

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



Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique

Projet de Fin d'étude

En vue de l'obtention du diplôme de
Master en Electrotechnique
Option : Commandes électriques

Thème

**Commande en vitesse d'une machine synchrone
polyphasée à aimants permanents.**

Préparé par :

Zoutat Sara
Rili Nariméne

Dirigé par :

Mr Achour A/Y

Année Universitaire : 2021/2022

REMERCIEMENTS

Tous d'abord nous remercions dieu tout puissant de nous avoir donné le courage et la patience durant toutes ces longues années d'études.

Nous tenons à remercier notre encadreur Mr Achour A/Yazid, pour l'orientation, la confiance, la patience qui ont constitué un apport considérable sans lequel ce travail n'aurait pas pu être mené au bon port, Qu'il trouve dans ce travail un hommage vivant à sa haute personnalité.

Nous tenons à présenter nos remerciements les plus chaleureux au président et aux membres de jury, pour avoir accepté de juger notre travail.

À nos familles et nos amis qui par leurs prières et leurs encouragements, on a pu surmonter tous les obstacles.

Enfin, nous remercions tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de ce travail. Grâce à leur compréhension et à leur aide, nous avons pu accomplir notre travail de recherche.

DÉDICACES

À ALLAH tout puissant, qui m'a inspiré qui m'a guidé dans le bon chemin, je vous dois ce que je suis.

À mes chers parents aucune expression ne saurait exprimer toute l'affection et tout L'amour que je vous porte. Que ce travail soit l'exaucement de mes vœux tant formulés, de vos Prières et le fruit de vos innombrables sacrifices.

À toute ma famille.

À mes sœurs.

À Mes frères.

À tous mes amies qu'il trouvent ici l'expression de mon respect et de mon grand attachement et spécialement à ma très chère Yasmine.

À vous tous, je dédie mon modeste travail.

ZOUTAT SARA

DÉDICACES

Afin d'être reconnaissant envers ceux qui m'ont aidé,
Appuyé et encouragé à effectuer ce travail, je dédie ce mémoire :

À ma très chère mère pour son soutien moral, et pour tous Les sentiments
d'affection et d'amour qui représentent pour moi le pilier de tous mes efforts.

À mon très cher père, grand symbole de force et de courage.

À la personne la plus chère à mon cœur

À mes chers frères MOHAMED ET HEMZA

Une spéciale dédicace pour mes meilleurs amis :

MAISSA, IMAL, AMIRA, TASSADITH, LISA, LARBI, SAMY, FAROUK

À tous les membres de ma famille sans aucune exception.

Je tiens aussi à dédier ce travail

A Mr. ACHOUR

Et à ma binôme S. ZOUTAT pour son soutien sa présence et son dévouement

sans qui ce travail n'aurait pas eu lieux

Et à tous ceux que ma réussite leur tient à cœur.

RILI NARIMENE

TABLE DES MATIÈRES

Introduction générale.....	1
Chapitre I Étude et modélisation de la machine synchrone à aimants permanent double étoile (MSAPDE)	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Machine polyphasée.....	3
I.3 Différentes structures de la MSAPP	3
I.3.1 Machines polyphasées de « type1 »	4
I.3.2 Machines polyphasées de « Type 2 ».....	4
I.3.2.1 Machines penta-phasées	4
I.3.2.2 Machines hépta-phasées	5
I.4 Etude comparative MSAP triphasée et MSAPP	6
I.5 Avantage des machines polyphasées	6
I.6 Inconvénients des machines polyphasées	7
I.7 Domaines d'applications des machines multiphasées	7
I.8 Modélisation des machines MSAP polyphasées.....	7
I.8.1 Modélisation de la machine MSAP à « n » phases dans la base naturelle	8
I.8.2 Modélisation de la machine MSAP à « n » phases dans le repère diphasé.....	9
I.8.2.1 Dans la base de Concordia.....	9
I.8.2.2 Modélisation dans le repère tournant du rotor.....	11
I.9 Modélisation de la MSAP double étoile (MSAPDE)	13
I.9.1 Modélisation dans le repère naturel (repère abc)	14
I.9.1.1 Modèle électrique	14
I.9.1.2 Modèle magnétique	15
I.9.1.3 Modèle mécanique.....	16
I.9.2 Modèle simplifié dans le plan dq composé (modèle dq étendu)	16
I.9.2.1 Modèle électrique	17
I.9.2.2 Modèle électromagnétique	18
I.9.2.3 Système d'équations.....	18
I.10 Conclusion	19

Chapitre II Alimentation de la machine synchrone à aimants permanent double étoile (MSAPDE)

II.1 Introduction	20
II.2 Modélisation de l'onduleur	20
II.2.1 Définition de l'onduleur	20
II.2.2 Rôle de l'onduleur.....	20
II.2.3 Différents types.....	20
II.2.4 Principe de fonctionnement	20
II.2.5 Cas onduleur de tension à deux niveaux.....	20
II.2.5.1 Structure	20
II.2.5.2 Equations de l'onduleur	21
II.2.6 Différentes stratégies de commande	22
II.3 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) de l'onduleur de tension	22
II.3.1 Définition	22
II.3.2 Principe de fonctionnement	22
II.3.3 Signal de la porteuse	23
II.3.4 Signal de référence.....	23
II.3.5 Indice de réglage	23
II.3.6 Indice de modulation.....	23
II.3.7 Avantages de la commande MLI	24
II.4 Association de la MSAPDE-onduleurs	24
II.5 Conclusion	25

Chapitre III Commande à structure variable

III.1 Introduction	26
III.2 Calcul de retour d'état linéarisant exacte (commande vectorielle)	26
III.3 Principe de la commande par les modes glissants.....	27
III.4 Calcul de la commande par mode glissant	28
III.5 Calcul de la CSV pour MSAPDE linéarisé.....	28
III.5.1 Choix de surface de glissement	29
III.5.2 Calcul du vecteur de commande équivalente	29
III.5.3 Calcul de l'équation d'états du MSAPDE en boucle fermée (BF).....	30
III.5.4 Calcul des gains par imposition des pôles	31

III.5.5 Calcul du terme non linéaire (discontinu)	31
III.6 Conclusion.....	32
Chapitre IV	Validation de la loi de commande par des essais de simulation
IV.1 Introduction.....	33
IV.2 Machine synchrone aimants permanent double étoile autopiloté en dq étendu.....	33
IV.3 Commande vectorielle exacte	34
IV.4 Commande non linéaire par les modes glissants	35
IV.5 Résultats de simulation	37
IV.5.1 Premier test de simulation	37
IV.5.1.1 Paramètres du test 1 de simulation	37
IV.5.1.2 Interprétations des résultats du test 1 de simulation	38
IV.5.2 Le deuxième test de simulation	39
IV.5.2.1 Paramètres du test 2 de simulation	39
IV.5.2.2 Interprétations des résultats du test 2 de simulation	41
IV.6 Conclusion	41
Conclusion générale.....	42
Références bibliographiques.....	43
Annexe	

Liste des figures

Figure I. 1 : Représentation schématique d'un enroulement polyphasée.....	3
Figure I. 2 : Différentes configurations d'enroulement d'une machine à six phases. A) $=60^\circ$, B) $=30^\circ$	4
Figure I. 3 : Vues de la machine synchrone penta phasée à aimants permanents démontée et en coupe.	5
Figure I. 4 : Enroulement d'une machine à cinq phases.	5
Figure I. 5 : Enroulement d'une machine à sept phases.....	5
Figure I. 6 : Axes des enroulements des différentes phases.....	7
Figure I. 7 : Projection des axes magnétiques dans le plan (α,β)	11
Figure I. 8 : Schéma synoptique de la structure de la MSAP a une paire de pôle avec effet de saillance dans le repère dq	12
Figure I. 9 : Schéma synoptique de la structure d'une MSAPDE à une paire de pôles.....	14
Figure I. 10 : Représentation de deux enroulements triphasés dans le plan dq composé.....	16
Figure II. 1 : Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.	21
Figure II. 2 : Méthodologie de la commande MLI.....	23
Figure III. 1 : Différents modes de convergence pour la trajectoire d'état.	28
Figure III. 2 : Commutation sur la surface de glissement $S(xs)$	28
Figure III. 3 : Schéma de principe de la CSV	31
Figure IV. 1 : Schéma bloc de MSAPDE alimenté par des sources tension.....	34
Figure IV. 2 : Schéma bloc avec Simulink du retour d'états linéarisant.....	34
Figure IV. 3 : Schéma bloc de linéarisation exacte de la MSAPDE par retour d'état.	35
Figure IV. 4 : Schéma bloc de la commande non linéaire à structure variable d'une MSAPDE alimenté par deux onduleurs de tension commandé par MLI.	36
Figure IV. 5 : Réponse de la MSAPDE pour les paramètres de test 1.....	38
Figure IV. 6 : Réponse de la MSAPDE pour les paramètres de test 2.....	40

Symboles et Indices

$(\vec{e}_1, \vec{e}_2 \dots \vec{e}_n)$: Représente la base naturelle.

$(X_1, X_2 \dots X_n)$: Tensions, courants ou flux des phases.

$[M_{sij}]$: Mutuelle entre les phases i et j.

\hat{T}_m : Le couple mécanique estimé.

$\varphi_{PM_{abc}}$: Le flux des aimants permanents vu par le bobinage statorique.

Ω_{ref} : Vitesse de référence.

Ψ_{pm} : Amplitude du flux des aimants permanents dans l'entrefer.

A_S^{BF} : Matrice système en boucle fermée.

A_p : Amplitude de la porteuse.

A_r : Amplitude du signal de référence de la MLI.

$D^*(S)$: Equation caractéristique désiré en boucle fermée.

D_S^{BF} : L'équation caractéristique en boucle fermée.

K_i : Gains positifs de la commande par mode glissant.

L_i : Inductance propre de l'enroulement i.

L_l : Inductance de fuite.

L_s : Inductance propre d'un enroulement polyphasé.

L_{STp} : Matrice d'inductance de la machine dans le plan dq composé.

$[P]$: Matrice de Park généralisée.

R_s : Résistance au stator.

S_a, S_b, S_c : État des interrupteurs du convertisseur.

$S_n(x)$ et $S_a(x)$: Surfaces de glissement.

T_e : Couple électromagnétique de la machine.

T_m : Couple mécanique disponible sur l'arbre de la machine.

$T_p(\theta)$: Matrice (4×6) de transformation du repère naturel triphasé vers le repère biphasé tournant de la MSAPDE.

$T_{\alpha\beta}$: Matrice de Concordia généralisée.

$U(x)^\pm$: Fonction continue.

U_{NL} : Vecteur de commande du terme non linéaire

U_{eq} : Vecteur de commandes équivalentes.

U_i : Les composantes du vecteur de commande.

V_{dc} : Tension continu à l'entrée de l'onduleur.

\vec{X} : Vecteur tension, courant ou flux.

X_{a0}, X_{ad}, X_{aq} : Composantes homopolaire, directe et quadratique respectivement de la deuxième sous-machine du modèle dq composé.

X_{abc} : Vecteur de la variable X dans le repère naturel.

X_{dq} : Vecteur de la variable X dans le plan dq composé.

X_{n0}, X_{nd}, X_{nq} : Composantes homopolaire, directe et quadratique respectivement de la première sous-machine du modèle dq composé.

e_{abc} : Force électromotrice générée par la machine.

f_p : Fréquence de la porteuse.

f_r : Fréquence de la référence.

m_1 : Indice de modulation.

r_1 : Coefficient de réglage en tension.

x_R : Etat de l'intégrateur.

x_S : Vecteur d'état du MSAPDE avec commande vectorielle.

θ_{ij} : Angle entre les phases i et j .

ω_e : Pulsation électrique de la tension statorique de la machine.

$[R]$: Matrice de rotation.

F : Coefficient de frottement visqueux de la machine.

n : Nombre de phases.

J : Inertie totale de la masse tournante du MSAPDE.

P : Nombre de paires de pôles de la machine.

$S(x)$, $S(x_s)$: Vecteurs des surfaces de glissement.

$T(\theta)$: Matrice (2×3) de transformation de Concordia combinée la matrice de rotation de Park.

m : L'inductance mutuelle.

r : Matrice résistance de la machine.

Ω : Vitesse angulaire de la machine.

α : Angle de déphasage entre les deux étoiles de la machine.

Abréviation

AP : Aimants Permanents.

BF : Boucle Fermée.

CMG : Commande par Mode Glissant.

CSV : Commande à Structure Variable.

FMM : Force Magnétomotrice.

MLI : Modulation de la Largeur d'Impulsion.

MSAP : Machine Synchrone à Aimants Permanents.

MSAPDE : Machine Synchrone à Aimants Permanents Double Etoile.

Introduction générale

Introduction générale

Une machine électrique tolérante aux pannes est une machine qui permet la continuité de service quand un défaut apparaît. Quand il s'agit de défauts sur les phases de la machine, la redondance des phases de la machine permet un accroissement de la disponibilité car le couple est produit par les phases saines. On parle, alors, de machines électriques polyphasées ou multi-phases [Ben14].

Les premières réalisations des machines polyphasées (non multi-étoiles et avec un nombre de phases supérieur à trois) sont apparues en 1969. Dans un premier temps, l'enjeu était d'accroître la puissance en la répartissant sur un nombre de phases élevé puis d'améliorer la discrétion vibratoire et donc le confort. Elles ont été ensuite étudiées en 1980 afin d'améliorer la disponibilité des motorisations électriques. De nos jours, les aspects de répartition de la puissance sont bien maîtrisés. La conception et la commande des machines polyphasées sont de plus en plus ciblées vers l'amélioration de la tolérance aux pannes afin d'atteindre une meilleure disponibilité [Ben14].

La machine synchrone double étoile (MSDE), qui présente plusieurs avantages et a également retenu l'attention de chercheurs au cours des dernières années. Comparativement à la machine triphasée, la machine six phases permet entre autres de réduire la dimension de l'électronique de puissance employée et offrir ainsi une meilleure fiabilité du système en cas de défaut. Les applications décrites dans la littérature sont nombreuses et diverses : alternateur d'automobile, propulsion de navire ou de voiture, traction pour locomotive, système d'alimentation d'urgence pour l'aéronautique, générateur pour systèmes éoliens, ...etc [Ach18].

La commande par mode de glissement (CMG) est inventée dans l'ancienne URSS pendant la guerre froide. Le premier travail est publié par : V.I. Utkin, « Variable structure systems with sliding modes » en 1977. Il a été précédé par des commandes sur les systèmes à structure variable qui nécessitent des commandes adaptées à ces systèmes, en outre les « Commandes par mode de glissement (CMG) » qui a une structure variable. Le principe de la CMG consiste à amener, quelles que soient les conditions initiales, le point représentatif de l'évolution du système sur une hyper-surface de l'espace de phase (représentant un ensemble de relations, statiques, entre les variables d'état). La surface considérée est alors désignée comme étant la surface de glissement ou de commutation. Le comportement dynamique résultant, appelé régime glissant idéal, est complètement déterminé par les paramètres et les équations définissant la surface [Ach22].

Dans notre étude, on s'est intéressé à la machine synchrone à aimants permanents double étoile (MSAPDE) en mode moteur, vu ces caractéristiques importantes et sa structure simple par rapport aux autres machines polyphasées. La difficulté majeure des MSAPDE est leurs commandes, car son modèle est fortement non-linéaire. L'objectif de notre travail est la

conception de deux commandes l'une linéarise d'une manière exacte le MSAPDE, qui est la commande par retour d'états linéarisant (commande vectorielle) et l'autre est une commande à structure variable composée d'un terme non linéaire (discontinu) et l'autre linéaire (commande équivalente par les modes glissants). Le schéma de commande assure l'asservissement de vitesse du MSAPDE.

Notre manuscrit est réparti en quatre chapitres :

- Le premier chapitre présente les caractéristiques du MSAPDE ainsi que sa modélisation dans les repères : naturel abc et de Park (repère dq).
- L'alimentation du MSAPDE ainsi que ses deux pré-actionneurs (onduleurs de tension commandés par la technique de modulation d'impulsion (MLI) naturelle) font l'objet du deuxième chapitre.
- Le chapitre trois est dédié à la conception de deux commandes : le retour d'états linéarisant (commande vectorielle exacte) qui assure le découplage du MSAPDE et la commande équivalente par les modes glissants qui permet l'asservissement de la vitesse du MSAPDE.
- La validation par des tests de simulation avec le logiciel de calcul numérique Matlab/Simulink, de tous les blocs du système en boucle fermée, en passant par plusieurs étapes est réalisée au quatrième chapitre.

On clôture le mémoire par une conclusion générale et des perspectives

CHAPITRE I

Etude et modélisation de la machine synchrone à
aimants permanents double étoile (MSAPDE)

I.1 Introduction

De nos jours, les machines triphasées sont largement étudiées et efficacement employées. Une machine avec trois phases sinusoïdales équilibrées est la configuration minimale qui permet d'avoir une puissance active instantanée constante et ainsi de minimiser le nombre de composants d'alimentation et de commande. Néanmoins, avec les progrès et le développement de l'électronique de puissance, l'écarte entre les machines triphasées et les machines multi-phases se restreint. Les machines polyphasées présentent, également, des caractéristiques particulièrement attractives.

Récemment les chercheurs s'intéressent de plus en plus à l'analyse, modélisation et commande des machines multi-phases, en particulier, les machines double étoiles grâce à leurs avantages qu'elles possèdent par rapport aux machines triphasées conventionnelles [Yah21].

La modélisation d'une machine électrique quelconque est indispensable pour l'étude et la maîtrise de son fonctionnement d'une part, et d'autre part, lorsqu'on souhaite lui appliquer une commande.

I.2 Machine polyphasée

Une machine électrique disposant d'un nombre « n » d'enroulements, est alimentée par « n » sources électriques indépendantes [Ben14]. Ces machines sont caractérisées par un couplage magnétique entre phases. La figure I.1 représente l'enroulements d'une machine polyphasée.

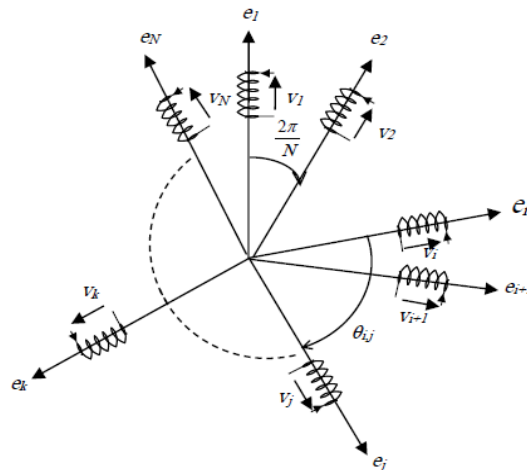


Figure I.1 : Représentation schématique d'un enroulement polyphasée.

I.3 Différentes structures de la MSAPP

Tout d'abord, il est important de mentionner que la configuration des enroulements dépend essentiellement du nombre de phases de la machine. Ayant une machine à « n » phases, il est possible de répartir les enroulements du stator symétriquement ou non [Doy11], on peut ainsi

les classer en deux groupes : machines polyphasées de « type 1 » et machines polyphasées de « type 2 ».

I.3.1 Machines polyphasées de « type 1 »

Les machines polyphasées de « type 1 » sont des machines dont le nombre de phase statorique n est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en « q » étoiles triphasées aussi appelées machine multi-étoiles :

$$n=3q ; (q=1, 2, 3, 4, \dots).$$

L'angle de déphasage entre chaque groupe triphasé est généralement (π/n) ce qui crée une configuration asymétrique. Généralement, les neutres de chacun de ces groupes sont isolés. Il est aussi possible avec l'approche multi-étoiles d'effectuer une distribution symétrique des enroulements avec $2\pi/n$ comme le montre la figure I.2.

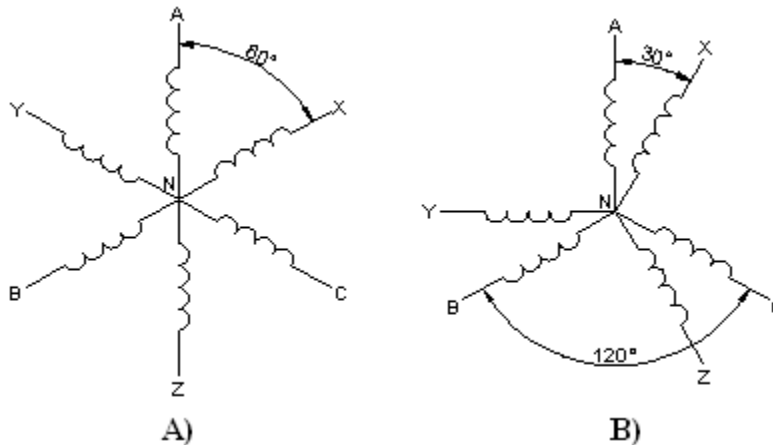


Figure I.2 : Différentes configurations d'enroulement d'une machine à six phases. A) =60°, B) =30°

I.3.2 Machines polyphasées de « Type 2 »

Les machines polyphasées de « type 2 » sont des machines, dont le nombre de phases statoriques « n » est un nombre impair, c'est à dire est un nombre non multiple de trois. L'angle de déplacement entre chaque phase du stator est $2\pi/n$, ce qui crée configuration symétrique permettant de conserver une distribution de flux uniforme.

I.3.2.1 Machines penta-phasées

La machine penta-phasées est constituée de cinq phases statoriques, décalées d'un angle électrique de 72° entre elles.

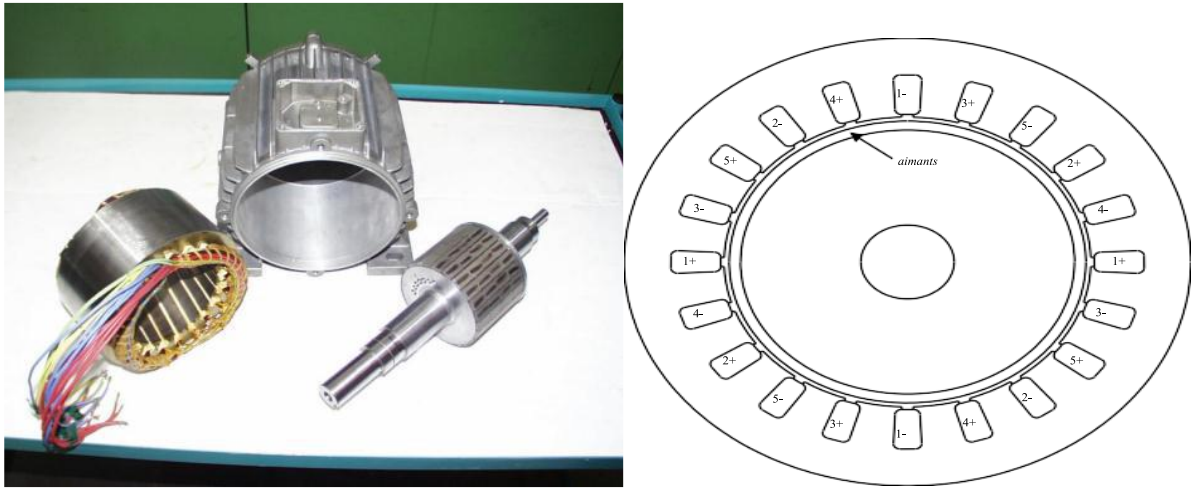


Figure I.3 : Vues de la machine synchrone penta phasée à aimants permanents démontée et en coupe.

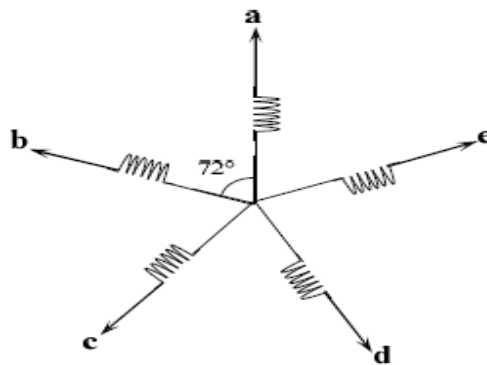


Figure I.4 : Enroulement d'une machine à cinq phases.

I.3.2.2 Machines hépta-phasées

Pour les machines hépta-phasées (sept phases), l'angle de déphasage entre chaque phase du stator est 51.42° comme le montre la figure I.5

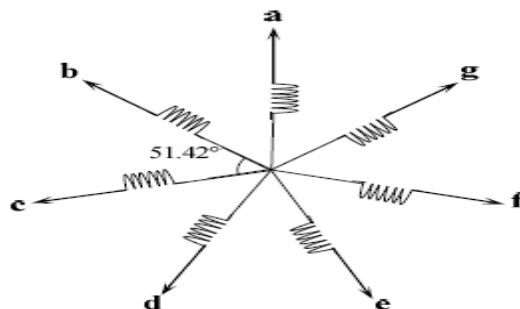


Figure I.5 : Enroulement d'une machine à sept phases.

I.4 Etude comparative MSAP triphasée et MSAPP

Les performances des MSAP peuvent fortement être améliorées en termes de fiabilité, qualité du couple électromagnétique, et tolérance aux défauts en adoptant un concept nouvellement introduit depuis au moins un siècle, qui est le remplacement du traditionnel bobinage triphasé par un bobinage à un nombre de phases plus élevé. Les machines adoptant ce concept sont appelées machines polyphasées ou multi-phasées [Ami22].

Le bobinage d'une machine polyphasée se conçoit comme l'extrapolation d'un bobinage triphasé. Les conditions d'obtention d'équilibre sont donc les mêmes qu'en triphasé.

L'enroulement MSAP polyphasé est constitué de « n » phases identiques, tandis que l'enroulement de la MSAP triphasée est constitué de trois phases décalées de 120 degrés.

La configuration multi-étoiles permet plus facilement de concevoir un système tolérant aux pannes en éliminant par exemple toute l'étoile en défaut et continuer le service avec les étoiles saines restantes, chose qui est plus difficile à avoir avec les autres topologies [Ami22]. C'est-à-dire un grand nombre de phases offre une grande fiabilité en permettant de fonctionner en mode dégradé (la perte d'une ou de plusieurs phases) [Bou19].

La segmentation de la puissance sur un nombre plus élevé de phases permet de réduire le calibre des interrupteurs de puissance et d'améliorer la qualité du couple électromagnétique de la machine en réduisant l'amplitude et en augmentant la fréquence des oscillations [Ami22].

La commande sans capteur des machines polyphasées à f.é.ms sinusoïdales est la même que la commande sans capteur des machines triphasées.

Remarquons également que, à nombre d'encoches donné, plus le nombre des phases augmente, plus le nombre d'encoches par pôles et par phase diminue. Ceci augmente le facteur de distribution pour le fondamental. A courant donné, on augmente donc l'amplitude du fondamental de la FMM, comparé au cas de la machine triphasée [Cho20].

Une machine polyphasée aura toujours moins de pertes rotorique qu'une machine triphasée [Cho20].

I.5 Avantages des machines polyphasées

La commande des machines à nombre de phases élevé possède plusieurs avantages par rapport aux machines à trois phases parmi lesquelles nous pouvons citer [Ker13] :

- Segmentation de puissance ;
- Amélioration de la fiabilité ;
- Réduction des courants harmoniques ;
- Amélioration du facteur de puissance ;
- Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.

I.6 Inconvénients des machines polyphasées

L'inconvénient majeur des machines polyphasées est l'apparition des courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleurs de tension, le choix de la commande du convertisseur statique peut constituer la première solution pour ce type de problème [Cho20].

La multiplication du nombre de semi-conducteurs complique évidemment le système de commande. Il est donc nécessaire de développer des techniques de commande rapprochées spécifiques et adaptées [Kad16].

Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur- machine [Ker13].

I.7 Domaines d'applications des machines multiphasées

Les machines multi-phasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de fortes puissances. Parmi ces applications, on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins à compresseurs, les moulins du ciment, les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels, etc.....

I.8 Modélisation des machines MSAP polyphasées

La modélisation des machines MSAP polyphasées, d'ailleurs comme celles triphasées, se traduit par des équations mathématiques régissant les courants et les tensions des phases d'une part et la puissance et le couple électromagnétique d'autre part. En vue du développement des lois de commande, ces équations décrivant le comportement des machines MSAP dans la base naturelle et dans les plans de découplage sont indispensables [Min21].

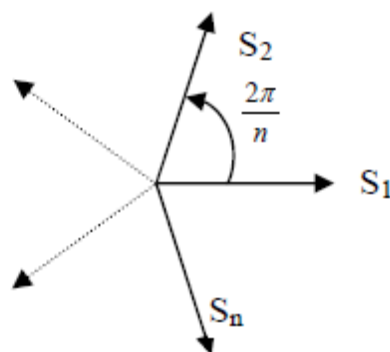


Figure I.6 : Axes des enroulements des différentes phases.

➤ Hypothèses simplificatrices

Dans cette étude on suppose que :

- L'enroulement polyphasé est constitué de « n » phases identiques ;
- Les phénomènes de saturation sont négligés ;
- Seul le premier harmonique d'espace est pris en compte ;
- L'effet capacitif entre les enroulements est négligé.

I.8.1 Modélisation de la machine MSAP à « n » phases dans la base naturelle

Dans la base naturelle orthonormée où les composantes du vecteur correspondent aux grandeurs mesurables des phases statoriques (tension, courant, flux . . .) le vecteur \vec{X} s'écrit [Bou19] :

$$\vec{X} = X_1 \vec{e}_1 + X_2 \vec{e}_2 + \dots + X_n \vec{e}_n \quad (\text{I.1})$$

Où :

$(\vec{e}_1, \vec{e}_2, \dots, \vec{e}_n)$: Représente la base naturelle.

(X_1, X_2, \dots, X_n) : Tensions, courants ou flux des phases, présentées, selon un nombre de phases n de la façon suivante :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{[d\phi_s]}{dt} \quad (\text{I.2})$$

Avec :

R_s : Résistance au stator qui est traduite par une matrice diagonale $n \times n$:

$$[R_s] = \text{diag} [R_s, R_s, R_s, \dots, R_s] \quad (\text{I.3})$$

$$\begin{cases} [v_s] = [v_{s1}, v_{s2}, v_{s3}, \dots, v_{sn}]^T \\ [I_s] = [I_{s1}, I_{s2}, I_{s3}, \dots, I_{sn}]^T \\ [\phi_s] = [\phi_{s1}, \phi_{s2}, \phi_{s3}, \dots, \phi_{sn}]^T \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

Le vecteur flux $\vec{\phi}_s$ est lié au vecteur courant \vec{I}_s par la relation :

$$[\vec{\phi}_s] = [L_s][\vec{I}_s] + [\vec{\phi}_r] \quad (\text{I.5})$$

$[L_s]$: Inductance propre d'un enroulement polyphasé et s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_{s12} & \dots & \dots & M_{s(n-1)} \\ M_{s21} & \ddots & & & M_{s(n-2)} \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ M_{sn1} & M_{sn2} & \dots & \dots & L_s \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

$[M_{sij}] = M_{ss} \cos(\theta_{ij})$ Mutuelle entre les phases i et j.

θ_{ij} : Angle entre les phases i et j.

n : Etant le nombre de phases.

$M_{s(n-2)}$: Le maximum mutuel dans le bobinage.

On s'intéresse à deux propriétés importantes ; la première est due à la réciprocité du flux entre les phases statoriques impliquant l'égalité des inductances mutuelles M_{sij} et M_{sji} . La deuxième concerne l'équivalence et la répartition régulière des phases statoriques.

Ces deux propriétés permettent la détermination complète de la matrice inductance qui est donc circulaire et symétrique.

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_{s1} & \dots & \dots & M_{s(n-1)} \\ M_{s(n-1)} & L_s & & & M_{s(n-2)} \\ M_{s(n-2)} & \vdots & \ddots & & M_{s(n-3)} \\ \vdots & \vdots & & \ddots & \vdots \\ M_{s1} & M_{s2} & \dots & \dots & L_s \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Où : $M_{s(i-1)} = M_{s1(i-1)}$, $i=2, 3, \dots, n$

I.8.2 Modélisation de la machine MSAP à « n » phases dans le repère diphasé

I.8.2.1 Dans la base de Concordia

Pour simplifier les équations du modèle de la machine MSAP à n-phases dans la base naturelle, un changement de base est envisageable. En effet, la modélisation de la machine dans la base naturelle ne permet pas l'élaboration aisée du système de contrôle [Min21].

Le passage de la base naturelle à la base de découplage (où la machine MSAP à n-phases réelle est équivalente à plusieurs machines fictives) s'effectue en appliquant la transformation de Concordia généralisée [Min21].

Cette transformation a pour propriété de conserver la puissance instantanée quelle que soit la base dans laquelle le modèle de la machine est exprimé. Ce passage est obtenu sous les deux conditions :

- ✓ La **symétrie** de la matrice inductance qui est assurée par les propriétés physiques des machines électriques.
- ✓ La **circularité** de la matrice inductance qui est vérifiée par l'hypothèse de régularité spatiale de construction des phases et l'absence d'effet réductant.

La matrice de la transformation de Concordia généralisée est définie par [Bou10] :

- Si le nombre de phases « n » de la machine MSAP est impair :

$$[T_n]^T = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{n}\right) & \dots & \cos\left(\frac{4\pi}{n}\right) & \dots & \cos\left(\frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{n}\right) & \dots & \sin\left(\frac{4\pi}{n}\right) & \dots & \sin\left(\frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots \\ 1 & \cos\left(\frac{(n-1)\pi}{n}\right) & \dots & \cos\left(\frac{2(n-1)\pi}{n}\right) & \dots & \cos\left(\frac{(n-1)^2\pi}{n}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{(n-1)\pi}{n}\right) & \dots & \sin\left(\frac{2(n-1)\pi}{n}\right) & \dots & \sin\left(\frac{(n-1)^2\pi}{n}\right) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \dots & \frac{\sqrt{2}}{2} & \dots & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Cette matrice est connue sous le nom de **matrice de Concordia généralisée**.

Les deux premières lignes de cette matrice correspondent aux deux premières lignes de la matrice de transformation (α, β) généralisée. Et les autres composantes sont appelées composantes non séquentielles [Bou10], donc nous pouvons écrire la matrice de Concordia généralisée sous la forme suivante :

$$[T_{\alpha\beta}] = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{n}\right) & \dots & \cos\left(\frac{4\pi}{n}\right) & \dots & \cos\left(\frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{n}\right) & \dots & \sin\left(\frac{4\pi}{n}\right) & \dots & \sin\left(\frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Avec :

$$T_{\alpha\beta} = T_n$$

Il y a d'autre approche pour calculer la sous-matrice $T_{\alpha\beta}$. Elle consiste de faire la projection des axes magnétiques des différents enroulements de la machine sur le plan (α, β)

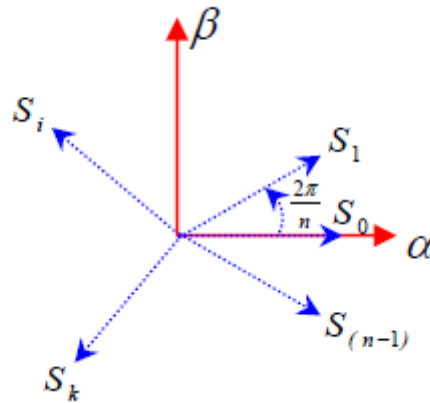


Figure I.7 : Projection des axes magnétiques dans le plan (α, β) .

- Si le nombre de phases « n » de la machine MSAP est pair :

$$[T_n]^T = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{n}\right) & \dots & \cos\left(\frac{4\pi}{n}\right) & \dots & \cos\left(\frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{n}\right) & \dots & \sin\left(\frac{4\pi}{n}\right) & \dots & \sin\left(\frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots \\ 1 & \cos\left(\left(\frac{n-2}{2}\right)\frac{2\pi}{n}\right) & \dots & \cos\left(\left(\frac{n-2}{2}\right)\frac{2.2\pi}{n}\right) & \dots & \cos\left(\left(\frac{n-2}{2}\right)\frac{(n-1)2\pi}{n}\right) \\ 0 & \sin\left(\left(\frac{n-2}{2}\right)\frac{2\pi}{n}\right) & \dots & \sin\left(\left(\frac{n-2}{2}\right)\frac{2.2\pi}{n}\right) & \dots & \sin\left(\left(\frac{n-2}{2}\right)\frac{(n-1)2\pi}{n}\right) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \dots & \frac{\sqrt{2}}{2} & \dots & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{-\sqrt{2}}{2} & \dots & \frac{\sqrt{2}}{2} & \dots & \frac{-\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

I.8.2.2 Modélisation dans le repère tournant du rotor

Le modèle de la machine synchrone dans le repère rotorique dq (repère synchrone) est obtenu, à partir du modèle dans le repère fixe $\alpha\beta$, par rotation d'angle θ , angle du rotor par rapport au stator [Kot16].

On peut alors définir un schéma de la machine diphasée équivalente au sens de Park, montré dans la figure suivante :

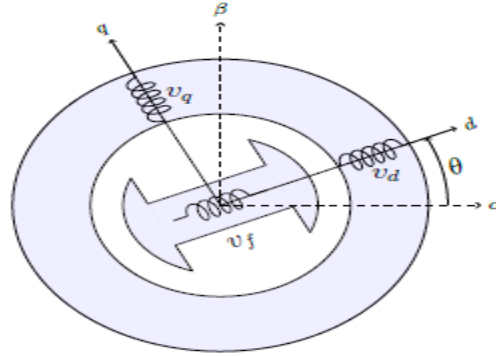


Figure I.8 : Schéma synoptique de la structure de la MSAP à une paire de pôles avec effet de saillance dans le repère dq.

Ce repère rotatif peut être obtenu en combinant la matrice de Concordia généralisée avec une matrice de rotation $[R]$ [Bou19], [Bou10] :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi & [0] \\ -\sin \varphi & \cos \varphi & [0] \\ [0] & [0] & [I]^{(n-2) \times (n-2)} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Donc la matrice de passage directe $[P]$ du repère fixe $\alpha\beta$ au repère tournant dq est donnée par :

$$[P] = [R] \cdot [T_n] \quad (\text{I.12})$$

Avec :

$$[T_n] = [T_{\alpha\beta}]$$

$[T_n]$: Matrice de Concordia généralisée.

$[P]$: Appelée la matrice de Park généralisée.

En remplaçant les équations (I.13) et (I.14) dans l'équation (I.15) ; et selon la parité de nombre de phases, on distingue deux matrices $[P]$:

- Si n est impaire :

$$[P]^T = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{n}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{4\pi}{n}\right) & \dots & \dots & \cos\left(\varphi - \frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \\ -\sin(\varphi) & -\sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{n}\right) & -\sin\left(\varphi - \frac{4\pi}{n}\right) & \dots & \dots & -\sin\left(\varphi - \frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos\left(\frac{(n-1)\pi}{n}\right) & \cos\left(\frac{2(n-1)\pi}{n}\right) & \dots & \dots & \cos\left(\frac{(n-1)^2\pi}{n}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{(n-1)\pi}{n}\right) & \sin\left(\frac{2(n-1)\pi}{n}\right) & \dots & \dots & \sin\left(\frac{(n-1)^2\pi}{n}\right) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \dots & \dots & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

➤ Si n est paire :

$$[P]^T = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{n}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{4\pi}{n}\right) & \dots & \dots & \cos\left(\varphi - \frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \\ -\sin(\varphi) & -\sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{n}\right) & -\sin\left(\varphi - \frac{4\pi}{n}\right) & \dots & \dots & -\sin\left(\varphi - \frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos\left(\left(\frac{(n-2)}{2}\right)\frac{2\pi}{n}\right) & \cos\left(\left(\frac{(n-2)}{2}\right)\frac{2.2\pi}{n}\right) & \dots & \dots & \cos\left(\left(\frac{(n-2)}{2}\right)\frac{(n-1)2\pi}{n}\right) \\ 0 & \sin\left(\left(\frac{(n-2)}{2}\right)\frac{2\pi}{n}\right) & \sin\left(\left(\frac{(n-2)}{2}\right)\frac{2.2\pi}{n}\right) & \dots & \dots & \sin\left(\left(\frac{(n-2)}{2}\right)\frac{(n-1)2\pi}{n}\right) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \dots & \dots & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \dots & \dots & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{-\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \dots & \dots & \frac{-\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

D'après [Bou 10] nous pouvons écrire la matrice de Park généralisée sous la forme :

$$[P]^T = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{n}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{4\pi}{n}\right) & \dots & \dots & \cos\left(\varphi - \frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \\ -\sin(\varphi) & -\sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{n}\right) & -\sin\left(\varphi - \frac{4\pi}{n}\right) & \dots & \dots & -\sin\left(\varphi - \frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

I.9 Modélisation de la MSAP double étoile (MSAPDE)

La construction de la MSAPDE est similaire aux autres machines à courant alternatif. Sa particularité est d'avoir deux étoiles au stator au lieu d'une seule, et sont décalées entre elles d'un angle électrique $\alpha=30^\circ$. La Figure I.9 montre un schéma expliquant la structure générale de cette machine [Ami22].

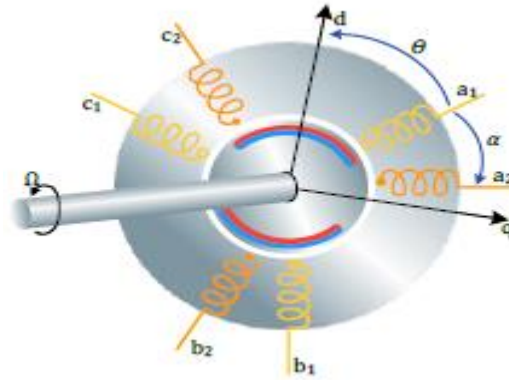


Figure I.9 : Schéma synoptique de la structure d'une MSAPDE à une paire de pôles.

➤ Les hypothèses simplificatrices

La modélisation de la MSAPDE est faite, en adoptant certaines hypothèses simplificatrices, car plusieurs phénomènes physiques sont générés lors de son fonctionnement et qui sont difficiles à représenter :

- Toutes les phases sont supposées identiques ;
- La force magnétomotrice (FMM) dans l'entrefer est considérée sinusoïdale ;
- L'effet de peau, les courants de Foucault et la saturation sont négligés ;
- L'inductance de fuite mutuelles entre les phases est négligée.

I.9.1 Modélisation dans le repère naturel (repère abc)

I.9.1.1 Modèle électrique

L'équation électrique qui régit le fonctionnement du MSAPDE est obtenue par l'application de la loi d'Ohm sur le circuit statorique de la machine :

$$v_{abc} = r i_{abc} + \frac{d\varphi_{abc}}{dt} \quad (\text{I.16})$$

Où :

$$\begin{aligned} v_{abc} &= [v_{a1} \quad v_{b1} \quad v_{c1} \quad v_{a2} \quad v_{b2} \quad v_{c2}]^T \\ i_{abc} &= [i_{a1} \quad i_{b1} \quad i_{c1} \quad i_{a2} \quad i_{b2} \quad i_{c2}]^T \\ \varphi_{abc} &= [\varphi_{a1} \quad \varphi_{b1} \quad \varphi_{c1} \quad \varphi_{a2} \quad \varphi_{b2} \quad \varphi_{c2}]^T \end{aligned}$$

$$r = \begin{bmatrix} r_s & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & r_s \end{bmatrix}$$

Avec :

r : Est une matrice diagonale 6x6.

r_s : La résistance d'une phase statorique.

v_{abc} : Vecteur tension du premier et deuxième stator.

i_{abc} : Vecteur courant du premier et deuxième stator.

φ_{abc} : Vecteur flux du premier et deuxième stator.

I.9.1.2 Modèle magnétique

Les relations entre flux et courants s'écrivent comme suit :

$$\varphi_{abc} = [L_s]i_{abc} + \varphi_{PM_{abc}} \quad (I.17)$$

Avec $[L_s]$ la matrice d'inductances, $\varphi_{PM_{abc}}$ le flux des AP vu par le bobinage statorique donné par l'équation (I.18) où $\alpha = \frac{\pi}{6}$ représente l'angle électrique entre les deux étoiles, et Ψ_{pm} l'amplitude du flux des AP.

$$\varphi_{PM_{abc}} = \Psi_{pm} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \alpha) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3} - \alpha) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3} - \alpha) \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

Pour un MSAPDE à AP en surface, les inductances sont indépendantes de la position du rotor, ainsi la matrice d'inductance L_s peut-être exprimés comme :

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{a_1} & M_{a_1b_1} & M_{a_1c_1} & M_{a_1a_2} & M_{a_1b_2} & M_{a_1c_2} \\ M_{a_1b_1} & L_{b_1} & M_{b_1c_1} & M_{a_2b_1} & M_{b_1b_2} & M_{b_1c_2} \\ M_{a_1c_1} & M_{b_1c_1} & L_{c_1} & M_{a_2c_1} & M_{c_1b_2} & M_{c_1c_2} \\ M_{a_1a_2} & M_{a_2b_1} & M_{a_2c_1} & L_{a_2} & M_{a_2b_2} & M_{a_2c_2} \\ M_{a_1b_2} & M_{b_1b_2} & M_{c_1b_2} & M_{a_2b_2} & L_{b_2} & M_{b_2c_2} \\ M_{a_1c_2} & M_{b_1c_2} & M_{c_1c_2} & M_{a_2c_2} & M_{b_2c_2} & L_{c_2} \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

Les termes L_i représentent l'inductance propre de l'enroulement i , et M_{ij} l'inductance mutuelle entre les enroulements i et j , ces inductances sont exprimées par :

$$L_i = L_l + m \quad (I.20)$$

$$M_{ij} = m \cos(\theta_i - \theta_j) \quad (I.21)$$

avec L_l l'inductance de fuite et m l'inductance mutuelle

Le modèle électrique de la machine dans le référentiel naturel peut donc s'écrire sous la forme :

$$v_{abc} = r i_{abc} + \frac{d(L_s(\theta) i_{abc})}{dt} + e_{abc} \quad (\text{I.22})$$

Avec e_{abc} la force électromotrice générée par la machine.

I.9.1.3 Modèle mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_e - T_m - F\Omega \quad (\text{I.23})$$

avec :

J : L'inertie totale de la masse tournante.

Ω : Vitesse angulaire mécanique du rotor.

T_m : Couple mécanique appliqué sur l'arbre de la machine.

T_e : Couple électromagnétique développé par la machine.

F : Coefficient des frottements visqueux.

I.9.2 Modèle simplifié dans le plan dq composé (modèle dq étendu)

Cette transformation décompose l'espace original à six dimensions en trois plans bidimensionnels perpendiculaires (le plan n , le plan a et le plan 0), sur chaque plan deux vecteurs orthogonaux sont définis (nd et nq sur le plan n , ad et aq sur le plan a , $n0$ et $a0$ sur le plan 0), et tous ces vecteurs sont orthogonaux entre eux [Ami22].

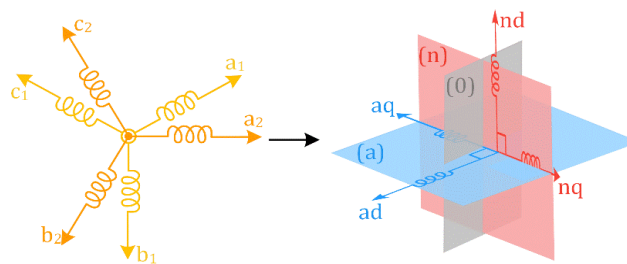


Figure I.10 : Représentation de deux enroulements triphasés dans le plan dq composé [Ami22].

Dans ce modèle, les composantes fondamentales des grandeurs de la machine et les harmoniques d'ordre $12k \pm 1$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) sont représentées dans le plan n , et les harmoniques d'ordre $6(2k+1) \pm 1$ ($k=0, 1, 2, \dots$) sont représentés dans le plan a , tandis que le plan 0 représente les composantes homopolaires.

I.9.2.1 Modèle électrique

La transformation du modèle abc vers dq se fait par l'équation (I.24) En utilisant la matrice de transformation (I.25), où X_{abc} est une grandeur (tension, courant, flux) dans le repère abc et X_{dq} est la grandeur obtenue dans le repère dq.

$$X_{dq} = [X_{nd} \quad X_{nq} \quad X_{n0} \quad X_{ad} \quad X_{aq} \quad X_{a0}]^T = T_p X_{abc} \quad (I.24)$$

$$T_p(\theta) = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} T(\theta) & T(\theta - \alpha) \\ T(\theta) & -T(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

Avec :

$$T(\theta) = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

En appliquant la transformation (I.24) à l'équation (I.17), et après quelques simplifications trigonométriques, l'équation du flux du modèle dq étendu et sa matrice d'inductances sont obtenues :

$$\varphi_{dq} = L_{sTp} i_{dq} + \varphi_{PMdq} \quad (I.27)$$

Avec

$$\varphi_{PMdq} = [\sqrt{3}\Psi_{pm} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T \quad (I.28)$$

Et la matrice d'inductances est simplifiée en :

$$L_{sTp} = (T_p(\theta) L_s(\theta) T_p^T) = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{nd} & 0 & 0 \\ 0 & L_{nq} & 0 \\ 0 & 0 & L_{n0} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} L_{ad} & 0 & 0 \\ 0 & L_{aq} & 0 \\ 0 & 0 & L_{a0} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

L'équation électrique dans le plan dq composé est obtenue en appliquant la transformation (I.24) aux différents vecteurs de l'équation (I.16), ce qui donne :

$$v_{dq} = r i_{dq} + \frac{d\varphi_{dq}}{dt} + \omega_e f_1 \varphi_{dq} \quad (I.30)$$

Avec

$$f_1 = \frac{1}{\omega_e} \left(T_p \frac{dT_p^{-1}}{dt} \right) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

I.9.2.2 Modèle électromagnétique

Le couple électromagnétique créé par la machine est produit par l'interaction entre le flux des AP et le courant de phase et est donné par [Ami22] :

$$T_e = 6PL_{s2}i_{nd}i_{nq} + \sqrt{3}P\Psi_{pm}i_{nq} \quad (\text{I.31})$$

Le MSAPDE étudiée est sans effets de saillances, donc l'équation du couple dans le modèle dq composé s'écrit :

$$T_e = \sqrt{3}P\Psi_{pm}i_{nq} \quad (\text{I.32})$$

I.9.2.3 Système d'équations

En remplaçant φ_{dq} par son équation donnée dans (I.27), et en considérant le flux des AP constant dans le temps, l'équation (I.30) donne le modèle électrique de la MSAPDE dans le plan dq composé comme suit :

$$\frac{di_{dq}}{dt} = L_{sTp}^{-1}(v_{dq} - \omega_e f_1 \varphi_{dq} - (r + \omega_e f_1 L_{Tp})i_{dq}) \quad (\text{I.33})$$

Ce modèle peut être s'écrire sous forme d'un système d'équations, ce qui donne :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{nd}}{dt} = \frac{1}{L_{nd}}(v_{nd} - r_s i_{nd} + \omega_e L_{nq} i_{nq}) \\ \frac{di_{nq}}{dt} = \frac{1}{L_{nq}}(v_{nq} - r_s i_{nq} - \omega_e L_{nd} i_{nd} - \sqrt{3}\Psi_{pm}\omega_e) \\ \frac{di_{n0}}{dt} = \frac{1}{L_{n0}}(v_{n0} - r_s i_{n0}) \\ \frac{di_{ad}}{dt} = \frac{1}{L_{ad}}(v_{ad} - r_s i_{ad} + \omega_e L_{aq} i_{aq}) \\ \frac{di_{aq}}{dt} = \frac{1}{L_{aq}}(v_{aq} - r_s i_{aq} - \omega_e L_{ad} i_{ad}) \\ \frac{di_{a0}}{dt} = \frac{1}{L_{a0}}(v_{a0} - r_s i_{a0}) \end{array} \right. \quad (\text{I.34})$$

Comme les neutres de la machine sont gardés flottants et isolés, les composantes homopolaires du courant sont naturellement nulles [Ami22].

Ce modèle peut être réécrit sous forme d'un système d'équations, ce qui donne :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{nd}}{dt} = \frac{1}{L_{nd}} (v_{nd} - r_s i_{nd} + \omega_e L_{nq} i_{nq}) \\ \frac{di_{nq}}{dt} = \frac{1}{L_{nq}} (v_{nq} - r_s i_{nq} - \omega_e L_{nd} i_{nd} - \sqrt{3} \Psi_{pm} \omega_e) \\ \frac{di_{ad}}{dt} = \frac{1}{L_{ad}} (v_{ad} - r_s i_{ad} + \omega_e L_{aq} i_{aq}) \\ \frac{di_{aq}}{dt} = \frac{1}{L_{aq}} (v_{aq} - r_s i_{aq} - \omega_e L_{ad} i_{ad}) \end{array} \right. \quad (I.35)$$

Dans cette équation ω_e représente la pulsation électrique et les termes $L_x (x = nd, nq, ad, aq)$ sont les inductances cycliques du MSAPDE et elles données par [Ami21] :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{ad} = L_{aq} = L_l \\ L_{nd} = L_{nq} = L_l + 3m \end{array} \right. \quad (I.36)$$

Avec L_l l'inductance de fuite et m l'inductance mutuelle.

I.10 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté un ensemble de définitions et d'informations sur les machines à n phase, ce qui a mis en évidence la complexité importante de ces machines et en particulier leur modèle. Ensuite, On a détaillé le modèle abc (physique mais complexe) et le modèle dq (simplifié mais abstraits) de la MSAPDE, ainsi que leurs avantages et inconvénients. Cette étape d'étude des systèmes en général et de la MSAPDE en particulier est indispensable, dans tous les travaux de commande. Le modèle dq étendu, formulé est relativement simple, mais il est multi-variable, présente des couplages dans deux de ces quatre équations, ce qui rend le calcul des lois de commande complexe, malgré qu'il représente le plus simple modèle de la MSAPDE pour le calcul des lois de commande. On procède, dans le troisième chapitre au calcul de deux commandes l'une compense le couplage du modèle dq étendu et l'autre pour l'asservissement de vitesse. Au chapitre prochain, on présente les convertisseurs (prés-actionneurs) utilisés pour la commande de la MSAPDE.

CHAPITRE II

Alimentation de la machine synchrone à aimants permanents double étoile (MSAPDE)

II.1 Introduction

Les premières méthodes MLI pour les convertisseurs statiques apparaissent dans les années 1960. Les chercheurs proposent d'utiliser le principe de la MLI, déjà connu en théorie du signal, pour réaliser, de manière commandée, un signal sinusoïdal de puissance. On distingue plusieurs méthodes de réalisation du principe MLI. On s'intéresse à La MLI-S la méthode de modulation la plus simple (naturelle), la plus ancienne et la plus facile, à mettre en œuvre. C'est aussi une des plus limitées en ce qui concerne l'amplitude de tension réalisable. A cause de la modulation, l'amplitude du fondamental est nécessairement plus petite que l'amplitude obtenue par commande pleine onde [Bou17]. Ensuite On illustre la topologie et la modélisation de convertisseur statique qui est l'onduleur trois bras à deux niveaux.

II.2 Modélisation de l'onduleur

II.2.1 Définition de l'onduleur

Les onduleurs de tension sont des convertisseurs statiques continus alternatifs permettant de fournir une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables à partir d'une source de tension continue. 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.

II.2.2 Rôle de l'onduleur

L'onduleur permet de varier la fréquence et l'amplitude de la tension d'alimentation de la machine pour assurer un fonctionnement à vitesse variable c'est-à-dire obtenir une alimentation adaptée au moteur.

II.2.3 Différents types

Les onduleurs peuvent être classés selon :

- Le nombre de niveaux : On trouve des onduleurs multi niveaux 2, 3, . . . etc. ;
- La source : Onduleurs de tension, onduleurs de courant ;
- Le nombre de phases : monophasé, triphasé, etc.

II.2.4 Principe de fonctionnement

Les onduleurs fonctionnent par commutations successives des interrupteurs électroniques qui les composent créant ainsi des tensions ou courants d'amplitudes et de fréquences variables qui sont nécessaires pour la commande de la machine [Zer08].

II.2.5 Cas onduleur de tension à deux niveaux

II.2.5.1 Structure

Un onduleur de tension triphasé (figure II.1) est constitué de trois cellules (bras) de commutation de deux interrupteurs. Chaque interrupteur est formé par un transistor (ou un

thyristor) monté en tête-bêche avec une diode de récupération, afin d'assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuitage de la source. Les interrupteurs de chaque bras doivent être contrôlés de manière complémentaire [Sad12].

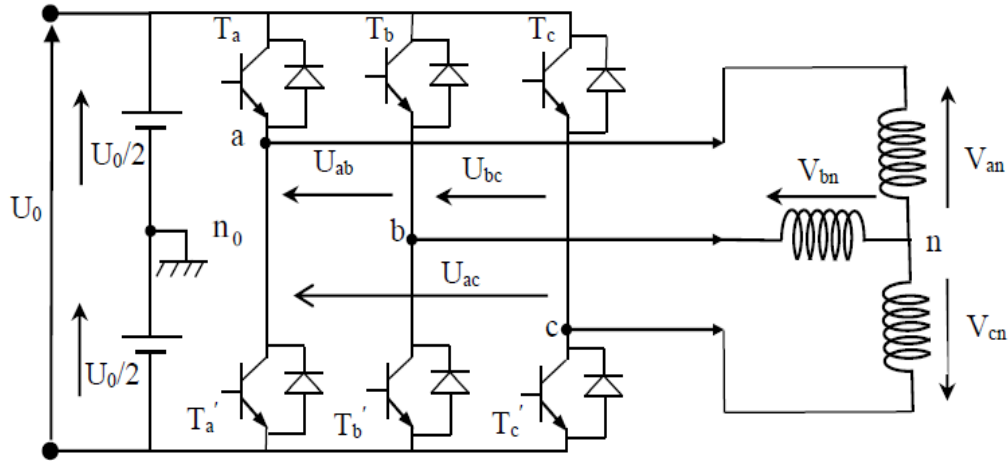


Figure II.1 : Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

II.2.5.2 Equations de l'onduleur

Pour simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur à deux niveaux figure II.1, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée ;
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- La charge triphasée, est équilibrée et couplée en étoile avec un neutre isolé.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons v_{an}, v_{bn}, v_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques $S_i (i = a, b, c)$. On appelle T_i et T'_i les transistors (supposés des interrupteurs idéaux) de chaque bras, on a :

- Si $S_i = +1$ alors T_i est passant et T'_i est ouvert ;
- Si $S_i = 0$ alors T_i est ouvert et T'_i est passant.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions V_{in0} en fonction des signaux de commande $S_i (i = a, b, c)$ et en tenant compte du point fictif n_0 représenté sur la figure II.1

$$v_{in0} = S_i V_{dc} \quad (\text{II.1})$$

avec, $V_{dc} = \frac{U_0}{2}$

Donc on aura :

$$\begin{cases} v_{an0} = S_a V_{dc} \\ v_{bn0} = S_b V_{dc} \\ v_{cn0} = S_c V_{dc} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Les tensions simples du côté AC, par rapport au point neutre n , peuvent être calculées par :

$$\begin{cases} v_{an} = v_a = v_{a0} - v_{n0} \\ v_{bn} = v_b = v_{b0} - v_{n0} \\ v_{cn} = v_c = v_{c0} - v_{n0} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

En considérant un régime triphasé équilibré, c'est-à-dire la somme des tensions simples est nulle, la tension v_{n0} est donnée par l'équation (II.4)

$$v_{n0} = \frac{1}{3}(v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}) \quad (\text{II.4})$$

En combinant les équations (II.2) à (II.4), les tensions simples sont exprimées en fonction des états des interrupteurs et de la tension continue (DC) du côté source comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

II.2.6 Différentes stratégies de commande

Les onduleurs sont commandés par différentes stratégies et les plus répandues sont :

- Commande à pleine onde ;
- Commande MLI ;
- Commande par bande à hystérésis.

L'analyse des différentes stratégies sera basée sur la bande de réglage et le taux d'harmonique des tensions de sorties.

II.3 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) de l'onduleur de tension

II.3.1 Définition

Un onduleur de tension utilisant des consignes triphasées de tension et une technique de modulation de la largeur de l'impulsion (MLI ou PWM en anglais) [Zer08].

II.3.2 Principe de fonctionnement

Dans cette stratégie, les instants de commande des interrupteurs sont déterminés par l'intersection d'une onde porteuse avec une onde de référence. La fréquence de commutation

des interrupteurs est fixée par la référence. Celle-ci représente la tension sinusoïdale désirée de fréquence f [Mec19]. La figure (II.2) illustre la méthodologie de la commande MLI.

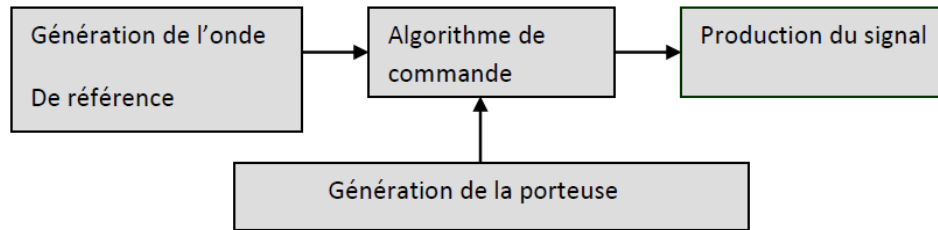


Figure II.2 : Méthodologie de la commande MLI.

La technique de la MLI naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux :

II.3.3 Signal de la porteuse

Définit la cadence de commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de hautes fréquences (HF) par rapport au signal de référence [Mec19].

II.3.4 Signal de référence

Représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence [Mec19].

Cette technique (MLI) est caractérisée par les deux paramètres suivants :

II.3.5 Indice de réglage

Le coefficient de réglage en tension $r_1 = \frac{A_r}{A_p}$ égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation (amplitude de la porteuse).

avec A_r : Amplitude de référence ; A_p : Amplitude de la porteuse.

II.3.6 Indice de modulation

$m_1 = \frac{f_p}{f_r}$ égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence.
avec f_p : La fréquence de porteuse ; f_r : La fréquence de référence.

Notez que l'augmentation de « m_1 » tout en assurant qu'il un multiple de trois rejette les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées et donc facilite le filtrage. Mais

« m_1 » est limité par le temps de commutation des interrupteurs du l'onduleur et donc par la largeur minimale des impulsions. Alors, le choix de « m_1 » procède d'un compromis entre la neutralisation des harmoniques et le rendement de l'onduleur. Tandis que, par action sur « r_1 » on peut faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie [Sad12].

II.3.7 Avantages de la commande MLI

La MLI naturelle est solution à plusieurs problèmes et elle a les avantages suivants [Mec19] :

- ✓ Variation de la fréquence de la tension de sortie ;
- ✓ Elimination de certaines harmoniques de tension ;
- ✓ Elle repousse les harmoniques vers des fréquences plus élevées.

II.4 Association de la MSAPDE-onduleurs

Il existe plusieurs possibilités pour alimenter une machine à nombre de phases élevé ($n > 3$). Soit, on alimente chaque phase indépendamment par un onduleur monophasé cette configuration est applicable pour les machines à neutre accessible. Soit on utilise un seul onduleur avec n bras, où le neutre peut être accessible ou non ; c'est la configuration la plus utilisée pour les machines à répartition régulière de phase (3, 5, 7...) [Nez07].

L'alimentation de la machine double étoile par un onduleur hexaphasée peut être une alternative, aux problèmes de synchronisation de commande rapprochée des interrupteurs et l'égalité des tensions continues rencontrés dans la structure précédente [Nez07].

Dans notre étude, la MSAPDE est alimentée par un nombre d'onduleurs égal aux nombres de ses étoiles, c'est-à-dire, deux onduleurs de tension et ils sont commandés par MLI naturelle. C'est la configuration la plus utilisée dans ce type. C'est-à-dire chaque étoile de la MSAPDE est connectée à un onduleur triphasé à commutations commandées.

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

Pour la première étoile :

$$\begin{cases} v_{a1ref} = v_{max} \sin(\omega_e t) \\ v_{b1ref} = v_{max} \sin(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{c1ref} = v_{max} \sin(\omega_e t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.6)$$

Pour la deuxième étoile :

$$\begin{cases} v_{a2ref} = v_{max} \sin(\omega_e t - \frac{\pi}{6}) \\ v_{b2ref} = v_{max} \sin(\omega_e t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}) \\ v_{c2ref} = v_{max} \sin(\omega_e t - \frac{4\pi}{3} - \frac{\pi}{6}) \end{cases} \quad (II.7)$$

Tel que :

$$\omega_e = P\Omega ;$$

$v_{max} = \sqrt{2}v_{eff}$ Est la valeur maximale de la tension appliquer aux deux stators.

II.5 Conclusion

Ce chapitre donc port sur l'étude et la modélisation de l'onduleur en particulier l'onduleur de tensions à deux niveaux commandés par la stratégie MLI pour contrôler la MSAPDE. Ces éléments représentent les pré-actionneurs, où la loi de commande de la MSAPDE va agir sur ces éléments afin d'assurer l'énergie nécessaire pour asservir l'actionneur (MSAPDE). Donc, les convertisseurs sont un lien entre : la source d'énergie de puissance ; la commande (système d'information) et le système à commander (MSAPDE). Au chapitre prochain, on calcul deux lois de commande non linéaires.

CHAPITRE III

Commande à structure variable

III.1 Introduction

Les systèmes physiques en général, et le MSAPDE en particulier, sont modélisés en adoptant des hypothèses simplificatrices, donc leurs modèles sont simplifiés et non précis car plusieurs phénomènes ne sont pas pris en compte. Afin de compenser ces erreurs de modélisation et d'asservir d'une manière efficace ces systèmes, il est nécessaire d'appliquer des commandes performantes (robustes) qui compensent en plus des perturbations externes ainsi que les variations paramétriques, les imprécisions de modélisation. L'une des commandes de ce type est la « commande à structure variable (CSV) ». L'efficacité et les bonnes performances de cette commande est qu'elle se base sur une dynamique désirée, appelée « surface de glissement », ou le système est forcé de suivre cette surface quelque soient les perturbations extrinsèques ou intrinsèques et mêmes en présences des erreurs de modélisation.

La CSV est superposition de deux termes : un premier terme non linéaire (discontinu) qui force le système à convergé vers la dynamique désirée (surface de glissement) et un deuxième terme (commande équivalente) qui maintient le système autour de cette surface (mode de glissement).

Le calcul de la CSV est fait en trois étapes, sans compter la dernière étape qui consiste à déterminer les gains (optimales) de cette commande. La première étape est le choix des surfaces de glissement. La deuxième étape est le calcul du terme qui assure le glissement, est à dire la commande équivalente, en utilisant les surfaces de glissement, sa variation temporelle et en supposant le régime du mode de glissent. La troisième étape est la détermination du terme non linéaire, sachant qu'on remplace le terme de la commande équivalente par son expression déterminée à l'étape précédente.

Une commande par retour d'états linéarisant (commande vectorielle exacte) est appliquée au MSAPDE, qui permet de compenser les couplages existants dans son modèle dq étendu. En utilisant ce modèle sans couplage, on synthétise la CSV qui nécessite deux surfaces de glissement car le MSAPDE découplé est multi-entrées.

III.2 Calcul de retour d'état linéarisant exacte (commande vectorielle)

En considérant les équations d'états du MSAPDE formulées au chapitre I (équations I.35, I.23, I.32), on remarque les couplages dans les équations électriques, or, il suffit de compenser par annulation les termes de couplage (commande vectorielle) dans la première et la troisième équation électrique, ce qui annule les courants directs dans les deux sous machine, alors les couplages dans les autres équations convergent vers zéro, au régime établi, donc on considère les expressions suivantes :

$$\begin{cases} v_{nd} = -\omega_e L_{nq} i_{nq} = -PL_{nq} \Omega i_{nq} \\ v_{ad} = -\omega_e L_{aq} i_{aq} = -PL_{aq} \Omega i_{aq} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

On remplace l'équation (III.1) dans le modèle d'état de la MSAPDE présenté dans l'équation (I.35), au régime établi les courants directs i_{nd} i_{ad} et s'annulent, alors, le modèle découplé du MSAPDE est donné comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_{nq}}{dt} = \frac{1}{L_{nq}} (v_{nq} - r_s i_{nq} - \sqrt{3} \Psi_{pm} \omega_e) \\ \frac{di_{aq}}{dt} = \frac{1}{L_{aq}} (v_{aq} - r_s i_{aq}) \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (\sqrt{3} P \Psi_{pm} i_{nq} - T_m - F\Omega) \end{cases} \quad (III.2)$$

III.3 Principe de la commande par les modes glissants

Soit le système dynamique non linéaire analytique :

$$\dot{x} = \frac{dx}{dt} = f(x) + g(x)U \quad (III.3)$$

Soit « S » une fonction continue et une application $U : x \rightarrow \mathfrak{R}$, où, le gradient est non nul par rapport au vecteur « x », On considère, l'ensemble

$$S = \{x \in \mathfrak{R}^n : S(x) = 0\} \quad (III.4)$$

Qui définit une sous variété (surface) régulière de dimension $(n - 1)$ dans x , dite aussi comme variété de glissement ou surface de glissement.

La CSV est obtenue, en imposant au signal de commande à chaque instant, un des deux retours d'état dépendant du signe de $S(x)$:

$$U = \begin{cases} U^+(x) & \text{si } S(x) > 0 \\ U^-(x) & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (III.5)$$

avec, $U(x)^\pm$ étant des fonctions continues de x . Soit « L_{sh} », la dérivée directionnelle de la fonction scalaire S suivant le champ de vecteur h . On suppose que la trajectoire d'état atteint la surface de commutation et est contrainte à « glisser » au voisinage de S . On dit que le régime glissant existe sur S chaque fois que [Ami09] :

$$\begin{cases} \lim_{s \rightarrow 0^+} L_{f+gU^+} S < 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0^-} L_{f+gU^-} S > 0 \end{cases} \quad (III.6)$$

La relation (III.3) est appelée condition d'attractivité, qui attire « x » vers « S »

Soit ds , le gradient de $S(x)$, les champs de vecteurs de commande sont localement orientés vers la surface S . Ainsi, une fois la surface interceptée, les trajectoires restent dans un ε voisinage de $S(x)$ et on dit que le régime glissant est idéal si on a exactement $S(x) = 0$. La figure III.1 illustre, le comportement du système avec une CSV.

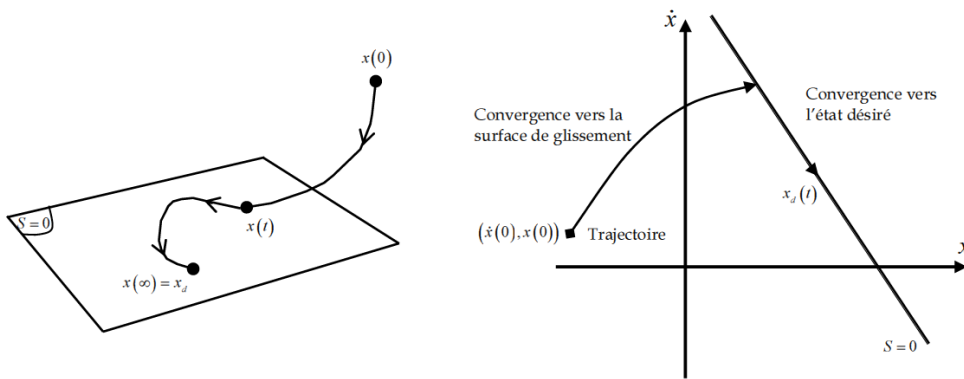


Figure III.1 : Différents modes de convergence pour la trajectoire d'état.

III.4 Calcul de la commande par mode glissant

La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement, et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu' au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement. La forme d'une commande à structure variable peut être donnée par :

$$\begin{cases} U_i = U_{\max} & \text{si } s_i(x) > 0 \\ U_i = U_{\min} & \text{si } s_i(x) < 0 \end{cases} \quad i = 1, \dots, m \quad (\text{III.7})$$

$U_i \ i = 1, \dots, m$: i représente les composantes du vecteur de commande, la figure III.2 montre l'existence de mode de glissement lorsque les commutations sont en continues entre U_{\max} et U_{\min} .

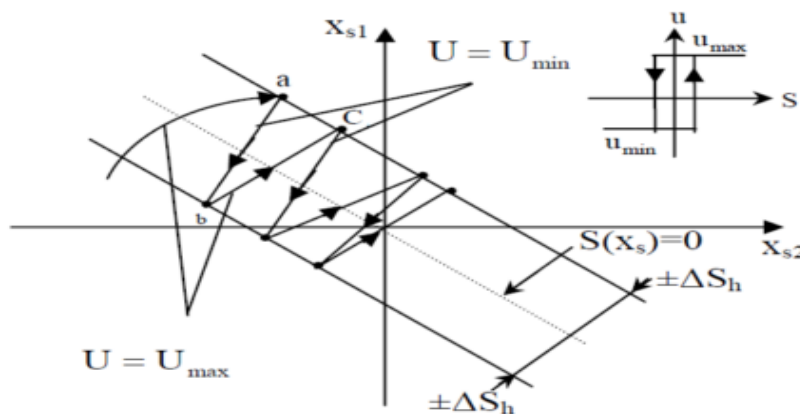


Figure III.2 : Commutation sur la surface de glissement $S(x_s)$.

III.5 Calcul de la CSV pour MSAPDE linéarisé

On détaille dans cette section, les étapes de calcul de la CSV du MSAPDE :

III.5.1 Choix de surface de glissement

On choisit deux surfaces de glissement $S_n(x)$ et $S_a(x)$, puis on calcule les signaux de commande v_{nq} et v_{aq}

Le choix des surfaces de glissement :

$$S(x) = \begin{pmatrix} S_n(x) \\ S_a(x) \end{pmatrix} = -K_S x_S + K_R x_R + K_{\Omega_{ref}} \Omega_{ref} \quad (III.8)$$

Tel que $x_S = \begin{pmatrix} i_{nq} \\ i_{aq} \\ \Omega \end{pmatrix}$ représente vecteur d'état du MSAPDE avec commande vectorielle.

L'équation d'état de l'intégrateur est :

$$\dot{x}_R = (\Omega_{ref} - \Omega) \quad (III.9)$$

Avec Ω_{ref} vitesse référence mécanique (du rotor).

III.5.2 Calcul du vecteur de commande équivalente

Au mode glissant on a :

$$S(x) = \begin{pmatrix} S_n(x) \\ S_a(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} = 0$$

On peut écrire :

$$\dot{S}(x) = \begin{pmatrix} \dot{S}_n(x) \\ \dot{S}_a(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} = 0$$

Donc :

$$\dot{S}(x) = -K_S \dot{x}_S + K_R \dot{x}_R + K_{\Omega_{ref}} \dot{\Omega}_{ref} \quad (III.10)$$

De système d'équation (III.2) on déduit :

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_{nq} \\ \dot{i}_{aq} \\ \dot{\Omega} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-r_s}{L_{nq}} & 0 & -\sqrt{3} \frac{P \varphi_{pm}}{L_{nq}} \\ 0 & \frac{-r_s}{L_{aq}} & 0 \\ \sqrt{3} \varphi_{pm} & 0 & \frac{F}{J} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{nq} \\ i_{aq} \\ \Omega \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \frac{1}{L_{nq}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{aq}} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{nq} \\ v_{aq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -1 \\ J \end{pmatrix} T_m \quad (III.11)$$

On écrit :

$$\dot{x}_S = A_S x_S + B_S U + B_r T_m \quad (III.12)$$

On remplace \dot{x}_S donné par (III.12) et \dot{x}_R donné par (III.9) dans (III.10) on aura :

$$\dot{S}(x) = -K_S (A_S x_S + B_S U + B_r T_m) + K_r (\Omega_{ref} - \Omega) + K_{\Omega_{ref}} \dot{\Omega}_{ref} \quad (III.13)$$

Au mode glissant $\dot{S}(x) = 0$ et on déduit le vecteur de commande équivalente :

$$v_{nq} = U_{nq}^{eq} = \left(r_s - \frac{\sqrt{3}P\varphi_{pm} L_{nq} k_3}{J k_1} \right) i_{nq} + \left(\sqrt{3}P\varphi_{pm} - \frac{F L_{nq} k_3}{J k_1} \right) \Omega + \left(L_{nq} \frac{K_5}{k_1} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) + \left(L_{nq} \frac{K_7}{k_1} \right) \dot{\Omega}_{ref} + \left(\frac{L_{nq} k_3}{J k_1} \right) T_m \quad (III.14)$$

$$v_{aq} = U_{aq}^{eq} = \left(-\frac{\sqrt{3}P\varphi_{pm} L_{aq} k_4}{J k_2} \right) i_{nq} + r_s i_{aq} - \left(\frac{F L_{aq} k_4}{J k_2} \right) \Omega + \left(L_{aq} \frac{K_6}{k_2} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) + \left(L_{aq} \frac{K_8}{k_2} \right) \dot{\Omega}_{ref} + \left(\frac{L_{aq} k_4}{J k_2} \right) T_m \quad (III.15)$$

Dans le cas de la machine étudié on a $F = 0$:

$$v_{nq} = U_{nq}^{eq} = \left(r_s - \frac{\sqrt{3}P\varphi_{pm} L_{nq} k_3}{J k_1} \right) i_{nq} + \left(\sqrt{3}P\varphi_{pm} \right) \Omega + \left(L_{nq} \frac{K_5}{k_1} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) + L_{nq} \frac{K_7}{k_1} \dot{\Omega}_{ref} + \left(\frac{L_{nq} k_3}{J k_1} \right) \hat{T}_m \quad (III.16)$$

$$v_{aq} = U_{aq}^{eq} = \left(-\frac{\sqrt{3}P\varphi_{pm} L_{aq} k_4}{J k_2} \right) i_{nq} + r_s i_{aq} + \left(L_{aq} \frac{K_6}{k_2} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) + \left(L_{aq} \frac{K_8}{k_2} \right) \dot{\Omega}_{ref} + \left(\frac{L_{aq} k_4}{J k_2} \right) \hat{T}_m \quad (III.17)$$

- **La loi d'adaptation du couple de charge**

Le couple mécanique T_m est une grandeur inconnue en pratique mais nécessaire pour calculer les signaux de commande v_{nq} et v_{aq} donc on doit estimer par la loi suivante :

$$\hat{T}_m = -k_9 (\Omega_{ref} - \Omega) ; k_9 > 0 \quad \text{Gain choisi} \quad (III.18)$$

III.5.3 Calcul de l'équation d'états du MSAPDE en boucle fermée (BF)

Pour calculer l'équation d'état du MSAPDE en boucle fermée (BF) il suffit de remplacer $U = U_{eq}$ Par son expression dans l'équation (III.12) du MSAPDE, avec $F = 0$ après simplification des calculs on obtient la matrice système en BF suivante :

$$A_S^{BF} = \begin{pmatrix} \frac{-\sqrt{3} k_3 \varphi_{pm}}{k_1 J} & 0 & -\sqrt{3} \frac{\varphi_{pm}}{L_{aq}} \\ \frac{-\sqrt{3} k_4 \varphi_{pm}}{k_2 J} & 0 & 0 \\ \sqrt{3} \frac{\varphi_{pm}}{J} & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (III.19)$$

L'équation caractéristique en BF pour MSAPDE avec $F = 0$:

$$D_S^{BF}(S) = S(S^2 + \left(\frac{\sqrt{3} k_3 \varphi_{pm}}{k_1 J} \right) S + \frac{3(\varphi_{pm})^2 P}{J L_{aq}}) \quad (III.20)$$

La figure III.3 illustre le principe de la commande en mode glissant avec commande équivalent.

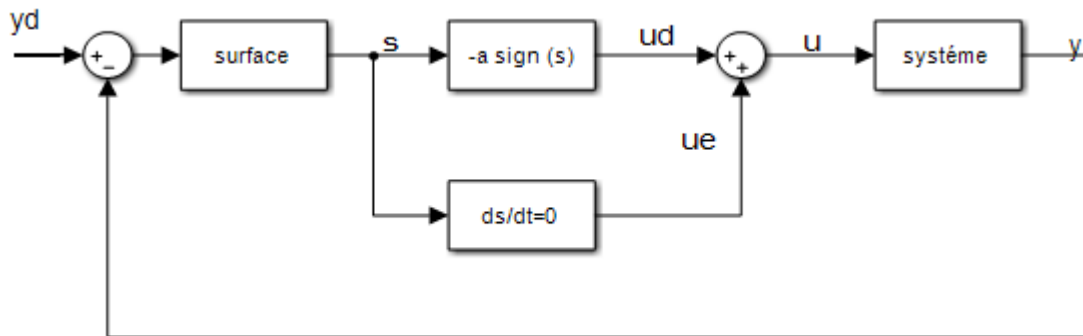


Figure III.3 : Schéma de principe de la CSV

III.5.4 Calcul des gains par imposition des pôles

L'équation (III.20) en BF est d'ordre trois ou il a une racine à zéro donc on doit choisir trois pôles ou un est égal à zéro à cause de l'intégrateur x_R dans le système en BF.

On choisit trois pôles :

$$\begin{cases} P_1 = 0 \\ P_2 = -\rho + \rho j \\ P_2 = -\rho - \rho j \end{cases} ; \rho > 0$$

L'équation caractéristique désirée est :

$$D^*(S) = (S - P_1)(S - P_2)(S - P_3) = S(S + \rho - \rho j)(S + \rho + \rho j) \quad (\text{III.21})$$

Par simplification de l'équation (III.21) on aura :

$$D^*(S) = S(S^2 + 2\rho S + 2\rho^2) \quad (\text{III.22})$$

Par identification (III.20) et (III.22), on obtient :

$$\frac{k_3}{k_1} = \frac{2J\rho}{\sqrt{3} \varphi_{pm}} ; \rho > 0 \quad (\text{III.23})$$

Donc :

$$k_3 = \frac{2J\rho}{\sqrt{3} \varphi_{pm}} K_1 \quad (\text{III.24})$$

III.5.5 Calcul du terme non linéaire (discontinu)

La commande non linéaire par les modes glissants est composée de deux termes :

U_{eq} : Commande équivalente

U_{NL} : terme non linéaire

Donc :

$$U = U_{eq} = \begin{pmatrix} U_{nq} \\ U_{aq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_{nq}^{eq} \\ U_{aq}^{eq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} U_{nq}^{NL} \\ U_{aq}^{NL} \end{pmatrix} \quad (\text{III.25})$$

On peut écrire :

$$\begin{cases} U_{nq} = U_{nq}^{eq} + U_{nq}^{NL} \\ U_{aq} = U_{aq}^{eq} + U_{aq}^{NL} \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

Les termes U_{nq}^{eq} et U_{aq}^{eq} sont donnés par les équations (III.14), (III.15) qui correspondent au mode glissant, défini par :

$$\begin{cases} S_a(x) = 0 \\ S_n(x) = 0 \end{cases} \quad \text{Et} \quad \begin{cases} \dot{S}_a(x) = 0 \\ \dot{S}_n(x) = 0 \end{cases}$$

Le vecteur $U_{NL} = \begin{pmatrix} U_{nq}^{NL} \\ U_{aq}^{NL} \end{pmatrix}$ est déterminé par la condition « d'attractivité » :

$$S(x) \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.27})$$

Pour que la condition d'attractivité (III.27) soit vérifiée sachant que le terme U_{eq} est déjà calculé dans (III.14), (III.15) il suffit que :

$$U_q^{NL} = -k \operatorname{sgn}(s(x)) \quad (\text{III.28})$$

Ou on peut écrire :

$$\begin{cases} U_{nq}^{NL} = -K_n \operatorname{Sgn}(S_n(x)) \\ U_{aq}^{NL} = -K_a \operatorname{Sgn}(S_a(x)) \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

Avec $K_n > 0, K_a > 0$ des gains positifs.

III.6 Conclusion

Le MSAPDE est système non-linéaire et multi-variable, donc difficile à commander, alors on a combiné la CSV et la commande par retour d'états linéarisant afin d'asservir la vitesse du MSAPDE. Le couple de charge du MSAPDE qui est une perturbation aléatoire, mais nécessaire pour le calcul de l'expression de la CSV, alors une loi d'adaptation de cette grandeur est nécessaire. L'étape finale pour la mise en œuvre du schéma de commande est la détermination des gains de l'algorithme de commande, où elle est concrétisée par des essais de simulations. Au chapitre suivant, on valide par des tests de simulation, le schéma en boucle fermée composé par les blocs calculés aux chapitres précédents.

CHAPITRE IV

Validation de la loi de commande par des essais de
simulation

IV.1 Introduction

Les lois de commandes (retour d'états linéarisant et CSV) synthétisées dans le chapitre précédent, sont validées par des tests de simulations avec le logiciel de calcul numérique Matlab/Simulink. Les tests de simulation sont faits étape par étape, où on a validé le modèle du MSADE avec les sources de tensions, puis on introduit les deux convertisseurs commandés par MLI, ensuite on a validé la commande par retour d'états linéarisant (commande vectorielle) sans et avec prés-actionneurs, en fin on a validé le schéma de mise en œuvre, c'est le schéma en boucle fermée complet (convertisseurs-commandes- MSAPDE). On a testé le système en BF pour différentes consignes de vitesse et avec couple de charge au régime établi.

IV.2 Machine synchrone aimants permanents double étoile autopiloté en dq étendu

Afin de vérifier les grandeurs nominales de la machine, le modèle mathématique dans le repère dq étendu, dont les paramètres sont donnés dans tableau 1 de l'annexe, est implémenté sur MATLAB/Simulink. On a alimenté la machine avec des sources équilibrées purement sinusoïdales et d'amplitude 311.14 V, dont la seconde est décalée d'un angle $\alpha = \frac{\pi}{6}$ par rapport à la première, comme montre les équations suivantes :

Alimentation étoile 1 :

$$\begin{cases} v_{a1} = v_{max} \sin(\omega_e t) \\ v_{b1} = v_{max} \sin(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{c1} = v_{max} \sin(\omega_e t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (IV.1)$$

Alimentation étoile 2 :

$$\begin{cases} v_{a2} = v_{max} \sin(\omega_e t - \frac{\pi}{6}) \\ v_{b2} = v_{max} \sin(\omega_e t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}) \\ v_{c2} = v_{max} \sin(\omega_e t - \frac{4\pi}{3} - \frac{\pi}{6}) \end{cases} \quad (IV.2)$$

Tel que :

$$\omega_e = P\Omega ;$$

v_{max} est la valeur maximale de la tension appliquée aux deux stator.

La figure suivante illustre la MSAPDE autopilotée dans le plan de Park (étendu dq), alimenté par les deux sources de tension cité dans (IV.1) et (IV.2).

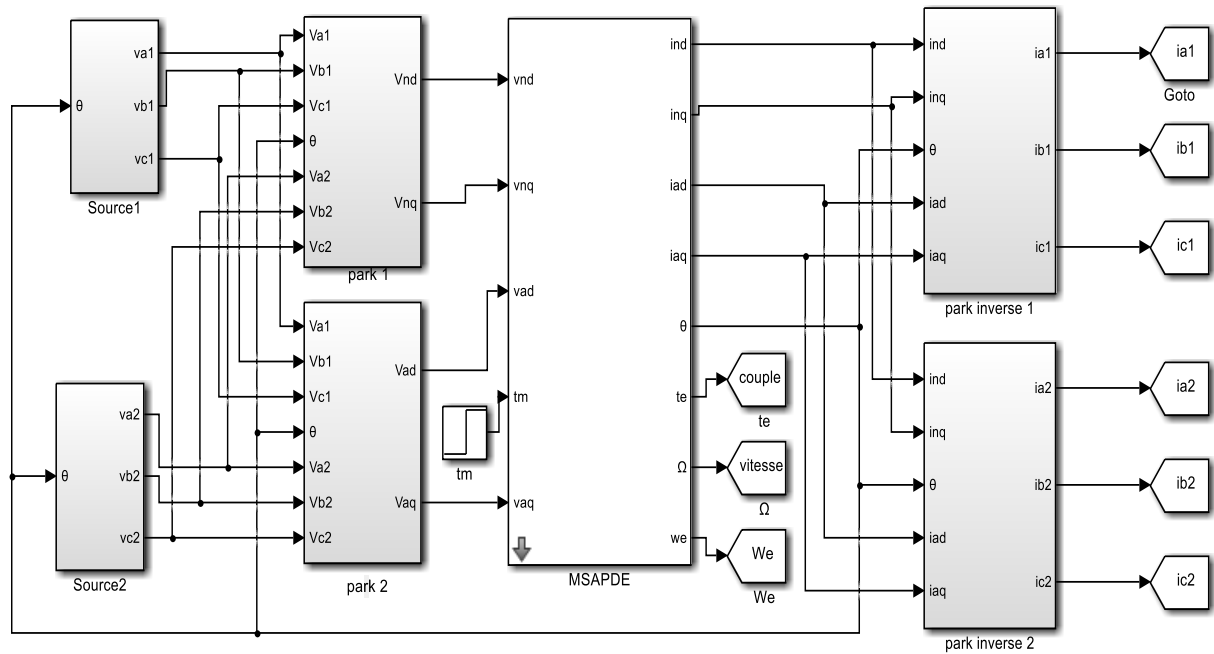


Figure IV. 1 : Schéma bloc de MSAPDE alimenté par des sources tension.

IV.3 Commande vectorielle exacte

Le retour d'état linéarisant est modélisé sous Matlab/Simulink, comme suit :

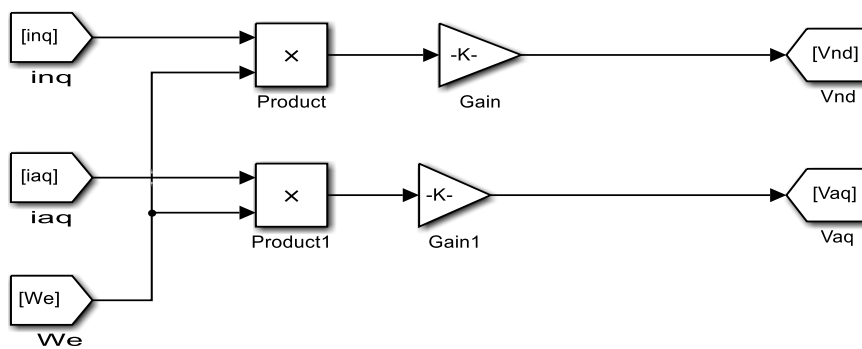


Figure IV. 2 : Schéma bloc avec Simulink du retour d'états linéarisant

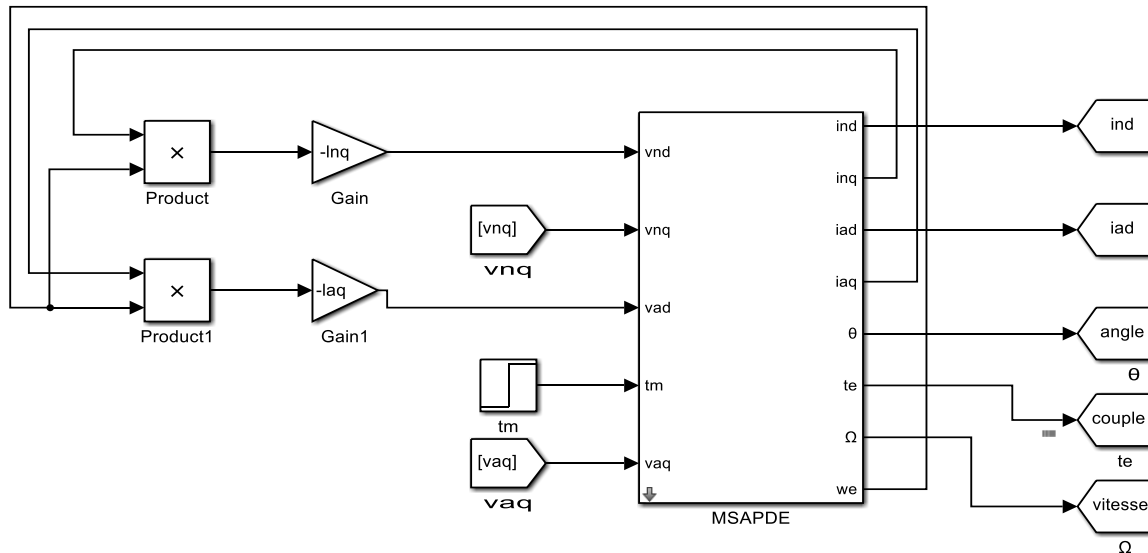


Figure IV. 3 : Schéma bloc de linéarisation exacte de la MSAPDE par retour d'état.

IV.4 Commande non linéaire par les modes glissants

Dans ce paragraphe, on présente les méthodes suivies pour la mise en œuvre de la commande à structure variable pour MSAPDE, associée à un onduleur de tension triphasé à deux niveaux commandés par MLI (triangulo-sinusoidale). Notre système est commandé en BF par un bloc qui génère les trois commandes :

- Les commandes vectorielles v_{nd} et v_{ad} exactes dont (i_{nd} et i_{ad} sont nuls).
- Les commandes équivalente v_{nq} et v_{aq} est basé sur le choix des surfaces de glissement (Sont détaillés dans chapitre III).
- Les termes discontinues (non linéaire) U_{nq}^{NL} et U_{aq}^{NL} .

Les tensions de référence sont générées à partir des trois commandes, en, effectuant la transformation inverse de Park.

On a utilisé deux onduleurs de tension a deux niveaux chacun a six IGBT ; un générateur de signal triangulaire pour la porteuse d'amplitude $V_{dc} = 311.12V$; et un comparateur afin de comparer les tensions de références à la porteuse, la modélisation des onduleurs des deux étoiles sont présentées dans le chapitre II.

La figure IV.4 montre la commande non linéaire par mode glissant d'une MSAPDE alimenté par deux onduleurs de tension commandés par MLI.

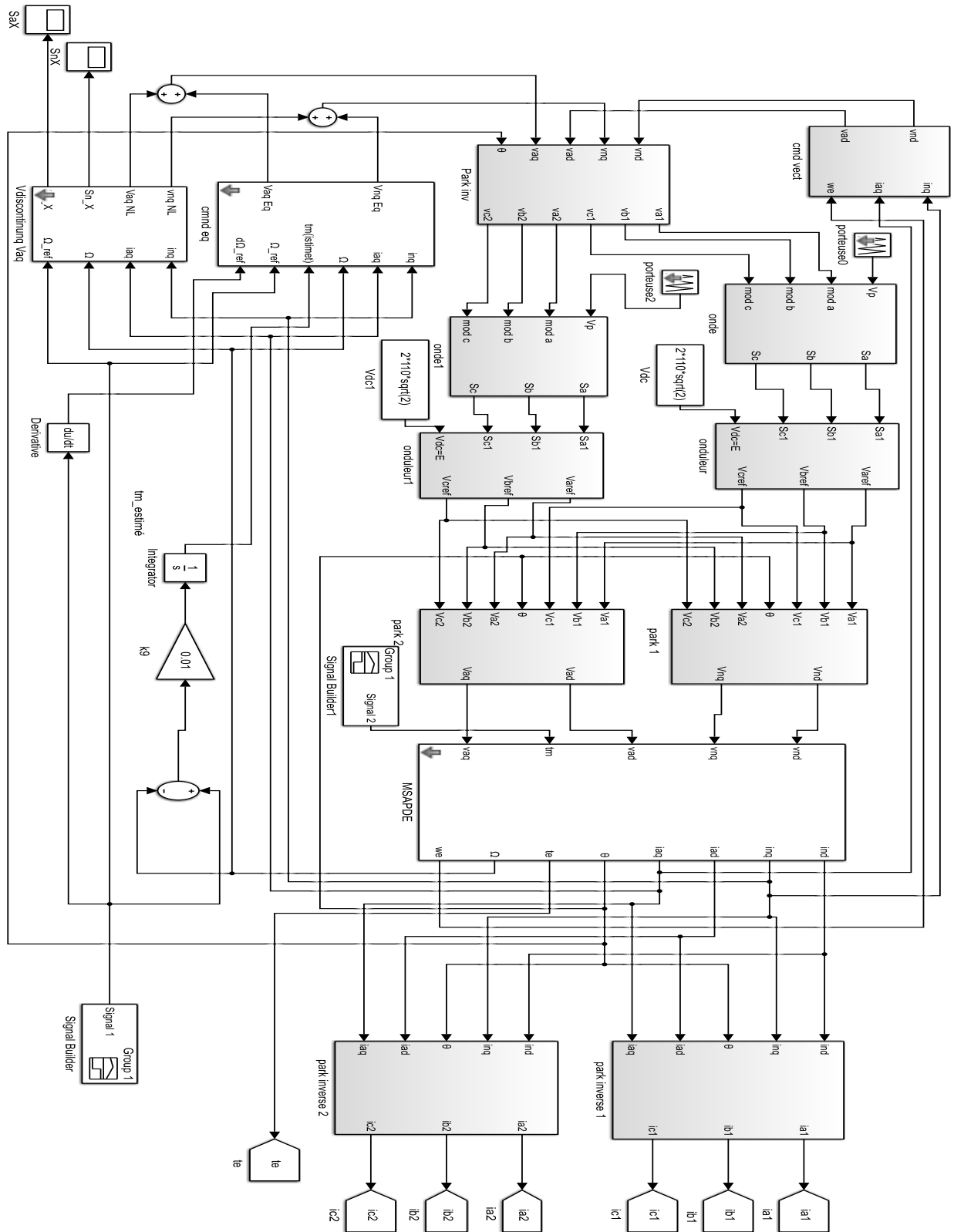


Figure IV. 4 : Schéma bloc de la commande non linéaire à structure variable d’une MSAPDE alimenté par deux onduleurs de tension commandé par MLI.

IV.5 Résultats de simulation

Pour la validation de la structure de la commande non linéaire par la commande des modes glissant nous avons effectué deux essais de simulation à l'aide du logiciel Simulink/ Matlab les figures suivantes présentent les grandeurs nominale de la machine que nous avons obtenu lors de la simulation.

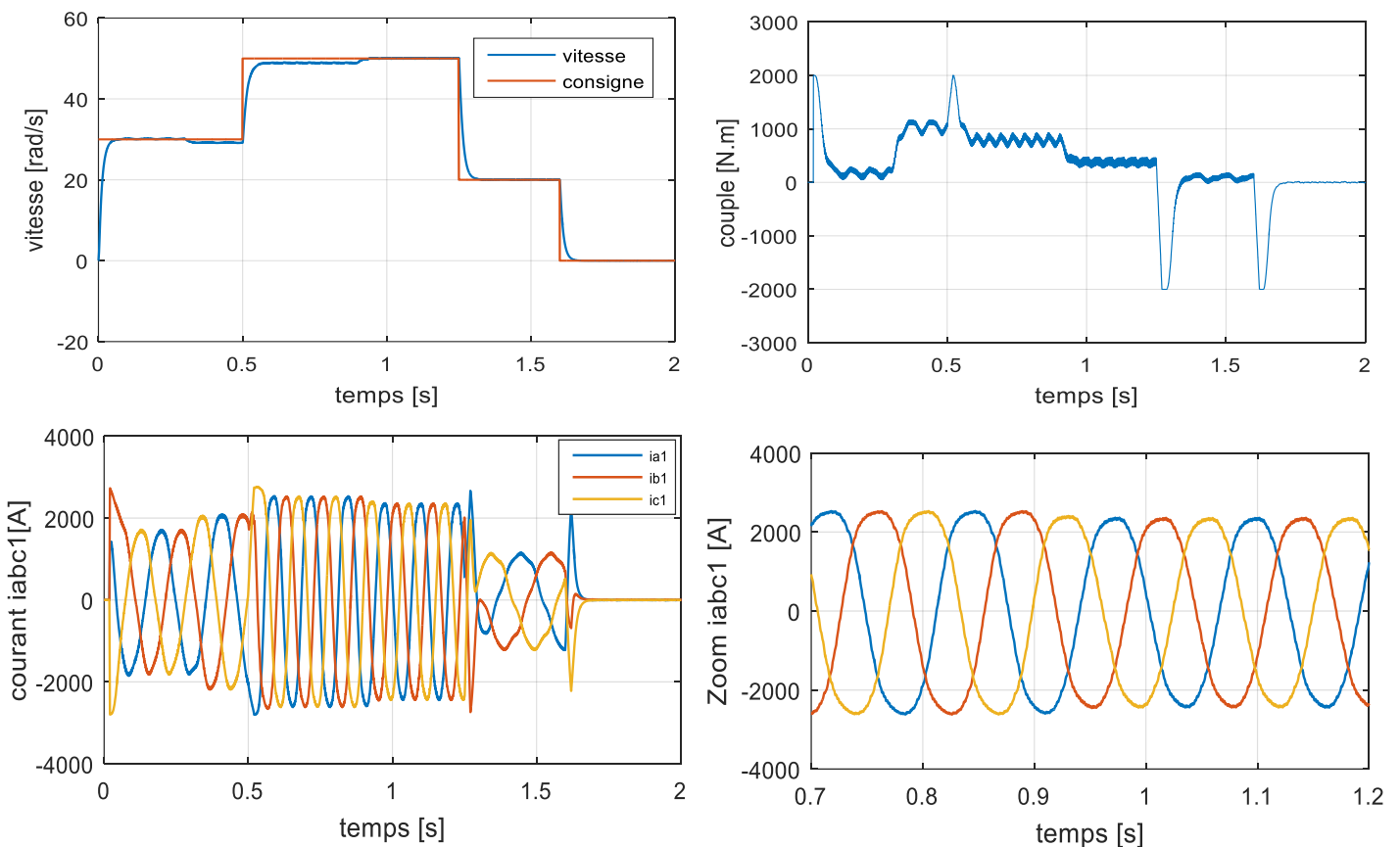
IV.5.1 Premiér test de simulation

IV.5.1.1 Paramètres du test 1 de simulation

- Un couple mécanique $T_m = 2000Nm$ à $t \in [0.3s \ 0.9s]$

Une consigne de vitesse :

- 30 rad/s à $t \in [0 \ 0.5]$
- 50 rad/s à $t \in [0.5 \ 1.25]$
- 20 rad/s à $t \in [1.25 \ 1.6]$



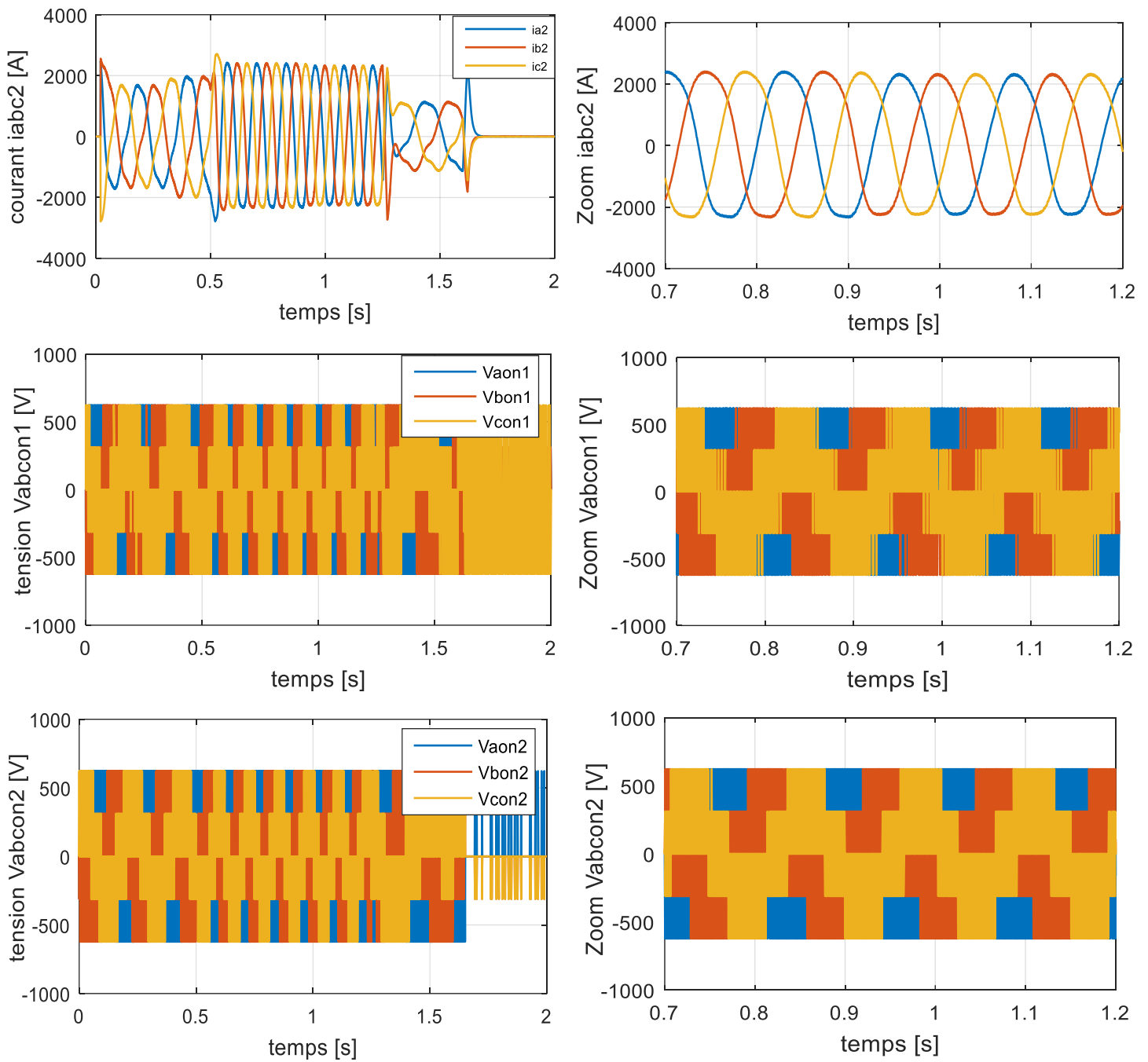


Figure IV. 5 : Réponse de la MSAPDE pour les paramètres de test 1.

IV.5.1.2 Interprétations des résultats du test 1 de simulation

La vitesse suit approximativement sa consigne mais elle subit des erreurs pendant la variation de consigne ; on constate qu'il y a un dépassement de 0.7% et un temps de réponse de 0.1s lorsqu'on applique une vitesse 30rad/s, mais quand on augmente la vitesse jusqu'à la valeur

50rad/s nous notons que le dépassement et le temps de réponse prendre les valeurs 0.36% et 0.96s.

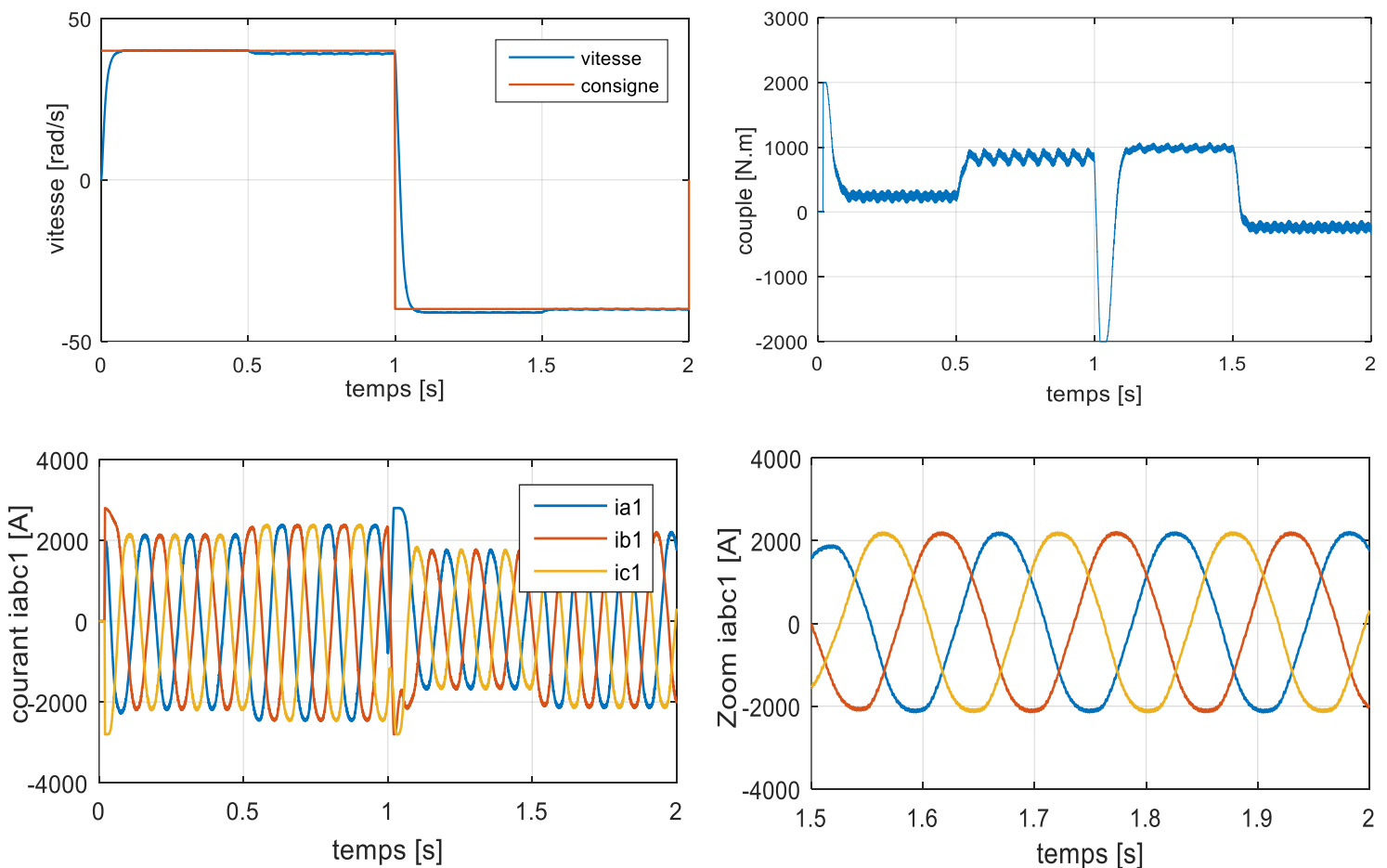
En appliquant $T_m=2000\text{Nm}$ à $t \in [0.3 \ 0.9]$, et avec une vitesse de 50rad/s, on remarque que le couple est perturbé qui s'élève brusquement jusqu'à 2000N.m à l'instant $t = 0.5\text{s}$, ensuite il s'annule lorsque on diminue la vitesse à 20 rad/s à l'instant $t = 1.25 \text{ s}$.

Les graphes montrent que le système répond très bien aux changements de consigne, mais avec des dépassements du courant lors des transitoires, lorsque le couple mécanique a été appliqué, il a été constaté que le système atténuait la perturbation, ce qui provoquait une augmentation du courant.

IV.5.2 Le deuxième test de simulation

IV.5.2.1 Paramètres du test 2 de simulation

- Une vitesse 40rad/s à $t \in [0 \ 1]$.
- Une inversion de consigne de -40 rad/s à $t \in [1 \ 2]$.
- Un couple mécanique $T_m = 2000\text{Nm}$ à $t \in [0.5 \ 1.5]$.



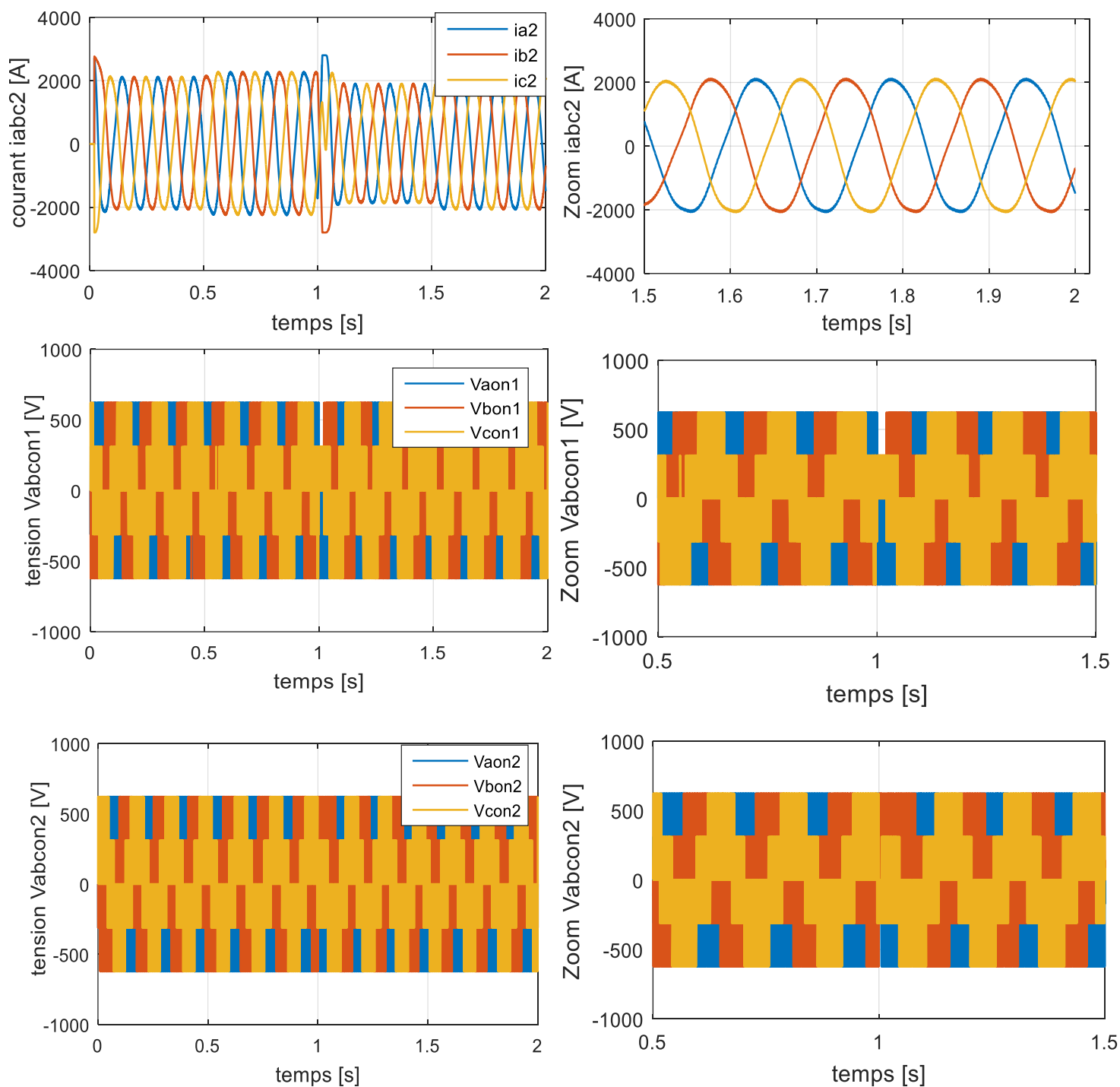


Figure IV. 6 : Réponse de la MSAPDE pour les paramètres de test 2.

IV.5.2.2 Interprétations des résultats du test 2 de simulation

La vitesse suit sa consigne rapidement avec une erreur statique très faible 0.5% et un temps de réponse de 0.1s.

À l'instant $t \in [0.5 \ 1]$ Le couple prend la moitié de la valeur appliquée du couple mécanique ($T_m = 2000Nm$) est-ce dû au changement de signe de la consigne, ensuite elle devient presque nulle sur l'intervalle $t \in [1.5 \ 2]$ à cause de l'inversion du signe de la consigne. Le couple répond très bien au changement de signe de la consigne.

On remarque que à l'instant $t \in [0 \ 1]$ les courants des deux étoiles sont équilibrés et procèdent tous la même amplitude qui est à 2000 A, ensuite à $t \in [0.5 \ 1]$ les courants présentent des perturbations à cause du couple mécanique appliqué ; tandis que à l'instant $t \in [1.5 \ 2]$ les courants augmentent dû à l'effet de changement du signe de la consigne c'est-à-dire le système répond parfaitement pour cette variation.

Dans les intervalles de temps $[0.5 \ 1]$ et $[1.5 \ 2]$ nous remarquons que les signaux des tensions subit des ressemblances parfaite (sans et avec changement de signe de la consigne).

Nous avons pu constater que le choix des paramètres de la méthode à un rôle à jouer sur le type de solutions obtenues ; la variation de la consigne de vitesse perturbe le système en boucle fermée.

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons validé le système en BF, où on constate ses performances. Le schéma de commande assure un fonctionnement avec des créneaux de consignes variés en accélération, décélération, changement du sens de rotation et arrêt du MSAPDE. Les commandes non-linéaires sont les plus adaptées pour l'asservissement des systèmes physique et des machines électriques en particulier quelques soient leurs structures et leurs modes de fonctionnement. Les prés-actionneurs (onduleurs) jouent un rôle dans la qualité des résultats et les performances du système en BF, donc ils devraient être choisis adéquatement.

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce travail, nous avons traité la modélisation et l'étude des performances de la MSAPDE, asservie par une commande non-linéaire et muni de ces prés-actionneurs (onduleurs).

La complexité du MSAPDE est importante, car c'est un système fortement non-linéaire. La loi de commande adaptée à ce système est non-linéaire. La CSV accompagnée d'un retour d'états linéarisant est l'un des schémas commande fortement performante, car il compense les non-linéarités efficacement et assure l'asservissement des sorties, pour différents points de fonctionnements, mêmes en présence des perturbations externes. Une loi d'adaptation du couple de charge (qui est une perturbation externe aléatoire) est nécessaire, si la loi de commande dépend de cette grandeur (c'est le cas de la CSV). L'une des difficultés de la conception de la CSV est la détermination de ces gains, où leur nombre augmente avec celui des entrées du système commandé (système multi-variables). On peut remédier à cette difficulté, en faisant appel à des techniques d'optimisations.

On a associé au MSAPDE deux convertisseurs simples (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 CSV, ou de les adaptés. Une validation sur un banc d'essais va confirmer les tests de simulation.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [Ach18] F. Achachi et A. Boussouar « Modélisation et commande d'un aérogénérateur éolien basés sur une génératrice synchrone double étoile à rotor bobiné », Mémoire en vue de l'obtention du Master en électrotechnique à université A. Belkaïd-Tlemcen, 2018.
- [Ach22] A.Y. Achour « Technique de commande des systèmes complexes » ; Cours Doctorat LMD Automatique CSV, avril 2022.
- [Ami09] T. Amiour « Commande des systèmes non linéaires par mode glissant flou » ; Mémoire de maîtrise, Université Mohamed Khider-Biskra, 2009.
- [Ami21] E. Amirouche et al « New Fuzzy Speed Controller For Dual Star Permanent Magnet Synchronous Motor », 1st International Maghreb Meeting of the Conference on sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering MI-STA, Tripoli-Libya, 25-27 May 2021.
- [Ami22] E. Amirouche « Modélisation dynamique et commande d'une génératrice hydrolienne polyphasée en fonctionnement non conventionnel » Thèse de Doctorat, université A. mira Bejaia, 2022.
- [Ben14] E. Ben Sedrine, « Machines à commutation de flux à grand nombre de phases : modèles comportementaux en mode dégradé et élaboration d'une stratégie de commande en vue de l'amélioration de la tolérance aux pannes », Thèse de Doctorat de l'école normale supérieure de Cachan, 2014.
- [Bou10] B. Boussiala « Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux Application sur la Machine Heptaphasée » Magister en Automatique École Nationale Polytechnique d'Alger, 2010.
- [Bou17] A. Bouarfa, « Méthode de commande par allocation de convertisseurs statique polyphasée, multi-niveaux-De la modélisation à la mise en œuvre temps-réel- », Thèse de doctorat à l'université de Toulouse, 2017.

- [Bou19] N. Boubekri et M. Idir « Commande d'une génératrice synchrone à aimants permanents double étoile », Mémoire En vue de l'obtention du diplôme de Master en électrotechnique à université A. mira Bejaia, 2019.
- [Cho20] S. Chouali et A. Dib « Motorisation Electrique avec défaut par une machine asynchrone polyphasée » Mémoire En vue de l'obtention du diplôme de Master en électrotechnique Industrielle à université A. mira Bejaia,2020.
- [Doy11] J. F. Doyon, « Etude et simulation des groupes convertisseurs- machines synchrones à six phases », Mémoire en vue de l'obtention de la maîtrise en génie électrique, école de technologie supérieure, université du Québec, Montréal, 2011.
- [Kad16] D. E. Kadri, Y. Melouah, « Commande par mode glissant d'un moteur synchrone double étoile alimentée par onduleur hexaphase », Mémoire master académique de l'université de Science et Technologie de Ouargla, 2016.
- [Ker13] S. Kercha et W. Goubi « étude et modélisation des machines électriques double étoile » Mémoire de Master Académique université Kasdi Merbah Ouargla ,2013.
- [Kot16] M. Koteich, « Modélisation et observabilité des machines électriques en vue de la commande sans capteur mécanique », Thèse de doctorat de l'université Paris-Saclay 2016.
- [Mec19] A. Mechiki, « Commande de la machine asynchrone polyphasée », Mémoire de Master Académique université Mohamed Boudiaf -M'sila,2019.
- [Min21] Y. Mini « Développement d'algorithmes pour le contrôle sans capteur de machines électriques polyphasées en mode normal et dégradé », Mémoire en vue de l'obtention du grade de Docteur d'HESAM Université ,2021.
- [Nez07] L. Nezli et Dj. Boudana, « Commande vectorielle sans capteur mécanique de la machine synchrone à double étoile », Projet de fin d'Etudes pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique École Nationale Polytechnique d'Alger,2007.

- [Sad12] H. Sadek et Y. Mahammedi et A. Mefedjekh « Contribution à l'étude d'une MSAP pour traction électrique alimentée par un onduleur de tension » Mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en génie électrotechnique ,2012.
- [Yah21] A. Yahiaoui et Ch. Bouhoui « Modélisation et commande d'une machine synchrone double étoile (MSAPDE) », Mémoire En vue de l'obtention du diplôme de Master en électrotechnique à université A. mira Bejaia,2021.
- [Zer08] M. M. Zerbo, « Identification des paramètres et commande vectorielle adaptative à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone à cage », Thèse de Doctorat présentée à l'université du Québec à Trois-Rivières ,2008.

Annexe

Paramètres de la MSAPDE [Ami21]

Résistance de phase	66.040 mΩ
Inductance mutuelle	22.84 μH
Inductance de fuite	30.918 μH
Flux magnétique permanent	0.3244 Wb
Nombres pairs de pôles	11
Coefficient de frottement visqueux	0 N.m. s
Inertie	25.35 Kg.m ²

Paramètres de calcul de la commande par les modes glissants

Matrice des gains de retour d'état

$$K_S = \begin{bmatrix} K_{i_{nq}} & 0 & K_{i_{n\Omega}} \\ 0 & K_{i_{aq}} & K_{i_{a\Omega}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_1 & 0 & K_3 \\ 0 & K_2 & K_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.01 & 0 & 90.233 \\ 0 & 0.01 & 90.233 \end{bmatrix}$$

Gain de l'intégrateur x_R

$$K_R = \begin{bmatrix} K_{Rn} \\ K_{Ra} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_5 \\ K_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 10000 \\ 10000 \end{bmatrix}$$

Gain de signal de référence

$$K_{\Omega_{ref}} = \begin{bmatrix} K_{n\Omega_{ref}} \\ K_{a\Omega_{ref}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_7 \\ K_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 100 \\ 100 \end{bmatrix}$$

Paramètres des gains des termes discontinus

$$K_n = K_{10} = 0.1$$

$$K_a = K_{11} = 0.1$$

Et

$$K_9 = 0.01 ; \rho = 1.$$