

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



جامعة بجاية
Tasdawit n Bgayet
Université de Béjaïa

FACULTE DE TECHNOLOGIE
Département de Génie Electrique

Mémoire De Fin D'étude

En vue de l'obtention du diplôme de Master

Filière Electrotechnique

Spécialité Automatismes Industriels

Thème

Synthèse d'une commande équivalente par mode glissant d'un véhicule électrique à base d'un actionneur synchrone à aimants permanents.

Présenté par :

Messali Khaled

Harkouken Anis

Encadré par:

Dr: Achour abdelyazid

Année universitaire : 2021/2022



Remerciements

Nous remercions en premier lieu dieu, le tout puissant de nous avoir donné la volonté, courage et la patience de mener à terme ce travail.

Nous tenons à adresser nos remerciements à notre encadreur monsieur A. ACHOUR, qui s'est toujours montré à l'écoute tout au long de ce travail, ainsi que pour ses conseils et remarques constructives.

Nos remerciements s'adressent aussi aux membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptons d'évaluer notre travail et tous les enseignants du département génie électrique pour la richesse et la qualité de leur enseignement et qui déploient de grands efforts pour assurer à leurs étudiants une formation actualisée.

Enfin, nous remercions toutes les personnes (dont le nombre est très élevé pour les citer), qui ont contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce travail.



Dédicace

Je dédie ce travail à :

*Les deux personnes les plus chères à mon cœur, mon père et
ma mère, qui m'ont apporté soutien et confort tout au long de
mes études.*

*A mes frères et sœurs Manel, Hana, Ayoub et Yahia,
Sans oublier Ahlam
Pour leurs appuis et leur encouragement.*

A mon cousin Amir qui m'a toujours aidé et encouragé

A mon binôme Anis et toute sa famille

*A tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin même d'un mot
gentil*

Khaled



Dédicace

Je dédie ce travail à :

Les deux personnes les plus chères à mon cœur, mon père (rabi irahmou) et ma mère, qui m'ont apporté soutien et confort tout au long de mes études.

A ma chère sœurs Chahrazed et son mari Nadir et mon neveu Ishaq et ma nièce Ania.

*Malika et Hamza
Sans oublier Layachi, Lyes et Lamine
Pour leurs appuis et leur encouragement.*

A mon binôme Khaled et toute sa famille

A tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin même d'un mot gentil

Anis



SOMMAIRE

Introduction général	1
Chapitre I	
I - 1. Introduction	2
I - 2. Historique des véhicules électrique	2
I - 3. Définition d'un véhicule électrique	4
I - 4. Différents types de véhicule électrique.....	4
I - 5. Architecture du véhicule électrique	5
I - 6. Systèmes de propulsion électrique	5
I-7. Avantages et inconvénients des véhicules électriques	10
I-8. Conclusion	10
II - 1. Introduction.....	11
Chapitre II	
II - 2. Généralités Sur la MSAP.....	11
II - 2 - 1. Présentation de la MSAP	11
II - 2 - 2. Avantage des machines synchrones à aimants permanents	12
II - 2 - 3. Inconvénient des MSAP	12
II - 2 - 4. Domaine d'application.....	12
II - 3. Modélisation de la MSAP.....	13
II - 3 - 1. Hypothèses simplificatrices	13
II - 3 - 2. Mise en équation de la MSAP dans le repère abc	13
II - 3 - 3. Principe de la transformation de Park.....	15
II - 3 - 4. Modèle de la MSAP dans le repère dq	16
II - 3 - 5. Mise sous forme d'équation d'état	17
II - 4. Modélisation du convertisseur statique	18
II - 4 - 1. Modélisation de l'onduleur	18
II - 4 - 2. Modélisation de l'onduleur de tension	18
II - 4 - 3. Commande de l'onduleur.....	20
II - 4 - 4. Principe de la commande MLI.....	20
II - 4 - 5. Caractéristique de la MLI	21
II - 5. Dynamique du véhicule	22
II - 5 - 1. Force aérodynamique:	22
II - 5 - 2. Force de roulement:	23
II - 5 - 3. Force de la dynamique de la route:	24
II - 5 - 4. Force d'accélération:	24

II - 6. Couplage entre les modèles mécanique et électrique du VE	24
II - 7. Conclusion	26

Chapitre III

III - 1. Introduction	27
III - 2. Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension	27
III - 2 - 1. Principe de la commande vectorielle	27
III - 2 - 2. Avantages de la commande vectorielle	28
III - 2 - 3. Inconvénients de la commande vectorielle.....	28
III - 3. Technique de découplage	28
III - 3 - 1. Découplage par compensation	28
III - 4. Calcul des régulateurs PI.....	30
III - 4 - 1. Régulation du courant i_q	30
III - 4 - 2. Régulation du courant i_d	31
III - 4 - 3. Régulation de vitesse.....	32
III - 5. Conclusion.....	34

Chapitre IV

IV - 1. introduction :	35
IV - 2. Objectif d'une commande par mode de glissement.....	35
IV - 3. Aspect théorique du réglage par mode de glissement.....	35
IV - 3 - 1. Configuration avec loi de commutation par contre réaction d'état	36
IV - 3 - 2. Condition d'existence du mode glissant.....	37
IV - 4. Présentation et calcul de la commande équivalente	38
IV - 4 - 1. Equation d'état en mode de glissement :.....	39
IV - 4 - 2. Méthode d'imposition des pôles :	40
IV - 4 - 3. Considérations concernant le choix des pôles :	44
IV - 5. Application de la commande équivalente par les modes glissants à la MSAP	45
IV - 5 - 1. Modèle de la MSAP avec orientation du champ	45
IV - 5 - 2. Vérification de la commandabilité du système :.....	45
IV - 5 - 3. Utilisation du régulateur intégrateur	45
IV - 5 - 4. Choix de la surface de commutation :.....	46
IV - 5 - 5. Expression de commande équivalente :	46
IV - 5 - 6. Equation d'état en mode de glissement :.....	47
IV - 5 - 7. Calcul des coefficients de la contre réaction d'état :	47
IV - 6. Conclusion :.....	48

Chapitre V

V - 1. Introduction	49
V - 2. Validation du modèle du MSAP sans onduleur	49
V - 2 - 1. Résultats de simulation	50
V - 2 - 2. Interprétation des résultats de simulation	52
V - 3. Validation du modèle du MSAP avec onduleur	52
V - 3 - 1. Résultats de simulation	53
V - 3 - 2. Interprétation des résultats de simulation	55
V - 4. Validation de la commande vectorielle appliquée au MSAP	55
V - 4 - 1. Résultats de simulation	56
V - 4 - 2. Interprétation des résultats de simulation	58
V - 5. Validation du MSAP avec la commande équivalente	58
V - 5 - 1. Résultats de simulation	59
V - 5 - 2. Interprétations des résultats de simulation	61
V - 6. Validation du schéma de mise en œuvre	61
V - 6 - 1. Résultats de simulation	62
V - 6 - 2. Interprétation des résultats de simulation	64
V - 7. Conclusion	64
Conclusion Générale	65
Bibliographie	67

Notations et Abréviations

Abréviations

MSAP : machine synchrone à aimants permanents.

MCC : machine à courant continu.

MLI : modulation de largeur d'impulsion.

VE : véhicule électrique.

MG : mode glissant

V_s : Tension instantanés des phases statoriques [V]

i_s : Courant instantanés des phases statoriques [A]

i_c : Courants des phases statoriques [A]

V_c : Tensions des phases statoriques [V]

φ_s : Flux statoriques [Wb]

R_s : Résistance statorique [Ω]

F_{vf} : Coefficient de frottement visqueux [Nm / rad / s]

J : Inertie de l'entraînement [kg. m^2]

P : Nombre de paire de pôles

Ω : Vitesse de rotation mécanique [rad / s]

Ω_{ref} : La vitesse de référence [rad / s]

ω_e : Pulsation électrique du rotor ($\omega_e = p.\Omega$) [rad / s]

C_e : Couple électromagnétique [Nm]

C_r : Couple mécanique résistant [Nm]

V_d, V_q Tensions statoriques du repère de *Park* [V]

I_q : Courants statoriques du repère de *Park* [A]

φ_q : Flux du stator selon les axes d, q [Wb]

L_d, L_q : Inductance du stator les axes d, q [H]

φ_{sf} : Flux des aimants [Wb]

u_{eq} : Commande équivalente [V]

$S(\Omega)$: Surface de glissement de la vitesse [rad / s]

I_{dref} : Courant de référence suivant l'axe d [A]

I_{qeq} : Courant de référence suivant l'axe q [A]

V_{deq}, V_{qeq} : Signaux de la commande équivalente suivant l'axe d et q [V]

Liste des figures

Figure I. 1 : Première voiture électrique (1830).....	3
Figure I. 2 : La jamais contente.....	3
Figure I. 3 : Composants d'un VE	4
Figure I. 4 : Architecture du VE	5
Figure I. 5 : Système de propulsion électrique	6
Figure I. 6 : Contraintes de l'interface de puissance.	7
Figure I. 7 : Type de structure d'interface de puissance.....	8
Figure I. 8 : Domaines de puissance de chaque interrupteur (de puissance).....	9
Figure II. 1 : MSAP avec des pièces polaires.	11
Figure II. 2 : MSAP SPP.....	12
Figure II. 3 : Schéma de la MSAP dans le repère abc.	13
Figure II. 4 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).....	15
Figure II. 5 : Modèle de la machine dans le repère de Park.	17
Figure II. 6 : Structure générale de l'alimentation de la MSAP par un onduleur de tension.....	18
Figure II. 7 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge.	19
Figure II. 8 : Principe de la commande MLI.	21
Figure II. 9 : Schéma de simulation de l'onduleur.	21
Figure II. 10 : Représentation de forces agissantes sur le véhicule.....	22
Figure II. 11 : Force aérodynamique pour différentes valeurs de C_x	23
Figure II. 12 : Force de roulement sur la roue.	23
Figure II. 13 : Mécanisme du réducteur.	24
Figure III. 1 : commande par orientation du flux de la MSAP	27
Figure III. 2 : Description de couplage.....	28
Figure III. 3 : Découplage par compensation.....	29
Figure III. 4 : Commande découplée.	29
Figure III. 5 : Régulateur PI.....	30
Figure III. 6 : Boucle de régulation du courant I_q	30
Figure III. 7 : Boucle de régulation du courant I_d	31
Figure III. 8 : Boucle de régulation de vitesse.	32
Figure III. 9 : Boucle de régulation de vitesse.	32
Figure IV. 1 : Configuration avec loi de commutation par contre réaction d'état au niveau de l'organe de commande.....	36
Figure IV. 2 : Commutation sur la surface $S(X)$	37
Figure IV. 3 : Configuration avec loi de commutation par contre réaction d'état au niveau de l'organe de commande et avec régulateur intégrateur.....	38
Figure IV. 4 : Grandeur de la commande équivalente.	39

Figure IV. 5 : Imposition des pôles.	44
Figure V. 1 : Bloc de simulation du moteur synchrone à aimants permanents	49
Figure V. 2 : Résultats de simulations du MSAP à vide	50
Figure V. 3 : Résultats de simulations du MSAP en charge.....	51
Figure V. 4 : Bloc de simulation du MSAP avec onduleur.	52
Figure V. 5 : Résultats simulations du MSAP avec onduleur à vide	53
Figure V. 6 : Résultats simulations du MSAP avec onduleur en charge.....	54
Figure V. 7 : Bloc de simulation du MSAP avec la commande vectorielle	55
Figure V. 8 : MSAP avec commande vectorielle à vide	56
Figure V. 9 : MSAP avec commande vectorielle en charge.....	57
Figure V. 10 : Bloc de simulation du MSAP avec la commande équivalente.....	58
Figure V. 11 : MSAP avec commande équivalente à vide	59
Figure V. 12 : MSAP avec commande équivalente en charge.	60
Figure V. 13 : Bloc de simulation final de MSAP et véhicule électrique	61
Figure V. 14 : MSAP avec véhicule électrique.....	62
Figure V. 15 : MSAP avec véhicule électrique avec variation de pente.	64

Introduction générale

La recherche de nouvelle technologie pour remplacer la voiture à propulsion thermique constitue un véritable enjeu industriel. Les véhicules électriques (VE) sont une alternative prometteuse aux véhicules conventionnels propulsés par des moteurs à combustion interne, offrant la possibilité de réduire le CO_2 , les émissions polluantes et sonores.

De plus, le VE est d'un entretien plus simple et est plus fiable que le véhicule classique à moteur à combustion interne. De plus, la durée de vie d'un moteur électrique est généralement de loin supérieure à celle de son équivalent à combustion interne.

Le véhicule automobile est un système physique complexe composé de plusieurs sous-systèmes, la modélisation de chaque sous-système s'avère une tâche difficile qui nécessite des études cinématique et dynamique approfondies du VE. L'étude de la commande du VE en considérant plusieurs phénomènes régissant son comportement tel que, le glissement longitudinal, latéral et les non-linéarités présentées sur le système lui-même, sollicite l'appel à des lois de commande puissantes, insensibles et robustes.

L'objet de notre travail, est la commande d'un VE, actionné par le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP). On applique une commande équivalente par les modes glissants, ainsi qu'un retour d'états linéarisant à l'ensemble MSAP-VE, à travers un pré-actionneur adapté au MSAP, qui est l'onduleur de tension commandé la technique de modulation d'impulsion (MLI) [1].

Le manuscrit présenté est scindé en cinq chapitres

- Le premier chapitre présente l'état de l'art sur les VE, où, son architecture, sa chaîne de traction ainsi que ces avantages et ces inconvénients sont évoqués.

- La modélisation de tous les parties nécessaires à la commande du VE est abordée dans le deuxième chapitre. On modélise d'abord le MSAP dans repère naturelle abc, puis on déduit le modèle simplifié dq par une transformation de Park. Ensuite, on modélise l'onduleur de tension à deux niveaux ainsi que sa commande MLI. Le troisième élément modélisé est le VE, où toutes les forces agissantes sur ce dernier sont formulées. Enfin, on combiné la dynamique du MSAP et du VE.

- La troisième chapitre, fait l'objet de l'application de la commande vectorielle avec trois régulateurs PI pour découpler et réguler les courants et la vitesse du MSAP.

- La commande équivalente avec les modes glissants le retour d'états linéarisant sont présentés au quatrième chapitre. On a d'abord, découplé la dynamique du MSAP par un retour d'états (commande vectorielle exacte), puis on a calculé la commande équivalente par les modes glissements, en utilisant le modèle découplé.

- La validation par des simulations avec MATLAB/Simulink du schéma de commande composé : du système commandé (MSAP-VE) ; le retour d'état linéarisant ; la commande équivalente par les MG et le pré-actionneur (onduleur de tension commandé par la MLI) a fait l'objet du cinquième chapitre.

On clôture le manuscrit par une conclusion générale et des perspectives.

CHAPITRE I:
Généralités sur le véhicule
électrique

I - 1. Introduction

Le secteur des transports représente un pourcentage très important de la consommation mondiale de pétrole. Une énergie massique élevée ainsi que le faible coût d'extraction du pétrole ont en fait la première source d'énergie pour ce secteur. Le pétrole couvre 95% des besoins dans ce secteur. Cependant, la consommation du pétrole est généralement polluante. Les transports participent à l'émission d'une grande partie de ces polluants. Dans ce contexte les constructeurs automobiles parviennent à rendre les véhicules thermiques plus propres en les dotant de nouveaux moteurs plus écologiques. L'introduction de ces nouvelles technologies a engendré une décroissance significative des émissions de polluants tels que le SO₂, le CO, les hydrocarbures totaux (HC), les NO_x ainsi que les particules et a permis de respecter les dernières normes (REG 07) édictées par l'Union Européenne, ceci malgré l'accroissement simultané des masses et puissances des véhicules, et la généralisation des éléments de confort tels que la climatisation [1].

Par conséquent, tous les efforts visant à minimiser la consommation et les émissions des véhicules tout en maintenant un coût et un niveau de performance convenables doivent être soutenus. Les moyens mis en œuvre consistent en l'amélioration des solutions existantes avec l'utilisation des carburants alternatifs et le développement de véhicules à motorisation hybride vers des véhicules plus propres.

Nous nous sommes intéressés à cette dernière solution qui va permettre un passage graduel des véhicules d'aujourd'hui aux véhicules plus propres. Pour cela, le stockage de l'énergie électrique et la gestion optimisée des flux énergétiques sont des points clés.

Ce chapitre a pour objectif de donner quelques généralités et définitions utilisées par la communauté scientifique travaillant sur ce vaste domaine qui est la voiture électrique. Il commence par une présentation de l'état de l'art de la traction électrique et des systèmes de propulsion électriques et nous finirons par citer certains avantages et inconvénients des véhicules électriques.

I - 2. Historique des véhicules électrique

La voiture électrique est apparue très tôt dans l'histoire de l'automobile, les premières datent des années 1830 (la date exacte est inconnue). Jusqu'à la fin du 19^{ème} siècle, la plupart des automobiles étaient électriques. Le véhicule électrique à batteries, souvent perçu comme ayant une motorisation « nouvelle », est en réalité à peu près aussi ancien que le véhicule à essence [2].

C'est en 1880 que Charles Jeantaud, Camille Faure, Gustave Trouvé et Nicolas Raffard réalisent les premiers véhicules électriques. Cette prouesse technologique est rendue possible grâce à l'invention, vingt et un ans plus tôt, de l'accumulateur au plomb par Gaston Planté et Camille Faure. Mais c'est en 1899 que la viabilité de la voiture électrique éclate aux yeux du monde entier. En effet, la « Jamais Contente », pilotée par C. Jenatzy, est la première voiture à dépasser 100km/h. Chemin faisant, la voiture électrique est commercialisée un peu partout. En 1911, on trouve à Paris ainsi qu'à Londres des taxis électriques. Avant la Première Guerre mondiale, un tiers des véhicules américains roulent à l'électricité. En plus d'être écologiques, elles étaient plus performantes et plus silencieuses que leurs rivales. Ce n'est qu'au début du

20e__ siècle que la voiture à essence connaît un succès plus important. Les voitures électriques de cette époque avaient une faible autonomie, et leur vitesse trop basse, leur manque de puissance, la disponibilité du pétrole, et leur prix deux fois plus élevé que les Ford à essence. Les batteries ne permettaient pas au moteur de délivrer autant de puissance qu'un moteur thermique. Au début des années 60 les états se sont intéressés au développement de ce type de véhicules et il en résulte l'apparition au début des années 90 des véhicules tel que (la Peugeot 106 construit par le groupe PSA et la EV1 faite par l'américain général Motors). Seules durant les trente dernières années ont apporté des progrès réels, ils concernent principalement le stockage de l'énergie, avec l'apparition sur le commerce des premières batteries au Lithium-Ion. Plusieurs programmes de recherche sur les véhicules électriques ont eu lieu récemment pour déclarer l'arrivée prochaine de cette technologie, en raison de la hausse des prix du pétrole et de l'émergence de certains problèmes environnementaux comme la pollution de l'air dans les zones urbaines, qui résultait de l'utilisation incontrôlée du moteur à essence conventionnel [2].

Cependant, le véhicule électrique semble être une solution prometteuse pour réduire le trafic dans les grandes villes, car ce type de voiture n'induit pas de pollution atmosphérique et sonore.

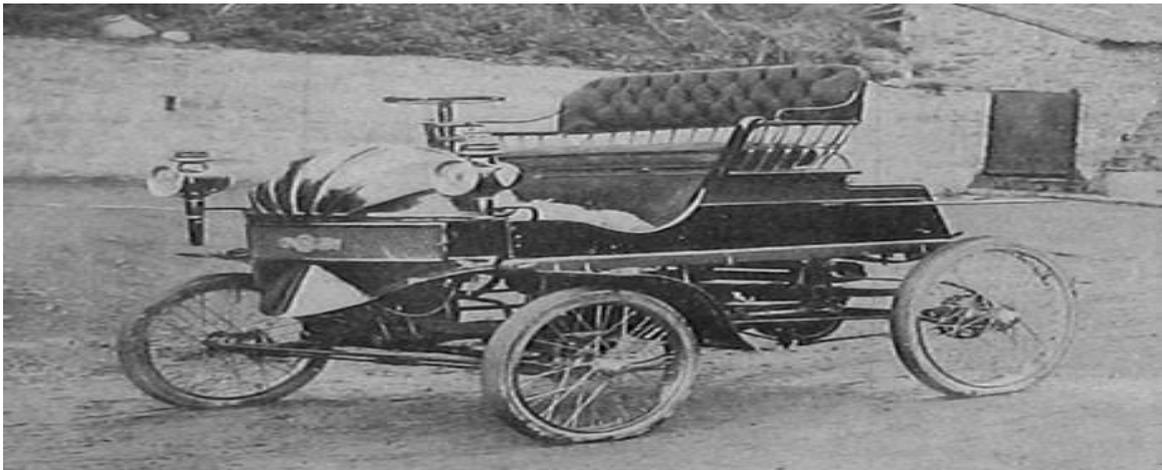


Figure I. 1 : Première voiture électrique (1830)



Figure I. 2 : La jamais contente.

I - 3. Définition d'un véhicule électrique

Un VE est un véhicule dont la propulsion est assurée par un moteur fonctionnant exclusivement à l'énergie électrique. Autrement dit, la force motrice est transmise aux roues par un ou plusieurs moteurs électriques selon la solution de transmission retenue. C'est un système complexe constitué de composants très variés de natures différentes (mécanique, électrique, électrochimique,) en interaction. Son comportement est donc sensible à toute variation des caractéristiques de l'un de ses composants à travers ces interactions [3].

1. batteries
2. moteur
3. transmission
4. freins
5. régulateur



Figure I. 3 : Composants d'un VE

I - 4. Différents types de véhicule électrique

Il existe deux grandes familles de VE: 100% électriques et les véhicules "hybrides" qui utilise un moteur électrique pour améliorer le rendement de la partie thermique et augmente l'autonomie entre deux pleins. Le tableau ci-dessous résume les types de VE.

Tableau I.1 : Classement des VE.

Désignation	Type de moteur propulsant le véhicule	Source de l'énergie utilisée par le moteur
Voiture électromotrice	électrique	Electricité stockée dans les batteries.
Voiture hybride	Electrique couplé au thermique	Carburant consommée par le moteur thermique. Générateur pour les hybrides rechargeables. Électricité stockée dans les batteries.

I - 5. Architecture du véhicule électrique

La solution la plus simple pour réaliser un véhicule électrique est de le construire sur la base d'un véhicule thermique existant, en remplaçant le moteur thermique par un moteur électrique. Cependant, la transmission mécanique peut être simplifiée. La capacité des moteurs électriques à démarrer à couple élevé et de fonctionner sur une large plage de vitesse, rend possible l'élimination de l'embrayage, voir même de la boîte de vitesses [4].

Par contre, comme le couple est une grandeur dimensionnée, l'absence de boîte de vitesse implique un moteur plus lourd, plus encombrant et donc plus coûteux. Aussi, pour réduire la masse embarquée, les VE peuvent être conçus avec un réducteur qui permet au moteur électrique de travailler à grande vitesse. Ce réducteur permet de réduire la taille du moteur grâce à la réduction du couple demandé. Cette chaîne de traction centrée autour d'un seul moteur de traction couplé à un réducteur à rapport fixe représente la solution dite classique pour l'architecture des VE.

La chaîne de traction classique d'un VE comprend donc, la source d'énergie, le convertisseur, le moteur électrique, la transmission mécanique englobant le différentiel et les roues [4]. La figure I.4 représente d'une manière simple l'architecture d'un VE.

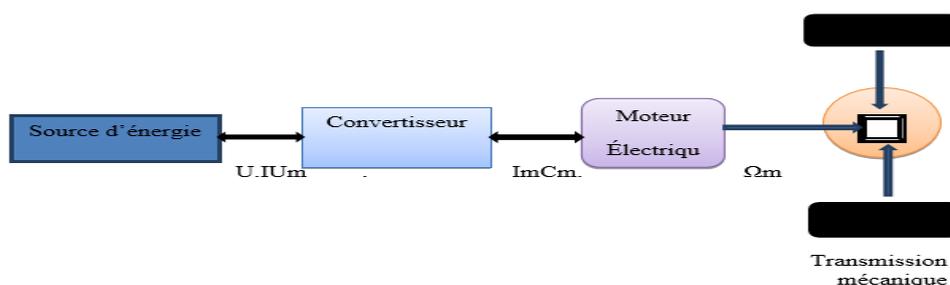


Figure I. 4 : Architecture du VE

I - 6. Systèmes de propulsion électrique

Le système de propulsion électrique est le cœur des véhicules électriques et hybrides. Ils se composent des moteurs électriques, de convertisseurs de puissance et de leurs contrôles/commandes. Le moteur électrique est utilisé pour convertir l'énergie électrique qui provient de la source d'énergie mécanique utilisée pour propulser le véhicule ou inversement pour permettre la récupération d'énergie pendant le freinage. Lors du freinage, la chaîne mécanique devient en partie la source de puissance, et la source d'énergie principale devient le récepteur. Le convertisseur de puissance est alors utilisé pour alimenter le moteur électrique dans les limites admissibles de tension et de courant.

Pour une bonne gestion de tous les composants qui constituent le système de propulsion électrique, le système de contrôle-commande fournit des signaux de commande et des références à poursuivre en couple ou en vitesse suivant les desiderata du conducteur et de la mission. Le schéma de fonctionnement du système de propulsion électrique est illustré à la figure I.5.

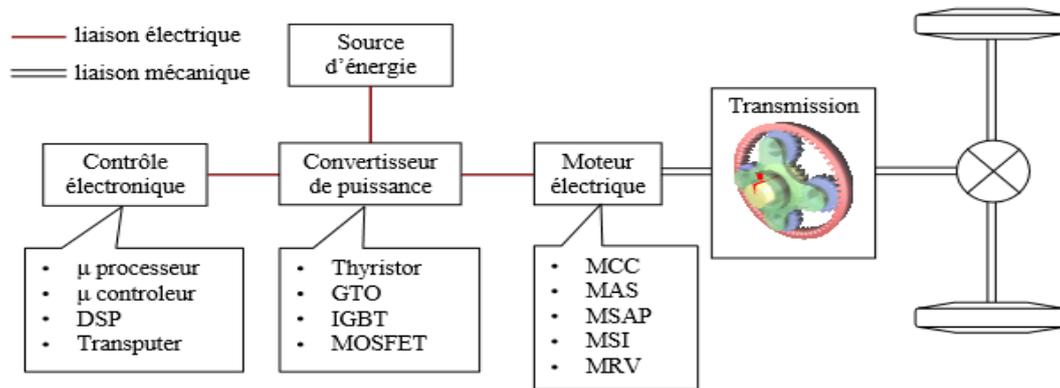


Figure I. 5 : Système de propulsion électrique

Où les notations sont : DSP (Digital Signal Processor), Transputer (Microprocesseur), GTO (Gate Turn Off Transistor), IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), MOSFET (Metal Oxide Field Effect Transistor), MCC (Machine à Courant Continu), MAS (Machine Asynchrone), MSAP (Machine Synchrone à Aimants Permanents), MSI (Machine Synchrone à Inducteur) et MRV (Machine synchrone à Réductance Variable).

Le choix des systèmes de propulsion électrique pour le véhicule électrique et hybride dépend essentiellement de trois facteurs, à savoir le cycle de conduite, les contraintes du véhicule et de la source d'énergie. [5] Le cycle de conduite est défini comme le cycle qui comprend l'accélération, la vitesse maximale, le freinage et la durée des différentes phases. Les contraintes du véhicule, y compris le volume et le poids sont fonction du type et de la mission du véhicule. Les principales sources d'énergie sont les batteries, les super condensateurs, les piles à combustible, les volants d'inertie, etc. L'interaction des sous-systèmes et les impacts probables des facteurs exogènes sont bien entendu un point d'orgue nécessitant toute l'attention.

Les machines électriques utilisées dans les véhicules hybrides thermiques électriques La machine électrique peut travailler en deux modes : mode moteur par développement d'un couple moteur sur son arbre et mode générateur en mode couple résistant qui permet de transférer une énergie vers une source de stockage (batterie par exemple). Le rendement des machines électriques utilisées dans la traction dépasse les 90 % [6]. Ce chiffre est à comparer à des rendements inférieurs à 30 % pour les meilleures motrices essences et à 50 % pour les meilleurs moteurs diesel [7].

Dans le domaine de la traction électrique (domaine des fortes puissances), on utilise trois grands types de machines électriques :

- la machine à courant continu, parmi les différents types de moteurs à courant continu sont le moteur série, à excitation séparée ou à aimants permanents ;
- la machine synchrone, dans la catégorie des machines synchrones, on trouve plusieurs technologies dont nous citons les plus fréquentes dans la littérature :
- les machines synchrone à aimants permanents (MSAP), les machines synchrones à inducteur ou à excitation contrôlée (MSI), les machines synchrones à réductance variable (MRV) et les machines synchrone à double excitation, série et parallèle (MSDE) ;

- la machine asynchrone. Le Tableau I synthétise la comparaison des machines électriques dans le domaine de transport (véhicules électriques et hybrides thermiques) [8].

Tableau I. 2 : Comparaison des machines électriques.

	MCC	MAS	MSI	MSAP	MRV
CONSTRUCTION	Simple	simple	complexe	Assez complexe	Assez complexe
RENDEMENT	Moyen	Bon	Bon	Très bon	Bon
VITESSE MAXIMALE	Passable	Bon	Bon	Bon	Bon
FIABILITE	Bonne	excellente	Bonne	Bonne	Bonne
COÛT DU MOTEUR	Passable	Bon	Moyen	Moyen	Très bon
COÛT ELECTRONIQUE DE PUISSANCE	Très bon	Moyen	Moyen	Moyen	Bon

Pour les applications des véhicules électriques et hybrides les machines synchrones à aimants permanents sont les plus utilisées.

Les convertisseurs électriques Comme l'énergie électrique produite par les sources électriques l'est sous forme d'une tension continue, il est nécessaire d'intercaler, entre l'unité de production et d'application (la charge), une interface permettant la compatibilité entre les caractéristiques des sources d'énergie et les caractéristiques de la charge ou du réseau. L'interface sert donc de tampon entre deux parties :

la source primaire et la charge ou le réseau (Figure)

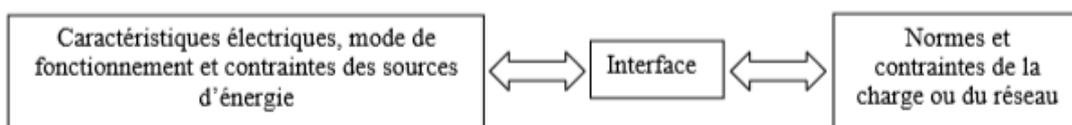


Figure I. 6 : Contraintes de l'interface de puissance.

Afin d'assurer certaines fonctions comme la fourniture d'un niveau de tension convenable (dans des limites acceptables), la protection du super condensateur ou la gestion de l'énergie entre la batterie et les éléments de stockage, une interface de puissance doit être mise en place. Ainsi on peut identifier trois fonctions principales de l'interface de puissance :

- Adapter les caractéristiques de tension à des tensions acceptables pour les applications visées ;
- Optimiser les performances du système ;
- Contrôler l'état de l'énergie produite, stockée ou fournie.

Dans la plupart des véhicules électriques, le choix du type de structure d'interface de puissance dépend de plusieurs critères découlant de l'application.

Actuellement il existe une grande diversité de structures envisageables pour les véhicules électriques.

Le but de la structure est d'alimenter le(s) moteur(s) électrique(s) de traction. Dans ces applications, la structure se décompose en deux parties avec des rôles différents, DC (Direct Curent) et AC (Alternative Curent). Il faut utiliser des convertisseurs DC/DC, des convertisseurs DC/AC ou des convertisseurs AC/DC.

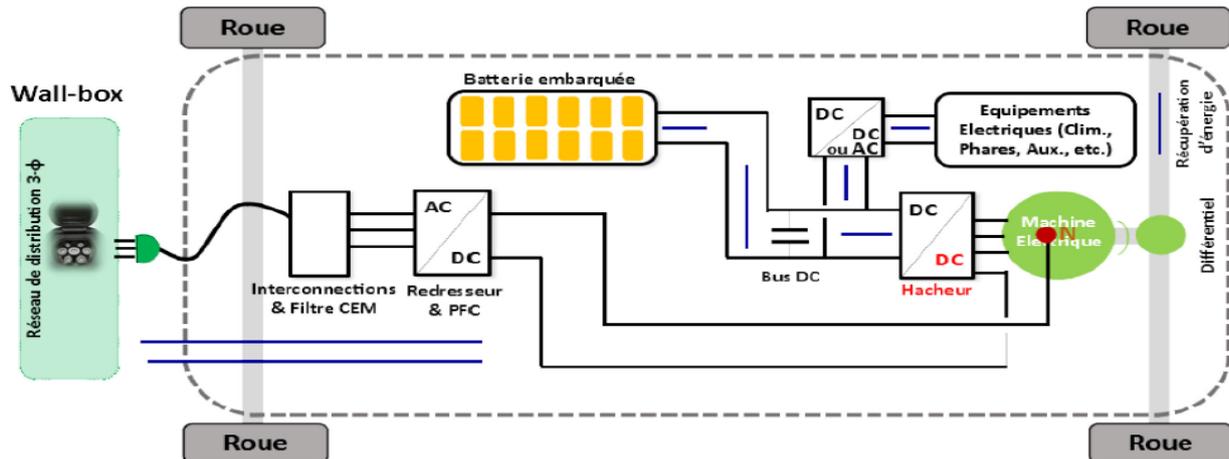


Figure I. 7 : Type de structure d'interface de puissance.

Les deux types de convertisseurs sont couplés via un bus continu et la distribution de l'énergie électrique dans les véhicules électriques est réalisée par le bus DC. Les principaux composants dans les convertisseurs de puissance sont les semi-conducteurs de puissance. Les semi-conducteurs de puissance actuels peuvent être classés en trois catégories [9].

- Diode, état fermé ou ouvert contrôlé par le circuit de puissance ;
- Thyristor, fermé par un signal de commande, mais doit être ouvert par le circuit de puissance ;
- Interrupteur commandable à l'ouverture et à la fermeture, ouvert et fermé par un signal de commande.

La catégorie des interrupteurs commandables inclut de nombreux types de composants : transistors

Bipolaires à Jonctions (Bipolaire Junction Transistors BJTs), transistors à effet de champ Métal-Oxyde

Semi-conducteur (MOSFETs), thyristors commandés à l'ouverture (Gate-Turn-Off Thyristors GTO

Thyristors), transistors bipolaires à grille isolée (Insulated Gate Bipolar Transistors IGBTs) et les thyristors MOS Commandés (MOS-Controlled Thyristors MCTs).

Dans la catégorie des interrupteurs commandables, aucun courant ne circule lorsque l'interrupteur est ouvert (état off), et lorsqu'il est fermé, le courant peut circuler dans une seule direction. L'interrupteur commandable idéal possède les caractéristiques suivantes: supporte (bloque) des tensions directes ou inverses de valeur arbitraire avec un courant nul à l'état off, conduit des courants de valeur arbitraire avec des chutes de tension nulles à l'état on, commute de l'état on à l'état off (et vice versa) de façon instantanée et aussi nécessite une puissance nulle pour la commande.

La Figure résume les domaines de puissance de chaque interrupteur de puissance.

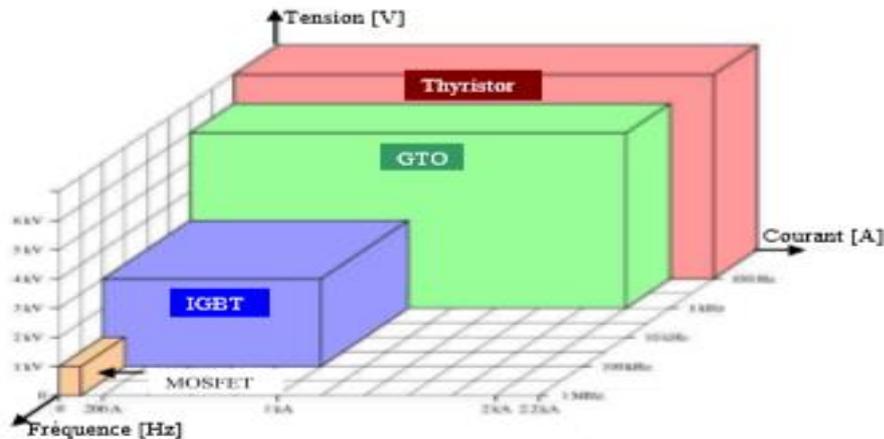


Figure I. 8 : Domaines de puissance de chaque interrupteur (de puissance).

Ce graphique est valable aujourd'hui mais il est en constante progression et peut être modifié dans le futur du fait des évolutions technologiques des semi-conducteurs.

Convertisseur DC/DC

Grâce à sa simplicité et au besoin d'élever une tension, la topologie la plus commune est le hacheur parallèle classique (Boost). Il fait l'interface entre les sources d'énergie électrique et le convertisseur DC/AC côté moteur. Des variantes de cette topologie comme le double hacheur parallèle peuvent être mises en œuvre lorsque le rapport de conversion est élevé. Le hacheur parallèle réversible (Buckboost) est aussi une possibilité. Pour connecter une source d'énergie comme une batterie ou un super condensateur au bus continu un hacheur parallèle réversible en courant est nécessaire. Celui-ci permet de transférer de l'énergie dans les deux sens.

D'autres structures possibles de hacheur sont [10] : hacheur à accumulation capacitive, hacheur à accumulation inductive, hacheur Flyback et le hacheur de type Forward.

Convertisseur DC/AC

Ces convertisseurs sont utilisés couramment dans les véhicules électriques. Il y a deux structures de base : l'onduleur de tension et le commutateur de courant, dont le premier est largement plus répandu ; les deux peuvent être monophasés ou triphasés.

Convertisseur AC/DC

Les convertisseurs AC/DC – également appelés redresseurs – sont des convertisseurs d'énergie qui transforment une source électrique à courant alternatif en une source électrique à courant continu.

D'après nous pouvons distinguer les principaux types des redresseurs :

- des redresseurs à diodes ;
- des redresseurs à thyristors ;
- des redresseurs mixtes associant des diodes et des thyristors ;
- des redresseurs à base d'onduleur de tension ou de commutateur de courant.

La tendance actuelle va vers ces dernières structures du fait d'un meilleur contrôle des ondes de courant (via la Modulation de Largeur d'Impulsion) [MARO 05].

Le sous-chapitre suivant est consacré à la présentation des principales configurations des véhicules ;

D'une part les véhicules hybrides thermiques électriques et d'autre part les véhicules électriques.

I-7. Avantages et inconvénients des véhicules électriques

Avantages [11] :

➤ Propreté

- Aucune émission d'hydrocarbure, de fumées ou de particules
- Les composants de la batterie sont 100% recyclables

➤ Economie

- Aucune consommation pendant les phases de ralenti
- Les batteries se rechargent pendant les phases de décélération

➤ Fiabilité

- Possibilité de parcourir jusqu'à 1 million de kilomètres
- Les dépendances d'entretien sont réduites de 30 à 40%
- Les occasions de pannes sont 3 fois moins nombreuses

➤ L'agrément de conduite

- Le moteur ne cale jamais (absence d'embrayage)
- Le moteur est parfaitement silencieux

Inconvénients [11] :

➤ Densité d'énergie des batteries est très inférieure devant celle du carburant ;

➤ Rechargeabilité très lente ;

➤ Poids important du véhicule électrique ;

I-8. Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons présenté le VE dans un contexte générale, en présentant les différentes technologies disponible et les éléments de base de la chaîne de traction de ce dernier, et cela, nous a permis de faire le choix sur le moteur a étudiée qui est la MSAP.

En effet, dans le chapitre suivant, on modélise le MSAP, ainsi que le convertisseur (onduleur) appropriée et sa commande par MLI, ainsi que la dynamique du VE, puis on combine la dynamique du VE et du MSAP.

CHAPITRE II :

Etude et modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

II - 1. Introduction

La modélisation est une étape très importante dans l'étude du comportement des systèmes en général et des machines électriques en particulier, mais aussi pour le calcul des lois de commande.

L'objectif de cette modélisation est le développement d'un modèle mathématique représentant fidèlement les caractéristiques électriques, magnétiques et mécaniques de la MSAP, et qui nécessite l'utilisation de certaines hypothèses simplificatrices à fin de faciliter cette tâche.

Ce chapitre présente d'une façon détaillée : la modélisation de la MSAP dans le repère triphasé abc et biphasé dq ; le modèle de l'onduleur de tension et sa commande MLI, la dynamique du VE ainsi que le modèle combiné MSAP-VE, ou ce dernier est exploité dans les chapitres suivants pour le calcul des commandes ainsi que la validation de ces lois avec des tests de simulation.

II - 2. Généralités Sur la MSAP

II - 2 - 1. Présentation de la MSAP

Une MSAP est un système électromécanique qui transforme l'énergie électrique en énergie mécanique par l'intermédiaire du champ magnétique.

La MSAP est comme toutes les machines électriques, tournantes, est constituée de deux parties essentielles, l'une fixe appelée « stator » et l'autre mobile dite « rotor », Tels que :

Le stator : ou l'induit, est la partie fixe de la MSAP, il est constitué de trois enroulements identiques, décalés de « 120° » électriques dans l'espace, lorsqu'on alimente les enroulements statoriques par un système triphasé équilibré de tensions, il y a création d'un champ tournant le long de l'entrefer [12].

Le rotor : ou inducteur, est la partie mobile de la machine. Parfois, c'est des aimants permanents pour les petites machines, mais en général c'est un électroaimant sous forme d'un cylindre ferromagnétique massif recevant un bobinage, qui est alimenté en courant continu (excitation) et génère « p » paires de pôles sud et nord alternés.

Le rotor de la MSAP est généralement de deux types [13] :

- **Rotor avec des pièces polaires (APP)** : Elle sert à la concentration du flux d'induction dans lequel les aimants sont orientés soit parallèlement soit perpendiculairement à l'entrefer, ou de manière plus complexe, dans ce type de machine, l'inducteur est à pôles saillants. La figure II.1 illustre ce type de rotor.

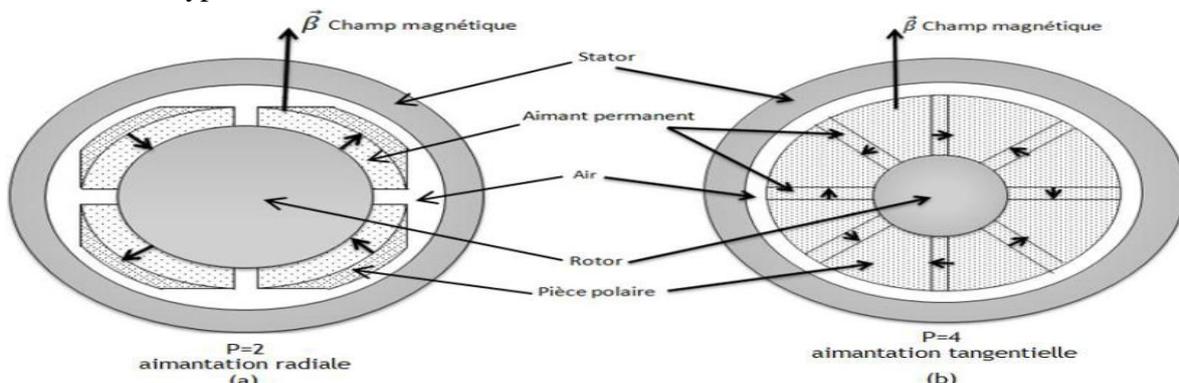


Figure II. 1 : MSAP avec des pièces polaires.

- **Rotor sans pièces polaires (SPP)** : Il est à entrefer constante, dans lequel l'aimantation des aimants est généralement perpendiculaire à l'entrefer. La figure II.2 montre une MSAP SPP.

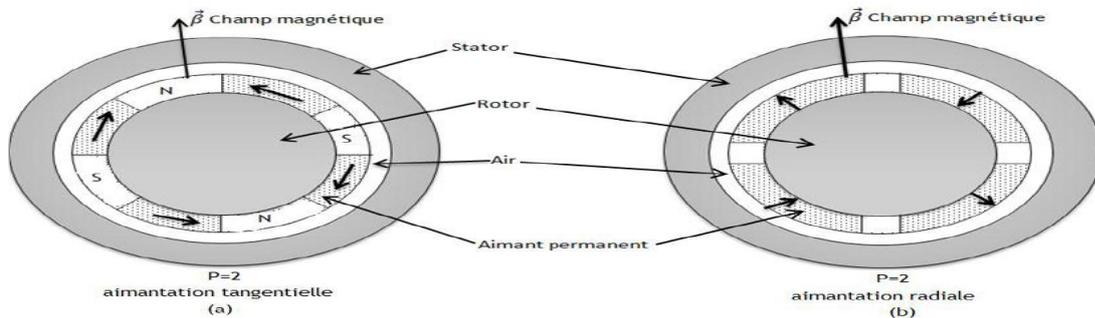


Figure II. 2 : MSAP SPP

II - 2 - 2. Avantage des machines synchrones à aimants permanents

Les avantages du MSAP les plus pertinents sont [13] :

- Absence de contacts glissants.
- Pas des pertes résistives au rotor ce qui diminue les pertes par effet Joule, ainsi, il y a suppression d'équipement de refroidissement au rotor.
- Suppression des bagues et des balais, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- Grande fiabilité.
- Fonctionnement en survitesse.
- Une meilleure performance dynamique.
- Construction et maintenance plus simple [14].

II - 2 - 3. Inconvénient des MSAP

Ils sont aux nombres inférieurs par rapport aux autres types de machine, où on peut citer [14]:

- Coût élevé des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine [15].

II - 2 - 4. Domaine d'application

Le MSAP est très utile dans de nombreuses applications, comme [16] :

- les équipements domestiques (machine à laver) ;
- les automobiles ;
- les équipements de technologie de l'information (DVD drives) ;
- les machines-outils ;
- la production d'électricité ;
- La robotique ;
- les équipements de soins médicaux ;
- les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements.

II - 3. Modélisation de la MSAP

II - 3 - 1. Hypothèses simplificatrices

Le modèle abc du MSAP est conçu, en adoptant les hypothèses simplificatrices suivantes [17] :

- Absence de saturation dans le circuit magnétique ;
- L'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables ;
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme, et d'encoche négligeable ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable ;
- La distribution sinusoïdale de la force magnétomotrice créée par les enroulements du stator.

II - 3 - 2. Mise en équation de la MSAP dans le repère abc

La modélisation des machines est une étape primordiale dans l'étude du comportement et la synthèse de la loi de commande. Dans cette section, on présente le modèle de la MSAP.

Le stator est composé de trois bobines décalées de $2\pi/3 \text{ rad}$ dans l'espace et sont alimentées par des tensions déphasées temporellement de $2\pi/3 \text{ rad}$ entre eux.

La figure III.3 donne la représentation des enroulements pour une MSAP triphasée :

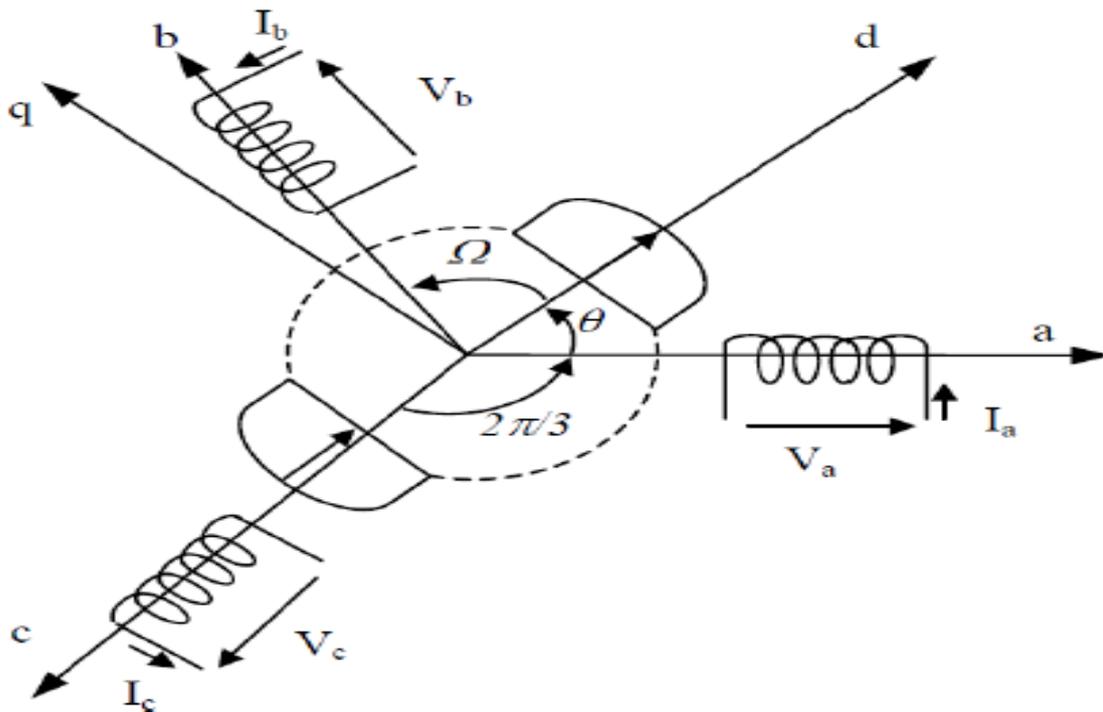


Figure II. 3 : Schéma de la MSAP dans le repère abc.

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- ✓ Equations électriques.
- ✓ Equations magnétiques.
- ✓ Equation mécanique.

A. Equations électriques

Les équations électriques régissant le fonctionnement d'une machine synchrone dans le système d'axe (a, b, c) s'écrivent sous la forme suivante :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad (\text{II-1})$$

Avec :

$$V_s = \begin{bmatrix} Va \\ Vb \\ Vc \end{bmatrix}; I_s = \begin{bmatrix} Ia \\ Ib \\ Ic \end{bmatrix}; \varphi_s = \begin{bmatrix} \varphi a \\ \varphi b \\ \varphi c \end{bmatrix}; R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

[V_s] : Vecteur des tensions statoriques.

[i_s] : Vecteur des courants statoriques.

[φ_s] : Vecteur des flux statoriques.

[R_s] : Matrice des résistances statoriques.

B. Equations magnétiques

Les équations du flux statorique (équations magnétiques) peut être exprimé comme suit :

$$[\varphi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [\varphi_{sf}] \quad (\text{II-2})$$

$$L_s = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{bc} & M_{ac} & L_c \end{bmatrix} : \text{Matrice des inductances statoriques.}$$

$$\varphi_s = \varphi_{sf} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} : \text{Vecteur flux engendré par les aimants permanents.}$$

φ_{sf} : Valeur crête (constante) du flux crée par les aimants permanents à travers l'enroulement statorique.

θ : Angle entre l'axe « d » et l'axe de référence dans le système triphasé.

C. Equations mécaniques

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F_{vf} \cdot \Omega \quad (\text{II-3})$$

C_{em} : Couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : Couple résistant.

F_{vf} : Coefficient des frottements visqueux.

J : Moment d'inertie du moteur.

D. Equations électromagnétiques

La connaissance du couple électromagnétique de la machine est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande et il est donné par :

$$C_{em} = [I_s]^T \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{d[L_s]}{d\theta} \cdot [I_s] + \frac{1}{2} \cdot \frac{d[\varphi_{sf}]}{d\theta} \right] \quad (\text{II-4})$$

II - 3 - 3. Principe de la transformation de Park

Le modèle diphasé de la MSAP est obtenu par une transformation du repère triphasé abc réel en un repère diphasé dq fictif, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle électrique et à la réduction du nombre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park. Le repère (dq) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application [18]. La figure II.4 présente le schéma équivalent de la MSAP dans le repère dq.

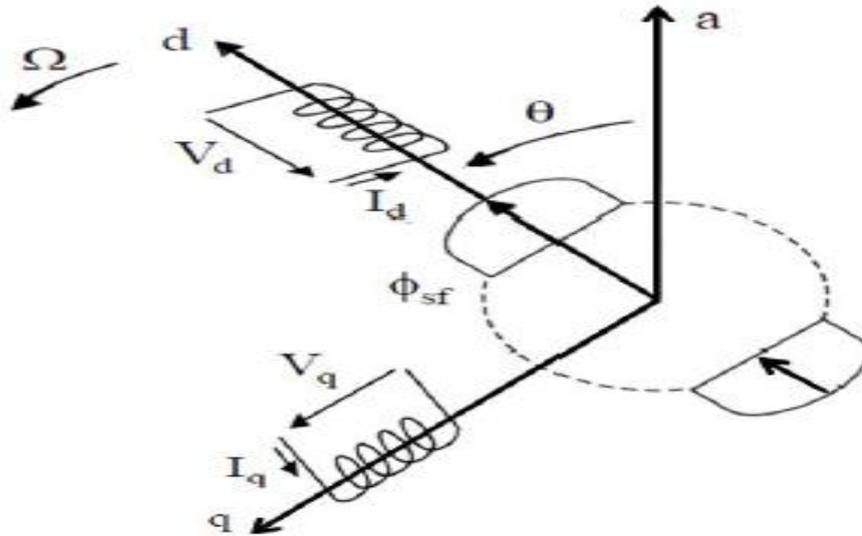


Figure II. 4 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q)

A. Passage triphasé au biphasé (direct)

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé (dq) est donnée par :

$$[X_{dq0}] = [P(\theta)] \cdot [X_{abc}] \quad (\text{II-5})$$

$P(\theta)$: La matrice de passage direct de Park.

La matrice de transformation est donnée par :

$$p(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II-6})$$

B. Passage diphasé au triphasé (inverse)

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs réelles triphasées et elle est définie par :

$$[X_{abc}] = P(\theta)^{-1} \cdot [X_{dq0}] \quad (\text{II-7})$$

La matrice de Park inverse est définie par :

:

$$P(\theta)^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

II - 3 - 4. Modèle de la MSAP dans le repère dq

A. Equations électriques

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot I_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - P\Omega \cdot \varphi_q \\ V_q = R_s \cdot I_q + \frac{d\varphi_q}{dt} - P\Omega \cdot \varphi_d \end{cases} \quad (\text{II-9})$$

D'après la relation, on a le couplage entre les axes « d » et « q » et les expressions des flux sont :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d \cdot I_d + \varphi_{sf} \\ \varphi_q = L_q \cdot I_q \end{cases} \quad (\text{II-10})$$

L_d : Inductances d'axes directe et en quadrature.

B. Equations électromagnétiques

Le couple électromagnétique C_{em} dans le référentiel (d,q) est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \cdot [(L_d - L_q) I_d \cdot I_q + \varphi_{sf} \cdot I_q] \quad (\text{II-11})$$

C. Equation mécanique

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F_{vf} \cdot \Omega \quad (\text{II-12})$$

J : Moment d'inertie de la partie tournante en $kg.m^2$.

F_{vf} : Coefficient de frottement visqueux $N.m.$.

C_r : Couple résistant en $N.m$.

Ω : Vitesse mécanique en rad/s .

II - 3 - 5. Mise sous forme d'équation d'état

Considérons les tensions V_d, V_q et le flux d'excitation φ_{sf} comme grandeurs de commande, les courants statoriques I_d, I_q comme variables d'état. A partir des équations (II.9), (II.10), on peut écrire le système d'équations comme suit:

$$\frac{d}{dt}[X] = [A][X] + [B][U]$$

Avec :

$$[X] = [I_d I_q \Omega]$$

$$[U] = [V_d V_q]$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \Omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & P\Omega \frac{L_q}{L_d} & 0 \\ -P\Omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} & -P \frac{\varphi_f}{L_q} \\ P \frac{(L_d - L_q)I_q}{J} & P \frac{\varphi_f}{J} & -\frac{F_{vf}}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix} C_r \quad (II-13)$$

Avec

$\frac{d}{dt}[X]$: Vecteur de dynamique du système.

$[A]$: Matrice d'état.

$[X]$: Vecteur d'état

$[B]$: Matrice d'entrée.

$[U]$: Vecteur de commande

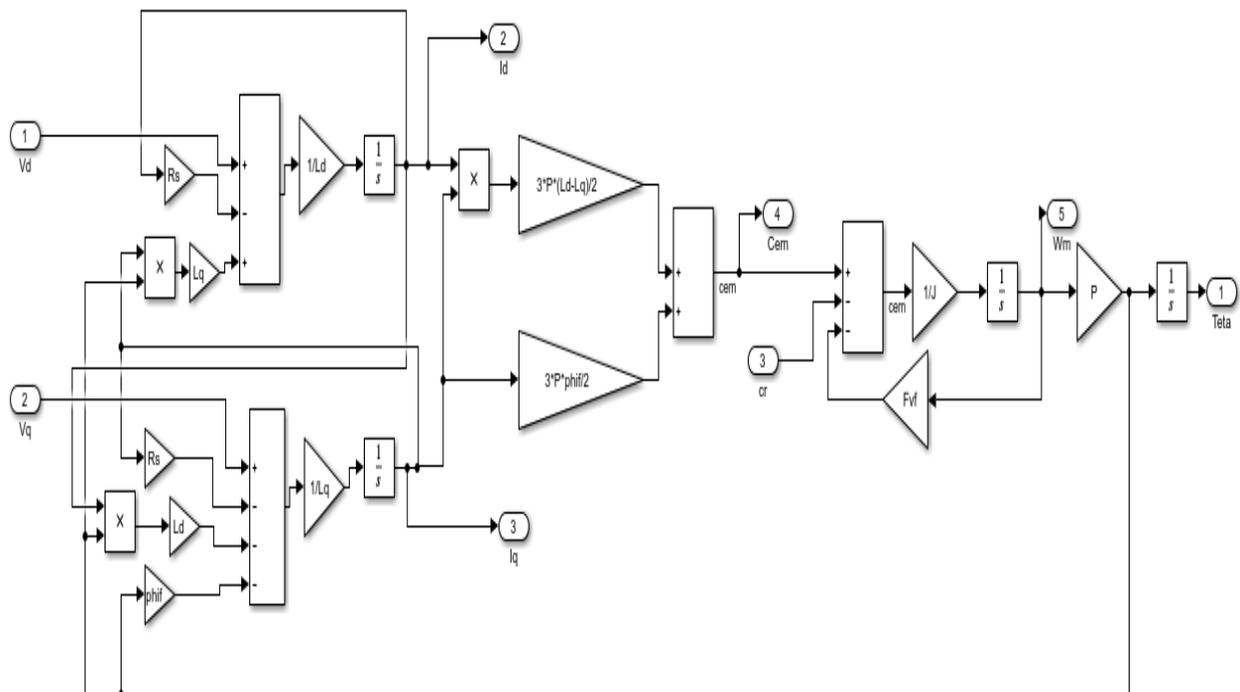


Figure II. 5 : Modèle de la machine dans le repère de Park.

II - 4. Modélisation du convertisseur statique

Le convertisseur statique est utilisé pour transformer l'alimentation à fréquence et amplitude fixes en une autre à fréquence et amplitude variables. L'alimentation de la MSAP est constituée de trois étages : un redresseur connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et un onduleur qui permet d'alimenter la machine par un système de tension alternatif à fréquence et amplitude variables. Pour réduire l'effet des harmoniques, qui gênent le fonctionnement de la machine, l'onduleur est commandé par une des techniques de modulation de largeur d'impulsion (MLI) [19]. La figure II.6 représente le

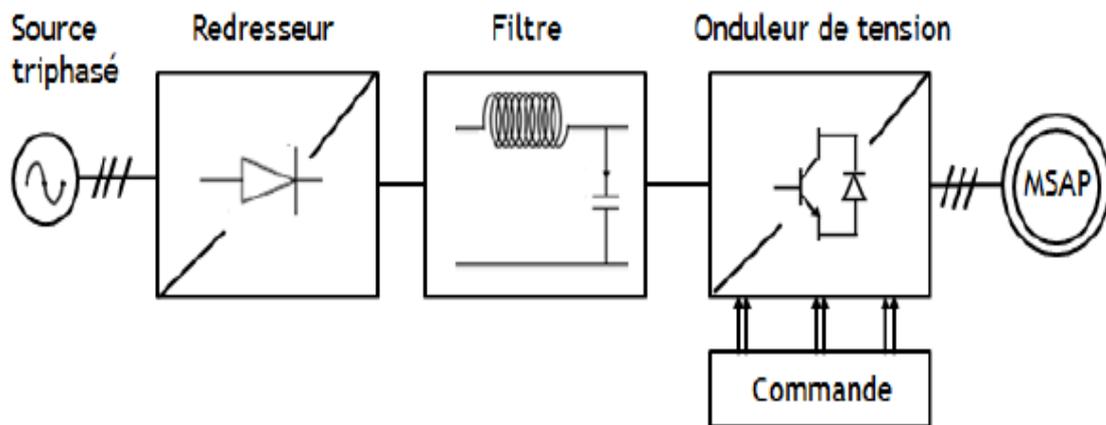


Figure II. 6 : Structure générale de l'alimentation de la MSAP par un onduleur de tension.

II - 4 - 1. Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension continue en une énergie électrique de type alternative. L'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse pour les moteurs triphasés, les alimentations de secours...etc.

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

Selon la source : onduleurs de tension et onduleurs de courant ;

Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.) ;

Selon le nombre de niveaux (2,3, etc..)

II - 4 - 2. Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (DC/AC). Il est le prés-actionneur du schéma de commande du MSAP [20]. Les trois tensions (simples) La MSAP sont notées V_{an} , V_{bn} , V_{cn} .

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i ($i = a, b, c$). La figue III.7 représente le schéma de principe d'un onduleur de tension à deux niveaux, connectés au stator du MSAP.

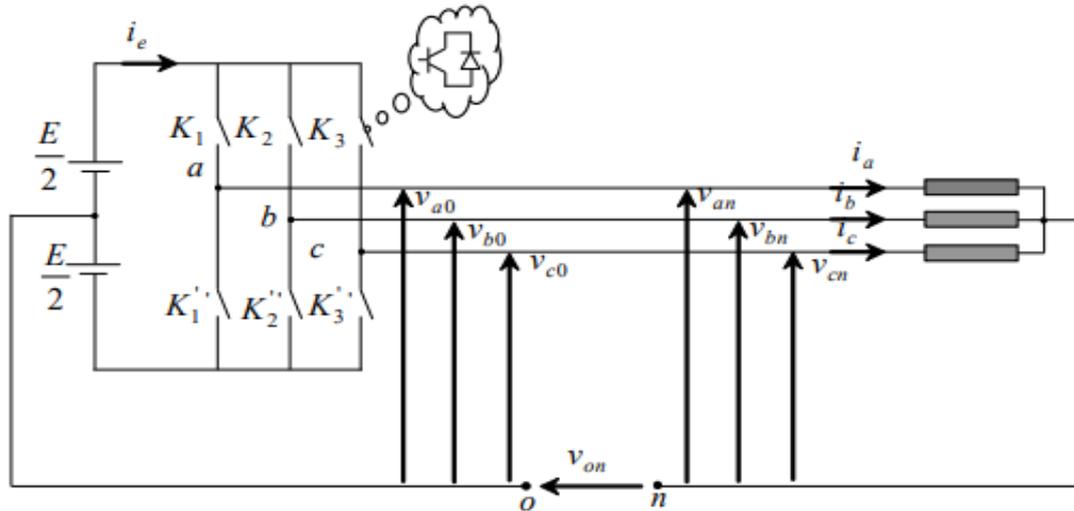


Figure II. 7 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge.

Sachant que dans un régime équilibré

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \tag{II-14}$$

En appliquant la loi de Kirchhoff, on peut écrire :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} + V_{on} \\ V_{bn} = V_{bo} + V_{on} \\ V_{cn} = V_{co} + V_{on} \end{cases} \tag{II-15}$$

En faisant la somme des équations du système on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = V_{ao} + V_{bo} + V_{co} + 3V_{on} = 0 \\ V_{ao} + V_{bo} + V_{co} = -3V_{on} \\ V_{on} = -\frac{1}{3}[V_{ao} + V_{bo} + V_{co}] \end{cases} \tag{II-16}$$

En substituant l'équation (II.16) dans le système (II.15) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \tag{II-17}$$

Le principe de la MLI est que les deux interrupteurs de chaque bras de l'onduleur sont commandés de manière complémentaire alors la tension à la sortie de chaque bras est donnée par la relation suivante :

$$V_i - V_o = \begin{cases} +\frac{E}{2} & \text{si } k_i \text{ est fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{si } k_i' \text{ est fermé} \end{cases} \tag{II-18}$$

Avec $i = a, b, c$

Les tensions à la sortie de l'onduleur de tension commandé par la MLI et qui sont appliquées à chaque stator du MSAP sont données comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-19})$$

Avec « S_i » est l'état de l'interrupteur « k_i », supposé parfait tel que pour le ième bras de l'onduleur ($i=a, b, c$), on a :

- $S_i=1$ si l'interrupteur en haut (k_i) est fermé et l'interrupteur en bas (k_i') est ouvert.
- $S_i=0$ si l'interrupteur en bas (k_i') est fermé et l'interrupteur en haut (k_i) est ouvert.

II - 4 - 3. Commande de l'onduleur

Pour la commande de l'onduleur, il existe plusieurs stratégies, parmi les stratégies qu'on a :

- La commande des régulateurs de courant qui génèrent directement les signaux de commande de l'onduleur : c'est la stratégie ON/OFF (hystérésis).
- La commande des régulateurs de courants qui fournissent des références de tension à appliquer par l'onduleur et son système de commande par MLI (Modulation de Largeur et d'Impulsion).

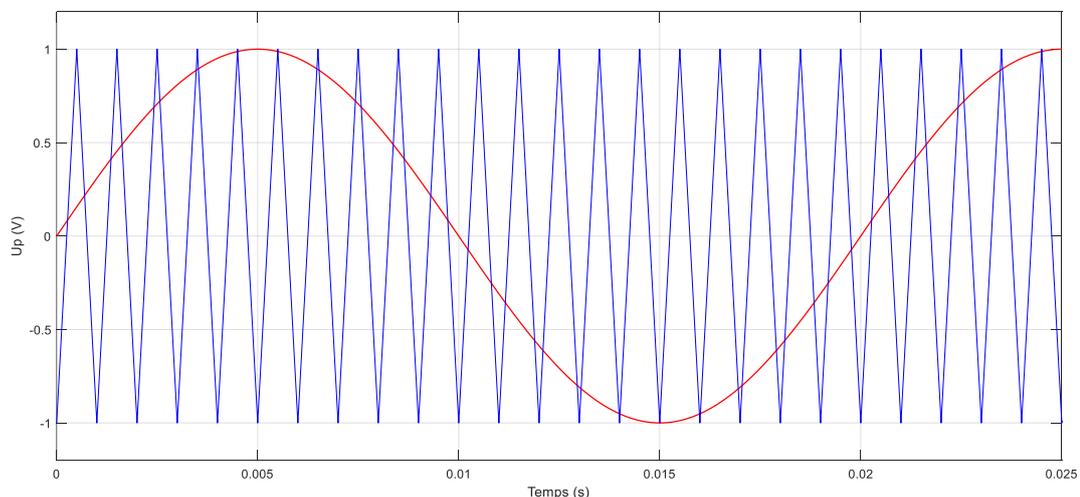
II - 4 - 4. Principe de la commande MLI

Le principe général de la commande MLI, consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance) [21].

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire avoir à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.

Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.



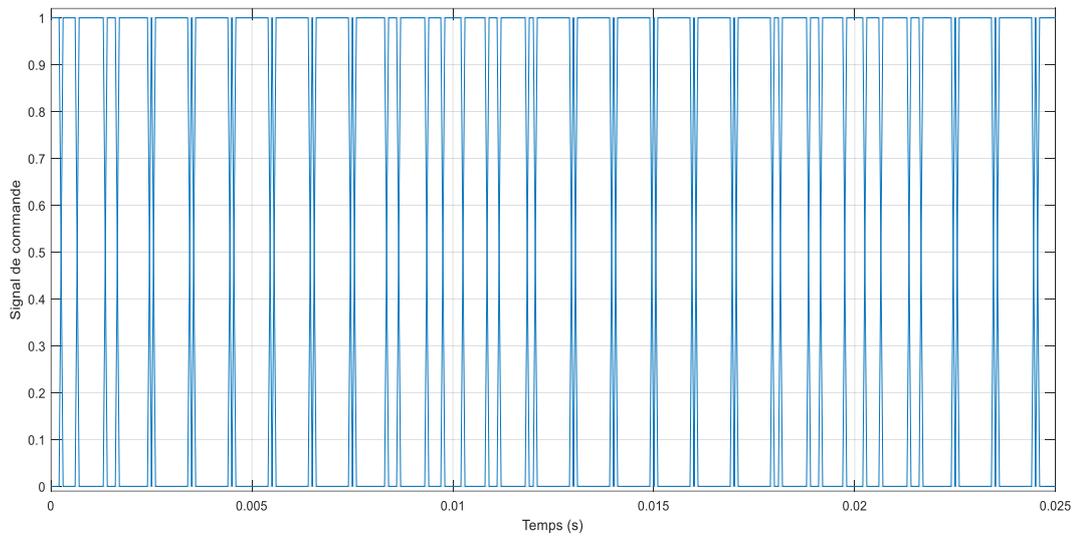


Figure II. 8 : Principe de la commande MLI.

II - 4 - 5. Caractéristique de la MLI

Deux paramètres caractérisent cette commande :

$$\begin{cases} m = \frac{f_p}{f_r} \\ r = \frac{V_r}{V_p} \end{cases} \quad \text{(II-20)}$$

Avec :

m : L'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence

r : Le taux de modulation (ou coefficient de réglage) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_r à la valeur crête V_p de la porteuse

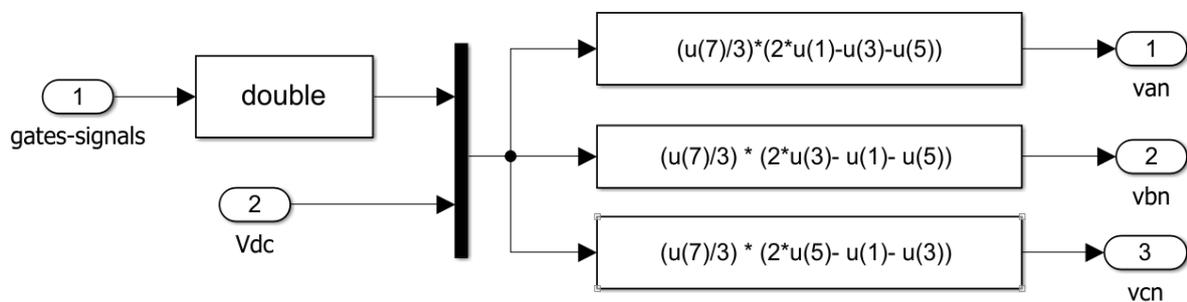


Figure II. 9 : Schéma de simulation de l'onduleur.

II - 5. Dynamique du véhicule

Dans le but d'étudier la commande du VE, il est nécessaire de disposer d'un modèle qui tient compte de la dynamique du véhicule à partir des efforts de traction développés par ses actionneurs et des forces de résistance au déplacement. Le comportement d'un véhicule en mouvement le long de son sens de déplacement est déterminé par toutes les forces qui lui sont appliquées dans cette direction. La figure II.10 montre les forces agissant sur un véhicule dans une pente. [22]

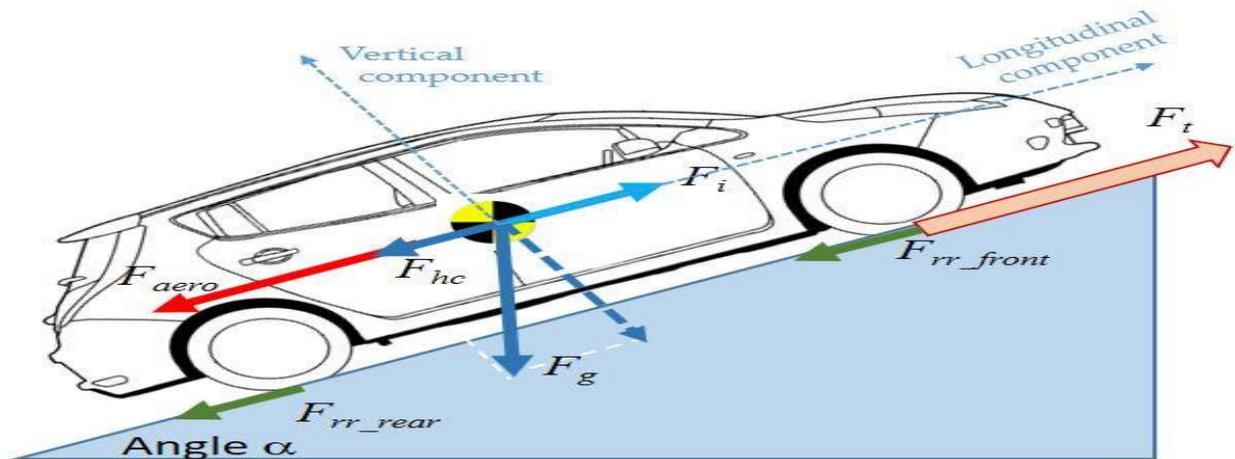


Figure II. 10 : Représentation de forces agissantes sur le véhicule.

L'expression de la force totale est donnée par la relation suivante :

$$\sum F_{tot} = F_x - F_{aéro} - F_r - F_{pente} \quad (II-21)$$

Avec

F_x : La force longitudinale (accélération),

$F_{aéro}$: La force aérodynamique,

F_r : La force de résistance au roulement,

F_{pente} : La dynamique de la route,

Les différents composants de ces forces seront détaillés dans les paragraphes suivants

II - 5 - 1. Force aérodynamique:

La force aérodynamique est la force exercée par l'air selon l'axe du mouvement sur le véhicule. Elle est proportionnelle à la masse volumique de l'air (ρ) exprimée en kg/m³, à la surface frontale du véhicule (A) exprimée en m², au coefficient de la traînée du véhicule (C_x) et au carré de la vitesse du véhicule v . [23]

$$F_{aéro} = \frac{1}{2} \rho_{air} S_f C_x (V - V_{vent})^2 \quad (II-22)$$

ρ_{air} : Densité volumique de l'air.

S_f : Section frontale du véhicule.

V : Vitesse du véhicule.

V_{vent} : Vitesse du vent.

C_x : Coefficient de pénétration dans l'air.

Le coefficient C_x peut être estimé à :

- 0.2 pour un véhicule ayant un très bon profil.
- 0.3 pour un véhicule ayant un bon profil.
- 0.5 pour un véhicule typique.
- 0.7 pour une camionnette.

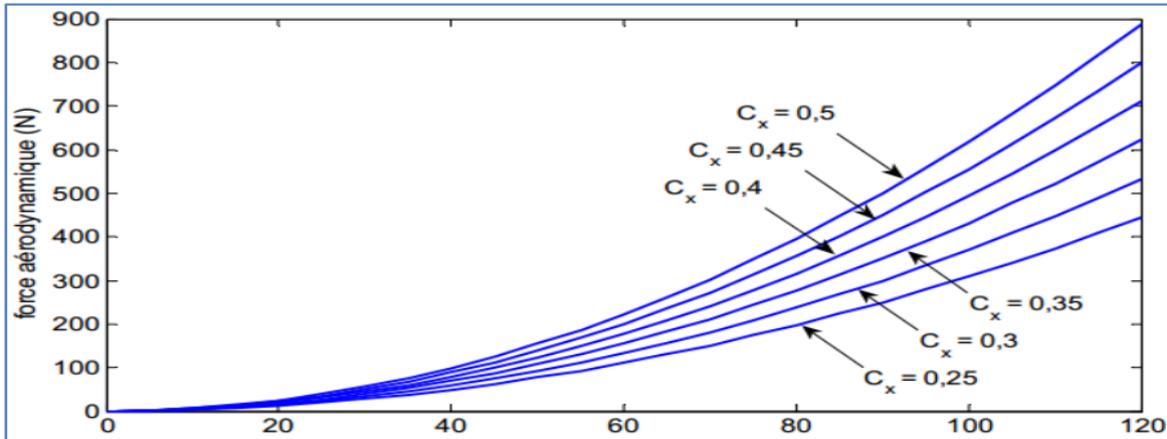


Figure II. 11 : Force aérodynamique pour différentes valeurs de C_x

II - 5 - 2. Force de roulement:

La force de résistance au roulement est la résistance du véhicule, due au contact des roues avec la chaussée. Elle peut varier en fonction de plusieurs paramètres : la vitesse du véhicule, la pression des roues, l'état et le type de la chaussée (sèche, humide, sablée, etc.). Dans le cas simplifié du modèle, la force de résistance au roulement s'écrit comme suit [22] :

$$F_r = \mu M g \cos(\beta) \quad (\text{II-23})$$

μ : Le coefficient de résistance au roulement,

g : L'accélération de la gravité exprimé en (m/s²),

M : La masse totale du véhicule exprimée en (kg),

β : L'angle de la pente exprimé en (rad),

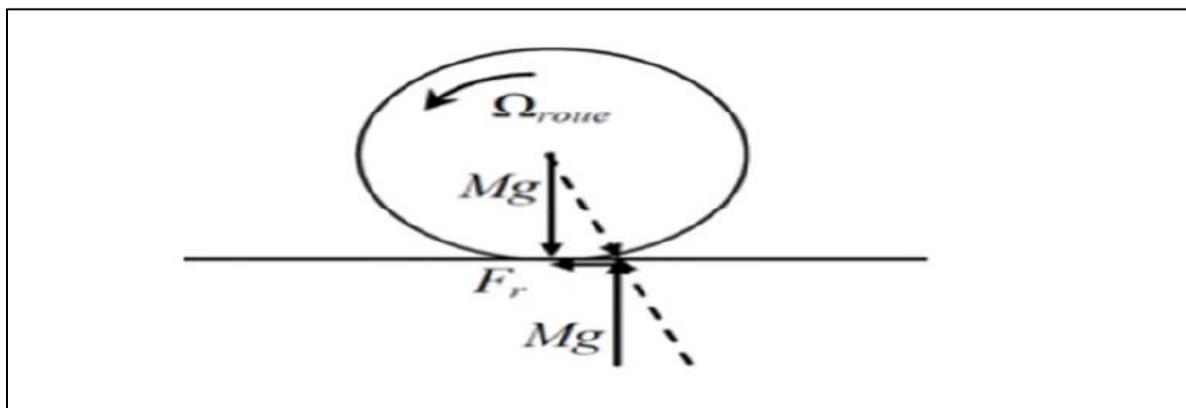


Figure II. 12 : Force de roulement sur la roue.

II - 5 - 3. Force de la dynamique de la route:

La force de la dynamique de la route est la force de gravité obtenue quand le véhicule circule sur une route non horizontale [24].

$$F_{pente} = M g \sin(\beta) \quad (\text{II-24})$$

II - 5 - 4. Force d'accélération:

La force due à l'accélération F_x assure le comportement dynamique souhaité par le conducteur. Elle est obtenue par le produit entre la masse du véhicule et l'accélération imposée par le conducteur

$$F_x = M \frac{dv}{dt} = M\gamma \quad (\text{II-25})$$

Avec

γ : Accélération du véhicule.

II - 6. Couplage entre les modèles mécanique et électrique du VE

La dynamique du véhicule étudié est couplée à la motorisation électrique à travers un réducteur (figure 21).

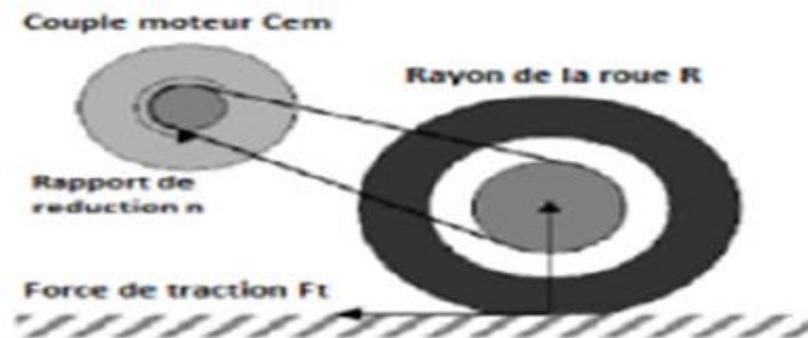


Figure II. 13 : Mécanisme du réducteur.

Le réducteur doit être dimensionné de telle manière que le couple transmissible soit toujours supérieur au couple résistant. Il permet l'adaptation des vitesses de rotation et des couples entre l'arbre de l'actionneur électrique et les roues.

L'équation dynamique du mouvement du véhicule est :

$$M\dot{V} = F_{tot} - F_{res} = F_{fr} + F_{ar} - F_{res} \quad (\text{II-26})$$

F_{fr} : Force de traction longitudinale des roues frontales.

Avec :

$F_{fr} = 0$ Si le véhicule est propulsé par les deux roues arrière

La vitesse longitudinale du véhicule est donnée par :

$$V = R. \omega_{roue} \quad (\text{II-27})$$

La relation entre la vitesse du moteur et la vitesse de la roue est exprimé par :

$$w_r = N. w_{roue} \quad (\text{II-28})$$

N : Le rapport de réduction de la vitesse.

Alors, l'accélération longitudinale est déduite comme suit :

$$\dot{V} = \frac{R}{N} \dot{\omega}_r \quad (\text{II-29})$$

On remplaçant (II.29) dans (II.26) on obtient :

$$M. \frac{R}{N} \dot{\omega}_r = F_{ar} - F_{res} \quad (\text{II-30})$$

Alor :

$$F_{ar} = M. \frac{R}{N} \dot{\omega}_r + F_{res} \quad (\text{II-31})$$

L'équation dynamique de la rotation de la roue motrice est donnée par :

$$J \dot{\omega}_{roue} = C_t - R F_{ar} \quad (\text{II-32})$$

C_t : Couple de traction de la roue.

En substituant (II.30) dans (II.31), on obtient :

$$J \dot{\omega}_{roue} = C_t - R \left(M. \frac{R}{N} \dot{\omega}_r + F_{res} \right) \quad (\text{II-33})$$

L'équation de rotation du moteur est exprimée comme suit :

$$\dot{\omega}_r + F_{VF} \omega_r = C_{em} - \frac{C_t}{N} \quad (\text{II-34})$$

En remplaçant (II.33) dans (II.34) on obtient :

$$J \dot{\omega}_r + F_{VF} \omega_r = C_{em} - \frac{J \dot{\omega}_{roue} + R \left(M. \frac{R}{N} \dot{\omega}_r + F_{res} \right)}{N} \quad (\text{II-35})$$

Donc :

$$\left(J + \frac{J}{N^2} + M. \frac{R^2}{N^2} \right) \dot{\omega}_r + F_{VF} \omega_r = C_{em} - \frac{R}{N} F_{res} \quad (\text{II-36})$$

On obtient après calcul :

$$J_e \dot{\omega}_r + F_e \omega_r = C_{em} - C_{rm} \quad (\text{II-37})$$

Avec

$$J_e = J + \frac{J}{N^2} + M \cdot \frac{R^2}{N^2} \quad (\text{II-38})$$

$$F_e = F_{VF} \quad (\text{II-39})$$

$$C_{rm} = \frac{R}{N} F_{res} \quad (\text{II-40})$$

En insérant les équations électriques du MSAP, le modèle global du véhicule s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{I}_d = -\frac{R_s}{L_q} \Omega + p \frac{L_d}{L_q} I_d I_q - p \varphi_f I_d + \frac{1}{L_q} V_q \\ \dot{I}_q = -\frac{R_s}{L_d} I_q + p \frac{L_q}{L_d} I_d \Omega + \frac{1}{L_d} V_d \\ \dot{x}_3 = -\frac{F_e}{J_e} I_d + \frac{3}{2J_e} (p \varphi_f \Omega + p(L_d - L_q) I_d I_q) - \frac{1}{J_e} C_{rm} \end{cases} \quad (\text{II-41})$$

II - 7. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons modélisé la machine synchrone à aimants permanents avec un certain nombre des hypothèses simplificatrices en utilisant le modèle de Park. Le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduits.

Nous avons modélisé par la suite le convertisseur statique choisis qui est l'onduleur en tension commandé par la MLI, et on a conclu que les deux composantes du courant et le couple sont fortement couplée, Il est donc nécessaire de trouver une moyenne pour rendre leur contrôle indépendant en vue d'améliorer les performances en régimes dynamiques; c'est pour cette raison, qu'il faut faire un découplage entre ces variables pour que la machine répond aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variables et avoir des hautes performances dans le régime dynamique.

Donc, pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevés on applique la commande vectorielle dans le chapitre suivant.

Chapitre III

**Commande vectorielle de la
machine synchrone à aimants
permanents**

III

III - 1. Introduction

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle est la plus connue.

Ce chapitre présente la commande vectorielle appliquée à la MSAP. La régulation du courant et de la vitesse est assurée par deux correcteurs PI. Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

III - 2. Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

III - 2 - 1. Principe de la commande vectorielle

L'objectif de la commande vectorielle de la MSAP est d'aboutir à un modèle équivalent 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 [25].

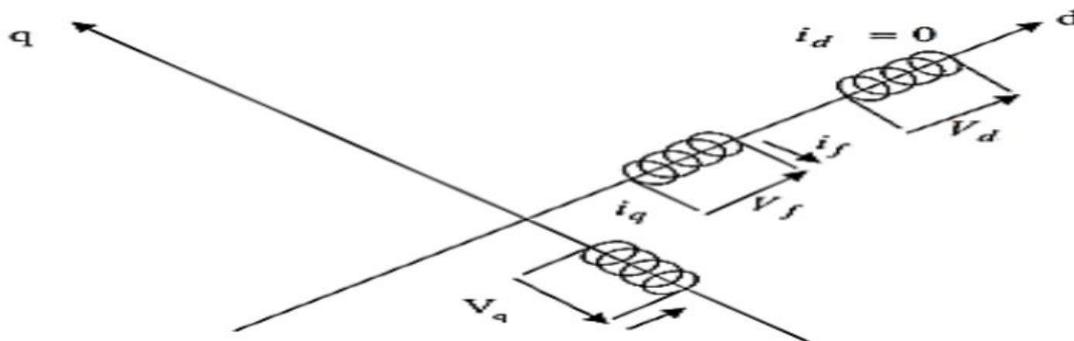


Figure III. 1 : commande par orientation du flux de la MSAP

L'équation donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables :

$$C_{em} = \frac{3}{2}P \cdot [(L_d - L_q)I_d \cdot I_q + \varphi_f \cdot I_q] \quad (\text{III-1})$$

Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante i_d nulle. Cette stratégie permet de l'obtention d'une loi de commande simplifiée avec une relation linéaire entre le couple et le courant. On retrouve alors une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée.

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p \varphi_f \cdot I_q \quad (\text{III-2})$$

Comme le flux φ_f est constant, le couple est directement proportionnel à I_q . Donc:

$$C_{em} = K_i \cdot I_q \quad (\text{III-3})$$

Avec :

$$K_i = \frac{3}{2}p \varphi_f \quad (\text{III-4})$$

III - 2 - 2. Avantages de la commande vectorielle

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique)
- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

III - 2 - 3. Inconvénients de la commande vectorielle

- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP).
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance).

III - 3. Technique de découplage

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants I_d, I_q ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes non linéaires $(p\omega_r L_q I_q)(p\omega_r L_d I_d)$

$$\begin{cases} V_d = \left[R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} \right] - \omega L_q I_q \\ V_q = \left[R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} \right] + \omega (L_d I_d + \phi_f) \end{cases} \quad (\text{III-5})$$

Avec $\omega = p\omega_r$

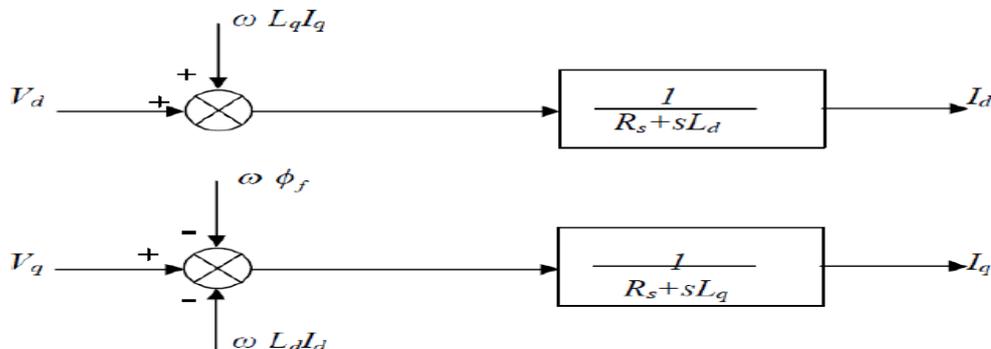


Figure III. 2 : Description de couplage.

III - 3 - 1. Découplage par compensation

La compensation donc, a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs [19].

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} - e_q \end{cases} \quad (\text{III-6})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{dI_d}{dt} + R_s I_d \\ V_{q1} = L_q \frac{dI_q}{dt} + R_s I_q \end{cases} \quad (III-7)$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = \omega L_q I_q \\ e_q = \omega(L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (III-8)$$

On a donc les courants I_d et I_q sont découplés. Le courant I_d ne dépend que de V_{d1} et I_q ne dépend que V_{q1} , à partir de l'équation (32) les courant I_d et I_q s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} I_d = \frac{V_{d1}}{R_s + sL_d} \\ I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + sL_q} \end{cases} \quad (III-9)$$

s : Opérateur de Laplace

Le principe de régulation consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques. Le schéma de principe de régulation des courants statoriques est représenté par la figure ci-dessous:

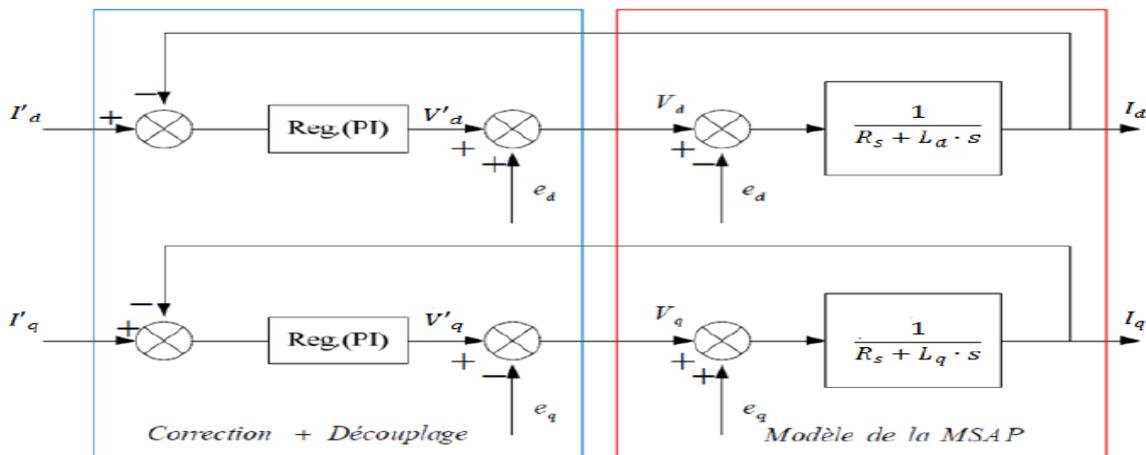


Figure III. 3 : Découplage par compensation.

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées.

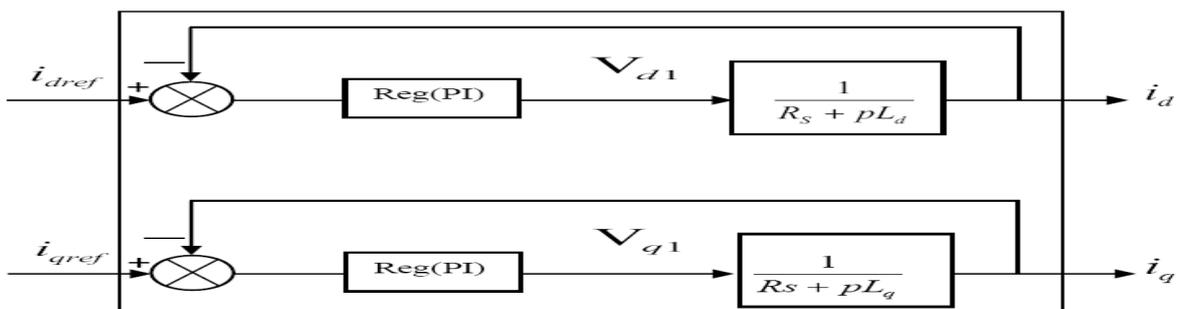


Figure III. 4 : Commande découplée.

III - 4. Calcul des régulateurs PI

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence impose malgré la présence des perturbations internes ou externes.

Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé, la régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type proportionnel – intégral (PI). L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système [26].

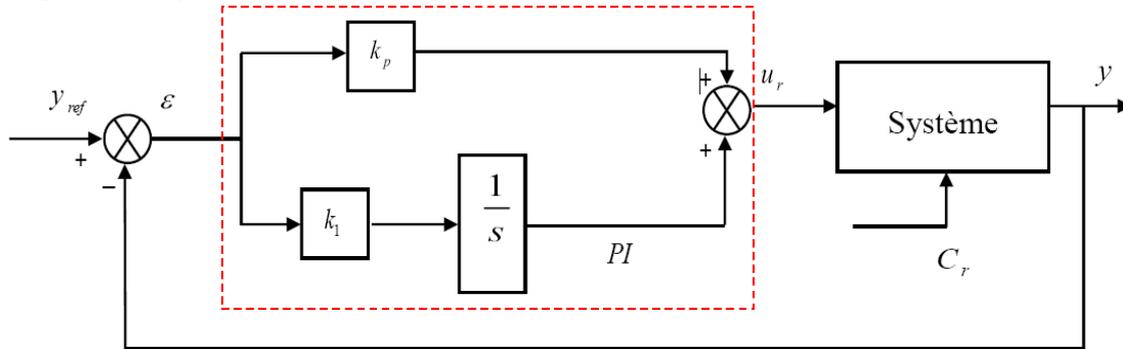


Figure III. 5 : Régulateur PI

K_p : Gain proportionnel

K_i : Gain intégral.

La fonction de transfert sera :

$$U_r = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \varepsilon \quad (\text{III-10})$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$\frac{U_r}{\varepsilon} = \frac{1 + sT_1}{sT_2} \quad (\text{III-11})$$

Avec :

$$\begin{cases} K_p = \frac{T_1}{T_2} \\ K_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \quad (\text{III-12})$$

III - 4 - 1. Régulation du courant i_q

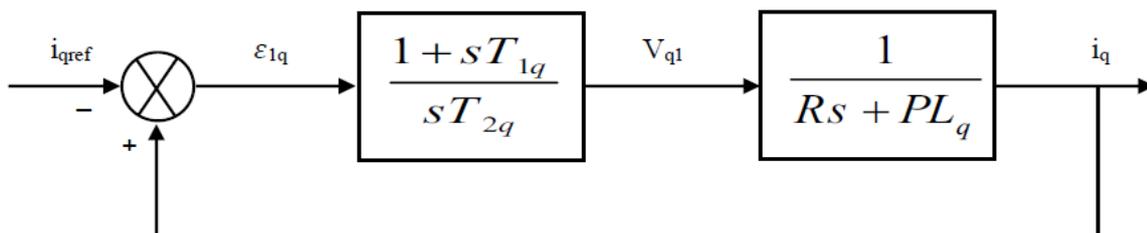


Figure III. 6 : Boucle de régulation du courant I_q .

La fonction de Transfer en boucle ouvert (FTBO) est

$$FTBO = \frac{1 + S T_{1q}}{S T_{2q}(R_s + L_q S)} = \frac{1 + S T_{1q}}{S T_{2q} R_s (1 + S \frac{L_q}{R_s})} \quad (\text{III-13})$$

Par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles, on aura :

$$1 + S T_{1q} = 1 + S \frac{L_q}{R_s} \quad (\text{III-14})$$

Ce qui se traduit par la condition :

$$T_{1q} = \tau_q = \frac{L_q}{R_s} \quad (\text{III-15})$$

τ_q : Constante de temps électrique de l'axe q.

Après compensation l'équation (0-13), se réduit à :

$$FTBO = \frac{1}{S T_{2q} R_s} \quad (\text{III-16})$$

La fonction de Transfer en boucle fermé (FTBF) est donnée par

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} \quad (\text{III-17})$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + S T_{2q} R_s} \quad (\text{III-18})$$

L'équation (III.18) peut être imposée de la forme $(\frac{1}{1+s\tau_q})$ par identifications on trouve:

$$\tau_q = R_s T_{2q} \quad (\text{III-19})$$

$$T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \quad (\text{III-20})$$

En remplace l'équation (III.20) et (III.15) dans (III.12), On obtient :

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{T_{1q}}{T_{2q}} = \frac{\frac{L_q}{R_s}}{\frac{\tau_q}{R_s}} = \frac{L_q}{\tau_q} \\ K_{iq} = \frac{1}{T_2} = \frac{R_s}{\tau_q} \end{cases} \quad (\text{III-21})$$

III - 4 - 2. Régulation du courant id

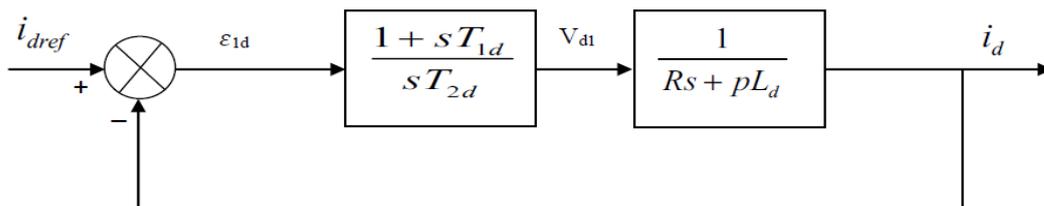


Figure III. 7 : Boucle de régulation du courant Id.

Pour la régulation du courant, on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant i_q . La FTBO est exprimée par :

$$FTBO = \frac{1 + S T_{1d}}{S T_{2d}(R_s + L_d S)} = \frac{1 + S T_{1d}}{S T_{2d} R_s (1 + S \frac{L_d}{R_s})} \quad (III-22)$$

$$T_{1d} = \tau_q = \frac{L_d}{R_s} \quad (III-23)$$

On remplace l'équation (III.23) dans (III.22). La FTBF devient :

$$FTBF = \frac{1}{1 + S \tau_q} \quad (III-24)$$

$$\tau_d = R_s T_{2d} \quad (III-25)$$

Donc :

$$T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \quad (III-26)$$

En remplace l'équation (III.23) et (III.26) dans (III.12), On obtient :

$$\begin{cases} K_{pd} = \frac{T_{1d}}{T_{2d}} = \frac{\frac{L_d}{R_s}}{\frac{\tau_d}{R_s}} = \frac{L_d}{\tau_d} \\ K_{id} = \frac{1}{T_2} = \frac{R_s}{\tau_d} \end{cases} \quad (III-27)$$

III - 4 - 3. Régulation de vitesse

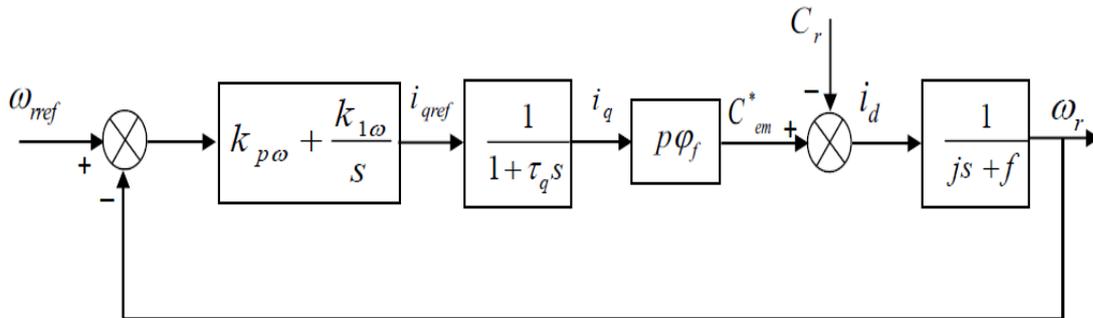


Figure III. 8 : Boucle de régulation de vitesse.

Le schéma de la Figure (III.8) peut être simplifié par la Figure suivante :

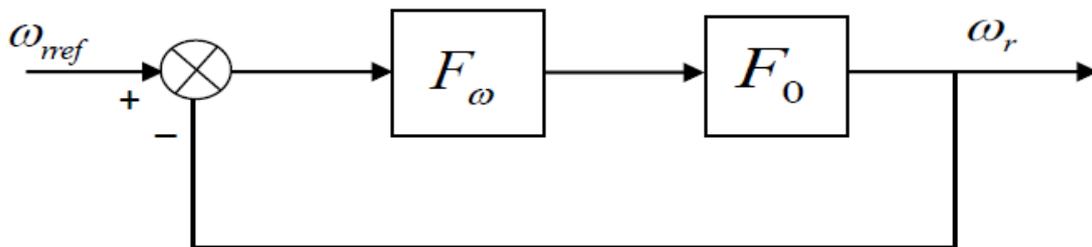


Figure III. 9 : Boucle de régulation de vitesse.

$$F_w(s) = K_{pw} + \frac{K_{iw}}{s} = \frac{1 + S T_{1w}}{S T_{2w}} \quad (\text{III-28})$$

$F_w(s)$: La fonction de transfert du régulateur de vitesse
Ou :

$$\begin{cases} K_{pw} = \frac{T_{1w}}{T_{2w}} \\ K_{iw} = \frac{1}{T_{2w}} \end{cases} \quad (\text{III-29})$$

$F_0(s)$: La fonction de transfert en boucle ouverte pour $C_r = 0$ est donnée par :

$$F_0(s) = \frac{P \varphi_f}{f(1 + S \tau_q)(1 + S \tau_m)} \quad (\text{III-30})$$

τ_m : Constant mécanique de la machine.

$$\tau_m = \frac{J}{f} \quad (\text{III-31})$$

La FTBF est donnée par :

$$FTBF = \frac{F_w F_0}{1 + F_w F_0} \quad (\text{III-32})$$

Après les calculs on trouve :

$$FTBF = \frac{P \varphi_f (k_{pw} s + k_{iw})}{J \tau_q s^3 + (J + f \tau_q) s^2 + (p \varphi_f k_{pw} + f) s + p \varphi_f k_{iw}} \quad (\text{III-33})$$

Si on néglige $J \tau_q$ et $f \tau_q$ devant (J), le polynôme caractéristique de cette fonction devient :

$$p(s) = js^3 + (f + p \varphi_f k_{pw})s + p \varphi_f k_{iw} \quad (\text{III-34})$$

La FTBF possède une dynamique de 2eme ordre, par identification à la forme canonique du 2ème ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit :

$$\frac{1}{w_0^2} p^2 \left(\frac{2\delta}{w_0} \right) p + 1 = 0 \quad (\text{III-35})$$

w_0 : Pulsation propre du système.

δ : Facteur d'amortissement.

Par identification terme à terme entre l'équation (III.34) et (III.35) on trouve :

$$\begin{cases} K_{pw} = \frac{2j \delta w_0 - f}{p \varphi_f} \\ K_{iw} = \frac{w^2 J}{p \varphi_f} \end{cases} \quad (\text{III-36})$$

Pour la détermination des caractéristiques du régulateur, on choisit un facteur d'amortissement égal à 0.7 et on définit la pulsation des oscillations non amorties à partir de la dynamique souhaitée.

III - 5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle appliquée à la MSAP, cette stratégie permet le découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine, ce qui rend la machine synchrone à aimants permanents similaire à la machine à courant continu. Le réglage de la vitesse avec un régulateur classique permet d'obtenir des performances dynamiques et statiques satisfaisantes. Puisque les correcteurs classiques sont dimensionnés à partir des paramètres de la machine, si ces derniers varient dans une large plage de fonctionnement, les performances sont détériorées, alors il est préférable d'appliquer d'autres techniques de réglage robuste, où la commande par mode glissant est l'une de ces commandes et elle est calculée au MSAP au chapitre suivant.

Chapitre IV

Commande par mode de glissement

IV - 1. introduction :

Dans le système dynamique présentant des perturbations extérieures tel que (la variation de charge manipulé) et des non linéarités (friction, hystérésis) et des perturbations paramétriques, L'utilisation des algorithmes robustes est souhaitable aussi bien qu'on régulation qu'on suivi de trajectoire, une solution réside dans les commandes à structure variable (CSV) à régime glissant.

les travaux de recherche effectués par A. F. PHILIPPOV publiés en 1960 sur les équations à seconds membres discontinus qui ont donné naissance à l'idée de système de contrôle à structure variable, par la suite plusieurs travaux ont été effectués par l'équipe du Professeur S.V. EMEL'YANOV et publiés en 1962 sur cette classe particulière de système de contrôle. Cette commande consiste à amener la trajectoire d'état du système à partir d'une condition initiale quelconque $x(0) = x_0$ vers une surface de glissement (dans un temps fini), et la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation autour de la surface jusqu'au point d'équilibre, d'où la notion de régime de glissement.

Ce chapitre est consacré dans un premier temps à une présentation générale des concepts de base de la (CMG), son principe puis, on applique la technique de la commande équivalente sur la machine synchrone à aimants permanents.

IV - 2. Objectif d'une commande par mode de glissement

La commande par mode de glissement peut se résumer en deux points essentiels :

- Synthétiser une surface $S(x, t)$ tel que toutes les trajectoires des systèmes obéissent à un comportement bien défini de poursuite, régulation et stabilité.
- Déterminer une loi de commande (commutation), $U(x, t)$ qui permet de d'emmener toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et de les maintenir.

IV - 3. Aspect théorique du réglage par mode de glissement

Lorsque l'organe de commande possède un comportement discontinu par commutation (action à deux positions), comme c'est par exemple le cas du variateur de courant continu ou d'un onduleur triphasé à pulsation, il est judicieux de faire appel à des méthodes de réglage non linéaires discontinues qui s'adaptent mieux au comportement particulier du réglage par mode de glissement. Celui-ci provoque directement la commutation permanente de ses organes de commande [27].

On peut distinguer deux configurations de base :

- Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande
- Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre réaction d'état variable.

Dans notre étude on s'est basé sur la première configuration.

IV - 3 - 1. Configuration avec loi de commutation par contre réaction d'état

Dans cette configuration qui suit, la commande U commute entre U_{max} et U_{min} (deux valeurs limites) selon le signe la surface $S(x)$.

La commutation se fait par un dispositif non linéaire en fonction de la loi de commutation. En particulier, on a :

$$U = \begin{cases} U_{max} & \text{si } S(x) > 0 \\ U_{min} & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (IV-1)$$

Ces relations peuvent être exprimées de manière plus compacte par :

$$U = \frac{U_{max} + U_{min}}{2} + \frac{U_{max} - U_{min}}{2} \text{Sng } S(X_s) \quad (IV-2)$$

Où la fonction $\text{Sng } S(X_s)$ est définie par :

$$\begin{cases} \text{Sng } S(X_s) = 1 & \text{pour } S(X_s) > 0 \\ \text{Sng } S(X_s) = -1 & \text{pour } S(X_s) < 0 \end{cases} \quad (IV-3)$$

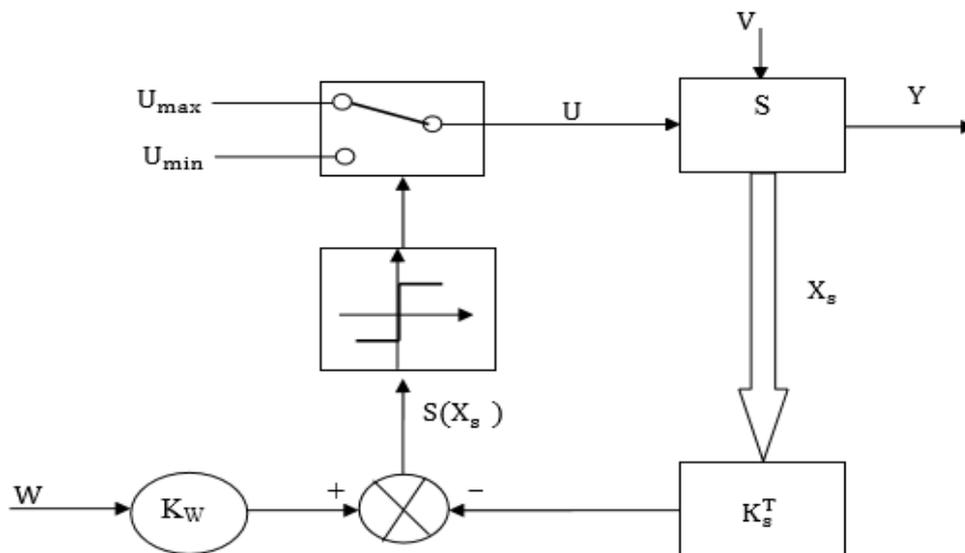


Figure IV. 1 : Configuration avec loi de commutation par contre réaction d'état au niveau de l'organe de commande.

La contre réaction d'état ne forme pas le signal de commande U_{eq} qui intervient de manière continue sur l'organe de commande, mais qui est provoqué par l'intermédiaire d'un dispositif non linéaire, la commutation discontinue de la grandeur de commande « U » selon la relation (IV-2). Souvent, on superpose un régulateur intégrateur, afin d'annuler l'écart de réglage en régime stationnaire [28].

Le système à régler peut être décrit par les équations d'états :

$$\begin{cases} \dot{X}_s = A_x X_s(t) + B_s U(t) + V(t) \\ Y(t) = C_s^T X_s(t) \end{cases} \quad (IV-4)$$

Avec :

U : La grandeur de commande ; B : La matrice de commande ;
 V : La perturbation ; B_{sv} : La matrice de perturbation ;
 Y : La grandeur de sortie ; C_s^T : La matrice d'observation (sortie).
 A : La matrice d'évolution du système.

Le régime glissant est atteint lorsque $S(x)=0$, d'où, la commande par mode glissement consiste à ramener les états du système à la surface de glissement.

La loi de commutation $S(X_s)$ se compose d'une contre réaction d'état provenant du vecteur d'état X_s du système à régler et d'une intervention directe de la grandeur de consigne W .

Elle est exprimée par la relation suivante:

$$S(X_s) = -K_s^T X_s + K_\Omega \Omega \quad (\text{IV-5})$$

Ou :

K_s^T : Le vecteur ligne de la contre réaction d'état avec un régulateur intégrateur ;

K_Ω : Le coefficient de l'intervention de la grandeur de consigne ;

Ω : La grandeur de consigne.

IV - 3 - 2. Condition d'existence du mode glissant

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu continuellement entre U_{max} et U_{min} , pour le cas d'un système de réglage du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état X_1 et X_2 , Ce phénomène est illustré dans la figure [28]

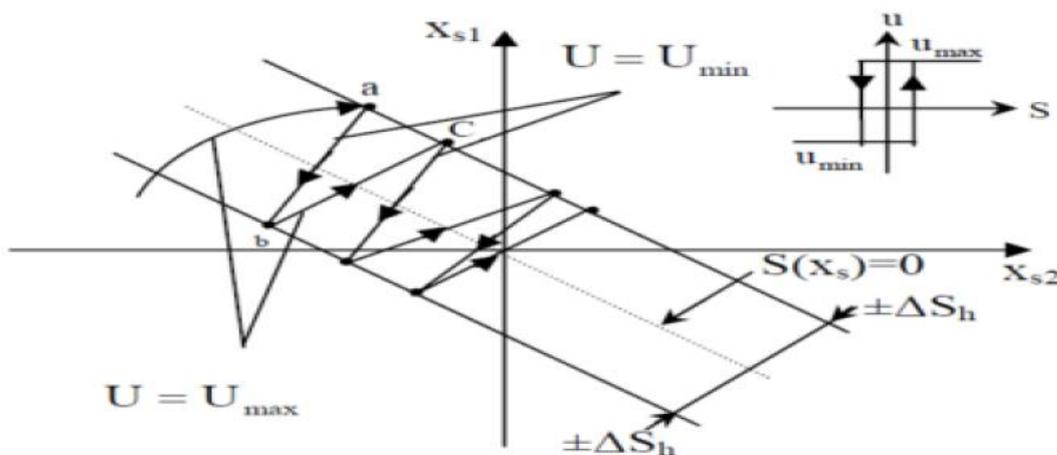


Figure IV. 2 : Commutation sur la surface $S(X)$.

On admet d'abord une hystérésis sur la loi de commutation (x) = 0 (droite en trait mixte) les droites décalées parallèlement de $\pm \Delta Sh$.

Une trajectoire avec ($U = U_{max}$) touche au point « a » le seuil de basculement inférieur.

Si avec ($U = U_{min}$) la trajectoire est orientée vers l'intérieure de la zone de hystérésis, elle touche au point « b » le seuil de basculement supérieure au à lieu une commutation sur ($U = U_{max}$).

Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieure, elle touche au point « c » le seuil de basculement inférieure et ainsi de suite. Il y a donc un mouvement continu à l'intérieure la zone de l'hystérésis.

Ce mouvement s'approche du régime stationnaire dans une certaine zone où des commutations continues existent. La fréquence de commutation est finie.

On suppose dans le cas idéal que l'hystérèse est infiniment petite. La loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de $(X_s) = 0$. Par conséquent, le vecteur d'état X_s suit une trajectoire qui respecte cette condition. La fréquence de commutation est donc infiniment élevée.

La trajectoire glisse alors le long de la droite $S(X_s)=0$, pour un mode de glissement idéal.

Dans un tel cas, la loi de commutation fait un mouvement infiniment petit :

$$S(X_s) = -K_s^T X_s + K_\Omega \Omega = 0 \tag{IV-6}$$

IV - 4. Présentation et calcul de la commande équivalente

Lorsque le système à structure variable fonctionne en mode de glissement, la loi de commutation respecte toujours la condition (IV-6).

Par conséquent sa dérivée par rapport au temps doit aussi être nulle, c'est-à-dire.

$$\dot{S}(X_s) = -K_s^T \dot{X}_s + K_\Omega \dot{\Omega} = 0 \tag{IV-7}$$

En tenant compte de l'équation d'état différentielle du système à régler, relation (IV.3), (IV.4) ainsi que l'action du régulateur intégrateur, à savoir :

$$\dot{X}_r = \frac{1}{T_i} (\Omega(t) - C_s^T X_s(t)) \tag{IV-8}$$

La figure (IV.3) montre la configuration du réglage par mode de glissement avec loi de commutation par contre réaction d'état avec régulateur intégrateur.

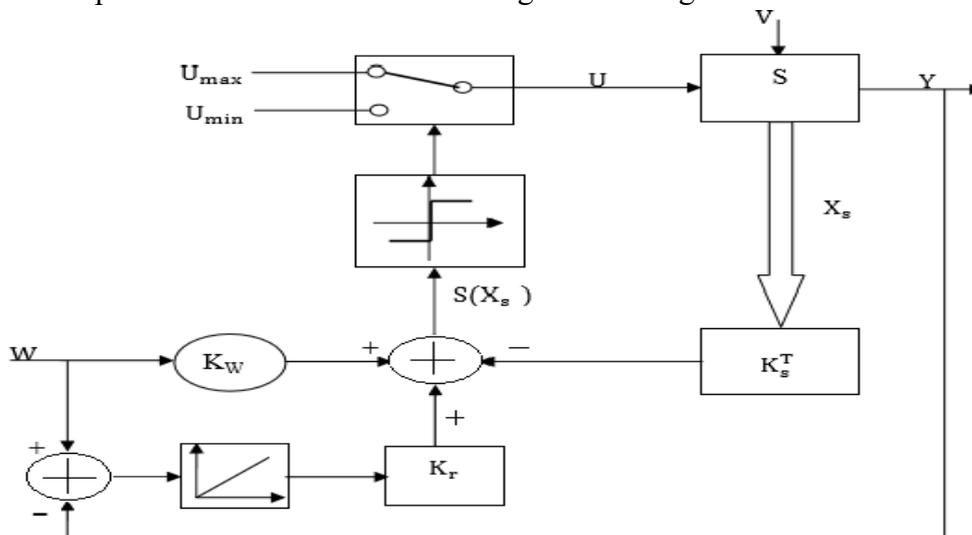


Figure IV. 3 : Configuration avec loi de commutation par contre réaction d'état au niveau de l'organe de commande et avec régulateur intégrateur

On aura :

$$\dot{X} = A X(t) + B U(t) + B_V V(t) + B_\Omega \Omega \tag{IV-9}$$

Avec :

$X = [X_s ; X_r]^T$ vecteur du système global de dimension $n = n_s + 1$.

$K = [K_s, -K_r]^T$ gain du vecteur d'état global.

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} As & 0 \\ C^T s & 0 \\ Ti & 0 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} bs \\ 0 \end{bmatrix}; B_v = \begin{bmatrix} bs_v \\ 0 \end{bmatrix}; B_\Omega = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ Ti \end{bmatrix} \quad (IV-10)$$

Ti : La constante de temps d'intégration.

S : L'indice pour système sans régulateur intégrateur.

On remplace la relation (IV.9) dans la relation (IV.7) on trouve:

$$\dot{S}(X) = -K^T \dot{X} + K_\Omega \dot{\Omega} = -K^T (A X + B U + B_v V + B_w W) + K_\Omega \dot{\Omega} = 0 \quad (IV-11)$$

De (IV.11) on tire :

$$U_{eq} = -\frac{1}{K^T B} K^T (A X + B_v V + B_\Omega \Omega) + \frac{1}{K^T B} K_\Omega \dot{\Omega} \quad (IV-12)$$

Pour que U_{eq} reste fini, il est indispensable que $K^T B \neq 0$. Il s'agit d'une condition intrinsèque pour l'apparition du mode de glissement. La figure (III.4) illustre la grandeur de commande équivalente

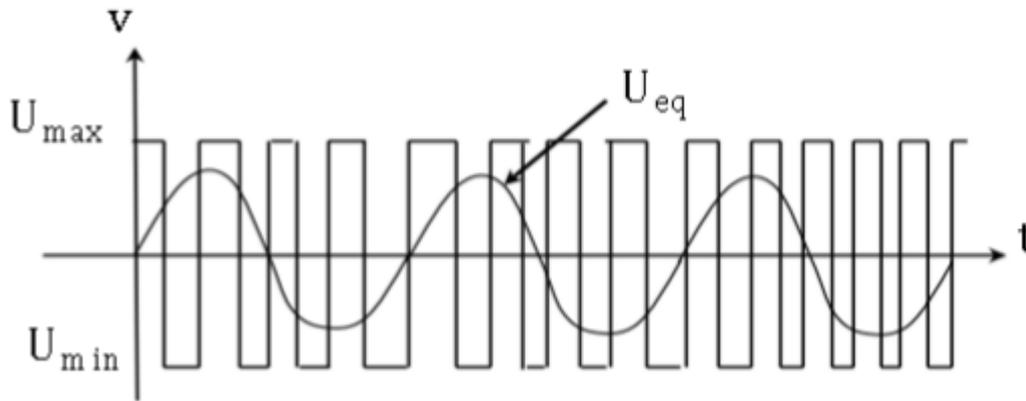


Figure IV. 4 : Grandeur de la commande équivalente.

IV - 4 - 1. Equation d'état en mode de glissement :

Lorsqu'on introduit U_{eq} donnée par la relation (IV.12) dans la relation (IV.9), on aura

$$\dot{X} = A X + B_v V + B_\Omega \Omega + B_\Omega \dot{\Omega} \quad (IV-13)$$

Avec :

$$A * = \left[1 - \frac{1}{K^T B} B K^T \right] A \quad (IV-14)$$

$$B * v = \left[1 - \frac{1}{K^T B} B K^T \right] B \quad (IV-15)$$

$$B * \Omega = \left[1 - \frac{1}{K^T B} B K^T \right] B_\Omega \quad (IV-16)$$

$$B * \dot{\Omega} = \frac{K_{\Omega}}{K^T B} B$$

A^* , B^*v , $B^* \Omega$, $B * \dot{\Omega}$: Les matrices du système en mode de glissement.

IV - 4 - 2. Méthode d'imposition des pôles :

Pour déterminer les coefficients de la contre réaction d'état par l'imposition des pôles, il est judicieux de faire appel à une forme qui permet d'établir des relations simples, c'est la forme canonique du réglage se prête bien particulièrement à ce but [28].

A- Relation pour l'imposition des pôles :

La méthode de placement de pôles s'applique pour la commande des systèmes linéaires. Son extension pour le cas des systèmes commandés par les modes de glissements nous permet la synthèse de la surface du glissement, d'où le choix de la dynamique du système.

L'équation caractéristique du système en mode de glissement est :

$$P(s) = \det(sI - A^*) = S^n + \alpha_{n-1}S^{n-1} + \alpha_0S + \alpha_0 = 0 \quad (\text{IV-17})$$

Les coefficients α_i du polynôme caractéristique $P(s)$ sont en relation avec les pôles P_i imposés selon :

$$P(s) = (s - P_1)(s - P_2) \dots \dots \dots (s - P_n)$$

Le problème consiste en la détermination du vecteur ligne K^T afin que la matrice A^* prenne les valeurs propres qui sont égales aux n pôles imposés P_i .

B- Forme canonique de réglage :

Soit la matrice «A» et le vecteur «b» du système à régler (avec régulateur intégrateur) sous la forme canonique du réglage :

$$A_r = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV-18})$$

$$B_r = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV-19})$$

L'indice r indique qu'il s'agit de la forme canonique de réglage.

Les coefficients a_i caractérisent le système original où sa matrice « A » et son vecteur « B » sont donnés par les matrices (IV.18), (IV.19)

C- Transformation linéaire de l'équation d'état :

On soumet le vecteur d'état X à une transformation linéaire selon $X_t = TX$ Le vecteur d'état transformé X_t possède la dimension n, comme le vecteur d'état original X. La matrice de transformation T doit être carrée et régulière.

Lorsqu'on remplace dans l'équation d'état (IV.9) X par $T^{-1}X_t$, on obtient après une petite modification :

$$\dot{X}_t = A_t X_t + B_t U + B_{vt} V + B_{\dot{\Omega}t} \Omega \quad (\text{IV-20})$$

Avec :

$$A_t = TAT^{-1} ; B_t = TB ; B_{vt} = TB_v ; B_{\dot{\Omega}t} = TB_{\dot{\Omega}} \quad (\text{IV-21})$$

La loi de commutation devient :

$$S(X_t) = -K_t^T X_t + K_{\Omega} \Omega \quad (\text{IV-22})$$

Avec :

$$K_t^T = K^T T^{-1}$$

Par conséquent on trouve :

$$U_{eq} = -\frac{1}{K_t^T B_t} K_t^T (A_t X_t + B_{vt} V + B_{\dot{\Omega}t} \Omega) + \frac{1}{K_t^T B_t} K_{\Omega} \dot{\Omega} \quad (\text{IV-23})$$

La grandeur de commande équivalente est invariante par rapport à la transformation linéaire est cette invariance existe aussi pour le domaine de fonctionnement en mode de glissement et les pôles.

D- Détermination de la matrice de transformation T et les relations finales pour les coefficients de la contre réaction d'état :

On a le vecteur ligne qui sera exprimée par :

$$K_r^T = [K_{r1} K_{r2} \dots \dots K_{rm}] \quad (\text{IV-24})$$

Dans la relation (IV.14), (IV.15) on a besoin des produits, $K_r^T B_r$ et $B_r K_r^T$, compte tenu de (IV.18), (IV.19), on trouve :

$$B_r K_r^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ K_{r1} & K_{r2} & \dots & K_{rm} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-25})$$

On fin on obtient pour la matrice A_r^* :

$$A_r^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \ddots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & -\frac{K_{r1}}{K_{rm}} & -\frac{K_{r2}}{K_{rm}} & \dots & -\frac{K_{r(m-1)}}{K_{rm}} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-26})$$

On se basant sur les coefficients du polynôme caractéristique, on aura :

$$A_r^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \ddots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -\alpha_0 & -\alpha_1 & -\alpha_2 & \dots & -\alpha_{m-1} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-27})$$

Par identification des éléments de la dernière ligne de (IV.26) et (IV.27), on trouve :

$$-\alpha_0 = 0 \quad (\text{IV-28})$$

$$K_{r,i} = \alpha_i K_{r,i} \quad i = 1, 2, \dots, n-1 \quad (\text{IV-29})$$

Coefficient K_{rm} peut être choisi librement, la condition $\alpha_0 = 0$ implique qu'il faut imposer un pôle à l'origine. Le vecteur ligne K^T de la contre réaction d'état du système s'obtient par :

$$K^T = K_r^T T$$

Les démonstrations précédentes ont montré qu'on a besoin de la matrice de transformation T. Selon les relations générales pour la transformation linéaire on peut écrire :

$$\begin{cases} A_r T = T A \\ B_r = T B \end{cases} \quad (\text{IV-30})$$

On décompose la matrice de transformation en ses lignes selon :

$$T = \begin{bmatrix} t_1^T \\ t_2^T \\ \vdots \\ t_n^T \end{bmatrix}$$

$$A_r * T = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -\alpha_0 & -\alpha_1 & -\alpha_2 & \dots & -\alpha_{m-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_1^T \\ t_2^T \\ \vdots \\ t_n^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_1^T \\ t_2^T \\ \vdots \\ t_n^T \end{bmatrix} A$$

En décomposons cette équation matricielle, on obtient :

$$\begin{cases} t_2^T = t_1^T A \\ t_3^T = t_1^T A^2 \\ \vdots \\ t_n^T = t_1^T A^{n-1} \end{cases}$$

Et :

$$-\alpha_0 t_1^T - \alpha_1 t_2^T \dots \dots - \alpha_{n-1} t_n^T = t_n^T A$$

La relation (IV.9) donne :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_1^T \\ t_2^T \\ \vdots \\ t_n^T \end{bmatrix} B$$

Donc on peut écrire :

$$\begin{cases} 0 = t_1^T A \\ 0 = t_1^T A B \\ \vdots \\ 1 = t_1^T A^{n-1} B \end{cases}$$

Il est possible de réunir ces équations par écriture matricielle en :

$$t_1^T [B \quad AB \quad \dots \quad A^{n-2} B \quad A^{n-1} B] = [0 \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad 1]$$

Ainsi la première ligne K_1^T de la matrice de transformation s'obtient par :

$$t_1^T = [0 \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad 1] Q_c^{-1} \tag{IV-31}$$

Avec :

$$Q_c = [B \quad AB \quad \dots \quad A^{n-1} B] \text{ Matrice de commandabilité} \tag{IV-32}$$

En fin :

$$T = \begin{bmatrix} t_1^T \\ t_2^T \\ \vdots \\ t_n^T \end{bmatrix} \text{ avec : } t_2^T = t_1^T A ; t_1^T = t_1^T A^{n-1} \quad (\text{IV-33})$$

Pour le vecteur K_r^T on peut écrire $K_r^T = K_{rn}^T [\alpha^T \quad 1]$.

Où l'on a introduit le vecteur ligne $\alpha^T = [\alpha_1 \quad \alpha_2 \quad \dots \quad \alpha_{n-1}]$ qui réunit les coefficients α_i de l'équation caractéristique en mode de glissement. Ainsi on obtient une relation concise pour la détermination de K^T , à savoir :

$$K^T = K_{rn} (\alpha_1 t^T + \alpha_2 t^T A + \dots + \alpha_n t^T A^{n-1}) \quad (\text{IV-34})$$

Le facteur K_{rn} qui peut être choisi librement, on désire souvent donner un coefficient K_i de K^T Une valeur bien déterminée.

Si on désigne la colonne i de la matrice T par t_i on obtient :

$$K_i = K_{rn} [\alpha^T \quad 1] t_i \quad \text{D'où} \quad K_i = \frac{k_i}{[\alpha^T \quad 1] t_i}$$

IV - 4 - 3. Considérations concernant le choix des pôles :

Comme on l'a vu précédemment un des n pôles par exemple le pôle, doit être forcément imposé à l'origine. Les autres $(n-1)$ pôles peuvent être choisis librement. Evidemment elle est indispensable qu'ils possèdent une valeur réelle négative afin de garantir un comportement stable du fonctionnement en mode de glissement. Il est souvent judicieux de choisir des pôles complexes conjugués avec partie réelle. On obtient ainsi un amortissement en mode de glissement. Il est souvent judicieux de choisir des pôles complexes conjugués avec partie imaginaire égale à la partie réelle. De plus il faut garantir un amortissement absolu minimal (la partie réelle doit se trouver à gauche d'une droite limite avec $[-\rho_{min}]$).

Le domaine correspondant pour le placement des pôles est représenté par la surface hachurée de la figure (IV.5). S'il y a plusieurs pôles, on peut les aligner sur une verticale en imposant à tous les pôles la même valeur réelle.

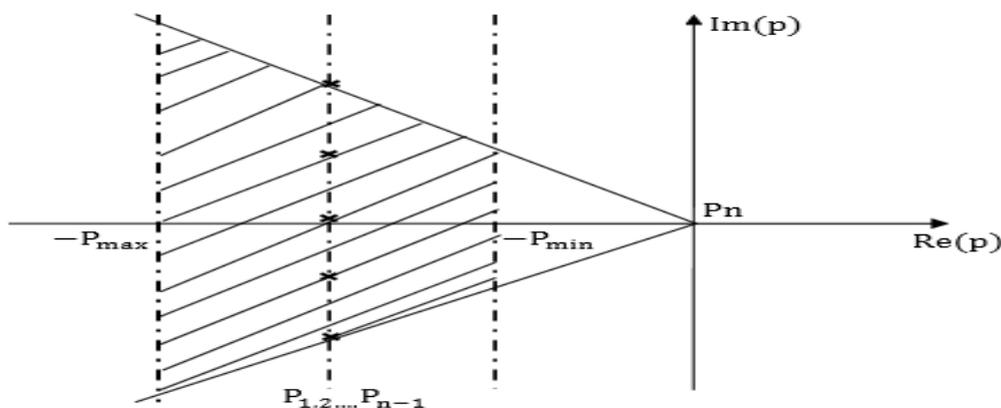


Figure IV. 5 : Imposition des pôles.

IV - 5. Application de la commande équivalente par les modes glissants à la MSAP

IV - 5 - 1. Modèle de la MSAP avec orientation du champ

Le modèle dynamique linéaire de la machine synchrone à aimants permanents obtenu après orientation du champ est donné par l'équation d'état (II.13) :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_q \\ \Omega_m \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} I_q \\ \Omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ Lq \end{bmatrix} Vq + \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ J_e \end{bmatrix} C_{rm} \quad (\text{IV-35})$$

Avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-Rs}{Ld} & \frac{-P\varphi_f}{Lq} \\ \frac{3P\varphi_f}{2J_e} & \frac{-F_{vf}}{J_e} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-36})$$

Et le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \varphi_f I_q \quad (\text{IV-37})$$

Le modèle est du second ordre comme commande la tension suivant l'axe de quadrature appartenant à l'ensemble discret [U_{max}, U_{min}].

Le choix de la surface de commutation est la première exigence pour obtenir une commande de vitesse adéquate.

IV - 5 - 2. Vérification de la commandabilité du système :

Avant d'appliquer la commande, il faut vérifier que le système est commandable. On a la matrice de commandabilité : Q_c, d'après l'équation (IV.32)

$$Q_c = [B, AB] = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-Rs}{Lq^2} \\ 0 & \frac{P\varphi_f}{J_e Lq} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-38})$$

On a $\det Q_c = \frac{P\varphi_f}{J_e Lq^2} \neq 0$ d'où le système est commandable.

IV - 5 - 3. Utilisation du régulateur intégrateur

Dans le but d'obtenir une erreur statique nulle ou minimale, on introduit un régulateur intégrateur décrit par l'équation d'état :

$$\frac{d}{dt} X_R = \Omega_{mref} - \Omega_m \quad (\text{IV-39})$$

Avec :

Ω_{mref} : La grandeur de consigne ;

Ω_m : La vitesse du rotor a commander ;

D'où l'équation d'état avec régulateur intégrateur devient :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Iq \\ \Omega_m \\ X_R \end{bmatrix} = [B] \begin{bmatrix} Iq \\ \Omega_m \\ X_R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ Lq \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} Vq + \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ J_e \\ 0 \end{bmatrix} C_{rm} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \Omega_{mref} \quad (IV-40)$$

Avec :

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{-Rs}{Lq} & \frac{-P\varphi_f}{Lq} & 0 \\ \frac{3P\varphi_f}{2J_e} & \frac{-F_{vf}}{J_e} & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

IV - 5 - 4. Choix de la surface de commutation :

Cette surface de commutation est choisie à partir d'une loi de commutation par contre réaction d'état et régulateur intégrateur qui est :

$$S(x) = -K_i Iq - K_{\Omega m} \Omega_m + K_r X_r + K_{\Omega mref} \Omega_{mref} \quad (IV-41)$$

On peut écrire :

$$S(x) = -K^T \begin{bmatrix} Iq \\ \Omega_m \\ X_R \end{bmatrix} + K_{\Omega mref} \Omega_{mref}$$

Et sa dérivée est la suivante :

$$\dot{s}(x) = -K_i \dot{I}q - K_{\Omega m} \dot{\Omega}_m + K_r \dot{X}_r + K_{\Omega mref} \dot{\Omega}_{mref} \quad (IV-42)$$

Avec :

$$K^T = [K_i \quad K_{\Omega mref} \quad -K_r] \quad (IV-43)$$

IV - 5 - 5. Expression de commande équivalente :

Pour un mode de glissement idéal, on a : $S(x)=0$, par conséquence : $\dot{S}(x)=0$, pour une grandeur de consigne constante ω_{mref} et a partir de la relation (IV.12) :

$$U_{eq} = (Rs Iq + P\varphi_f \Omega_m) - \frac{K_{\Omega mref} Lq}{K_i J_e} (P\varphi_f Iq - F_{vf} \Omega_m - C_{rm}) + \frac{Lq K_r}{K_i} (\Omega_{mref} - \Omega_m) \quad (IV-44)$$

La loi d'adaptation du couple de charge est :

$$\frac{d\tau}{dt} = -K_c (\Omega_{mref} - \Omega_m) \quad (IV-45)$$

Avec : $K_c > 0$

IV - 5 - 6. Equation d'état en mode de glissement :

On remplace la relation (IV.44) dans la relation (IV.40), on trouve :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Iq \\ \Omega_m \\ X_R \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} Iq \\ \Omega_m \\ X_R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_r}{K_i j} \\ -1 \\ j \\ 0 \end{bmatrix} C_{rm} + \begin{bmatrix} \frac{K_r}{K_i} \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \Omega_{mref} \quad (\text{IV-46})$$

$$[C] = \begin{bmatrix} \frac{-P\varphi_f K_{\Omega mref}}{K_i J_e} & -\frac{K_r}{K_i} + \frac{F_{vf} K_{\Omega mref}}{K_i} & 0 \\ \frac{P\varphi_f}{J_e} & -\frac{F_{fv}}{J_e} & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

IV - 5 - 7. Calcul des coefficients de la contre réaction d'état :

L'équation caractéristique du système en mode de glissement est donnée par :

$$P(s) = \det[sI - A^*] = 0$$

Avec :

I : La matrice identité

On aura :

$$P(s) = s[s^2 + \left(\frac{P\varphi_f K_{\Omega mref}}{J_e K_i} + \frac{F_{vf}}{J_e}\right)s + \frac{P\varphi_f K_r}{K_i J_e}] \quad (\text{IV-47})$$

La matrice (A) est singulière, donc on peut choisir un pôle à l'origine et les deux autres conjugué :

$$\begin{cases} p_{1,2} = -\rho \pm j\rho \\ p_3 = 0 \end{cases} \quad (\text{IV-48})$$

L'équation caractéristique sera :

$$P(s) = (s - p_1)(s - p_2)(s - p_3)$$

$$P(s) = s^3 + 2\rho s^2 + 2\rho^2 s$$

D'où les coefficients de la contre réaction d'état sont :

$$\begin{cases} K_i = 1 \\ K_r = \frac{2j}{P\varphi_f} \rho^2 \\ K_{\Omega mref} = \frac{\left(2\rho - \frac{F_{vf}}{J_e}\right) J_e}{P\varphi_f} \end{cases} \quad (\text{IV-49})$$

Il est à noter que le mode glissant n'existe pas dans tout l'hyperplan de la commutation, mais seulement dans un certain domaine.

Ce dernier est délimité par deux plans dans l'espace ($I_q ; \Omega_{mref} ; X_r$) ou par deux droites dans le plan ($I_q ; \Omega_{mref}$). Ces deux droites sont obtenues en remplaçant pour U_{eq} par (U_{max} puis U_{min}) dans l'équation ci-dessous :

$$\left(\frac{P\varphi_f K_{\Omega_{mref}}}{j} - \frac{R_s K_i}{L_q} \right) I_q + \left(K_r - \frac{F_{vf} K_{\Omega_{mref}}}{j} - \frac{P\varphi_f K_i}{L_q} \right) \Omega_m + \frac{K_i U_{lim}}{L_q} - \frac{K_{\Omega_{mref}} C_r}{j} - K_m \Omega_{mref} = 0$$

(IV-50)

IV - 6. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande à structure variable (CSV) fonctionnant en mode de glissement appliquée à la machine synchrone à aimants permanents, après la présentation de la théorie de base de cette commande et le calcul des lois de régulateurs, on réalise une simulation de la commande au chapitre suivant.

La commande ainsi développée nous permet d'assurer la régulation de vitesse du VE. Les différents gains de la commande sont déterminés par la méthode d'imposition de pôles et affinés par des essais de simulation pour les pôles imposés.

Chapitre V

**Validation par des tests de
simulation du système en boucle
fermé**

v

V - 1. Introduction

Dans ce chapitre, on valide le système en boucle fermée par des tests de simulation, en utilisant le logiciel MATLAB/Simulink.

On a procédé, en plusieurs étapes, d'abord, on a validé l'actionneur (MSAP) directement avec une source de tension triphasée sinusoïdale, puis avec un onduleur de tension commandé par MLI et ça pour un fonctionnement à vide puis en charge. Puis on a validé le modèle complet VE-actionneur sans prés-actionneur et finalement le schéma complet de mise en œuvre, c'est-à-dire prés-actionneur (source de puissance+onduleur+MLI)-actionneur-VE.

V - 2. Validation du modèle du MSAP sans onduleur

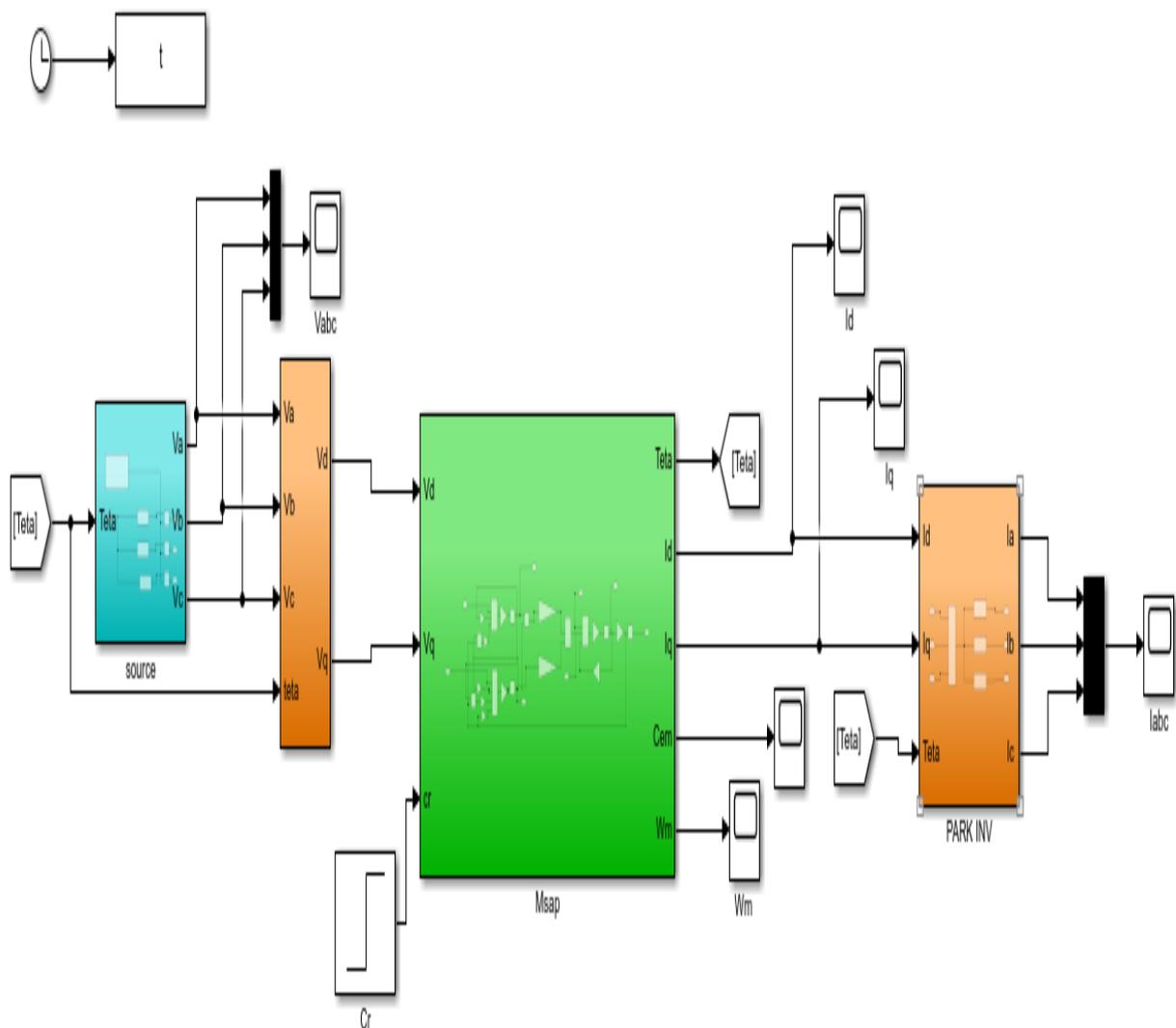


Figure V. 1 : Bloc de simulation du moteur synchrone à aimants permanents

V - 2 - 1. Résultats de simulation

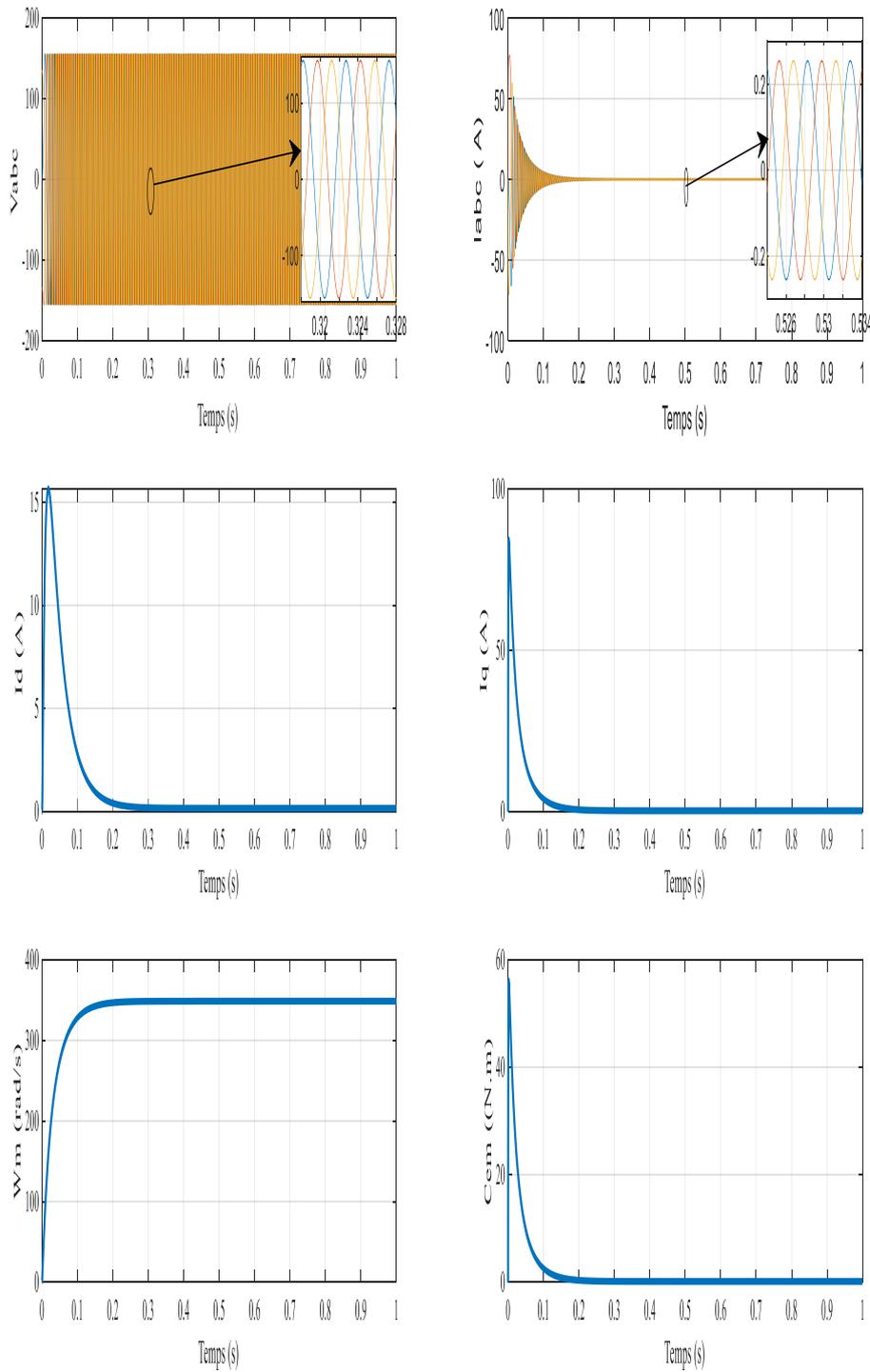


Figure V. 2 : Résultats de simulations du MSAP à vide

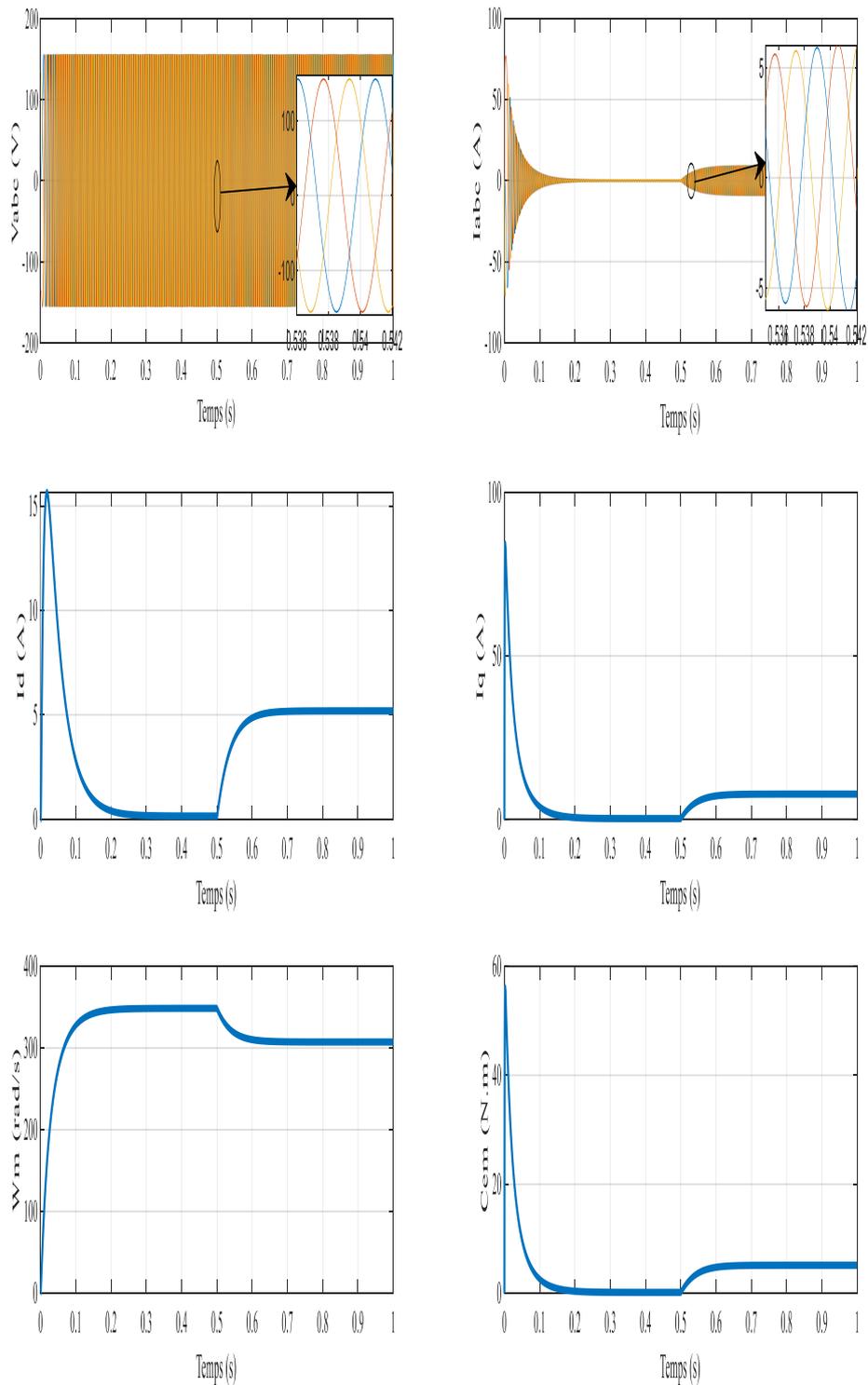


Figure V. 3 : Résultats de simulations du MSAP en charge

V - 3 - 1. Résultats de simulation

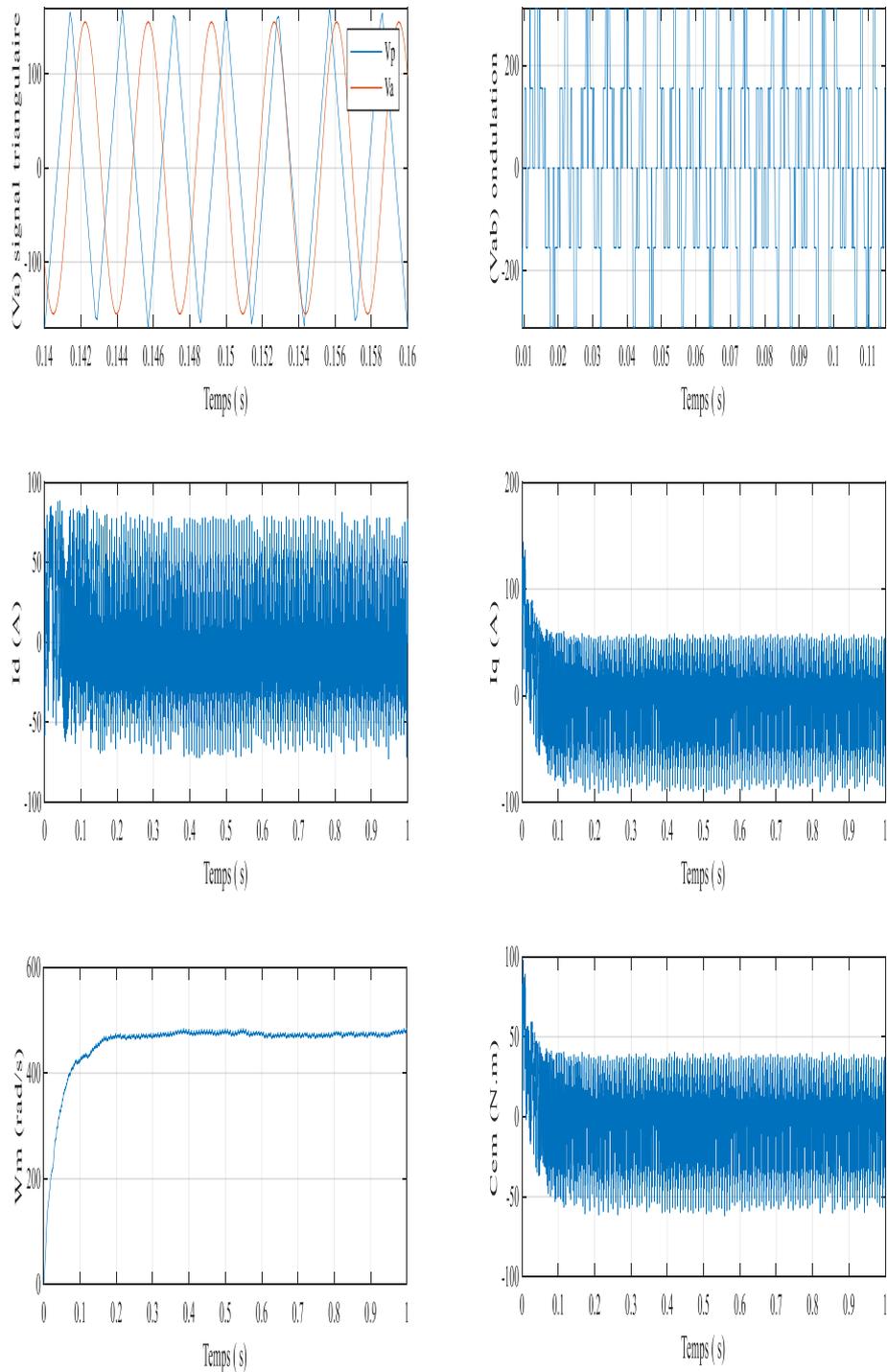


Figure V. 5 : Résultats simulations du MSAP avec onduleur à vide

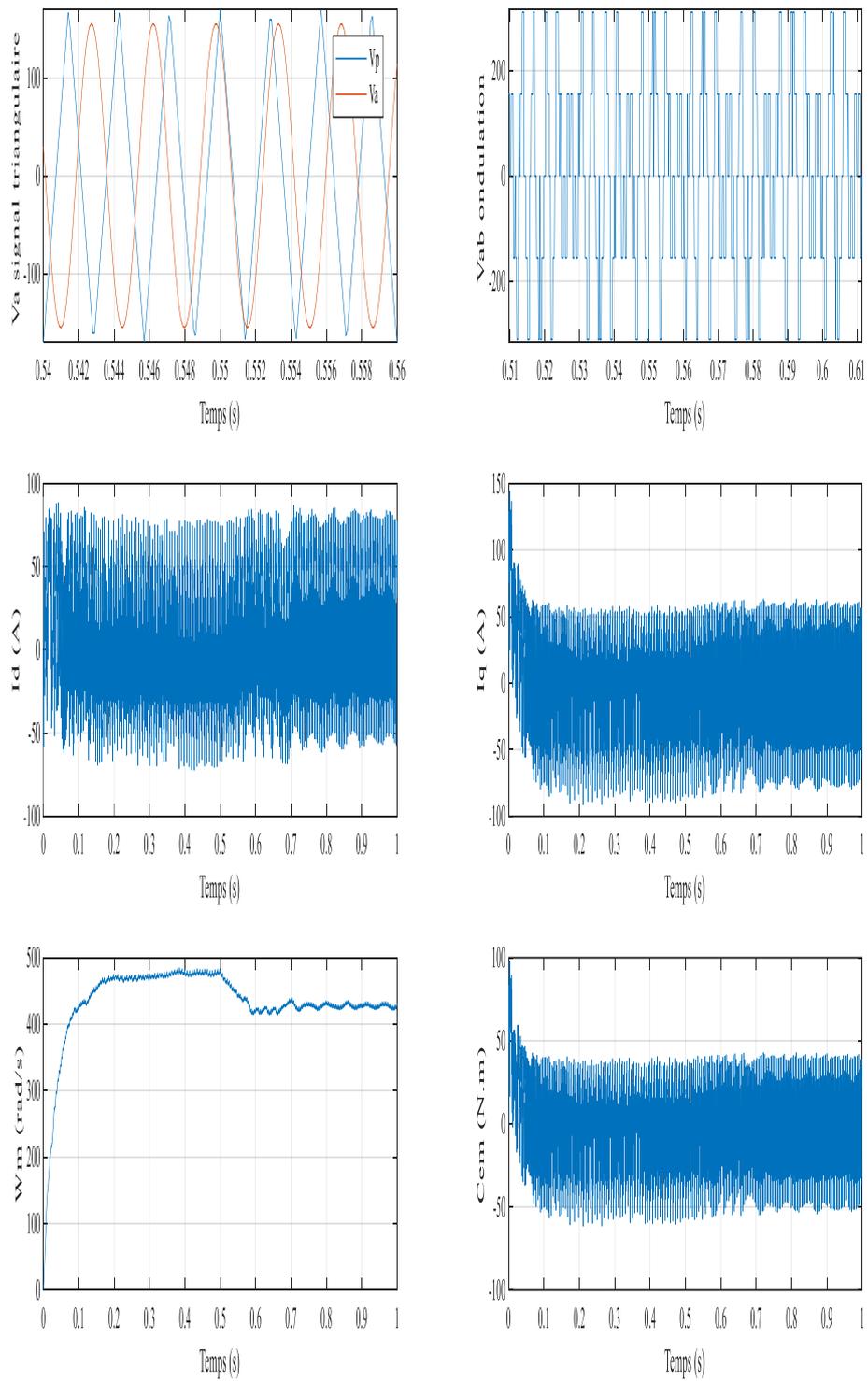


Figure V. 6 : Résultats simulations du MSAP avec onduleur en charge

V - 3 - 2. Interprétation des résultats de simulation

- La vitesse atteint très rapidement le régime permanent, puis elle reste constante et égale à la vitesse de synchronisme jusqu'à l'application du couple de charge $C_r = 5N.m$ à $t=0.5s$ où elle diminue
- le couple électromagnétique répond rapidement à la demande de la charge.
- La dynamique est un peu plus lente du démarrage avec l'onduleur,

Si on compare ces résultats (MSAP alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus auparavant (MSAP alimentée par un réseau triphasé équilibré), on constate qu'ils sont presque similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations qui affectent le fonctionnement de la machine.

V - 4. Validation de la commande vectorielle appliquée au MSAP

Dans cet teste, on démarre la machine à vide puis on applique un couple de charge de $5N.m$ à l'instant $0.5 s$.

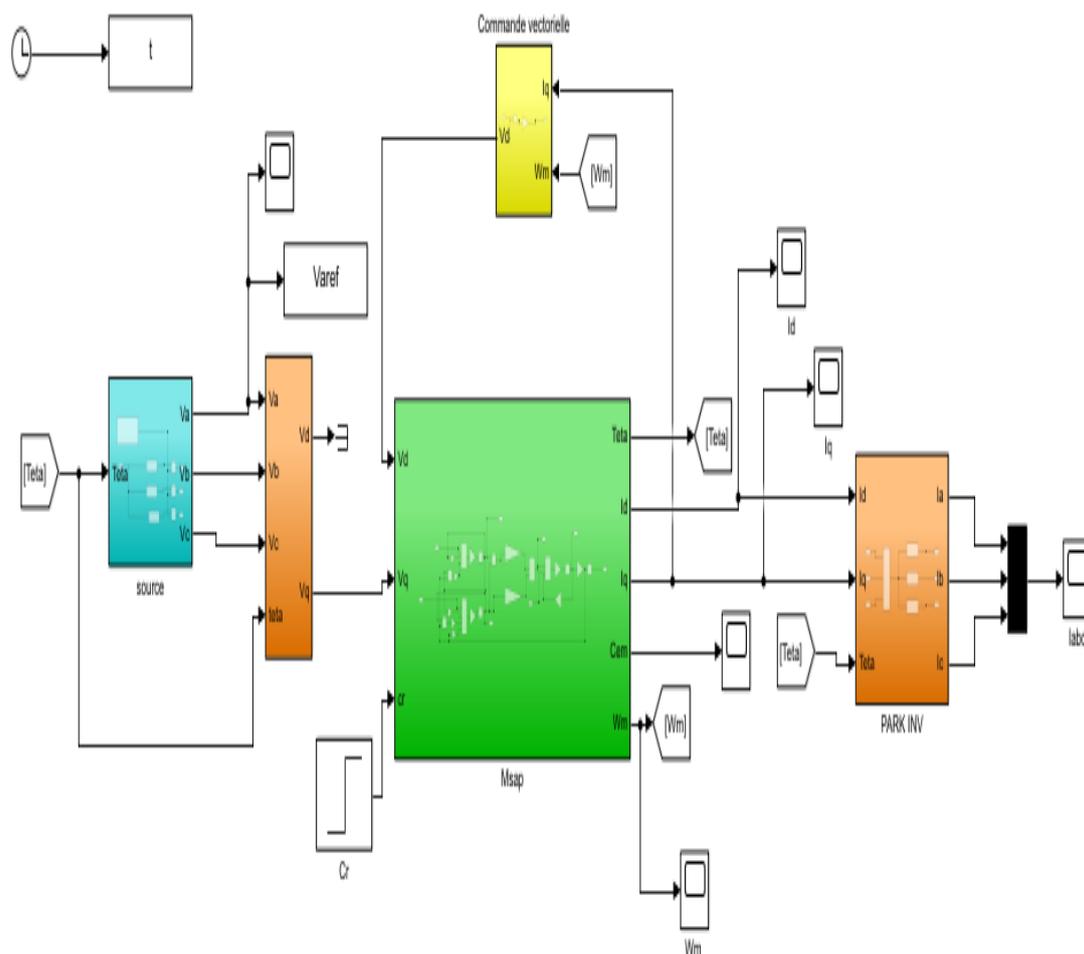


Figure V. 7 : Bloc de simulation du MSAP avec la commande vectorielle

V - 4 - 1. Résultats de simulation

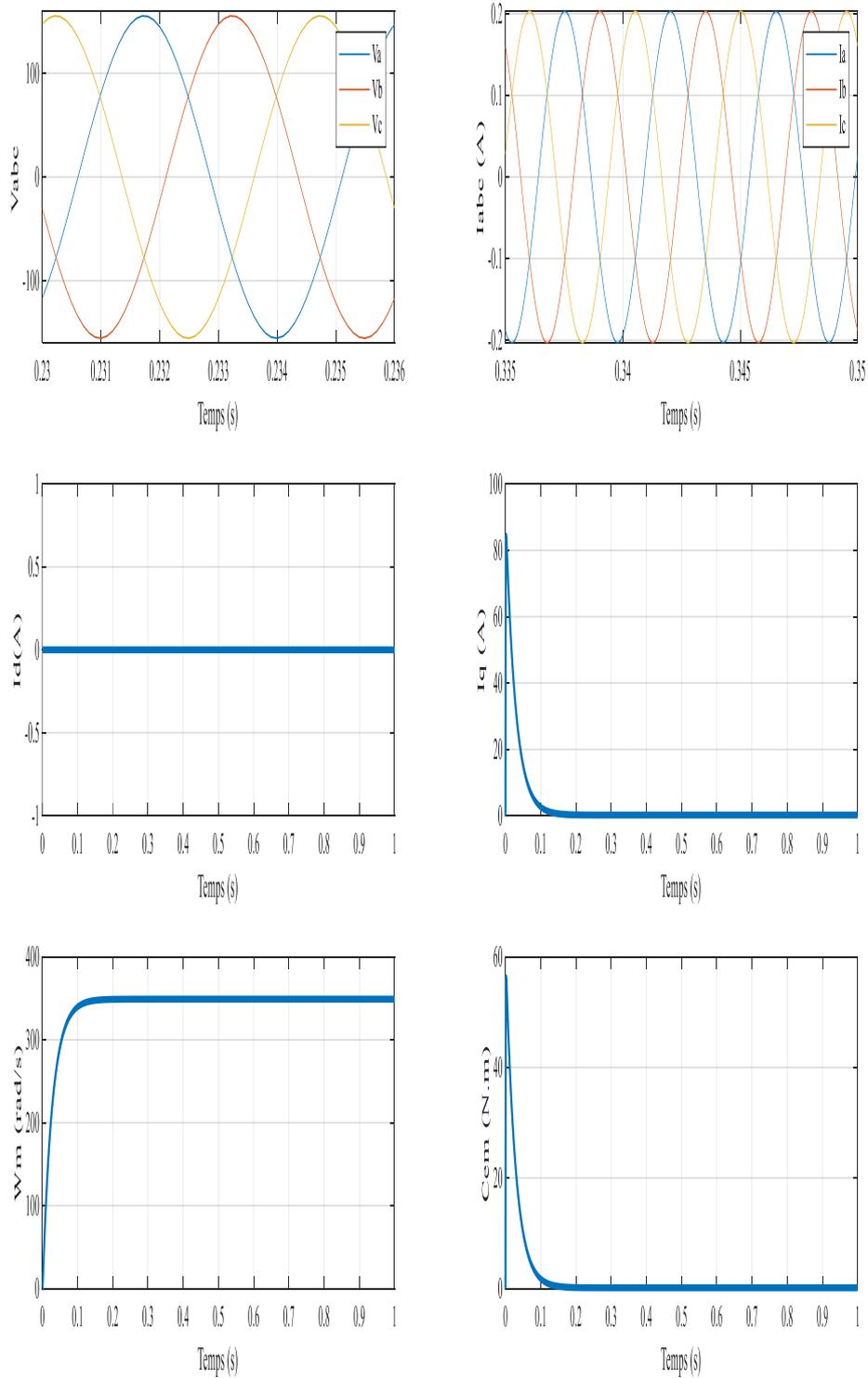


Figure V. 8 : MSAP avec commande vectorielle à vide

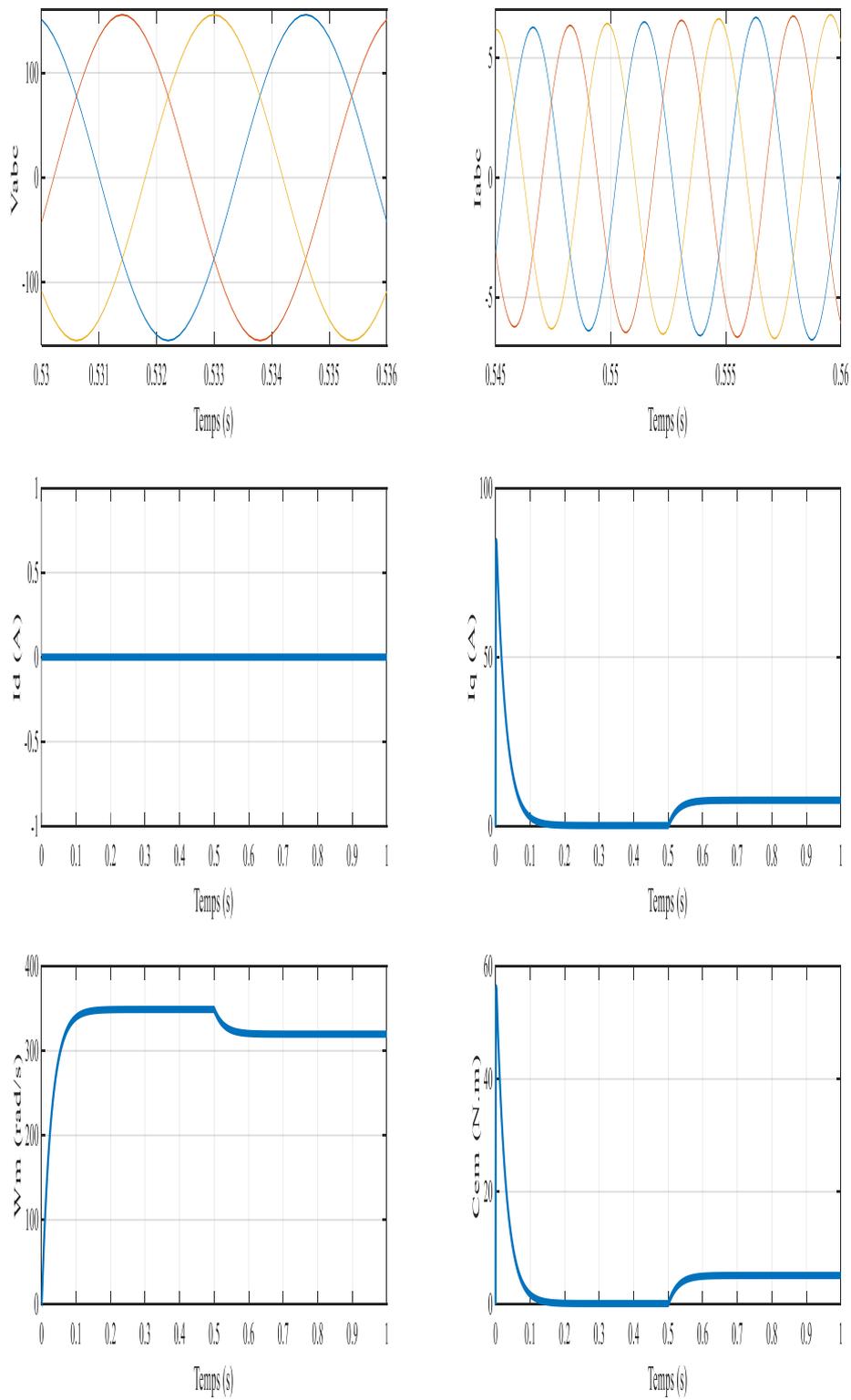


Figure V. 9 : MSAP avec commande vectorielle en charge.

V - 5 - 1. Résultats de simulation

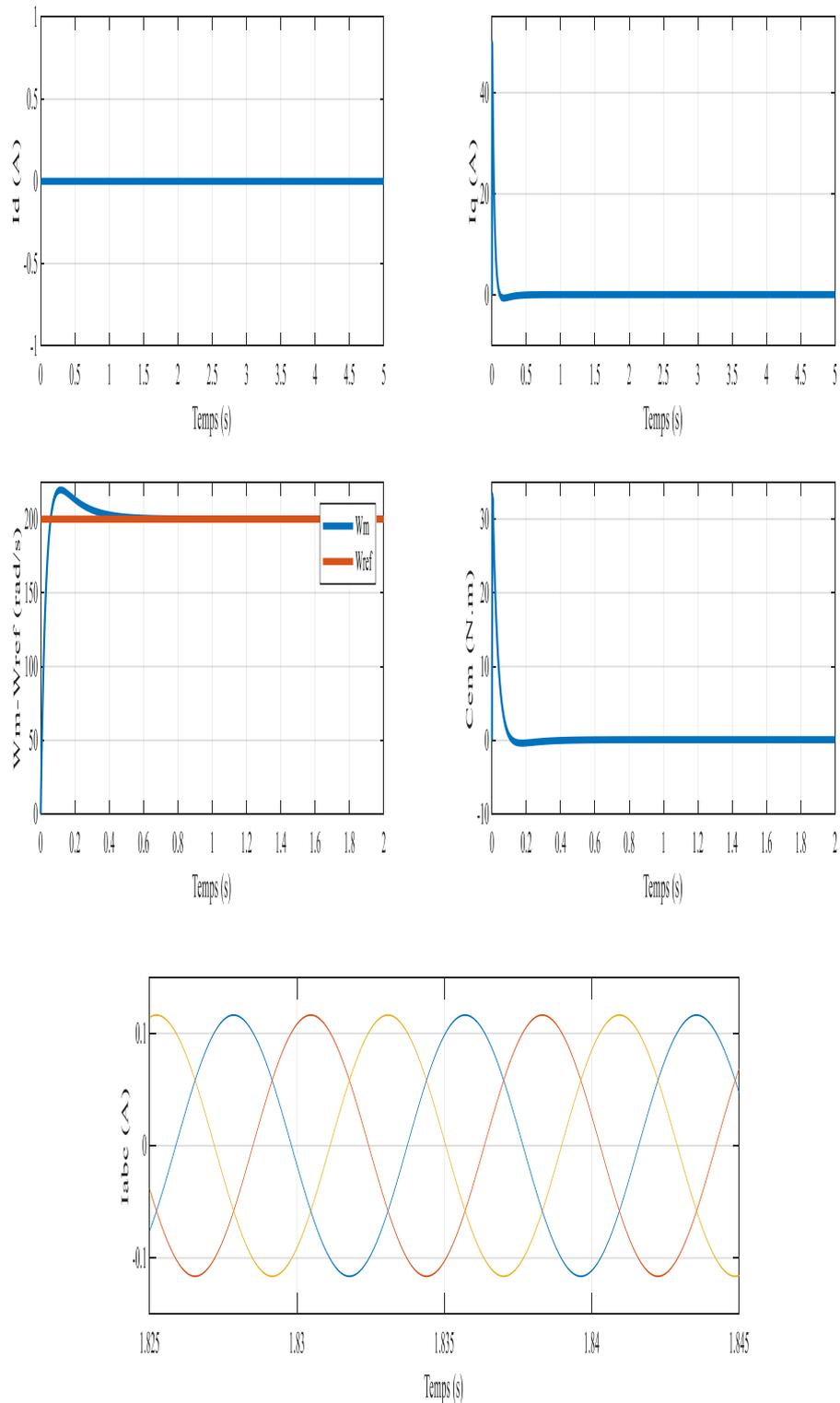


Figure V. 11 : MSAP avec commande équivalente à vide

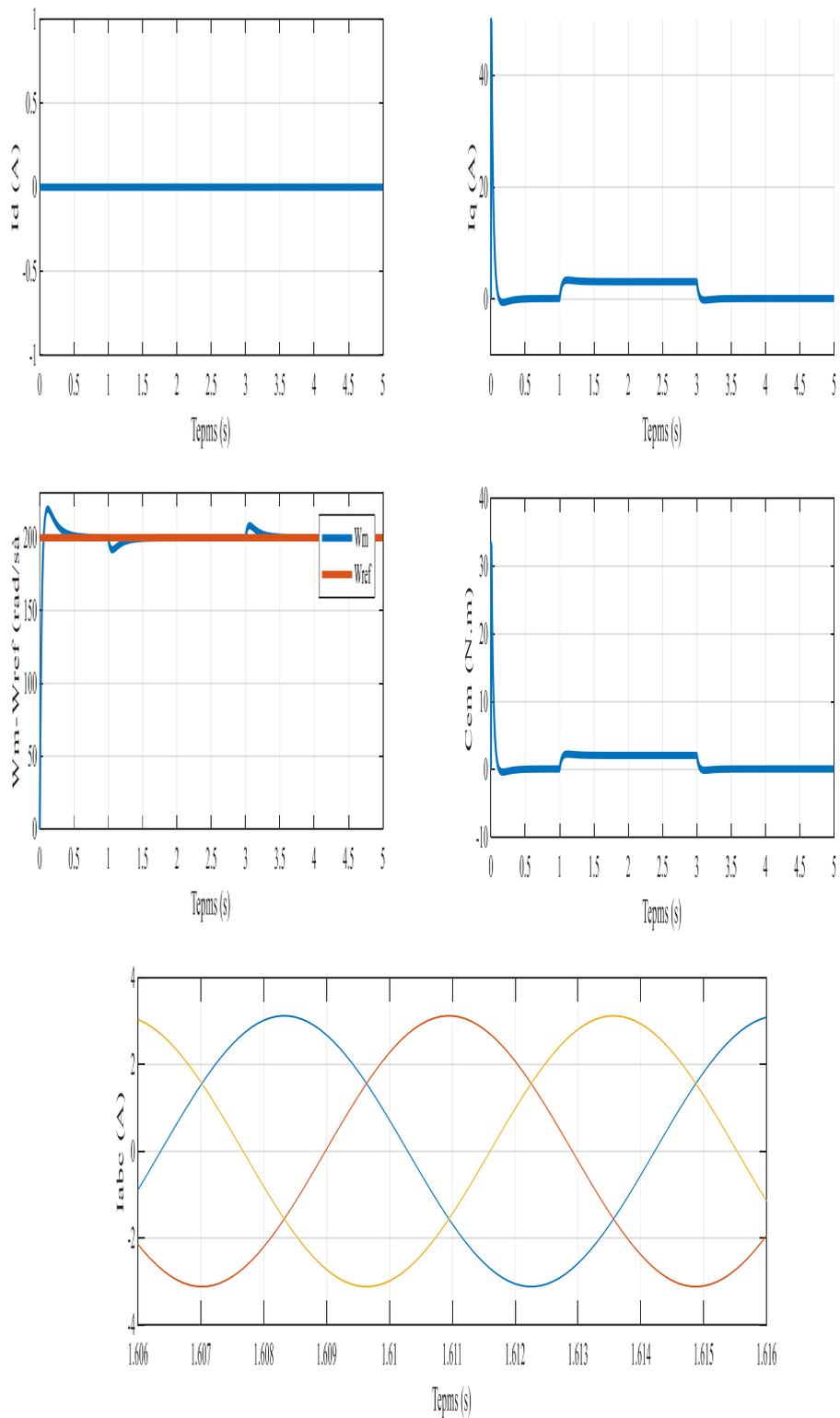


Figure V. 12 : MSAP avec commande équivalente en charge.

V - 6 - 1. Résultats de simulation

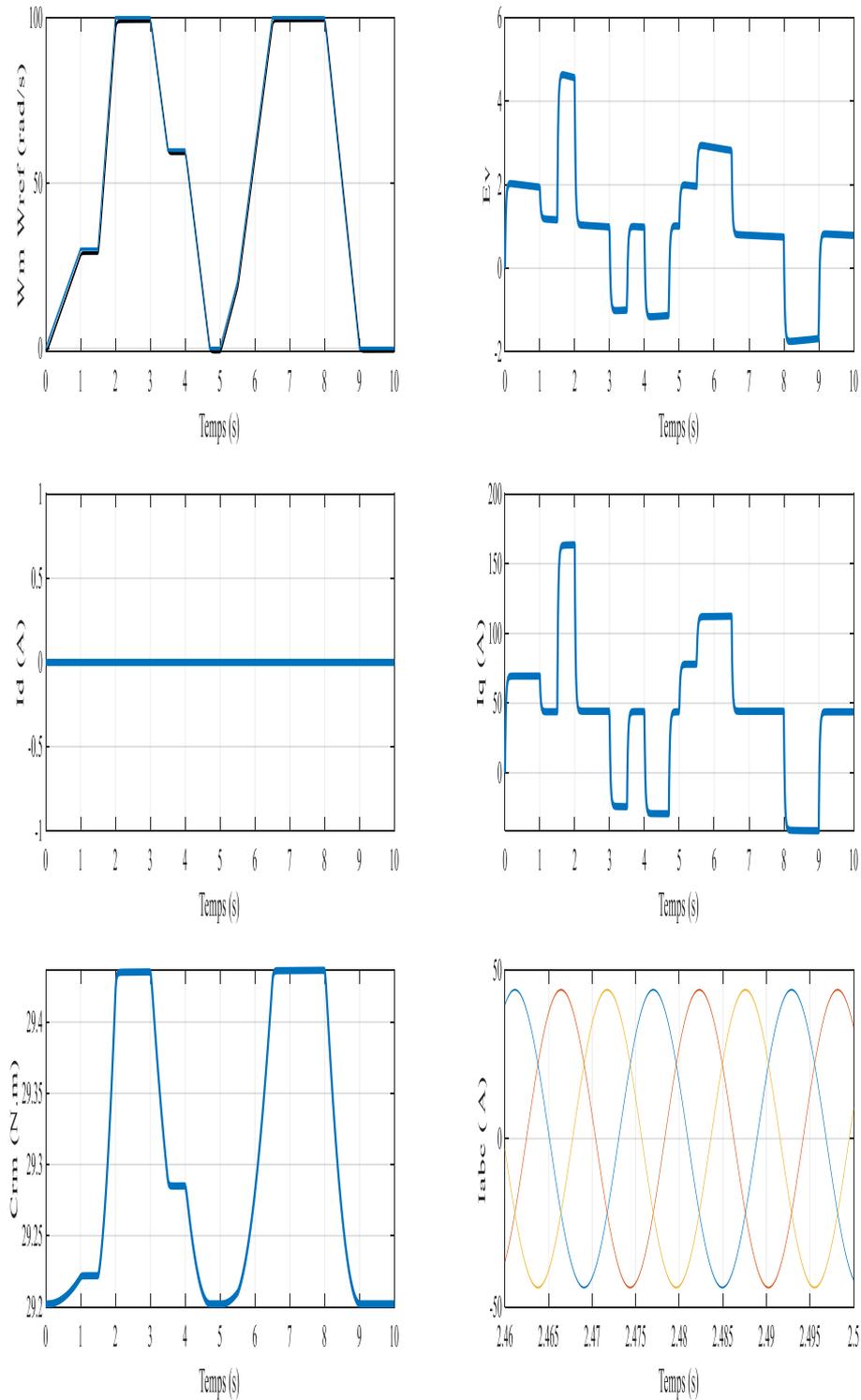
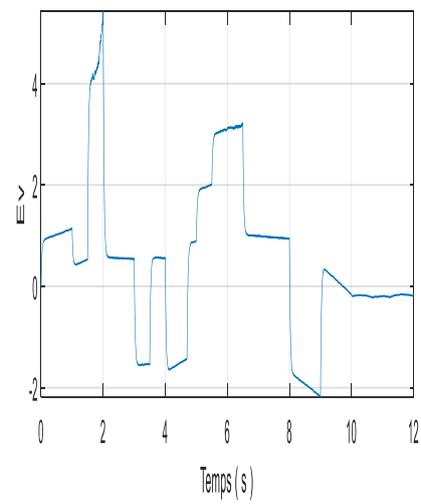
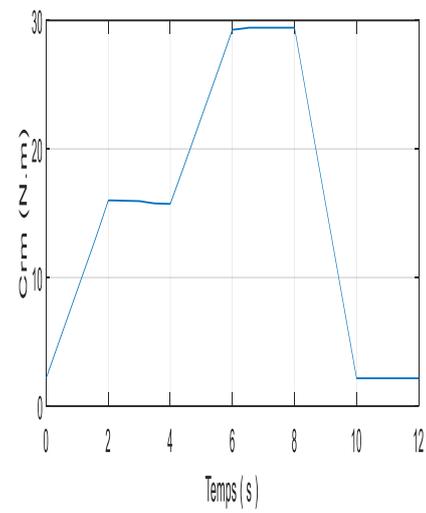
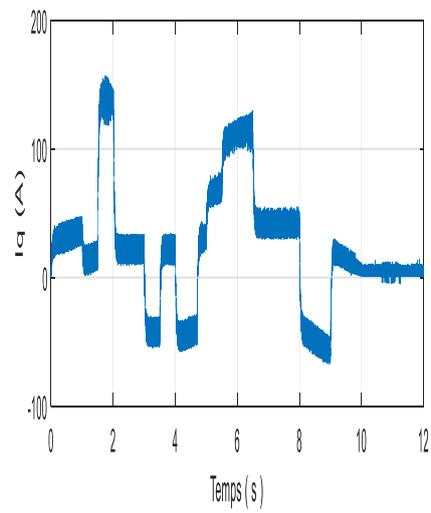
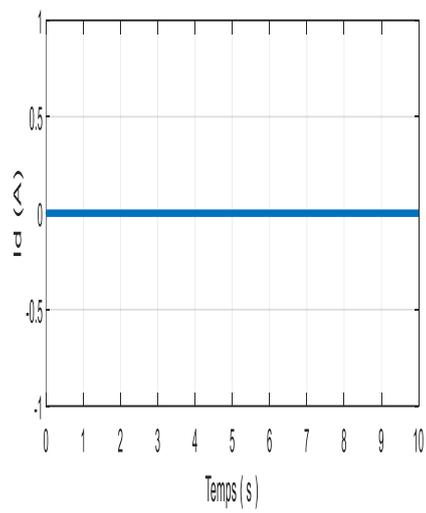
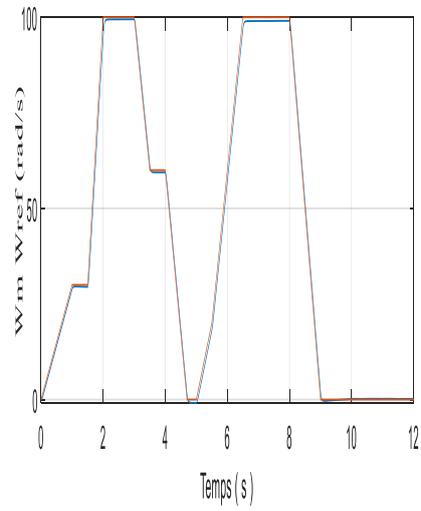
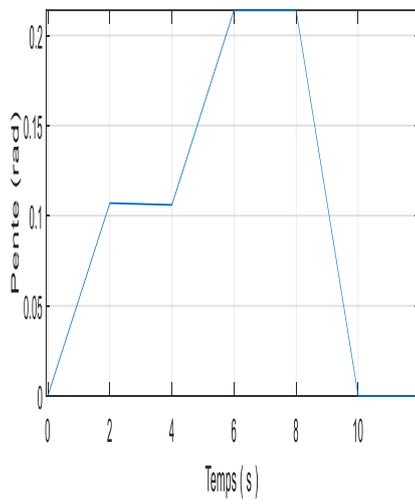


Figure V. 14 : MSAP avec véhicule électrique.



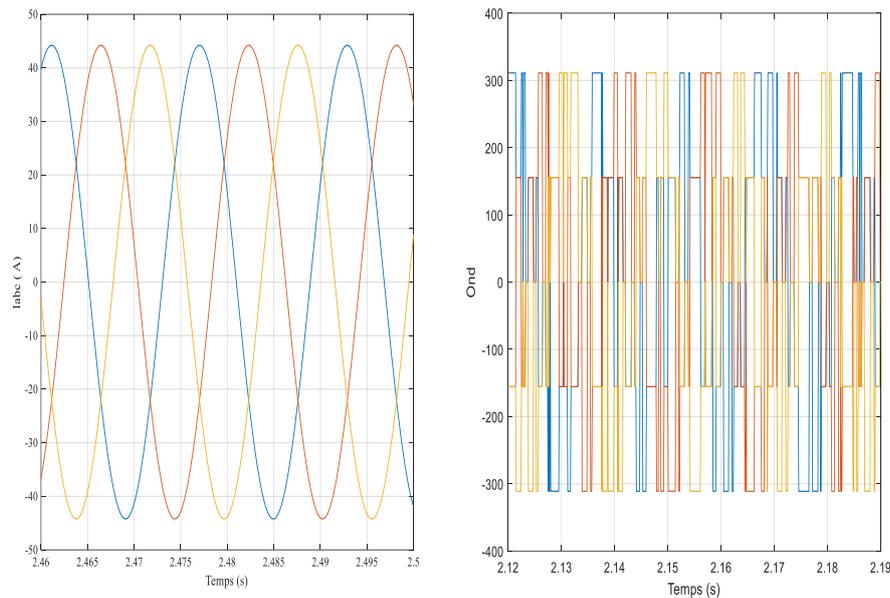


Figure V. 15 : MSAP avec véhicule électrique avec variation de pente.

V - 6 - 2. Interprétation des résultats de simulation

D'après les résultats de simulation final avec introduction de la dynamique de véhicule électrique on remarque que :

- La vitesse suit la vitesse de consigne quelque soit la perturbation et quelque soit la pente appliqué au véhicule.
- Le courant I_q est l'image de l'erreur de vitesse ceci dit que le courant répond au besoin de la charge.
- I_d reste nulle, même au régime transitoire sachant qu'il devrait avoir une valeur non nulle à ce régime car c'est le cas dans la validation du model de MSAP sans onduleur.

V - 7. Conclusion

Les résultats obtenus après validation par simulation numérique sous Matlab/Simulink, ont permis d'analyser le comportement dynamique de la VE-MSAP.

La commande vectorielle nous a permis de linéariser le système et d'obtenir un découplage entre le courant I_q et le couple, où obtenu un modèle simple découplé qui est similaire à celui du MCC qui permet la commande de la vitesse du VE avec une commande équivalente par les modes glissant, malgré la dynamique non linéaire du VE et de son actionneur (MSAP) ainsi que du prés-actionneur (onduleur).

Conclusion Général

Conclusion Générale

Dans ce travail, nous avons traité la modélisation et l'étude des performances d'un VE actionné par un MSAP, asservie par une commande équivalente par mode glissant (CEMG) ainsi qu'une commande liérissante et muni de son prés-actionneur (onduleur).

La complexité du VE-MSAP est importante, car c'est un système fortement non-linéaire. La loi de commande adaptée à ce système est non-linéaire. La CEMG, accompagnée d'un retour d'états linéarisant est l'un des schémas commande de ce type fortement performante, car il compense les non-linéarités efficacement et assure l'asservissement des sortie, pour différents point de fonctionnements, mêmes en présence des perturbations externe (changement de pente de la chaussée). Une loi d'adaptation du couple de charge, où ce dernier est une perturbation externe aléatoire est nécessaire si la loi de commande dépend de cette grandeur (c'est le cas de la CEMG). L'une des difficultés de la conception de la CEMG est la détermination de ces gains, où leur nombre est important. On peut remédier à cette difficulté, en faisant appelle à des techniques d'optimisations.

On a associé au VE-MSAP un convertisseur simple (deux niveaux), mais la qualité des tensions à leurs sorties est médiocre, à cause des harmoniques, donc on peut améliorer ces signaux, en utilisant des convertisseurs multi-niveaux.

En perspectives à ce travail, il sera intéressant d'optimiser les gains de la CEMG, ou de les adaptés. Une validation sur un ban d'essais va confirmer les tests de simulation.

Annexe

Paramètre de la machine utilisée en simulation

Paramètres	symboles	Valeurs
Moment d'inertie	J	0.0048 kg.m ²
Inductance direct	Ld	0.0008524 H
Inductance quadratique	Lq	0.0009515 H
Nombre de pair de pôles	p	4
Résistance statorique	Rs	1.7377 Ω
Amplitude de flux des aimants permanent	$Phif$	0.1112 Wb
Coefficient des frottements visqueux.	Fvf	0.000388 N.m/rd/s
Facteur d'amortissement.	Fd	0.7
Moment d'inertie de la roue	Jw	1.14

Paramètres du véhicule électrique

Paramètres	symboles	Valeurs
Masse totale du véhicule	M	300 Kg
Constante de gravitation	g	9,81 m/s ²
Section frontale du véhicule	Sf	1,9 m ²
Coefficient de pénétration dans l'air	Cx	0,25
Coefficient de roulement	Crr	0,017
Rayon de la roue	R	0.26 m
Le rapport de réduction de la vitesse	N	6
Densité volumique de l'air	ρ_{air}	1,23 kg/m ³

Bibliographie

Bibliographie

- [1] Z. N. KASRI Maissa, "Commande et gestion de l'énergie d'un véhicule électrique", Université Abderrahmane Mira Bejaia, 2021.
- [2] B. A. Saidani Redha, "Commande de roues motrices d'un véhicule électrique", Université Mohamed El Bachir El Ibrahimi, 2021.
- [3] D. A. MEKKI Hemza, "Commande robuste par mode glissant application aux véhicules électriques", UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, 2021.
- [4] A. Daanoune, "Contribution à l'Etude et à l'Optimisation d'une Machine Synchrone à Double Excitation pour Véhicules Hybrides, Thèse doctorat", Université de Grenoble, décembre 2012.
- [5] Y. G. A. E. M. EHSANI, "Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles. Fundamentals, theory, and design", Boca Raton (USA), 2005.
- [6] R. SIADUR, "A review on electrical motors energy use and energy savings ", October, 2009..
- [7] «« Les moteurs conventionnels »», 15 Septembre 2012.. [En ligne].
- [8] R. TRIGUI, " Approche systémique pour la modélisation, la gestion de l'énergie et l'aide au dimensionnement des véhicules hybrides thermiques-électriques ", l'Université Lille 1, 2011.
- [9] K. AMMOUS, « Contribution à la construction systématique des modèles moyens de convertisseurs de puissance », Thèse de doctorat, l'Institut National des Sciences, 2002.
- [10] S. GHANDOUR, « Conception de Convertisseurs DC/DC à base de MEMS », l'Université de Grenoble, 2006.
- [11] A. S. O. WEDDOU, "Commande DTC d'un groupe motopropulseur synchrone pour une application de traction électrique", Universitaire Dr. Moulay Tahar Saida, 2008.
- [12] A. Kaddouri, "Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Université de Laval, Québec, Novembre 2000.
- [13] M. M. Benbott Samir, "Étude de vibration et bruit d'un moteur à aimant permanent", Université Larbi ben M'hidi de Oum Elbouaghi,, 2012.
- [14] J. G. Ph. LAMELOT, « Les Aimants Permanents Rendent les Moteurs Economes », 2007.
- [15] Z. Lagoune, "Commande par hysteresis d'une machine synchrone a aimants permanents en utilisant maxwell simplorer", Université de Setif, 2011.
- [16] H. SCHAWAB, "Stratégies de Commande d'Actionneurs Synchrones à Aimants Permanents Intégrant la Sureté de Fonctionnement", Université de Haute Alsace, 2004.
- [17] M. Ezzat, "Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone a aimants permanent", Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Nantes (ECN), France, 2011.
- [18] A. ATTOU, "Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents", mémoire de master, université Djilali liabes, SBA, Algérie,, 2011.
- [19] N. BOUNASLA, "Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents", Université Ferhat ABBAS Sétif, 2014.
- [20] Z. Boubaker, "Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire", Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.

- [21] a. G. C. G. Grellet, " Actionneur electriques, principes, modèles, commande.
- [22] H. Benariba, "Contribution à la commande d'un véhicule électrique", 2019.
- [23] H. Gharbi, " Modélisation et commande d'un véhicule électrique hybride ", Université Hassiba Ben Bouali chlef, 2015.
- [24] A. S. a. L. Guzzella, "Control of hybrid electric vehicles,", 2007, pp. pp. 60-70.
- [25] A. Adel., "Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable, mémoire de Magister", Université d'Annaba, 2010..
- [26] N.S. Amirouche, "Contribution à la commande adaptative et neuronale d'une, 2007.
- [27] A. W. AID Housseem, "Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entrainement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents, Mémoire de Master", Université de Tlemcen, 2013.
- [28] H.Boudjemai, L.Ayadi , " Etude comparative d'une commande équivalente par les modes glissants et d'une commande non linéaire par la théorie de Lyapunov d'une MSAP", Université Abderrahmane Mira Bejaia, 2013.