. Simulation de la commande vectorielle en tension à flux rotorique orienté, avec régulation de la vitesse

Dans cette étude nous allons considérer le schéma bloc de la CVFRO, avec régulation de la vitesse de rotation, comme l'indique la Fig. V.13. Dans ce schéma nous avons deux configuration : la commande en tension directe, Fig. V.14, et la commande indirecte, Fig. V.15.

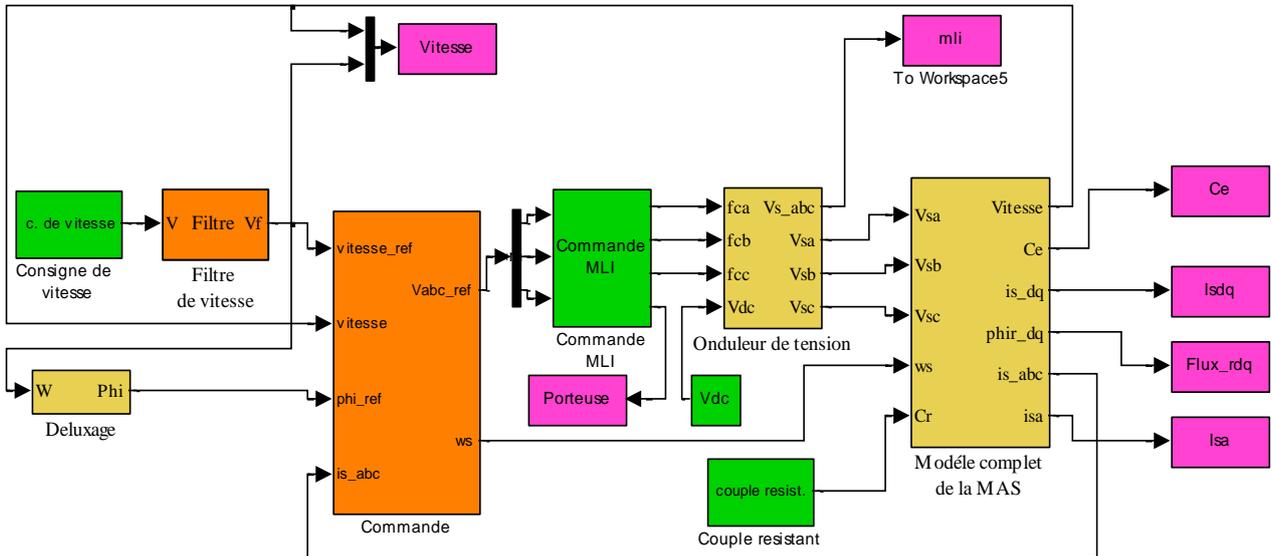


Fig. V.13 Schéma structurel de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MAS

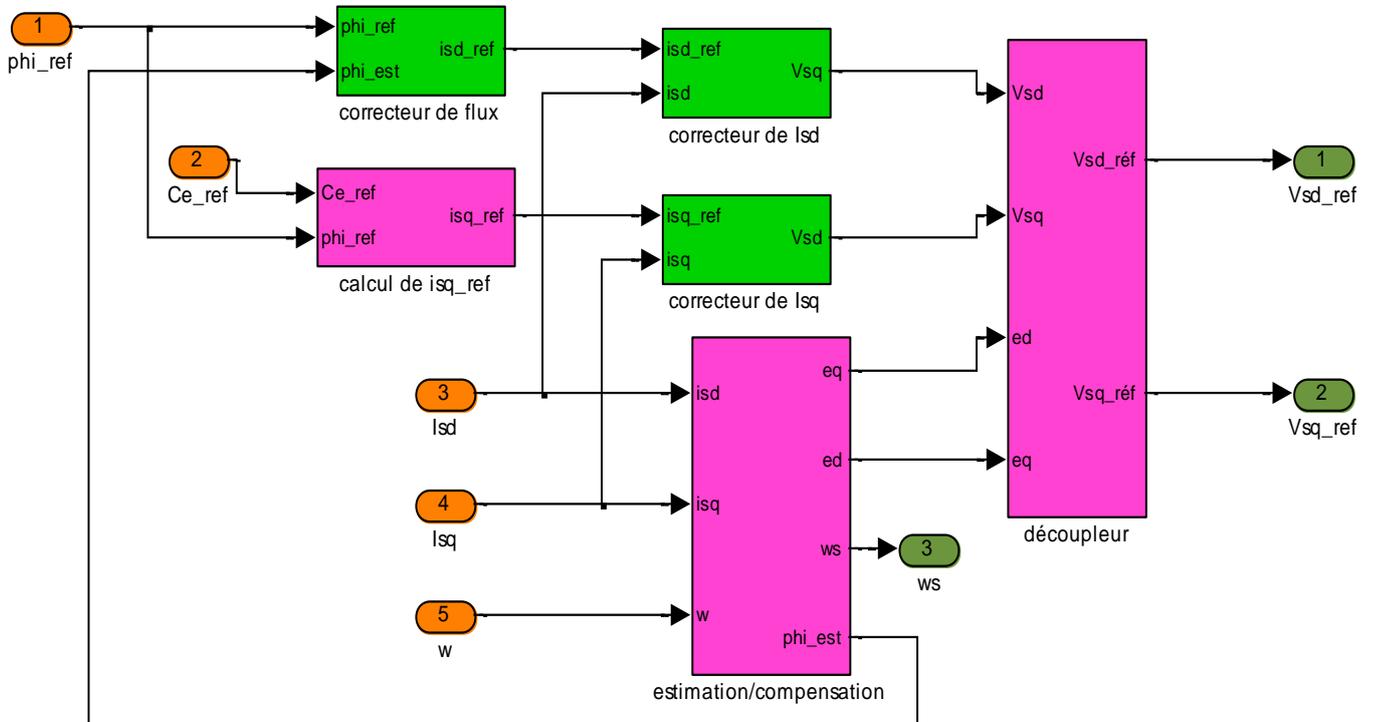


Fig. V.14 Schéma structure de la CV directe en couple à FRO de la machine asynchrone

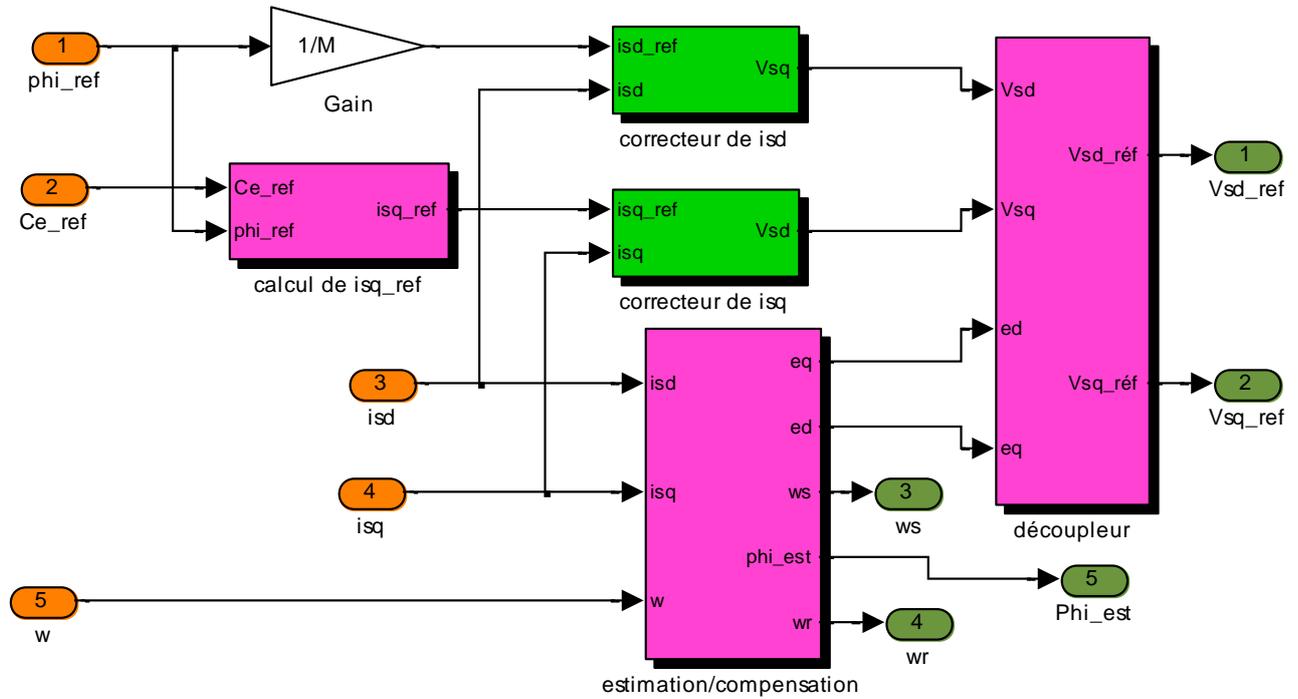


Fig. V.15 Schéma structure de la CV indirecte en couple à FRO de la machine asynchrone

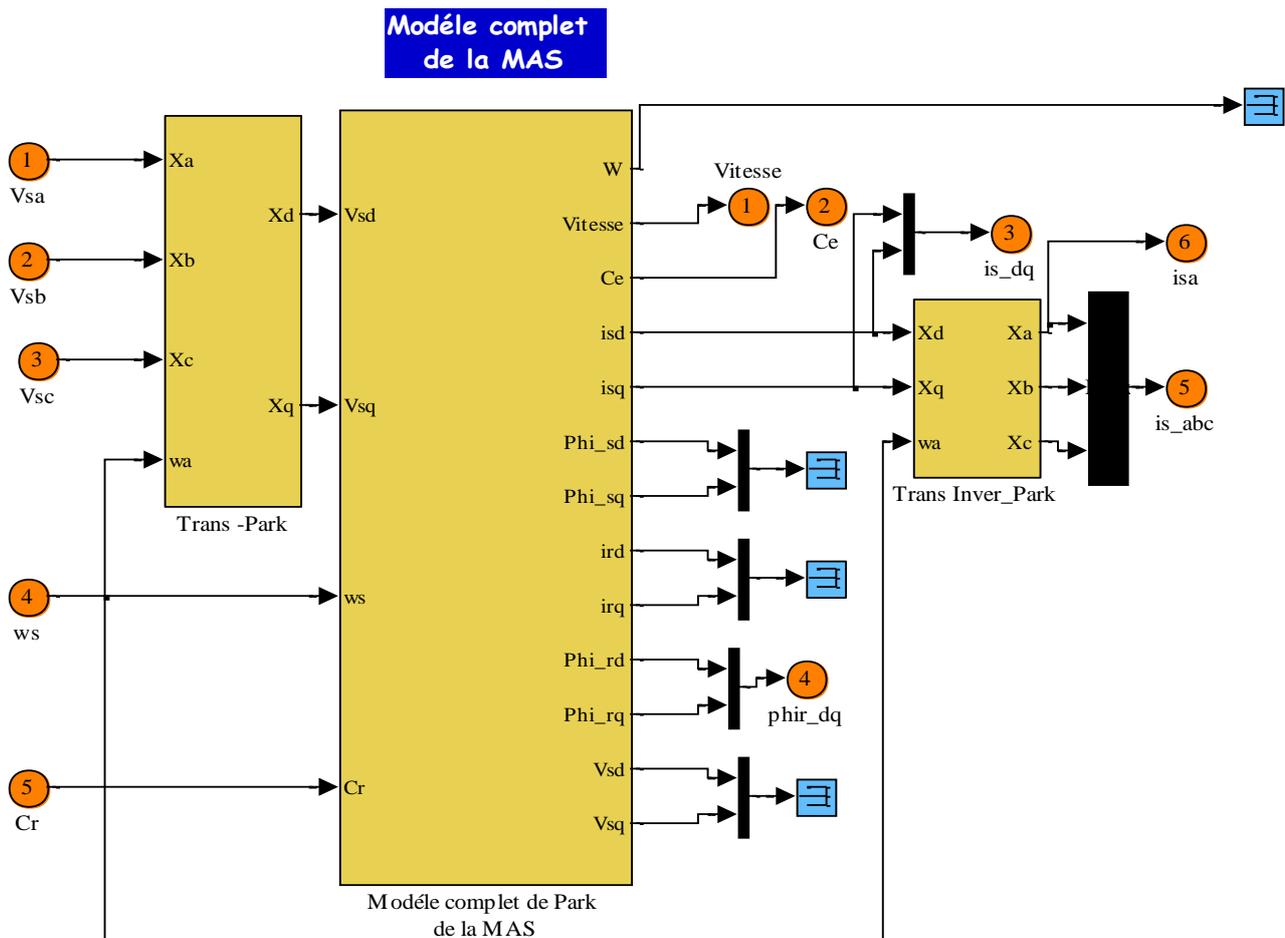


Fig. V.16 Schéma structurel de la machine asynchrone triphasé

La CVFRO de la MAS

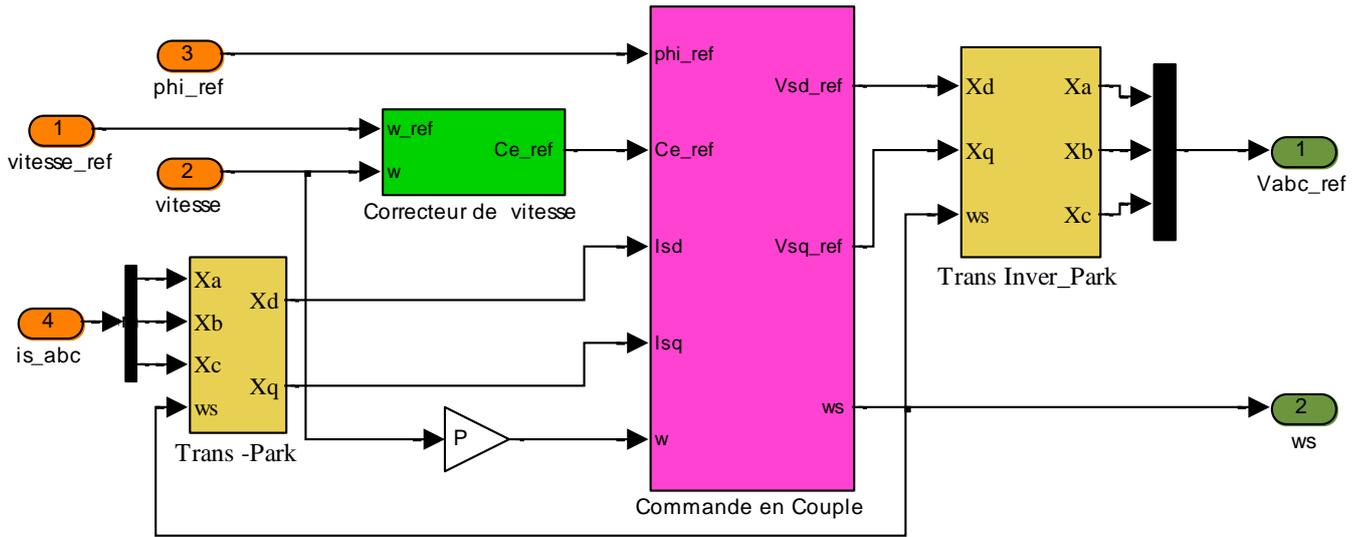


Fig. V.17 Schéma structurel de la CVFRO de la machine asynchrone avec régulation de vitesse.

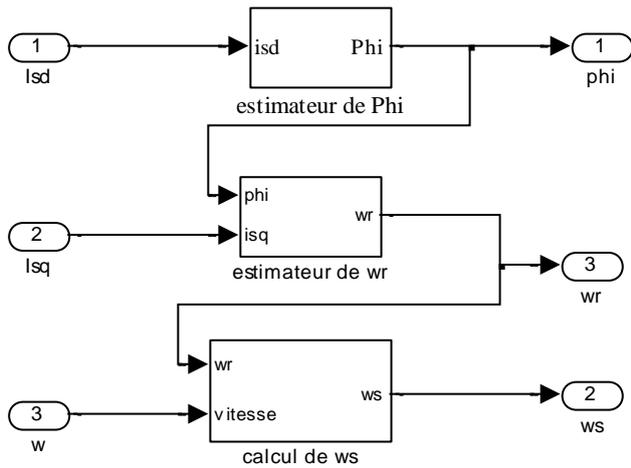


Fig. V.18 Schéma structurel des estimateurs de ω_s et de Φ_r

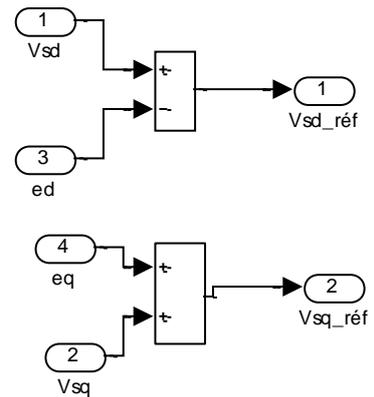


Fig. V.19 Schéma structurel de la Compensation

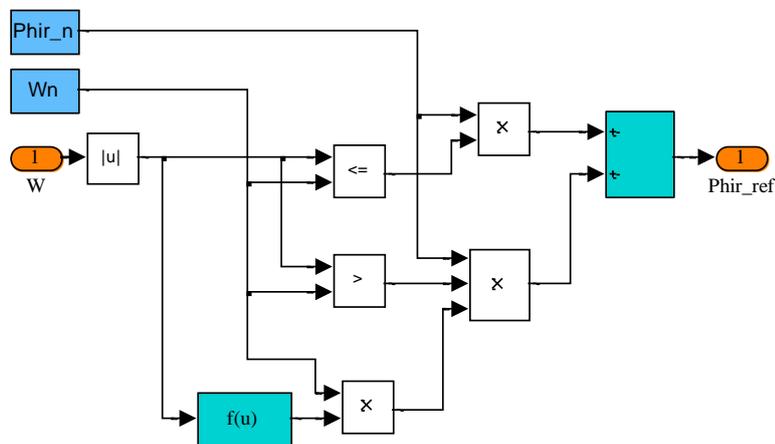
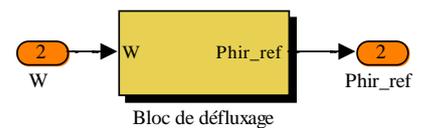


Fig. V.20 Schéma structurel du bloc de défluxage



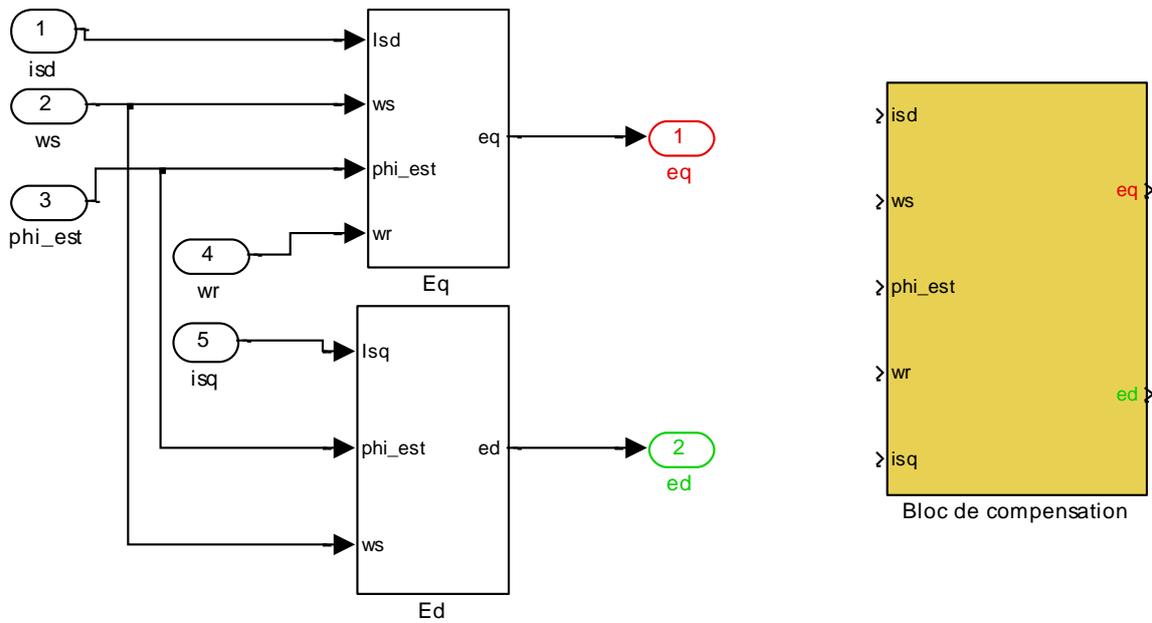


Fig. V.21 Schéma structurel des blocs de compensation

V.5. Travail à effectuer

NB : Toutes les figures visualisées doivent être bien illustrer dans les Comptes Rendu.

Réaliser le schéma bloc Simulink pour les deux méthodes de commandes en vitesse de la MAS développées ci-dessus (les deux types de commandes CVFRO en tension, directe et indirecte), tout en respectant les étapes ci-dessous, pour les deux techniques, de Fig. V.13 à Fig. V.21.

V.5.1. Commande Vectorielle à flux rotorique orienté directe en tension :

Nous allons réaliser le schéma de simulation donné par la Fig. V.13, en tenant compte du schéma de la Fig. V.14 (commande CVFRO en tension directe), puis introduire les paramètres de la machine donnés sur le Tableau V.1.

- Déterminer les valeurs des différents correcteurs en utilisant les méthodes de dimensionnement citées précédemment ;

Tableau. V.1 Paramètres du système (la MAS et les régulateurs PI)

Paramètres	Valeurs
Nombre de paires de pôles (p)	02
Résistance statorique (R _s)	4.850 Ω
Résistance rotorique (R _r)	3.805 Ω
Inductance cyclique statorique (L _s)	0.274 H
Inductance cyclique rotorique (L _r)	0.274 H
Inductance mutuelle stat.-rot. (M)	0.258 H
Coefficient de frottement (F)	0.00114 N.m.s/rd
Moment d'inertie (J)	0.031 kg.m ²
Puissance nominale	1.5 kW

V.5.1.1. Fonctionnement à vide : Fonctionnement dans différents paliers de vitesse avec un C_r = 0 Nm.

- Régler la valeur de la vitesse indiquée par la Fig. V.22 ;

- Relever toutes les courbes visualisées sur les scopes indiqués sur la Fig. V.13, la vitesse, les courant dq, les flux rotoriques, le couple, les courants statorique et les tensions ;
- Interpréter les résultats et conclure.

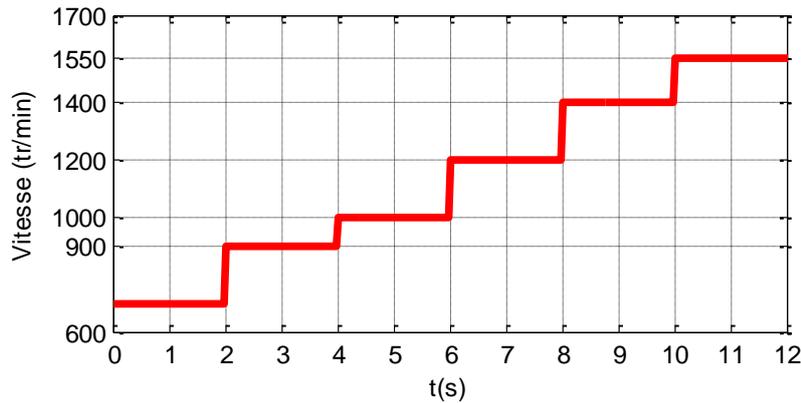
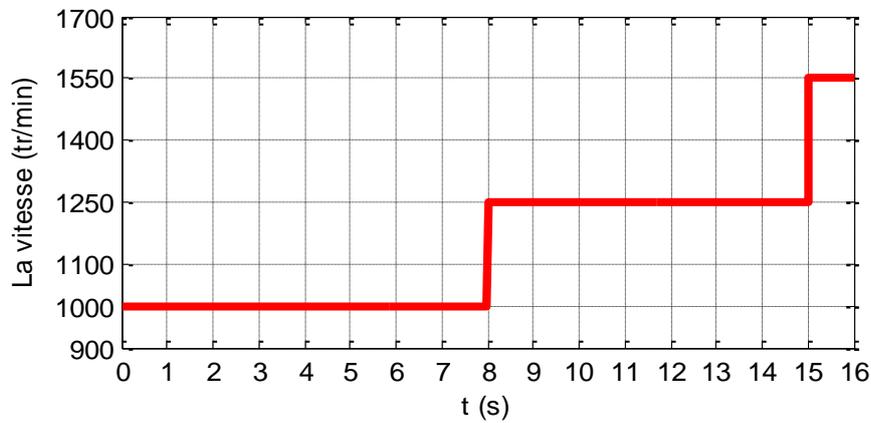
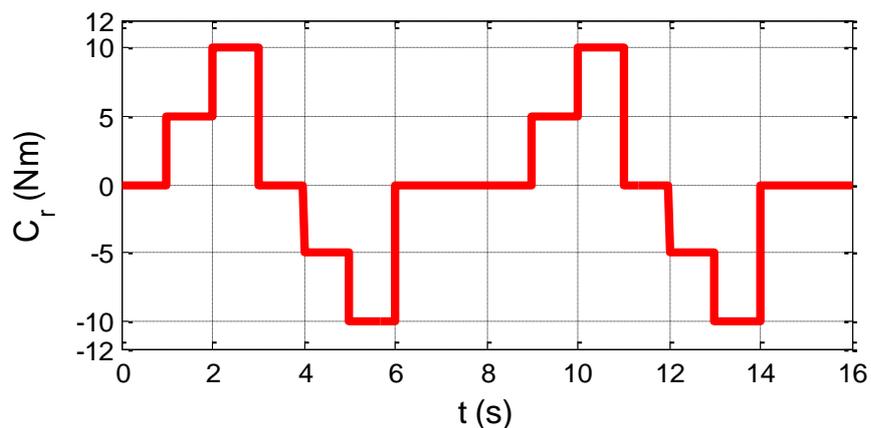


Fig. V.22 Allure de vitesse pour plusieurs paliers.



(a) Profil de la vitesse de la MAS.



(b) Profil du couple de charge.

Fig. V.23 Allures de la vitesse et du couple résistant exercé sur l'arbre du moteur.

V.5.1.2. Fonctionnement en charge sans inversion du sens de rotation : Fonctionnement dans différents paliers de vitesse avec un C_{sec} variable.

- Régler la valeur de la vitesse indiquée par la Fig. V.23 et appliquer le profil du couple résistant (Charge) selon l'allure C_r ;

- Relever toutes les courbes visualisées sur les scopes indiqués sur la Fig. V.13 ;
- Commenter ces courbes et conclure ;

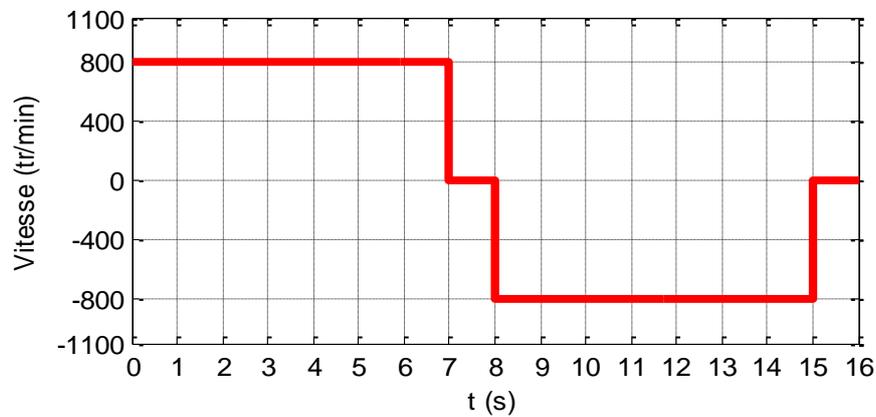
V.5.1.3. Fonctionnement en charge avec inversion du sens de rotation : Fonctionnement dans différents paliers de vitesse avec un C_{sec} variable.

- Régler la valeur de la vitesse indiquée par la Fig. V.24 et appliquer le profil du couple résistant (Charge) selon l'allure C_r ;
- Relever toutes les courbes visualisées sur les scopes indiqués sur la Fig. V.13 ;
- Commenter ces courbes et conclure ;

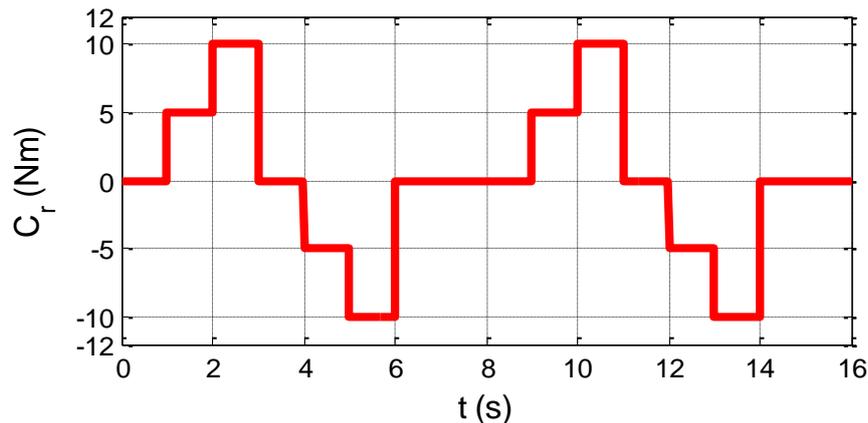
V.5.1.4. Fonctionnement en sous et sur-vitesse en charge avec inversion du sens de rotation : Fonctionnement dans différents paliers de vitesse avec un C_{sec} variable.

- Régler la valeur de la vitesse indiquée par la Fig. V.25 et appliquer le profil du couple résistant (Charge) selon l'allure C_r ;
- Relever toutes les courbes visualisées sur les scopes indiqués sur la Fig. V.13 ;
- Commenter ces courbes et conclure ;

V.5.1.5. Tirer une conclusion générale sur la partie (V.5.1).

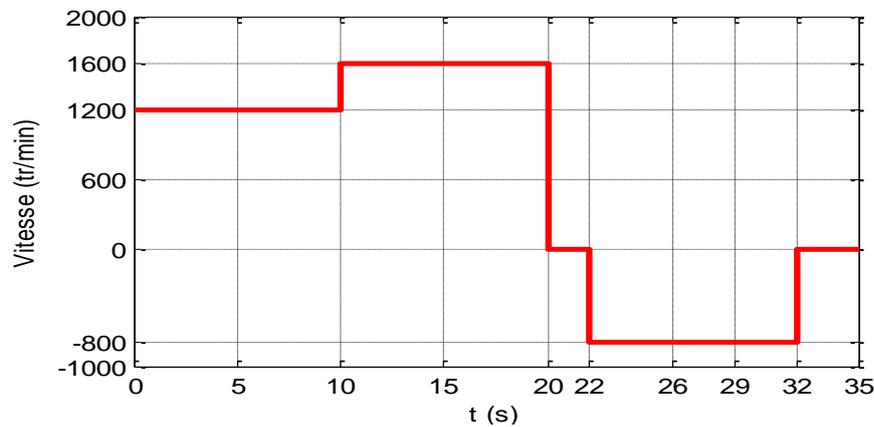


(a) Profil de la vitesse de la MAS.

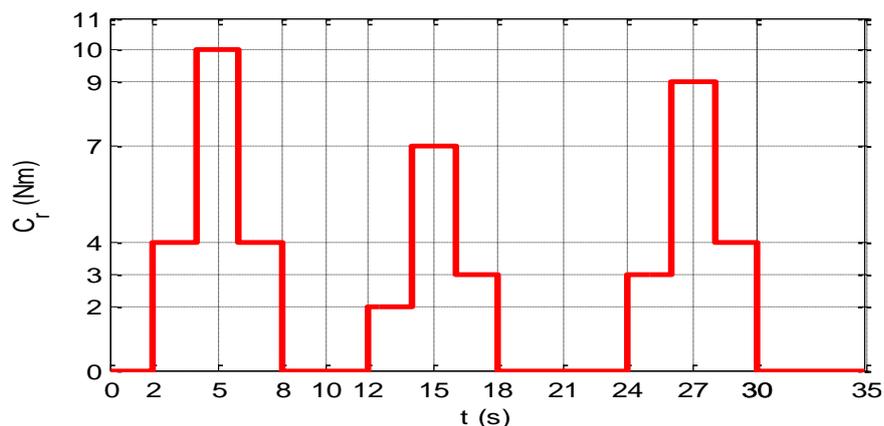


(a) Profil du couple de charge.

Fig. V.24 Allures de la vitesse avec inversion du sens de rotation du moteur et du couple résistant exercé sur son arbre.



(a) Profil de la vitesse de la MAS.



(a) Profil du couple de charge.

Fig. V.25 Allures de la vitesse avec inversion du sens de rotation du moteur et du couple résistant exercé sur son arbre.

V.5.2. Commande Vectorielle à flux rotorique orienté indirecte en tension :

Nous allons réaliser le schéma de simulation donné par la Fig. V.13, en tenant compte du schéma de la Fig. V.15 (commande CVFRO en tension indirecte), puis introduire les paramètres de la machine donnés sur le Tableau V.1.

V.5.2.1. Refaire les questions (V.5.1.1) jusqu'à (V.5.1.4) ;

V.5.2.2. Tirer une conclusion générale sur la partie (V.5.2).

V.5.3. Etude récapitulative de la commande en tension de la vitesse de la MAS

- Faire une comparaison entre les deux techniques de commandes CVFRO en tension, directe et indirecte ;
- Comparer les performances de la commande vectorielle avec celles de la commande scalaire traitée dans le TP.IV ;
- Analyser l'effet des changements paramétriques (internes et externes) de la machine sur les performances de la commande vectorielle. Est-elle robuste ?
- Donner vos conclusions.

**TP. 06 : Autopilotage d'une
machine synchrone à
aimants permanents (MSAP)
alimentée par un onduleur
MLI**

TP. 06 : Autopilotage d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) alimentée par un onduleur MLI

VI.1. But

Construire le schéma bloc d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) alimentée par un onduleur de tension à commande MLI, utilisant le logiciel Matlab Simulink.

Soit le schéma de la Fig. VI.1 représentant une MSAP autopilotée alimentée par un onduleur de tension à commande MLI.

V_{dc} : la tension d'entrée de l'onduleur ($V_{dc} = 466 \text{ V}$).

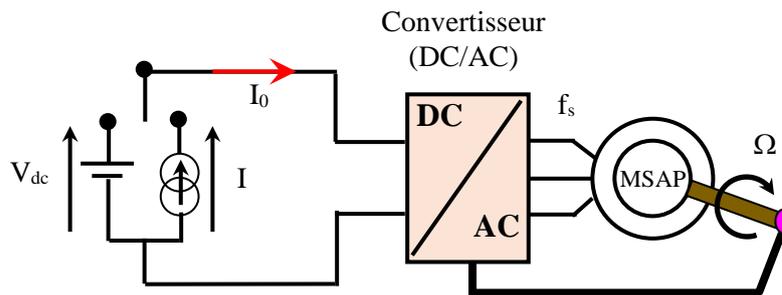


Fig. VI.1. Schéma d'alimentation d'une MSAP autopilotée par un onduleur

VI.2. Modèle électrique et magnétique de la MSAP

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.

$$\begin{cases} V_a = R_s \cdot i_a + \frac{d\phi_a}{dt} \\ V_b = R_s \cdot i_b + \frac{d\phi_b}{dt} \\ V_c = R_s \cdot i_c + \frac{d\phi_c}{dt} \end{cases} \quad (VI.1)$$

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 :

$$\begin{cases} \Phi_a = L_a \cdot i_a + M_{ab} \cdot i_b + M_{ac} \cdot i_c \\ \Phi_b = M_{ba} \cdot i_a + L_b \cdot i_b + M_{bc} \cdot i_c \\ \Phi_c = M_{ca} \cdot i_a + M_{cb} \cdot i_b + L_c \cdot i_c \\ \Phi_F \end{cases} \quad (VI.2)$$

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. Seguier. 1996.

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \cdot \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \cdot \Phi_{sd} \end{cases} \quad (VI.3)$$

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_{sd} \cdot i_{sd} + \Phi_F \\ \Phi_{sq} = L_{sq} \cdot i_{sq} \\ \Phi_F = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \hat{\Phi}_F \end{cases} \quad (VI.4)$$

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

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + L_{sd} \cdot \frac{d}{dt} i_{sd} - \omega_s \cdot L_{sq} \cdot i_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + L_{sq} \cdot \frac{d}{dt} i_{sq} + \omega_s \cdot (L_{sd} \cdot i_{sd} + \Phi_F) \end{cases} \quad (VI.5)$$

Le couple électromagnétique de la machine MSAP s'écrit :

$$C_e = p \cdot (\Phi_{sd} \cdot i_{sq} - \Phi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (VI.6)$$

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

$$C_e = p \cdot [(L_{sd} - L_{sq}) \cdot i_{sd} \cdot i_{sq} + \Phi_F \cdot i_{sq}] \quad (VI.7)$$

L'équation (VI.5) peut devenir comme suite :

$$\begin{cases} R_s \cdot i_{sd} + L_{sd} \cdot \frac{d}{dt} i_{sd} = V_{sd} + \omega_s \cdot L_{sq} \cdot i_{sq} \\ R_s \cdot i_{sq} + L_{sq} \cdot \frac{d}{dt} i_{sq} = V_{sq} - \omega_s \cdot (L_{sd} \cdot i_{sd} + \Phi_F) \end{cases} \quad (VI.8)$$

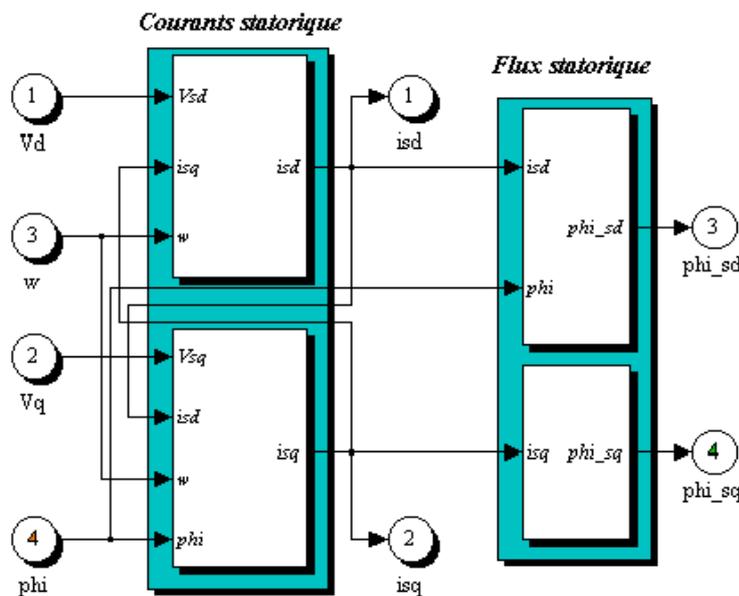


Fig. VI.2 Modèle électrique et magnétique de simulation de la machine synchrone MSAP

Le système d'équations (V.12) constitue les modèles électriques et magnétiques de la machine synchrone, Fig. (VI.2).

VI.3. Travail à effectuer :

VI.3.1. MSAP autopilotée alimentée par un réseau triphasé idéal

Proposons-nous de construire étape par étape le schéma bloc du système.

- Réaliser le schéma de simulation de la MSAP autopilotée alimentée par un réseau triphasé idéal, Fig. VI.3, tout en respectant les étapes ci-dessous, de la Fig. VI.4 à Fig. VI.9.

Cette partie concernera l'élaboration du modèle de la machine MSAP dans le repère de Park. On y réalisera les tâches suivantes :

- On construira le modèle de la machine MSAP alimentée en tension (V_d et V_q) et ayant en sorties les grandeurs courants (i_d et i_q) définissant le couple de la machine.
- On réalisera les blocs couple et vitesse de la machine ;
- Le passage des grandeurs réelles (a,b,c) aux grandeurs de Park (d, q) et inversement nécessite l'utilisation des transformées de Park et Park inverse ;
- 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 .

VI.3.1.1. Démarrage à vide sans frottements

- Appliquer les paramètres de la machine donnés dans le Tableau VI.1 ;
- Annuler l'échelon de couple ainsi que le coefficient de frottement ;
- Régler les paramètres de simulation ;
- Simuler le système et visualiser les allures de courant statorique de phase, le couple et la vitesse ;
- Interpréter les résultats et conclure.

VI.3.1.2. Fonctionnement sous un couple de charge C_r variable, selon la Fig. VI.10.

- a. Effectuer les simulations, visualiser les allures de courant statorique de phase, le couple et la vitesse ;
- b. Interpréter les résultats et conclure.

VI.3.2. MSAP autopilotée alimentée par un onduleur MLI

Dans cette étape nous allons utiliser l'onduleur réalisé dans le TP.III, où, il faut prendre en considération la notion d'autopilotage.

- Réaliser le schéma de simulation de la MSAP autopilotée alimentée par un onduleur MLI, Fig. VI.11 ;
- Refaire les questions posées dans (VI.3.1.1 et VI.3.1.2). faire varier la vitesse de rotation de la MSAP en agissant sur les paramètres de la MLI ;
- Tirer une conclusion pour cette partie (VI.3.2) sur l'évolution des différentes courbes.

VI.3.3. Comparer les résultats obtenus pour les deux cas : la MSAP alimentée par une source idéale puis pour le cas d'une alimentation avec un onduleur MLI. Conclure.

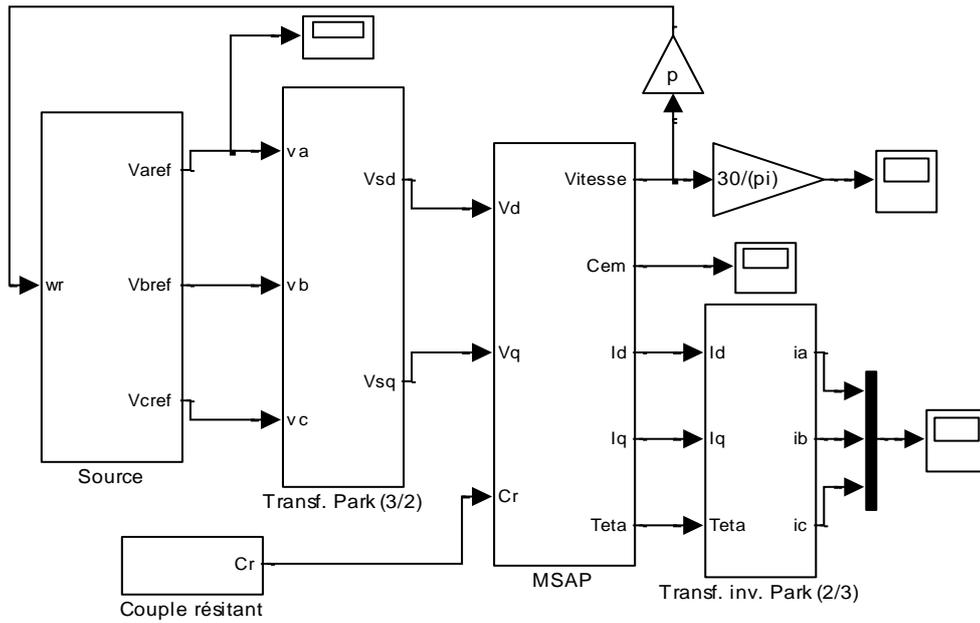


Fig. VI.3 Modèle de simulation de la machine synchrone MSAP alimentée par un réseau triphasé

❖ Source de tension triphasée idéale (Voir Fig. VI.4)

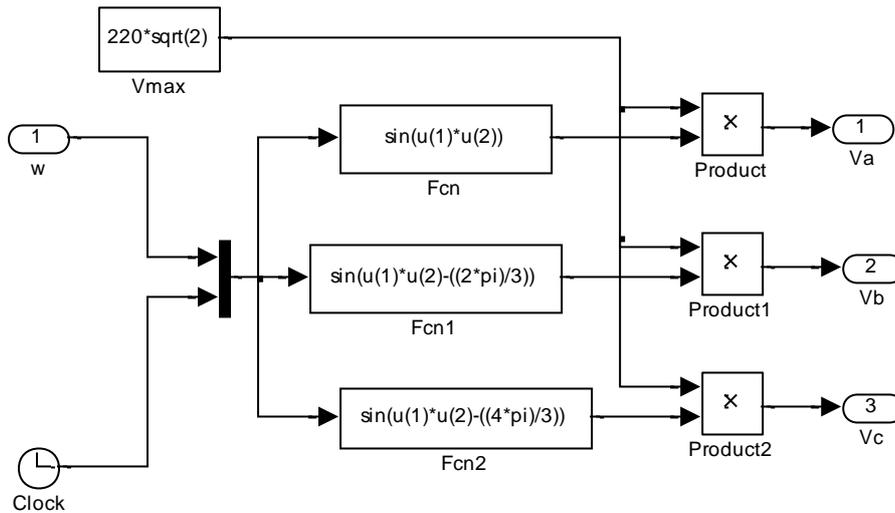


Fig. VI.4 Modèle de la source triphasée

❖ Courant Id (Voir Fig. VI.5)

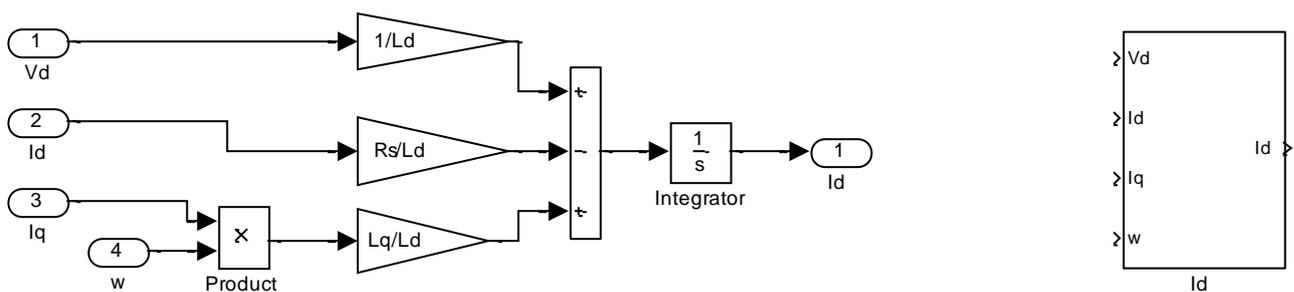


Fig. VI.5 Modèle du courant Id

❖ Courant I_q (Voir Fig. VI.6)

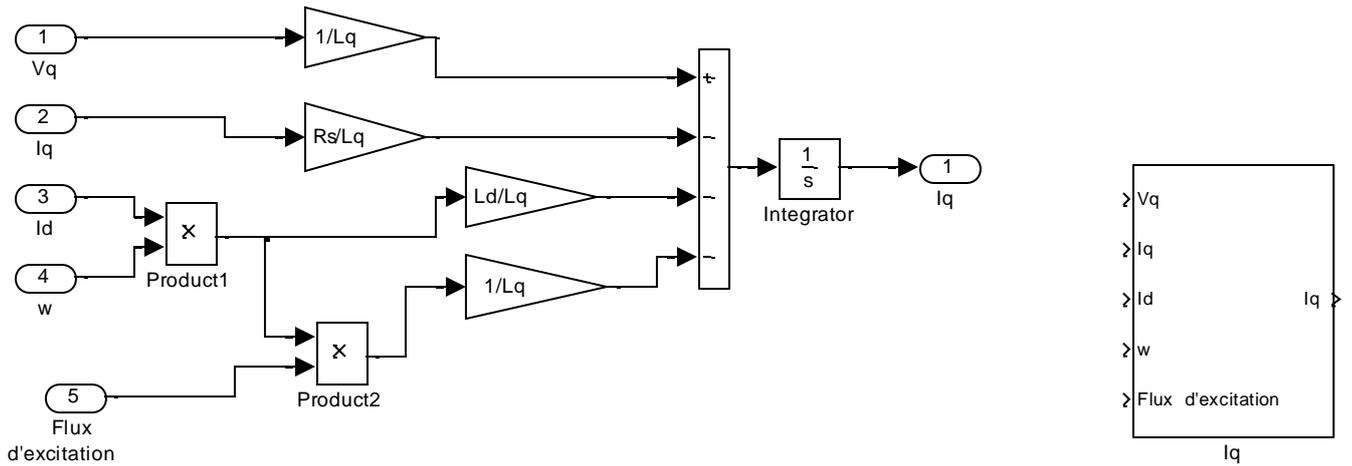


Fig. VI.6 Modèle du courant I_d

❖ Couple électromagnétique (Voir Fig. VI.7)

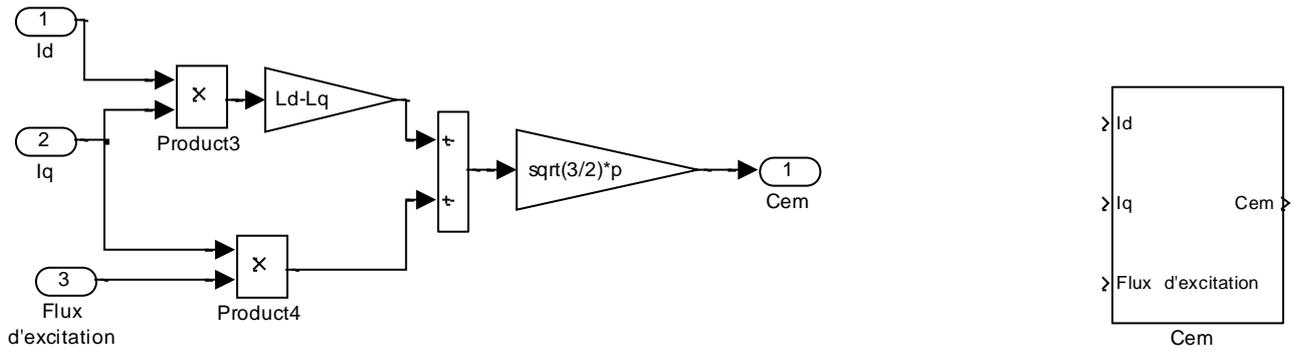


Fig. VI.7 Modèle du courant I_q

❖ Vitesse de rotation de la MSAP (Voir Fig. VI.8)

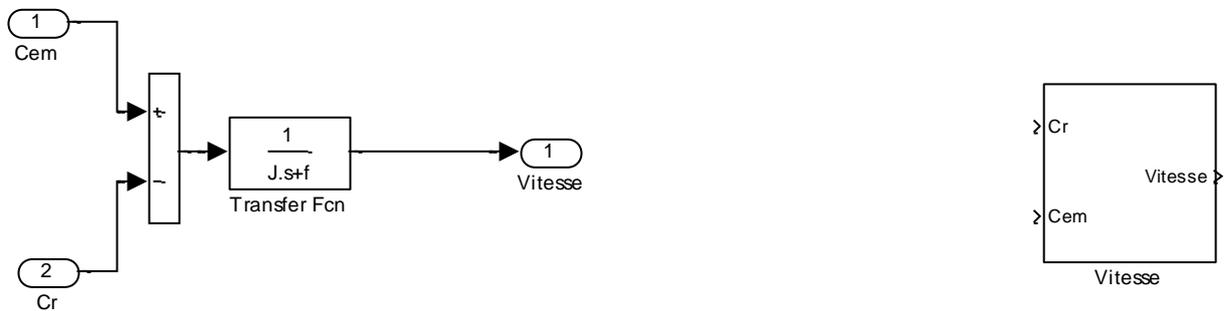


Fig. VI.8 Modèle de la vitesse de rotation de la MSAP

❖ Parties Electrique, Electromagnetique et Electromécanique de la MSAP (Voir Fig. VI.9)

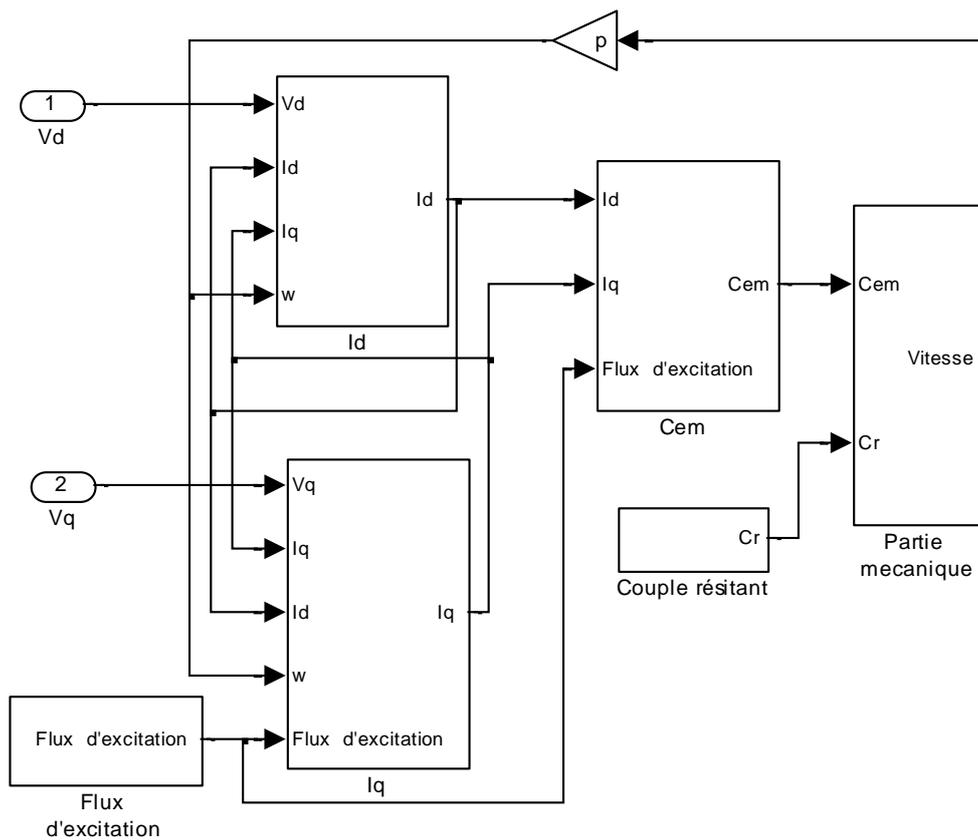


Fig. VI.9 Modèle des parties Electrique, Electromagnetique et Electromécanique de la MSAP

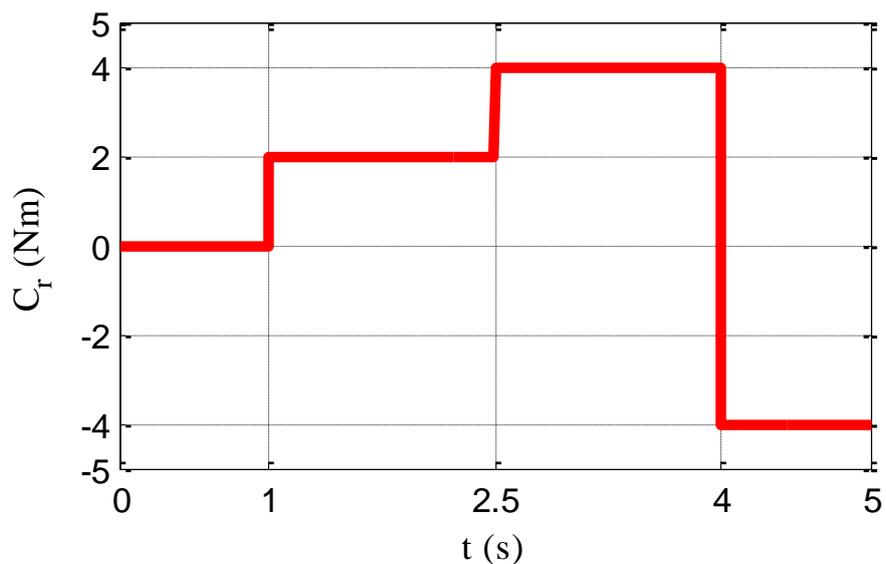


Fig. VI.10 Evolution du couple de charge

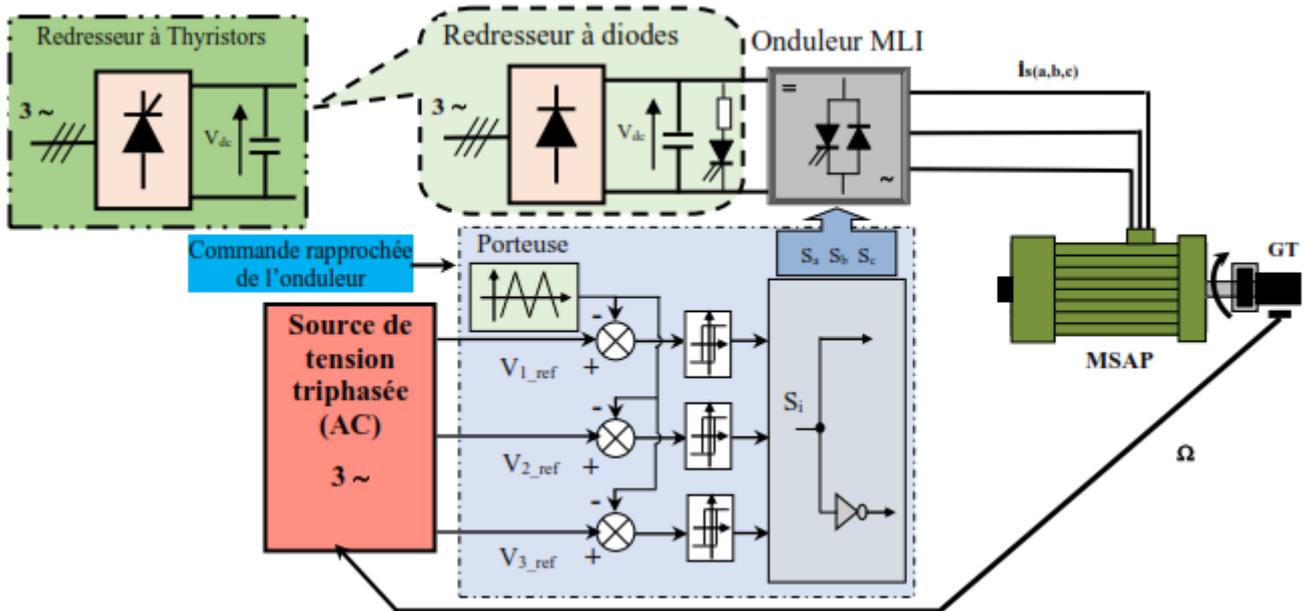


Fig. VI.11 Schéma synoptique d'une MSAP alimentée par un onduleur triphasé MLI.

Tableau VI.1. Paramètres de la machine MSAP

Paramètres	Valeurs
Vitesse nominale	1000 tr/min
Nombre de paires de pôles (p)	03
Flux d'excitation des aimants	0.1564 Wb
Résistance statorique (R_s)	1,4 Ω
Inductance directe statorique	0.0066 H
Inductance quadratique statorique	0.0058 H
Moment d'inertie (J)	0.00176 kg.m ²
Coefficient de frottement visqueux (F)	0.0003881 N.m.s/rad

**TP. 07 : Commande
vectorielle de la machine
synchrone à aimants
permanents (MSAP)**

TP. 07 : Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

VII.1. But

Construire le schéma bloc de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) alimentée par un onduleur de tension à commande MLI, utilisant le logiciel Matlab Simulink.

L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique.

Ce TP donc présente l'application de la commande vectorielle à la machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Les boucles des courants et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide des régulateurs classiques de type linéaire (PI).

VII.2. Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents

VII.2.1. Principe de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents

Comme on l'a mentionné précédemment, la commande vectorielle de la machine synchrone diffère sensiblement de celle de la machine asynchrone, dans cette dernière, le découplage entre le contrôle du couple et du flux est obtenu à partir de calage du repère de Park sur la pulsation de synchronisme, en outre, l'estimation du flux est dès fois inévitable, par contre, pour la machine synchrone le découplage est obtenu par le fonctionnement à perte par effet Joule minimales.

Ce qui revient à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Il faut donc, choisir un système d'axes d-q, et une loi de commande qui assure le découplage du flux et du couple.

La stratégie de commande la plus souvent utilisée est celle qui consiste à maintenir le courant à une valeur nulle. Cette stratégie permet de simplifier la commande du couple par la linéarisation de la relation entre le couple et le courant.

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants montés en surface, c'est immédiat puisque, comme $L_q = L_d$, l'expression du couple électromagnétique de référence devient :

$$C_{e-réf} = p \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \hat{\Phi}_F \cdot i_{sq-réf} \quad (\text{VII.1})$$

Le courant i_d n'a aucune influence sur le couple électromagnétique, on peut à priori lui donner n'importe quelle valeur. Il convient, pour limiter les pertes par effet Joule dans la machine, qui sont égales à $R_s \cdot (i_d^2 + i_q^2)$ d'imposer ($i_{d-réf} = 0$).

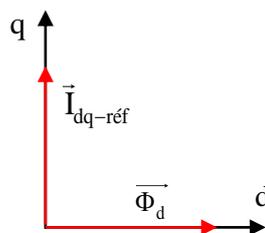


Fig. VII.1 Représentation vectorielle du principe de commande à pertes joules minimales.

A pertes joules minimales, la commande en couple de l'actionneur synchrone se réduit à imposer un vecteur $\vec{I}_{dq-réf}$ de courants, qui est aligné sur l'axe q du repère de Park et qui est donc orienté en quadrature avec le vecteur flux $\vec{\Phi}_{dq}$ représentatif des flux dus aux aimants, Fig. (VII.1) d'où l'appellation de commande vectorielle donnée à cette commande. Le couple développé par le moteur est directement proportionnel à l'amplitude du vecteur \vec{I}_{dq} .

➤ Dans le cas des machines à aimants enterrés, on peut appliquer exactement la même stratégie de commande, à savoir :

$$\begin{cases} i_{d-réf} = 0 \\ i_{q-réf} = \frac{C_{e-réf}}{p \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \hat{\Phi}_F} \end{cases} \quad (VII.2)$$

Dans ce cas, on n'utilise que la composante électrodynamique du couple (couple principal), en annulant sa composante due à la variation de réductance. Il en résulte une diminution de quelques pourcentages du couple maximal que l'on peut obtenir pour une amplitude donnée des courants mais, on maintient, comme dans le cas de la machine à aimants montés en surface, une relation couple courant linéaire.

La régulation du couple électromagnétique fourni par un moteur synchrone à aimants permanents peut se faire en asservissant directement les courants qui circulent dans les enroulements du stator aux valeurs de références $i_{a-réf}$, $i_{b-réf}$ et $i_{c-réf}$. On notera que, dans la mesure où la machine est connectée en étoile à neutre isolé, il est inutile de mesurer et d'asservir les trois courants statoriques, puisque, la mesure des courants étant nécessairement entachée d'erreur, essayer d'asservir les trois courants simultanément conduit même à des problèmes au niveau de la stabilité du système.

En générale, deux techniques de régulation sont envisageables pour le contrôle des courants statoriques. L'emploi de correcteurs de type proportionnel intégral avec ou sans compensation, cette technique est surtout utilisée, si la machine possède une saillance directe ($L_d > L_q$) ou inverse ($L_d < L_q$), le couple dépend simultanément de i_{sq} et de i_{sd} . Dans certains cas, on utilise des correcteurs à hystérésis dont le but est de maintenir les courants dans une bande autour de leurs valeurs de références. Cette technique est surtout utilisée, si la machine est sans saillance, à pôles lisse où ($L_d = L_q$).

A partir des systèmes d'équations (VI.3) et (VI.4) donnés dans le TP. VI, on obtient :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + L_{sd} \cdot \frac{d}{dt} i_{sd} - \omega_e \cdot L_{sq} \cdot i_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + L_{sq} \cdot \frac{d}{dt} i_{sq} + \omega_e \cdot \left(L_{sd} \cdot i_{sd} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \hat{\Phi}_F \right) \end{cases} \quad (VII.3)$$

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{1}{R_s + L_{sd} \cdot p} \cdot [V_{sd} + \omega_e \cdot L_{sq} \cdot i_{sq}] \\ i_{sq} = \frac{1}{R_s + L_{sq} \cdot p} \cdot \left[V_{sq} - \omega_e \cdot \left(L_{sd} \cdot i_{sd} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \hat{\Phi}_F \right) \right] \end{cases} \quad (VII.4)$$

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{1}{R_s + L_{sd} \cdot P} \cdot (V_{sd} + e_d) \\ i_{sq} = \frac{1}{R_s + L_{sq} \cdot P} \cdot (V_{sq} + e_q) \end{cases} \quad (VII.5)$$

Où ;
$$\begin{cases} e_q = -\omega_e \cdot \left(L_{sd} \cdot i_{sd} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \hat{\Phi}_F \right) \\ e_d = \omega_e \cdot L_{sq} \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (VII.6)$$

Le couple électromagnétique de la machine MSAP s'écrit :

$$C_e = p \cdot (\Phi_{sd} \cdot i_{sq} - \Phi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (VII.7)$$

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

$$C_e = p \cdot \left[(L_{sd} - L_{sq}) \cdot i_{sd} \cdot i_{sq} + \Phi_F \cdot i_{sq} \right] \quad (VII.8)$$

L'idée clef de la commande vectorielle est d'assimiler le contrôle des machines à courant alternatif à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, c'est à dire, le contrôle du couple est réalisé avec le contrôle du courant, en tenant compte de la contrainte $i_{sd} = 0$, donc l'équation (VII.8) devient :

$$C_e = p \cdot \left(\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \hat{\Phi}_F \cdot i_{sq} \right) \quad (VII.9)$$

VII.2.2. Processus de réglage

La Fig. (VII.2) représente le schéma fonctionnel du contrôle qui, à priori, peut être envisagé suivant deux stratégies, selon que les perturbations non linéaires e_d et e_q sont compensées ou non. La compensation a pour effet de découpler les deux processus (flux et couple) grâce à une reconstitution en temps réel de ces perturbations réciproques, ainsi, il est possible d'obtenir une amélioration des performances globales du système. Dans de telles conditions, le système devient linéaire, il vient :

$$\begin{cases} i_{sd} = F_d(P) \cdot (V_{sd} - \tilde{e}_d + e_d) \\ i_{sq} = F_q(P) \cdot (V_{sq} - \tilde{e}_q + e_q) \end{cases} \quad (VII.10)$$

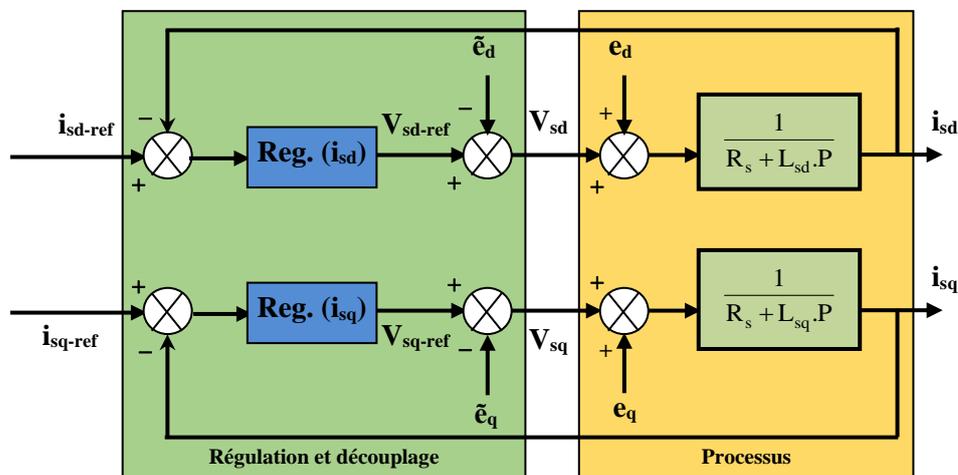


Fig. VII.2 Principe du contrôle du vectoriel pour une MSAP

VII.2.3. Structure de réglage générale

La Fig. (VII.3) montre l'organisation fonctionnelle de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents.

VII.2.4. Fonctionnement en survitesse des machines à aimants permanents

Comme on l'avait vu précédemment, le couple de la machine à aimants permanents est directement proportionnel au courant (i_{sq}) dans le cas de la stratégie de commande à perte minimale ($i_{sd} = 0$). Lorsque, la machine tourne au-delà de sa vitesse nominale (Ω_b), le couple est limité par l'amplitude maximale du courant, la loi de commande assure un rapport couple/intensité optimal, ce qui donne le couple maximal que peut fournir la machine avec un courant ($I_s = I_{smax}$).

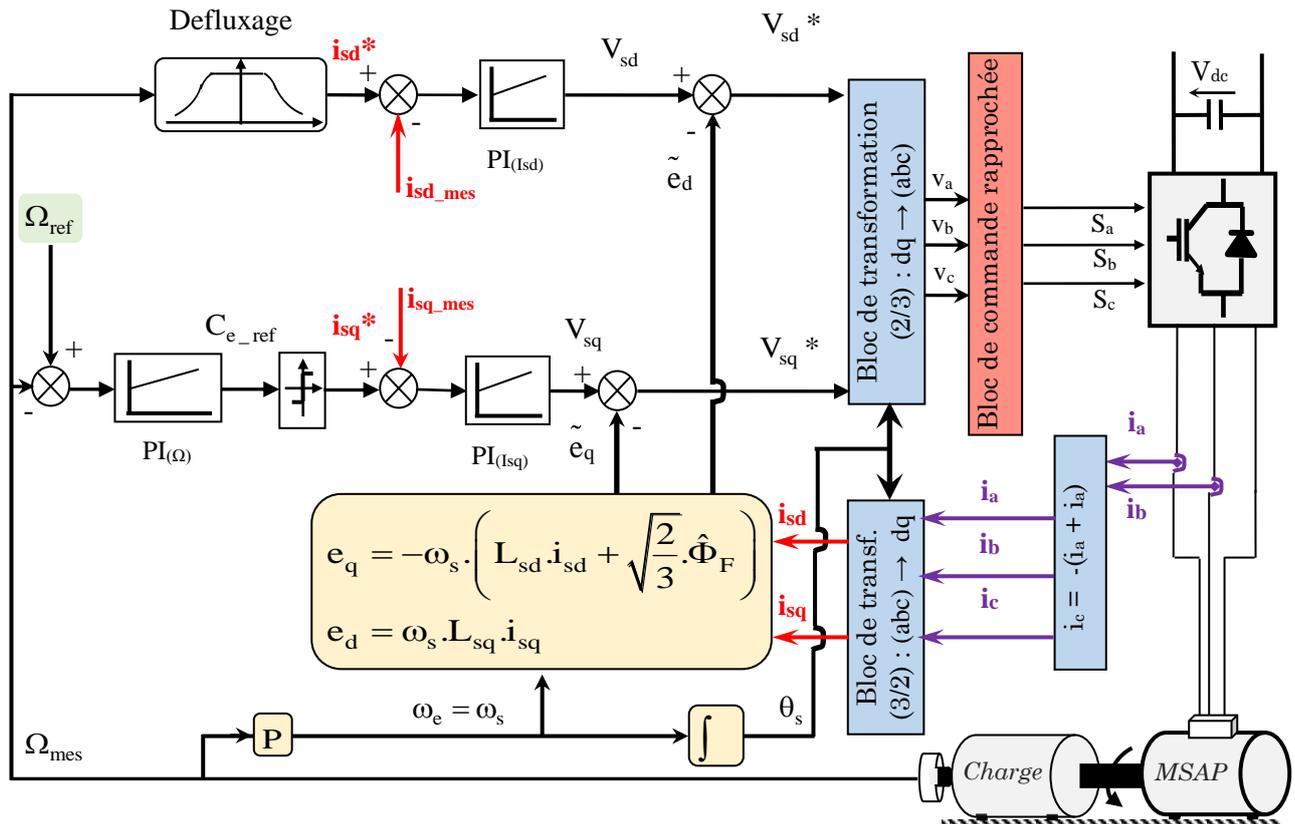


Fig. VII.3 Schéma fonctionnel du contrôle vectoriel global de la MSAP

De la vitesse nominale jusqu'à la vitesse supérieure (limite), la loi de commande maintient le courant et la tension à leurs valeurs nominales. L'augmentation de la vitesse se fait avec diminution du couple disponible à puissance constante, le défluxage se fait par un contrôle à puissance constante, tout en agissant sur le courant i_{sd} , ce qui va faire décroître le couple résultant, entre le flux direct et celui des aimants. Cette action est dénommée le défluxage.

VII.3. Travail à effectuer :

NB : Toutes les figures visualisées doivent être bien illustrer dans les Comptes Rendu.

- Réaliser le schéma bloc Simulink sous MATLAB de la commande vectorielle en vitesse de la MSAP développées ci-dessus, pour les deux types de commandes rapprochée (MLI et par hystérésis), tout en respectant les étapes ci-dessus, de Fig. VII.4 à Fig. VII.6 ;
- Déterminer les valeurs des différents correcteurs en utilisant les méthodes de dimensionnement citées précédemment.

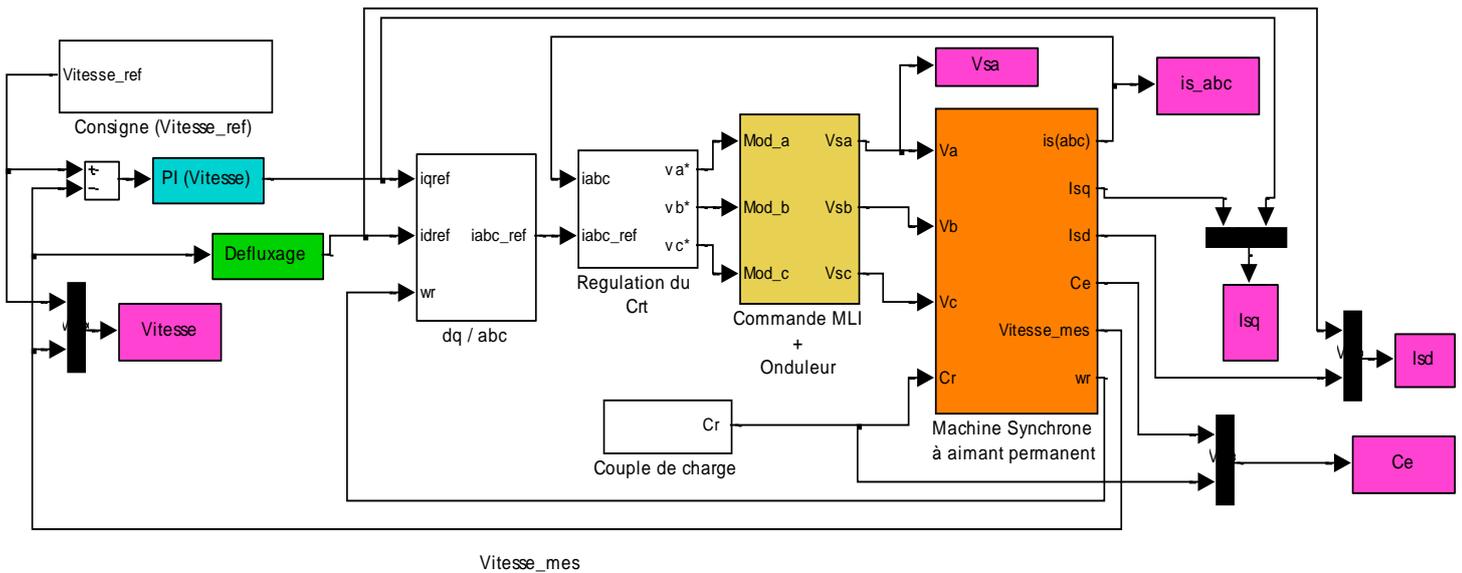


Fig. VII.4 Modèle de simulation de la commande vectorielle de la MSAP

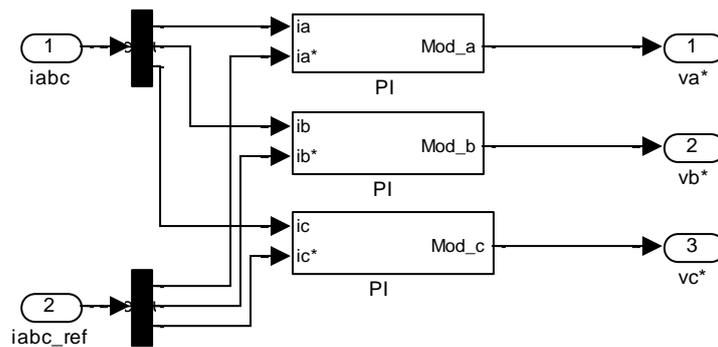


Fig. VII.5 Modèle de simulation du bloc de la régulation du courant dans la commande vectorielle de la MSAP, utilisant la commande MLI.

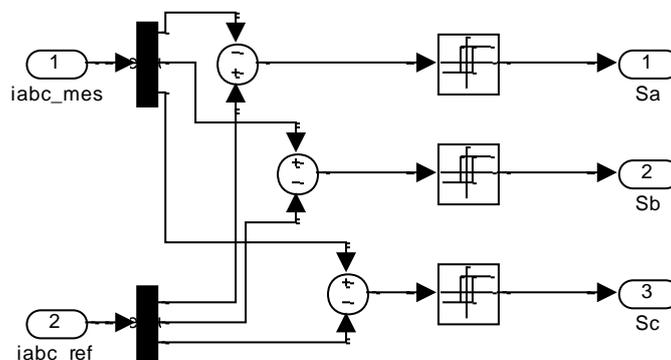


Fig. VII.6 Modèle de simulation du bloc de la régulation du courant dans la commande vectorielle de la MSAP, utilisant la commande par hystérésis.

VII.3.1. Commande Vectorielle MSAP, en utilisant la commande rapprochée à MLI

- Réaliser le schéma bloc Simulink sous MATLAB de la commande vectorielle en vitesse de la MSAP donné sur la Fig. VII.4, en utilisant la commande rapprochée à MLI, donnée par la Fig. VII.5 ;
- Utiliser les paramètres de la MSAP indiqués dans le Tableau VII.1.

VII.3.1.1. Pour un couple de charge constant

- Relever les différentes réponses indiquées sur la Fig. VII.4 pour un échelon de vitesse de ± 800 tr/min, dans les deux sens de rotation, Fig. VII.7, avec une charge mécanique de $C_r = 2.5$ N.m ;
- Vérifier l'égalité de la pulsation du rotor avec la pulsation des courants statorique ;
- Vérifier l'effet du découplage par compensation, en annulant les Fems puis relever les réponses du moteur, indiquées dans sur la Fig. VII.4 ;
- Relever les réponses de démarrage en pleine charge (2.5 N.m) de la MSAP ;
- Relever les réponses (vitesse, couple et courants) pour une inertie double ;
- Analyser le spectre harmonique au niveau du couple électromagnétique, puis mesurer son niveau de THD ;
- Analyser les résultats obtenus et donner votre conclusion.

VII.3.1.2. Pour un couple de charge variable

- Relever les différentes réponses indiquées sur la Fig. VII.4 pour un profil de vitesse de rotation de la MSAP, Fig. VII.8, et celui du couple de charge donnés sur la Fig. VII.9 ;
- Analyser les résultats obtenus et donner votre conclusion.

VII.3.2. Commande Vectorielle de la MSAP, en utilisant la commande rapprochée à hystérésis

- Réaliser le schéma bloc Simulink sous MATLAB de la commande vectorielle en vitesse de la MSAP donné sur la Fig. VII.4, en utilisant la commande rapprochée à MLI, donnée par la Fig. VII.6 ;
- Refaire les questions (VII.3.1.1) et (VII.3.1.2) ;
- Commenter les résultats obtenus et donner votre conclusion.

VII.3.3. Tirer une conclusion générale sur la partie (VII.3).

- Faire une comparaison entre les deux techniques de commandes de la MSAP selon la commande rapprochée utilisée ;
- Analyser l'effet des changements paramétriques (internes et externes) de la machine sur les performances de la commande vectorielle. Est-elle robuste ?
- Donner vos conclusions.

Tableau. VII.1 Paramètres de la machine MSAP

Paramètres	Valeurs
Vitesse nominale	1000 tr/min
Nombre de paires de pôles (p)	03
Flux d'excitation des aimants	0.1564 Wb
Résistance statorique (R_s)	1,4 Ω
Inductance directe statorique	0.0066 H
Inductance quadratique statorique	0.0058 H
Moment d'inertie (J)	0.00176 kg.m ²
Coefficient de frottement visqueux (F)	0.0003881 N.m.s/rad

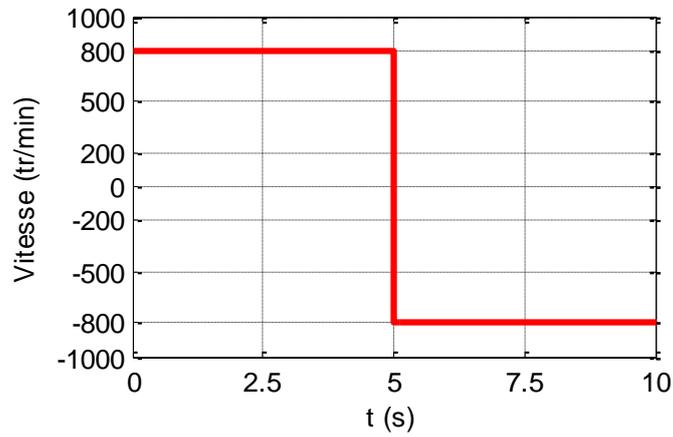


Fig. VII.7 Allure de la vitesse de la MSAP avec inversion de sens de rotation.

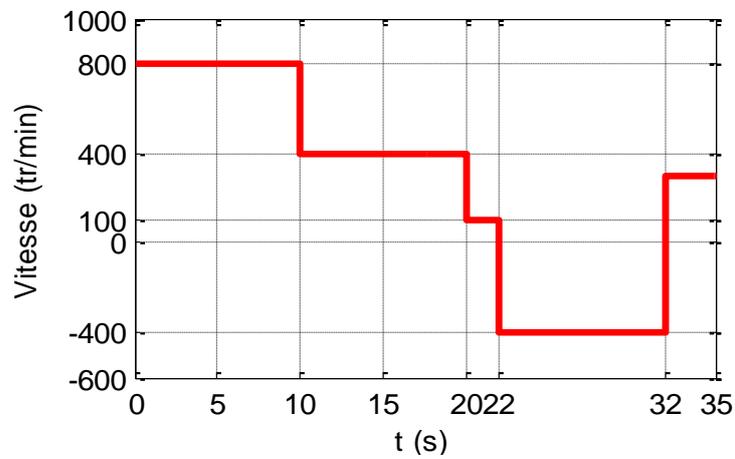


Fig. VII.8 Allures de la vitesse de la MSAP.

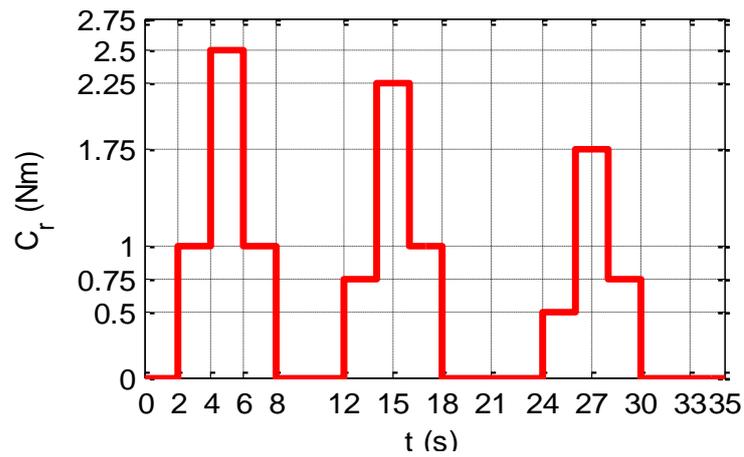


Fig. VII.9 Profil du couple de charge exercé sur l'arbre du moteur.

**TP. 08 : Commande directe
du couple (DTC) d'une
machine asynchrone
triphasee alimentée par un
onduleur de tension**

TP. 08 : Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension

VIII.1. But

Construire le schéma bloc de la commande DTC d'une machine asynchrone triphasée (MAS) alimentée par un onduleur de tension, utilisant le logiciel Matlab Simulink.

L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique. Pour cela, la commande du couple et du flux statorique sont contrôlés par deux boucles parallèles, donc ils seront contrôlés séparément.

Ce TP donc présente l'application de la commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone. La boucle de vitesse est réglée à l'aide d'un régulateur classique de type linéaire (PI).

VIII.2. Principe du contrôle direct du couple

La commande DTC d'une machine asynchrone est basée sur la détermination directe des séquences de commande appliquées aux interrupteurs d'un onduleur de tension à partir des valeurs calculées du flux statorique et du couple. Donc l'état des interrupteurs est lié directement à l'évolution de l'état électromagnétique du moteur asynchrone.

Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont commandées par des comparateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs du flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation. Avant de déterminer une stratégie de contrôle de flux en s'inspirant d'une stratégie de commande directe de couple (DTC) utilisant des tables de commutations, un modèle de l'onduleur doit être établi.

VIII.3. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension

Un onduleur de tension triphasé permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase correspondant aux huit séquences de la tension de sortie, on cherche donc à contrôler le flux et le couple via le choix du vecteur de tension qui se fera par une configuration bien déterminée des interrupteurs. Comme nous disposons de trois bras, il y a donc $2^3 = 8$ possibilités pour le vecteur V_s . Deux vecteurs (V_0 et V_7) correspondent au vecteur nul.

En utilisant les variables booléennes de l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \cdot (S_a + S_b \cdot e^{j2\pi/3} + S_c \cdot e^{j4\pi/3}) \quad (\text{VIII.1})$$

Etant donné difficile de mesurer les tensions aux bornes triphasés d'un onduleur de tension, les tensions d'alimentation sont estimées en fonction de la tension du bus continu et des états de commutation des interrupteurs. Donc, les tensions de phase de la machine sont déterminées par l'équation (VIII.1).

Exprimons maintenant les tensions dans le système (α, β) en fonction des tensions réelles :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -(1/2) & -(1/2) \\ 0 & (\sqrt{3}/2) & -(\sqrt{3}/2) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{VIII.2})$$

Le tableau ci-dessus, **Tableau VIII.1**, rassemble les vecteurs tensions atteignables en fonction de l'état des interrupteurs.

Nous pouvons maintenant définir le vecteur de tension équivalent dont le module et l'argument sont données par les formules suivantes :

$$\begin{cases} V_{(N)} = \sqrt{V_{\alpha (N)}^2 + V_{\beta (N)}^2} \\ \arg(V_{(N)}) = \tan^{-1}\left(\frac{V_{\beta (N)}}{V_{\alpha (N)}}\right) \end{cases} \quad \text{(VIII.3)}$$

Tableau VIII.3. Calcul des vecteurs de tension

N	S _a	S _b	S _c	V _a	V _b	V _c	V _s	V _α	V _β
0	0	0	0	0	0	0	V ₀	0	0
1	1	0	0	2(V _{dc} /3)	-(V _{dc} /3)	-(V _{dc} /3)	V ₁	V _{dc} (√2/3)	0
2	1	1	0	(V _{dc} /3)	(V _{dc} /3)	-2(V _{dc} /3)	V ₂	V _{dc} /√6	V _{dc} /√2
3	0	1	0	-(V _{dc} /3)	2(V _{dc} /3)	-(V _{dc} /3)	V ₃	-(V _{dc} /√6)	V _{dc} /√2
4	0	1	1	-2(V _{dc} /3)	(V _{dc} /3)	(V _{dc} /3)	V ₄	-V _{dc} (√2/3)	0
5	0	0	1	-(V _{dc} /3)	-(V _{dc} /3)	2(V _{dc} /3)	V ₅	-(V _{dc} /√6)	-(V _{dc} /√2)
6	1	0	1	(V _{dc} /3)	-2(V _{dc} /3)	(V _{dc} /3)	V ₆	V _{dc} /√6	-(V _{dc} /√2)
7	1	1	1	0	0	0	V ₇	0	0

A partir de ces deux équations, on détermine la position et le module de chaque vecteur, les calculs du module et de l'argument sont donnés dans le tableau ci-dessous (**Tableau VIII.2**).

Tableau VIII.2. Module et argument de chaque vecteur tension

V _(N)	V ₀	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇
Mod.	0	V _{dc} (√2/3)	0					
Arg.	0	0	(π/3)	2(π/3)	π	4(π/3)	5(π/3)	0

La représentation vectorielle de chaque vecteur est donnée par la figure ci-dessous, **Fig. VIII.1**.

VIII.4. Règle du comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple)

VIII.4.1. Contrôle du vecteur flux statorique

Comme on l'a déjà mentionné, le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. Les tensions de la machine, coté stator et rotor, peuvent s'écrire :

$$\begin{cases} V_s = R_s I_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \\ 0 = R_r I_r + \frac{d\Phi_r}{dt} - j\omega\Phi_r \end{cases} \quad \text{(VIII.4)}$$

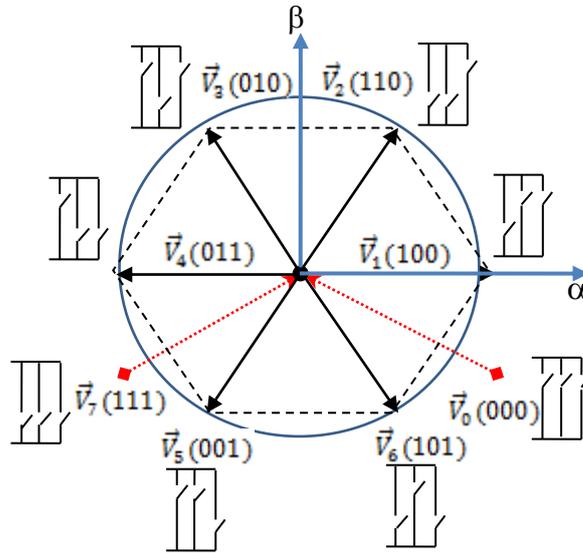


Fig. VIII.1 Représentation vectorielle des tensions de l'onduleur

L'expression du flux statorique dans le référentiel lié au repère statorique est sous forme :

$$\Phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R.I_s) dt \tag{VIII.5}$$

Lorsque le vecteur tension appliqué est non nul et si on néglige la résistance statorique devant la tension (ce qui est vérifié pour des vitesses de rotation suffisamment élevées ou pour des machines à fortes puissances), on aura :

$$\Phi_s(t) = V_s \cdot t + \Phi_s(0) \tag{VIII.6}$$

$$\Delta\Phi_s = V_s \cdot T_e \tag{VIII.7}$$

On constate alors sur un intervalle $[0, T_e]$, que l'évolution du vecteur Φ_s en direction et en amplitude dépend directement du vecteur V_s sélectionné pendant T_e .

Dans le cas où le vecteur flux est appliqué d'une manière appropriée, l'extrémité du vecteur flux se déplace sur un cercle dont la direction est donnée par le vecteur tension appliqué, Fig. VIII.2.

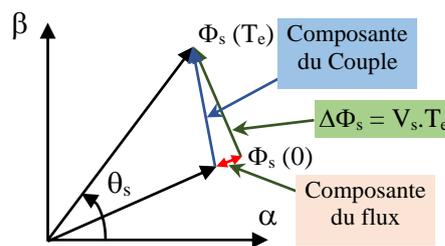


Fig. VIII.2 Illustration de la composante du couple et du flux lors de la variation du vecteur flux

La composante radiale du vecteur tension agit sur l'amplitude du vecteur flux, noté « composante de flux », et la composante tangentielle agit sur la position du vecteur flux, notée « composante du couple ».

VIII.4.2. Principe de contrôle du couple de la machine

L'équation suivante, (VIII.8), montre que le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique ;

Le couple électromagnétique est exprimé par :

$$\begin{cases} C_e = k (\overline{\Phi_s} \cdot \overline{\Phi_r}) = k |\overline{\Phi_s}| |\overline{\Phi_r}| \sin \delta \\ \Rightarrow C_e = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_s \Phi_r \sin \delta \end{cases} \quad \text{(VIII.8)}$$

Si les deux grandeurs, flux statorique et rotorique sont maintenues constantes, le couple peut être commandé pas la variation de l'angle de charge δ . Dans la DTC, la génération du vecteur tension (pour contrôler l'angle de charge et imposer le couple électromagnétique) est engendré à partir d'une table, dite table de commutation, selon la position du flux statorique.

VIII.5. Sélection du vecteur de tension

En sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieure d'une certaine fourchette. Le choix de V_s dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour la vitesse de rotation et par conséquent pour le couple.

On délimite généralement l'espace d'évolution du flux statorique dans le référentiel statorique, en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des vecteurs tensions non nulles. La position du vecteur flux, dans ces zones, est déterminée à partir de ses composantes.

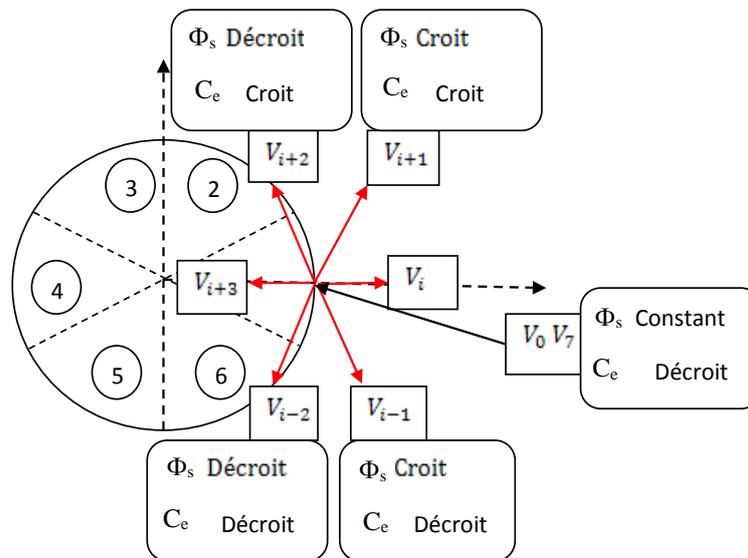


Fig. VIII.3 Sélection du vecteur tension selon la zone N=1

Tableau VIII.3 Evolution du couple et du flux pour la zone (i=1).

Vecteur V	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}	V_0 ou V_7
$ \Phi_s $	Croît	Décroît	Croît	Décroît	-----
C_e	Croît	Croît	Décroît	Décroît	Décroît si $\Omega > 0$ croît si $\Omega < 0$

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliqués dépend également de la position du vecteur flux dans la zone i.

En effet, en début de zone, les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont perpendiculaires au vecteur flux rotorique, d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux, alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse (avec les vecteurs V_{i-1} et V_{i+2}).

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position i, les deux vecteurs tensions V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci ont la « composante de flux » la plus

forte (évolution très rapide de Φ_s) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de Φ_s dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone. Ce qui signifie que lors du déplacement du flux Φ_s sur une zone i , un bras de l'onduleur ne commute jamais et permet ainsi de diminuer la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs du convertisseur.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts du couple et du flux estimés par rapport à leur référence ainsi que de la position du vecteur flux. Un estimateur de flux en module et en position ainsi qu'un estimateur du couple sont nécessaires.

VIII.6. Estimation des grandeurs de commande

Les différentes applications industrielles des variateurs asynchrones du couple, de la vitesse et/ou de la position exigent des cahiers des charges extrêmement sévères. Par conséquent leurs performances statiques et dynamiques doivent être très élevées, ce qui conduit à une sophistication et une robustesse de leurs commandes. Un bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler, cette information peut parvenir des capteurs électriques directs (courants, tension, flux, couple électromagnétique) ou mécaniques (vitesse de rotation, position angulaire) qui sont des éléments coûteux et fragiles et qui demandent un traitement spécifique des signaux physique directement captés. Dans certains cas les capteurs mécaniques ne sont pas admis dans les entraînements utilisant des variateurs asynchrones. Leur suppression devient indispensable, à cause de leurs difficultés de montage entre la machine et la charge, leur sensibilité aux interférences extérieures et leur maintenance très coûteuse et d'un autre coté certaines grandeurs internes, d'une machine asynchrone conventionnelle ne sont pas accessibles directement (flux magnétique, couple électromagnétique, couple résistant). Dans ces conditions les techniques d'automatique telles que le filtrage et l'estimation sont de plus en plus utilisées pour la reconstitution des variables non mesurables dans les différentes structures de commandes dites performantes.

VIII.6.1. Estimation du flux rotorique

L'amplitude de flux statorique est estimée à partir de ces composantes suivant les axes α et β soit :

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \tag{VIII.9}$$

Sachant que, l'estimation des composantes du vecteur flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs rotoriques courant et tension.

$$\text{Tel que : } \begin{cases} \Phi_{s\alpha}(t) = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_S \cdot I_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta}(t) = \int_0^t (V_{s\beta} - R_S \cdot I_{s\beta}) dt \end{cases} \tag{VIII.10}$$

Exprimons maintenant les tensions et les courants dans le système (α, β) en fonction des tensions réelles et des courants mesurés, par application de la transformée de Concordia :

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ à partir des commandes (S_a, S_b, S_c) et la mesure de la tension V_{dc} :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \cdot \left[S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot V_{dc} \cdot [S_b - S_c] \end{cases} \tag{VIII.11}$$

$$V_s = \sqrt{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \tag{VIII.12}$$

De même, les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenus à partir de la mesure des courants réels rotorique (i_{sa} i_{sb} i_{sc}) :

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot i_{sa} \\ I_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad \text{(VIII.13)}$$

$$I_s = \sqrt{I_{s\alpha}^2 + I_{s\beta}^2} \quad \text{(VIII.14)}$$

VIII.6.2. Estimation de la pulsation statorique

Le fonctionnement en mode de défluxage exige la connaissance de la tension et de la pulsation statorique, pour détecter la nécessité du défluxage et élaborer la consigne de flux.

La vitesse de rotation du flux Φ_s dans le référentiel (S) lié au stator représente la pulsation statorique instantanée. On peut écrire ω_s sous la forme de la dérivée de l'angle θ_s , par rapport au temps après filtrage.

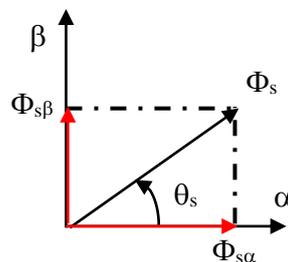


Fig. VIII.4 Représentation vectorielle du flux Φ_s dans le référentiel (α, β)

$$\omega_s = \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right)_{\text{filtrée}} \quad \text{(VIII.15)}$$

La zone i dans laquelle se situe le vecteur Φ_s est déterminée à partir des composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$. L'angle θ_s entre le référentiel (α, β) et le vecteur Φ_s est égal à :

$$\theta_s = \text{Arctg} \left(\frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \right) \quad \text{(VIII.16)}$$

D'où :

$$\omega_s = \left(\frac{1}{\Phi_s^2} \left[\Phi_{s\alpha} \cdot (V_{s\beta} - R_s \cdot I_{s\beta}) - \Phi_{s\beta} \cdot (V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\alpha}) \right] \right)_{\text{filtrée}} \quad \text{(VIII.17)}$$

Les avantages de l'estimations de ω_s , basée sur le flux statorique, résident dans la simplicité de ses calculs et dans sa robustesse. En effet, seul le paramètre résistif R_s intervient dans l'expression de la pulsation, et l'on sait que pour une vitesse importante, l'influence de ce paramètre est très faible.

VIII.6.3. Estimation du couple électromagnétique

L'estimation du couple peut être exprimée à partir des flux et des courants rotoriques comme suit :

$$C_e = p \cdot (\Phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad \text{(VIII.18)}$$

On remarque que l'exactitude de l'expression du couple dépend de la qualité d'estimation du flux.

VIII.7. Correction du flux statorique et du couple électromagnétique

VIII.7.1. Correcteur du flux

De manière à obtenir de très bonnes performances dynamiques, le choix d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande étudiée. En effet, avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux Φ_s dans une couronne circulaire comme le montre la Fig. VIII.5. La sortie du contrôleur doit indiquer le sens d'évolution du module de Φ_s , afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Ainsi, la sortie du contrôleur de flux est donnée par la grandeur booléenne cflxc qui indique les dépassements supérieurs et inférieurs de l'amplitude du flux, comme le montre la Fig. VIII.5-(b). La variable de sortie cflxc, indique directement si l'amplitude de flux doit être augmentée (cflxc = 1) ou diminuer (cflxc = 0) de façon à maintenir $|\Phi_{s_ref} - \Phi_s| < \Delta\Phi_s$, avec Φ_{s_ref} la consigne de flux et $\Delta\Phi_s$ l'écart d'hystérésis du contrôleur.

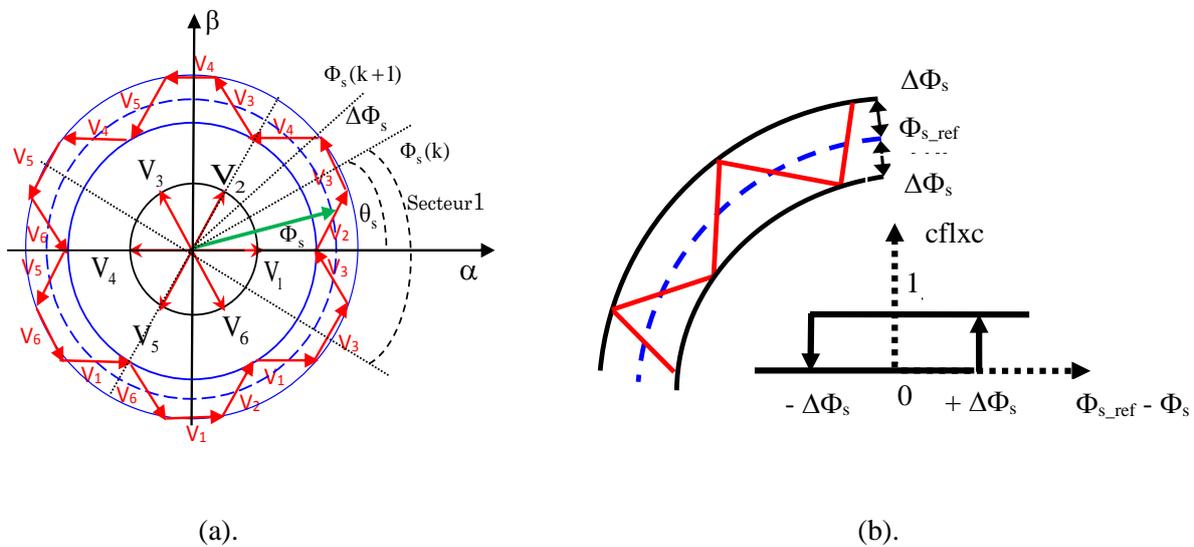


Fig. VIII.5 (a) : Sélection des vecteurs tensions correspondantes au contrôle de l'amplitude Φ_s
 (b) : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux

Sachant que, seul les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux Φ_s . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement opérée par l'application des vecteurs nuls. La grande simplicité de l'implantation de ce contrôleur est également un élément important dans le choix du comparateur à deux niveaux. De plus, les considérations énergétiques sur le convertisseur imposent un nombre restreint de commutations. Or, pour une même largeur d'hystérésis de contrôle, le comparateur à deux niveaux nécessitera un nombre moins élevé de commutations.

VIII.7.2. Correcteur du couple

Le correcteur du couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites $|C_{e_réf} - C_e| < \Delta C_e$ avec $C_{e_réf}$ la référence du couple et ΔC_e la bande d'hystérésis du correcteur. La sortie du contrôleur est représentée par la variable booléenne ccpl, elle dépend de la valeur du couple électromagnétique par rapport à sa bande d'hystérésis. Si $ccpl = 1$, le couple est inférieur à la limite inférieure de la bande et il faut donc l'augmenter. Si $ccpl = 0$, le couple est à l'intérieur de la bande et il faut l'y maintenir. Si $ccpl = -1$, le couple est supérieur à la limite supérieure de la bande et il faut donc le diminuer. Ainsi, on montre comment le comparateur à hystérésis à trois niveaux permet de respecter la condition, comme le montre la Fig. VIII.6.

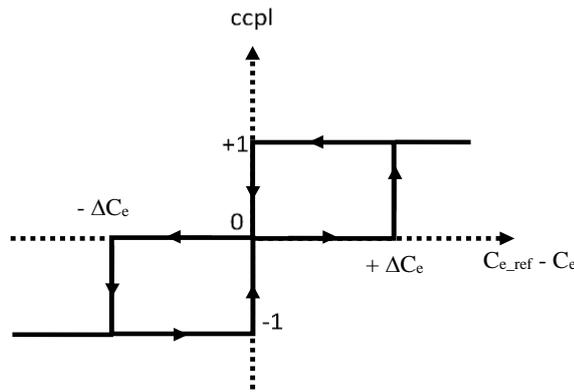


Fig. VIII.6 Correcteur du couple à trois niveaux

Le comparateur à hystérésis à trois niveaux autorise une décroissance rapide du couple électromagnétique. En effet, pour diminuer la valeur du couple, en plus des vecteurs nuls V_0 et V_7 , on peut appliquer les vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} , si l'on choisit le sens trigonométrique comme sens de rotation du moteur. Dans ce cas, le vecteur flux rotorique Φ_r rattrape le flux statorique Φ_s , lorsque ce dernier est à l'arrêt ou se déplace en sens inverse de rotation du moteur. Il confère à la commande la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure de commande du moteur, de plus, le choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux ; où, l'onduleur peut donc avoir, en cours de fonctionnement, des phases de mise en veille des interrupteurs d'un bras du convertisseur.

VIII.8. Elaboration de la table de vérité

On élabore la table de vérité de la structure de contrôle en fonction des sorties des contrôleurs (cflx, ccpl) et des zones N de position de Φ_s , comme le montre le **tableau VIII.4**.

Cette table permet de définir le vecteur qu'il faut appliquer dans chaque secteur à partir des sorties des correcteurs et la position du vecteur flux rotorique.

On retrouve bien avec la table de vérité, la formulation de sélection des vecteurs tensions V_{i+1} , V_{i-1} , V_{i+2} et V_{i-2} , correspondant à une zone $N = i$, et ceci pour un comparateur à deux ou à trois niveaux.

En sélectionnant l'un des deux vecteurs nuls V_0 ou V_7 , la rotation du flux Φ_s s'arrête et entraîne une décroissance du couple électromagnétique. On choisit alternativement V_0 ou V_7 de manière à minimiser le nombre de commutation sur l'onduleur.

Tableau VIII.4 Table de commutation avec un correcteur du couple à trois niveaux.

N		1	2	3	4	5	6	Comparateurs
Secteur		(330°, 30°)	(30°, 90°)	(90°, 150°)	(150°, 210°)	(210°, 270°)	(270°, 330°)	
cflx = 1	ccpl = 1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	02 Niveaux
	ccpl = 0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	ccpl = -1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	
cflx = 0	ccpl = 1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	02 Niveaux
	ccpl = 0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	ccpl = -1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	

$V_0 = [0,0,0]$; $V_1 = [1,0,0]$; $V_2 = [1,1,0]$; $V_3 = [0,1,0]$; $V_4 = [0,1,1]$; $V_5 = [0,0,1]$; $V_6 = [1,0,1]$; $V_7 = [1,1,1]$.

VIII.9. Fonctionnement en survitesse de la machine asynchrone

La stratégie de contrôle du couple à haute vitesse est basée sur des conditions de fonctionnement à tension constante.

VIII.10. Limites de fonctionnement en survitesse

VIII.10.1. Limites du courant et de la tension

Dans les conditions de fonctionnement à haute vitesse, les capacités de contrôle du couple dépendent en grande partie des limitations physiques des principales grandeurs de l'ensemble onduleur/machine.

Le module du courant I_s ne doit pas dépasser la valeur I_{s_max} (de l'ordre de **1.5** à **2** fois la valeur nominale I_{sn}).

Le module du vecteur tension des fondamentaux ne peut dépasser la valeur maximale V_{sf_max} que peut fournir l'onduleur. Cette valeur est obtenue pour un fonctionnement en pleine onde.

La tension maximale des fondamentaux peut s'écrire en fonction de la tension d'entrée de l'onduleur V_{dc} , soit :

$$V_{sf_max} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_{dc} \quad (\text{VIII.19})$$

Pour un vecteur flux Φ_s , généralement le flux nominal, on peut considérer que cette condition limite est atteinte pour une pulsation statorique de base ω_b , suffisamment élevée pour qu'on puisse négliger le terme résistif dans l'expression de la tension. Ainsi, l'on peut exprimer la pulsation ω_b , avec l'équation suivante :

$$\omega_b = \frac{V_{sf_max}}{\Phi_{sn}} \quad (\text{VIII.20})$$

Au-delà de cette pulsation ω_b , le fonctionnement s'effectue donc à tension constante et à flux statorique décroissant. Ainsi, le module de flux Φ_s évolue en suivant une loi inverse par rapport à la pulsation statorique ω_s , soit :

$$\Phi_s = \frac{V_{sf_max}}{\omega_s} \quad (\text{VIII.21})$$

VIII.10.2. Limites du couple électromagnétique

En se référant aux expressions, qui définissent le flux Φ_r en fonction de Φ_s , l'amplitude de flux rotorique peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\Phi_r = \frac{M}{L_s} \Phi_s \cos \delta \quad (\text{VIII.22})$$

Le couple électromagnétique s'exprimant en fonction des flux statorique et rotorique et de l'angle δ (angle interne) peut s'écrire de la manière suivante :

$$\begin{cases} C_e = p \frac{M^2}{2 \cdot \sigma \cdot L_r L_s^2} \Phi_s^2 \sin 2\delta ; C_e = C_{e_max} \sin 2\delta \\ \Rightarrow C_{e_max} = p \frac{M^2}{2 \cdot \sigma \cdot L_r L_s^2} \Phi_s^2 \end{cases} \quad (\text{VIII.23})$$

Par conséquent, comme le flux Φ_s suit l'évolution inverse à la pulsation statorique ω_s , le couple maximal va décroître en proportion inverse à la pulsation statorique au carré ω_s^2 .

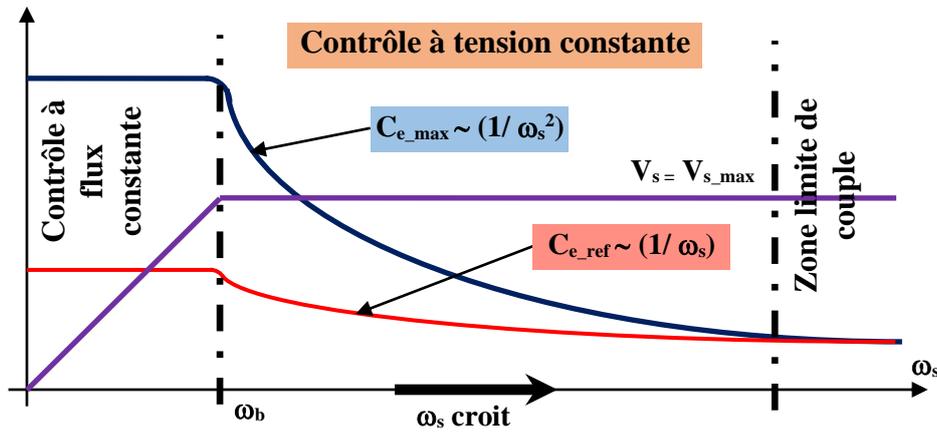


Fig. VIII.7 Limites de fonctionnement en fonction du couple maximal

Si le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale, on rentre dans une phase d’instabilité, ou l’amplitude du flux rotorique devient trop faible pour maintenir le couple électromagnétique autour de sa référence. Aussi, le contrôle du couple doit tenir en compte de cette limite de fonctionnement, que l’on représente sur la Fig. (VIII.7).

Lorsque le module du vecteur tension des fondamentaux approche de sa valeur maximale, nous appliquons la méthode de défluxage conventionnelle. Ainsi, nous ferons décroître l’amplitude du flux statorique, en fonction de la pulsation statorique ω_s selon une loi de variation en $1/\omega_s$. le couple peut alors être maintenu autour de sa référence, sur la plus grande partie de la gamme de défluxage, en conservant les principes de contrôle de la structure DTC. La capacité de contrôle du couple dépende des limitations imposées par l’ensemble convertisseur/machine et par le couple maximal de la machine.

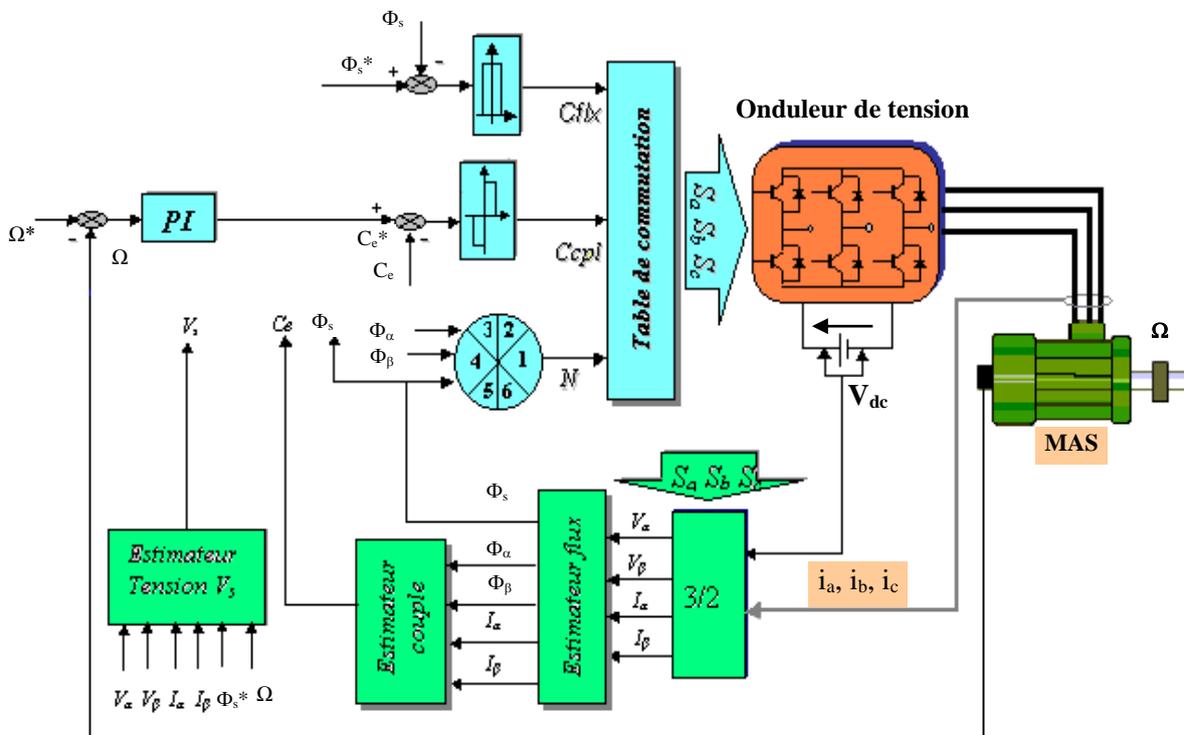


Fig. VIII.8. Schéma de principe de la structure générale du contrôle direct du couple

VIII.11. Structure générale de réglage du contrôle direct du couple

La Fig. (VIII.8) illustre l'organisation fonctionnelle de la commande directe du couple DTC pour une machine asynchrone issue des principes précédemment évoqués. La régulation de vitesse est assurée par une boucle externe avec une association d'un régulateur de vitesse, qui va générer le couple de référence $C_e^* = C_{e_ref}$, Fig. (VIII.9).

Nous avons :
$$\begin{cases} i_{sc} = -(i_{sa} + i_{sb}) \\ v_{sc} = -(v_{sa} + v_{sb}) \end{cases} \tag{VIII.24}$$

La transformation de Concordia :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} ; \text{ Avec : } C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{2}}{3} & -\frac{\sqrt{2}}{3} \end{bmatrix} \tag{VIII.25}$$

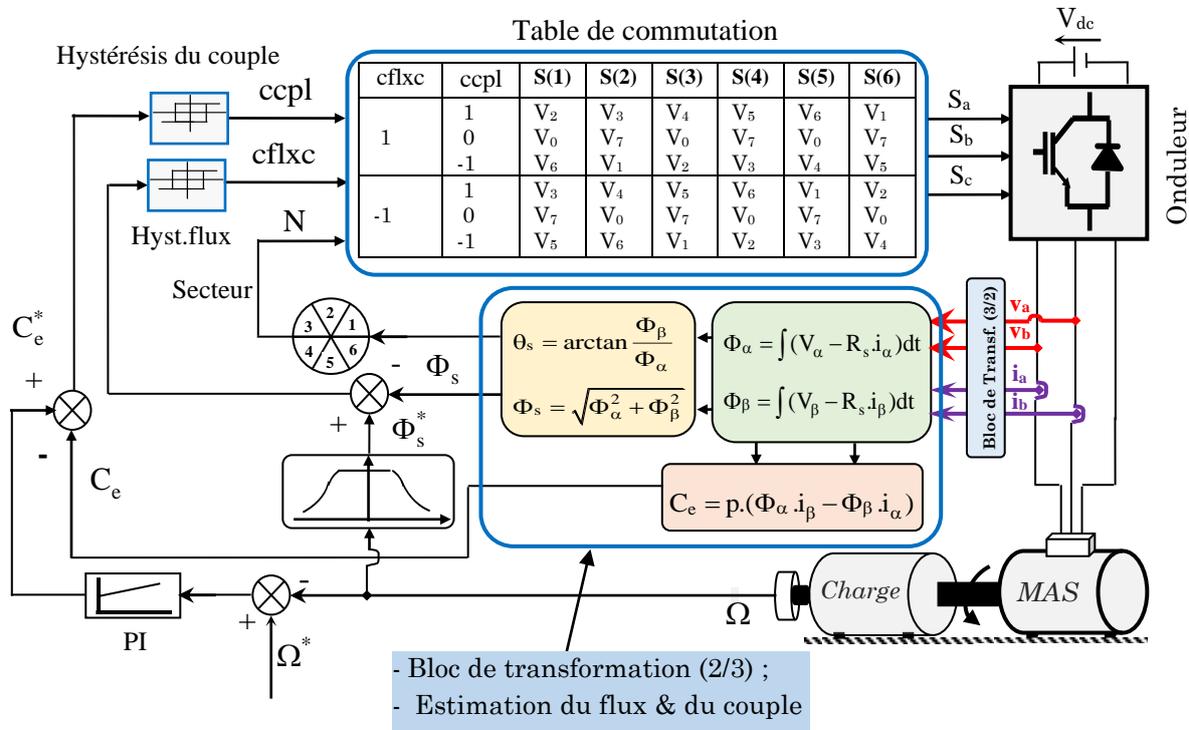


Fig. VIII.9 Schéma fonctionnel de la DTC avec régulateur de vitesse, appliquée à la MAS

Dans la DTC étendu, la table de sélection des vecteurs optimaux est plus évoluée par rapport à la DTC classique et considère une entrée additionnelle : le signe de l'évolution du couple électromagnétique. Une autre différence concerne les niveaux des régulateurs d'hystérésis. Dans la méthode DTC étendu le régulateur du couple a une sortie à trois niveaux, à la différence de la commande DTC classique où uniquement deux niveaux étaient considérés.

VIII.12. Travail à effectuer :

NB : Toutes les figures visualisées doivent être bien illustrer dans les Comptes Rendu.

- Réaliser le schéma bloc Simulink sous MATLAB de la commande par DTC avec régulation de la vitesse de rotation de la MAS développées ci-dessus, Fig. VIII.9 ;
- Utiliser les paramètres de la MSAP indiqués dans le Tableau VIII.5.

- Déterminer les valeurs du correcteur de vitesse en utilisant les méthodes de dimensionnement citées précédemment ;
- Réaliser la transformation de Concordia pour la tension et le courant statoriques, selon l'équation (VIII.25) ;
- Réaliser le bloc de l'estimation du flux statorique, selon l'équation (VIII.9), et du couple électromagnétique, selon l'équation (VIII.18) : à partir des équations (VIII.10), (VIII.11) et (VIII.13) ;
- Ecrire le programme qui permet la détection de la zone du flux statorique en fonction de l'angle θ_s , Equation (VIII.16) ;
- Elaborer la table de commutation de la commande DTC sous forme d'un fichier **script** de Matlab (programme en extension **.m** utilisé par le bloc **Matlab Fcn** de Simulink) ;
- Trouver les valeurs optimales de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis pour le contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique ;

VIII.12.1. Fonctionnement à vitesse de référence constante

- Imposer une vitesse de rotation de la machine à 1490 tr/min, ce qui revient à imposer un couple de référence à la sortie du régulateur PI, pour un couple de charge $C_r = 10$ Nm ;
- Relever la courbe des zones de la position du flux statorique ;
- Relever la trajectoire du flux statorique dans le plan (α, β) ;
- Observer l'effet des différents vecteurs de tension sur les sorties de la machine, notamment les vecteurs nuls ;
- Relever les différentes allures : de la vitesse, du couple et du flux statorique ;
- Mesurer le taux d'ondulation au niveau du couple électromagnétique, puis comparer-le à celui obtenu par la commande vectorielle FOC du TP. V ;
- Effectuer des changements paramétriques de la machine (R_s), puis donnez vos remarques !
- Analyser et interpréter les résultats obtenus ;
- Tirer une conclusion.

VIII.12.2. Fonctionnement à vitesse de référence et à couple de charge variables

- Imposer un profil de vitesse de rotation de la machine avec un couple de charge comme indiqué sur la Fig. VIII.10 ;
- Relever la courbe des zones de la position du flux statorique ;
- Relever la trajectoire du flux statorique dans le plan (α, β) ;
- Observer l'effet de la variation de la vitesse et du couple de charge sur les différentes allures : de la vitesse, du couple et du flux statorique ainsi que des courants statoriques ;
- Analyser et interpréter les résultats obtenus ;
- Tirer une conclusion.

VIII.12.3. Fonctionnement en charge variable avec inversion du sens de rotation

Fonctionnement dans différents paliers de vitesse avec un C_{sec} variable :

- Régler la valeur de la vitesse indiquée par la Fig. VIII.11 et appliquer le profil du couple résistant (Charge) selon l'allure C_r ;
- Observer l'effet de la variation de la vitesse et du couple de charge sur les différentes allures : de la vitesse, du couple et du flux statorique ainsi que des courants statoriques ;

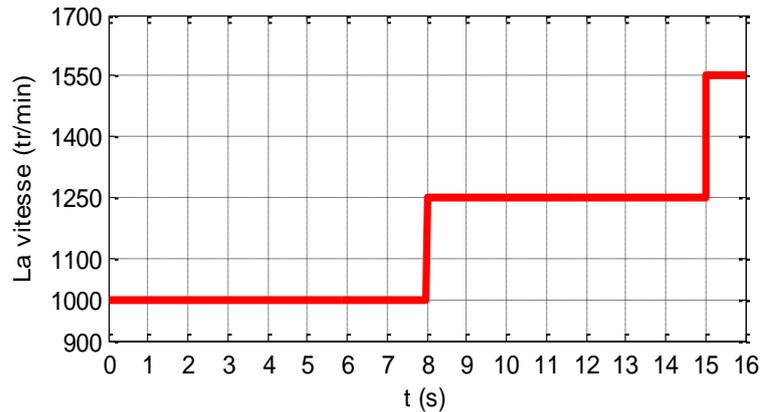
- Commenter ces courbes et conclure.

VIII.12.4. Fonctionnement en sous et survitesse en charge avec inversion du sens de rotation

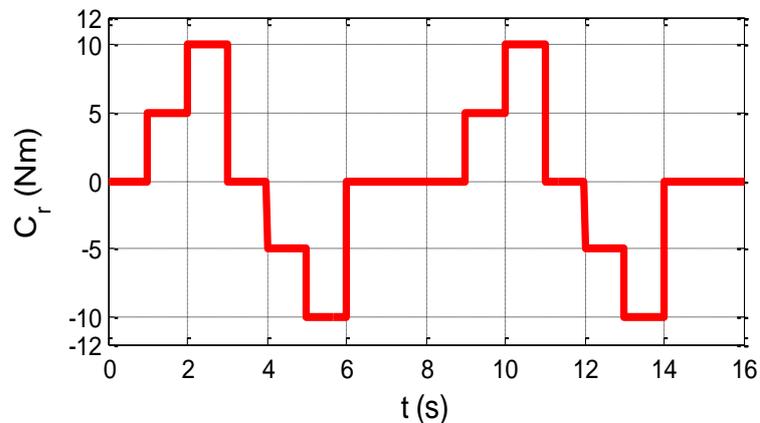
Fonctionnement dans différents paliers de vitesse avec un C_{sec} variable :

- Régler la valeur de la vitesse indiquée par la Fig. VIII.12 et appliquer le profil du couple résistant (Charge) selon l'allure C_r ;
- Observer l'effet de la variation de la vitesse et du couple de charge sur les différentes allures : de la vitesse, du couple et du flux statorique ainsi que des courants statoriques ;
- Commenter ces courbes et conclure.

VIII.12.5. Tirer une conclusion générale sur cette partie (de VIII.12.1 à VIII.12.4).



(a) Profil de la vitesse de la MAS.

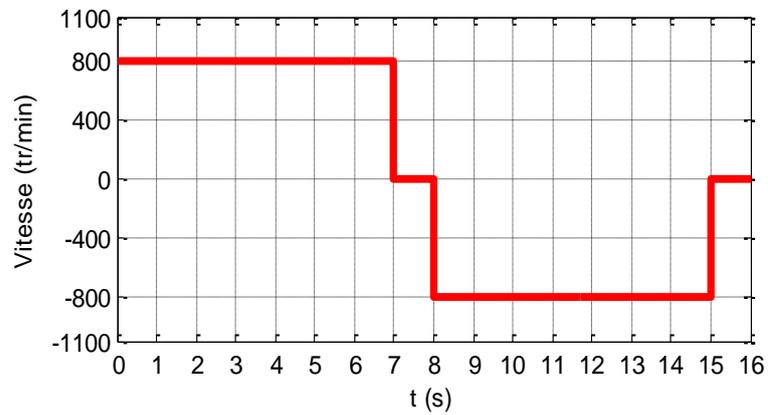


(b) Profil du couple de charge.

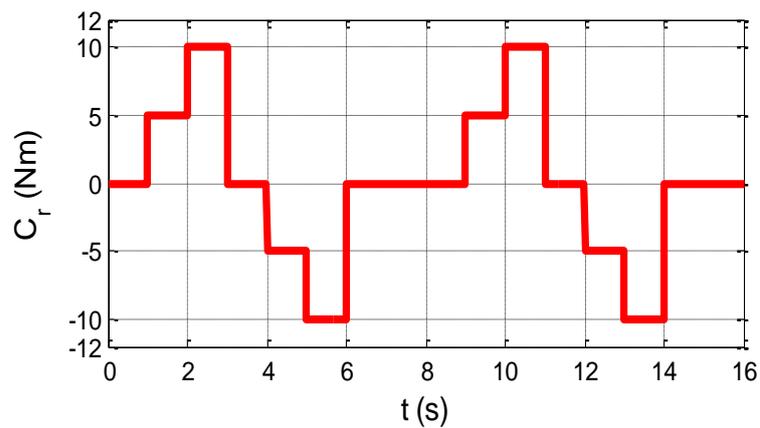
Fig. VIII.10 Allures de la vitesse et du couple résistant exercé sur l'arbre du moteur.

VIII.12.5. Etude récapitulative de la commande de la vitesse de la MAS, CVFRO et DTC

- Faire une comparaison des performances des deux techniques de commandes CVFRO en tension, TP.V, et la DTC , TP.VIII, appliquées à la MAS ;
- Analyser l'effet des changements paramétriques (internes et externes) de la MAS sur les performances des deux techniques de commandes CVFRO en tension et la DTC ;
- Donner vos conclusions.



(a) Profil de la vitesse de la MAS.

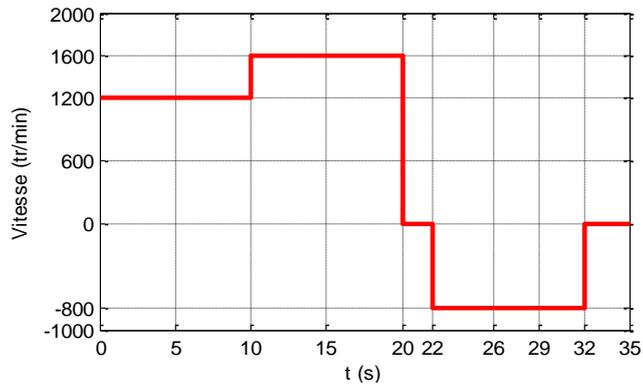


(b) Profil du couple de charge.

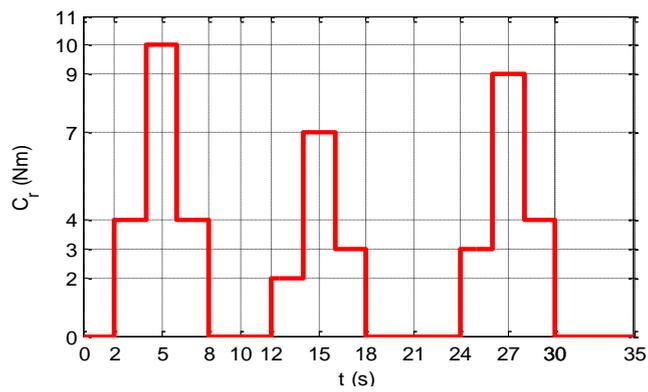
Fig. VIII.11 Allures de la vitesse avec inversion du sens de rotation du moteur et du couple résistant exercé sur son arbre.

Tableau. VIII.5 Paramètres du système (la MAS et les régulateurs PI)

Paramètres	Valeurs
Nombre de paires de pôles (p)	02
Résistance statorique (R_s)	4.850 Ω
Résistance rotorique (R_r)	3.805 Ω
Inductance cyclique statorique (L_s)	0.274 H
Inductance cyclique rotorique (L_r)	0.274 H
Inductance mutuelle stat.-rot. (M)	0.258 H
Coefficient de frottement (F)	0.00114 N.m.s/rd
Moment d'inertie (J)	0.031 kg.m ²
Puissance nominale	1.5 kW
Paramètres de la commande	
Paramètres	Valeurs
Flux statorique de référence	1 Wb
La tension du bus continu de l'onduleur	466 V



(a) Profil de la vitesse de la MAS.



(b) Profil du couple de charge.

Fig. VIII.12 Allures de la vitesse avec inversion du sens de rotation du moteur et du couple résistant exercé sur son arbre.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

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. Bessekerski, 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. BAUSSIERE, 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.