

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique
Département de Génie électrique



Projet de fin d'Etudes
Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique

Thème

**Commande vectorielle sans capteur
mécanique de la machine synchrone à
double étoile**

Rapporteurs :

- Mr.L.NEZLI.
- Mr.DJ.BOUDANA

Étudié par :

- NEDJAR BOUMEDYEN
- BOUCENNA SAID

Promotion: juin 2007

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à ceux qui m'ont tout donné sans rien me demander et à qui je dois énormément et qui je ne remercierais jamais assez :

*mes très chers Parents
mon oncle Mokrani Arezki
ma tante Aicha*

Pour les sacrifices et les encouragements qu'ils n'ont cessé de me conférer.

Qu'Allah puisse les garder éternellement heureux. Merci du fond du cœur.

A ma sœur : Nabila et son mari Khir-eddine.

A mon frère : Mohammed.

A tous mes amis.

A tous qui m'aiment et que j'aime.

BOUCENNA Saïd

Dédicaces

*A mon père et ma mère,
à mon frère et mes sœurs,
à Okba,*

Je dédie ce travail.

Boumedyen

NEDJAR

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

REMERCIEMENT

Je remercie Dieu en premier lieu. Ensuite je remercie Mr. L.Nezli et Mr.Boudana pour leur aide et disponibilité à la réalisation de ce mémoire, avec tant de patience et de suivi.

Je remercie Madame Ghislan pour son aide à la rédaction du document.

Je remercie mes parents de m'avoir tant aide dans ma vie.

Je remercie mon frère et mes sœurs pour leur soutien pour toutes les décisions que j'ai prises.

Je remercie Okba, Rachid, Mustafa les personnes que j'ai trouvé dans les moments les plus difficiles.

Je remercie les étudiants de la 3^{ème} promotion de ENPEI dans leur ensemble, et la 5^{ème} compagnie en particulier avec Hadi, Riad, Ati, Naman, Fateh, Merouan, Amin.... pour les bons moments qu'on a passé ensemble.

Je remercie mon binôme S.Boucenna pour sa compréhension, et m'avoir appris tant de choses le long du PFE.

Je remercie enfin les étudiants de la 5^{ème} année électrotechnique 2007 pour leur esprit de groupe et leur solidarité.

NEDJAR Boumedyen

REMERCIEMENT

الحمد لله الذي بنعمته تتم الصالحات

Je remercie Dieu.

Puis

Je tient à remercier vivement Mr. L.Nezli et Mr.Boudana pour nous avoir encadrer, et guider et pour sa disponibilité, ses nombreux encouragements et ses conseils qu'ils nous ont prodigués le long de ce travail.

Je remercie également tous les membres du jury, pour avoir bien voulu évaluer notre travail.

Je souhaite également remercier tous les enseignants ayant assurés mes années d'études.

Je remercie mon binôme B.Nedjar.

Je finis ces remerciements par ma famille et tout particulièrement mes parents et mon oncle A.Mokrani pour leurs encouragements, conseils et leur soutien inconditionnel tout au long de mes études.

Boucenna said

SOMMAIRE

Introduction générale	1
Chapitre I : Modélisation de la machine synchrone double étoile (MSDE)	4
I.1. Introduction.....	5
I.2. Présentation de la machine synchrone double étoile.....	5
I.2.1. Description générale de la machine synchrone double étoile.....	5
I.2.2 Hypothèses de travail.....	6
I.3- Modèle double étoile de la MSDE.....	7
I.3.1- Modèle de la machine dans le repère ABC.....	7
I.3.2- Modélisation de la machine dans le plan α_1, β_1 et α_2, β_2	11
I.3.3- Modèle de la machine dans le plan de Park	15
I.3.4. Modèle de la machine dans le repère $\alpha^+, \beta^+, \alpha^-, \beta^-$	18
I.3.5- Modèle de la machine dans le repère d+, q+, d-, q-.....	20
I.3.6 - Modèle de la machine dans le repère $\alpha, \beta, Z_1, Z_2, Z_3, Z_4$	20
I.3.7 -Modèle de Park de la machine synchrone double étoile	22
I.4 Résultats de simulation	23
I.5 Conclusion.....	26
Chapitre II : alimentation de la machine par des onduleurs de tension	27
II.1.Introduction.....	28
II.2. Etude de l'onduleur.....	29
II.3. Choix de l'onduleur.....	30
II.4. commande de l'onduleur.....	32
II.4.1. La MLI vectorielle.....	32
II.4.2. La MLI sinus- triangle.....	34
II.5. Association onduleurs –machine double étoile.....	36
II.6. Simulation et interprétation	38
II.7. Conclusion	40
Chapitre III : Estimation de la position et de la vitesse par un filtre de KALMAN étendu .	41
III.1.Introduction.....	42
III.2. Capteur, estimateur ou observateur : que choisir ?.....	42

III.3. Généralités sur les observateurs	43
III.3.1. La prédiction.....	43
III.3.2. La correction (mise à jour)	43
III.4. Filtre de KALMAN.....	45
III.4.1. Prédiction :.....	46
III.4.2. Correction (mise à jour):.....	46
III.5. Filtre de KALMAN étendu	47
III.5.1. Prédiction :.....	48
III.5.2. Correction :.....	49
III.6. Estimation de la vitesse et de la position de la MSDE avec FKE	49
III.7. Résultats de simulation :.....	52
III.8. Etude de la robustesse du FKE appliqué à la MSDE :.....	53
III.9. Conclusion.....	57
Chapitre IV : Commande vectorielle de la machine synchrone double étoile avec FKE	58
IV.1. Introduction	59
IV.2. Principe de la commande vectorielle à i_d+ nul	60
IV.3. Commande vectorielle de la machine synchrone à double stator alimenté en tension.....	62
IV.3.1. Etude en boucle ouverte.....	62
IV.3.1.1. Structure du bloc de découplage.....	62
IV.3.1.2. Simulation et Interprétation.....	64
IV.3.1.3 Réglage du courant d'excitation I_f	66
IV.3.1.4 Simulation :.....	68
IV.3.1.5. Réglage du courant I_d+	69
IV.3.1.6. Simulation et Interprétations.....	70
IV.3.2. Etude en boucle fermée.....	71
IV.3.2.1. Commande vectorielle avec réglage de la vitesse de la MSDE.....	71
IV.3.2.2. Calcul du régulateur de vitesse.....	72
IV.3.2.3. Simulation et Interprétation.....	74
IV.4. Simulation en utilisant filtre de KALMAN.....	76
IV.5. Conclusion.....	80
Conclusion générale.....	81

Bibliographie

Introduction générale.

La machine à courant continu constituait, jusqu'à ces dernières années, la solution la plus répondue pour les entraînements à vitesse et à position variables nécessitant des performances statique et dynamique élevées, mais la présence d'une commutation mécanique sous forme de système balais – collecteurs limite la puissance et la vitesse maximale de ce type de machine. Actuellement, on remplace de plus en plus les moteurs à courant continu par des moteurs à courant alternatif.

La machine à courant alternatif se présente comme un système multi variable, non linéaire fortement couplé, ce qui rend son contrôle très difficile. C'est grâce aux développements récents des composants électroniques de puissance, de l'électronique de réglage et de la micro-informatique que l'application des stratégies de commande de plus en plus performantes a pu être appliquée. Par ailleurs ceci a permis d'aboutir à des modèles simples permettant une grande souplesse dans la commande de ces machines.

La machine synchrone associée à un convertisseur statique trouve de nombreuses applications dans le domaine des entraînements à vitesse variable. En forte puissance l'alimentation de ces machines à partir des commutateurs de courant conduit à une ondulation du courant et du couple importante. Pour atténuer ces ondulations on a utilisé des machines où le stator est constitué de deux enroulements triphasés déphasés entre eux de 30° électrique, alimentés par deux commutateurs de courant.

Les progrès récents de l'électronique de puissance ont permis d'alimenter les machines de forte puissance par des onduleurs de tension. Ces onduleurs ont une fréquence de commutation faible qui conduit à une ondulation de courant et de couple.

Les machines à grand nombre de phases ou les machines multi-étoiles alimentées par des onduleurs de tension permettent l'utilisation de composants d'électroniques de plus petit calibre et donc de fréquence de commutation plus élevée.

La commande vectorielle proposée par Hasse en 1969 et Blaschke en 1972 permet aux entraînements à courant alternatif d'avoir une dynamique proche de celui des entraînements à courant continu. La commande est en général un contrôle découplé du couple et du flux de la machine. Par conséquent la dynamique du couple peut être très rapide. Cependant cette structure nécessite la connaissance plus au moins précise des paramètres de la machine. De plus, dans cette structure, la position rotorique doit être connue.

La connaissance de la position du rotor est indispensable dans la commande de la machine synchrone double étoile (MSDE). Les capteurs de position utilisés sont fragiles, coûteux, et influent sur la fiabilité du système. Une solution consiste à observer ou estimer la position rotorique par des algorithmes mathématiques à partir des informations accessibles et indispensables à la commande. On a choisi d'utiliser le filtre de KALMAN, qui est un observateur qui permet d'avoir une bonne estimation des variables d'état des systèmes et qui a montré son efficacité dans différents domaines.

Notre étude est partagée en quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré à l'étude de la modélisation de la machine synchrone à double étoile, afin d'apporter certaines simplifications, un choix judicieux du repère de Park a permis d'obtenir un modèle de la machine synchrone à double étoile similaire à celui de la machine synchrone classique.

Le deuxième chapitre présente l'alimentation de MSDE, par deux onduleurs de tension, nous appliquons la technique MLI "modulation de largeur d'impulsion" triangulo-sinusoidale pour la commande de l'onduleur.

Le troisième chapitre concerne l'étude du filtre de KALMAN comme un observateur de la position et de la vitesse, qui va nous permettre d'éviter l'utilisation des capteurs mécaniques ; le choix du filtre de KALMAN est dû à ses performances élevées.

Dans le quatrième chapitre, nous présentons dans un premier lieu la commande vectorielle à i_d nulle de la machine synchrone à double étoile alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux à structure NPC. L'objectif de cette commande est de ramener le comportement de la machine synchrone à double étoile à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. Ensuite nous synthétisons un régulateur de type PI (proportionnel intégral) pour le réglage de la vitesse. En fin nous introduisons le filtre de KALMAN dans la boucle de réglage de la afin de substituer le capteur mécanique.

CHAPITRE I

Modélisation de la machine synchrone à double étoile (MSDE).

I. 1 – Introduction :

Après une brève description de la structure générale de la machine synchrone double étoile, son modèle général dans le plan abc a été établi. Étant donné que le rotor de ce type de machine est similaire à celui d'une machine triphasée classique, la contribution du rotor pour ces machines est similaire à celle d'une machine classique [ZHA] [LES]. L'intérêt de cette étude est porté sur les interactions des deux étoiles entre elles. Ainsi, de ce point de vue, la machine synchrone double étoile n'est achevée qu'une fois l'étude stator rotor sera introduite.

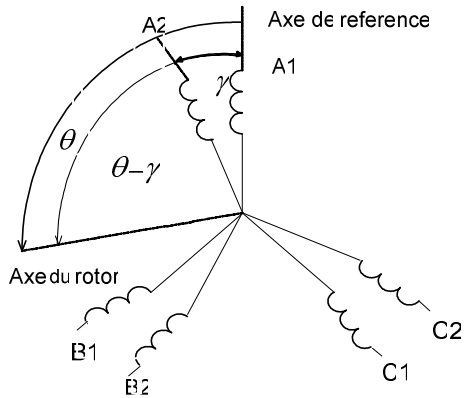
Dans le cas de notre machine l'étude n'est pas aussi évidente, car plusieurs phénomènes complexe interviennent lors de son fonctionnement comme par exemple la saturation, l'effet de peau...etc. Pour réduire cette complexité, on a effectué certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui nous a permis d'obtenir un modèle simple qui traduit le fonctionnement de la machine.

Nous donnerons dans un premier lieu le modèle de la machine synchrone double étoile dans le repère $\alpha_1 \beta_1 \alpha_2 \beta_2$ puis dans le référentiel de Park ; ensuite nous faisons un changement de variable afin d'obtenir un modèle simple en vu de la commande. Enfin nous appliquons une transformée qui permet de diagonaliser la matrice inductance.

I.2- Présentation de la machine Synchrone Double Étoile (MSDE) :

I.2.1- Description générale de la machine synchrone double étoile :

Comme toutes les machines électriques tournantes, la machine synchrone double étoile est constituée d'un stator et d'un rotor. Comme montre la figure I.1, le stator est constitué de deux enroulements triphasés décalés d'un angle γ .



A1, B1, C1 : phases du premier stator
 A2, B2, C2 : phases du second stator
 γ : Angle entre chaque stator
 θ : Angle électrique entre la phase A1 et la position du rotor

fig I.1 : Enroulements statoriques d'une machine double étoile.

Le rotor de la machine synchrone double étoile est identique à celui d'une machine synchrone classique. Dans la machine synchrone, le rotor est supposé être à pôles saillants. Comme le montre la figure I.2, l'inducteur est constitué d'un enroulement alimenté en courant continu et d'amortisseurs modélisés par deux enroulements en court circuit, dont l'un est sur l'axe direct du rotor et l'autre en quadrature.

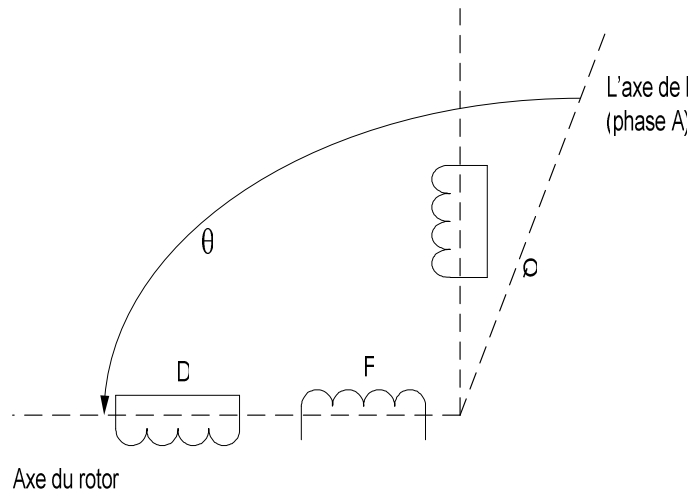


fig I.2 : Enroulement rotorique de la machine synchrone

I.2.2 Hypothèses de travail

Les différents modèles développés et utilisés par la suite reposent sur les hypothèses de travail simplificatrices suivantes :

- Les deux stators sont strictement identiques et déphasés l'un par rapport à l'autre d'un angle γ ;
- Les enroulements d'un stator sont par construction tous décalés d'un angle de 120° les uns par rapport aux autres ;
- Les forces magnétomotrices dans l'entrefer ont une répartition sinusoïdale ;
- Les mutuelles inductances ne sont caractérisées que par leur fondamentale ;
- La saturation magnétique est négligée.

I.3- Modèle double étoile de la MSDE

I.3.1- Modèle de la machine dans le repère ABC

a/ Équation électrique

L'équation électrique de la machine synchrone double étoile s'exprime en fonction des différents courants dans ses enroulements et de leur dérivée. Il est possible d'établir l'équation différentielle suivante définie dans le repère abc :

$$\begin{bmatrix} [V_{S1}] \\ [V_{S2}] \\ [V_R] \end{bmatrix} = [R] \times \begin{bmatrix} [I_{S1}] \\ [I_{S2}] \\ [I_R] \end{bmatrix} + w_r \cdot \frac{dL}{d\theta} \begin{bmatrix} [I_{S1}] \\ [I_{S2}] \\ [I_R] \end{bmatrix} + [L] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{S1} \\ I_{S2} \\ I_R \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

Les vecteurs de courant et de tension sont définis comme suit :

- Pour les grandeurs statoriques :

$$\begin{cases} [V_{S1}] = [V_{a1} \ V_{b1} \ V_{c1}]^t \\ [V_{S2}] = [V_{a2} \ V_{b2} \ V_{c2}]^t \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} [I_{S1}] = [I_{a1} \ I_{b1} \ I_{c1}]^t \\ [I_{S2}] = [I_{a2} \ I_{b2} \ I_{c2}]^t \end{cases}$$

- Pour les grandeurs rotoriques de la machine synchrone :

$$[V_R] = [V_f \ 0 \ 0]^t \quad \text{et} \quad [I_R] = [i_f \ i_D \ I_Q]^t$$

La matrice $[R]$ est une matrice diagonale et les termes qui la constituent sont les valeurs des résistances des différents enroulements :

$$[R] = \begin{bmatrix} R_S [1]_3 & [0]_{3 \times 3} & [0]_{3 \times 3} \\ [0]_{3 \times 3} & R_S [1]_3 & [0]_{3 \times 3} \\ [0]_{3 \times 3} & [0]_{3 \times 3} & R_R [1]_3 \end{bmatrix} \quad [R_R] = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix}$$

D'une façon générale, la matrice inductance peut se décomposer sur sa diagonale par les matrices propres des différents systèmes d'enroulement, respectivement ceux de la première et de la seconde étoile, ainsi que ceux du rotor. Les autres matrices sont introduites par le couplage magnétique de ces systèmes d'enroulement, l'un par rapport à l'autre. En tenant compte des hypothèses de travail de la machine, il en résulte la représentation matricielle suivante :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{S1}] & [M_{S1S2}] & [M_{S1R}] \\ [M_{S1S2}]^t & [L_{S2}] & [M_{S2R}] \\ [M_{S1R}]^t & [M_{S2R}]^t & [L_R] \end{bmatrix}$$

Les matrices $[L_{S1}]$ et $[L_{S2}]$ représentent les matrices inductances du premier et second stator. A un angle de décalage γ près pour le second stator, ce sont les résultats d'une machine triphasée classique. Chaque matrice se décompose en une matrice constante et une matrice variable en fonction de la position du rotor, cette dernière traduit la saillance de la machine.

$$[L_{Sx}] = [L_{SS0}] + [L_{SS}(\beta_x)]$$

L'indice 'x' symbolise l'étoile considérée (1ou2) et l'angle ' β_x ' est un angle dépendant de la position électrique ' θ ' de la machine. Pour le stator 1, l'angle est de ' $\beta_1 = \theta$ ' et pour le stator 2; il est de ' $\beta_2 = \theta - \gamma$ '.

Les deux matrices composantes de cette matrice inductance sont définies comme suit :

$$[L_{SS0}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}$$

$$L_{ss}(\beta_x) = L_{sf} \cdot \begin{bmatrix} \cos(2\beta_x) & \cos\left(2\beta_x - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\beta_x + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\beta_x - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\beta_x + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\beta_x) \\ \cos\left(2\beta_x + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\beta_x) & \cos\left(2\beta_x - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

- **Matrice mutuelle inductance statorique [M_{S1S2}]**

Le couplage magnétique entre les deux étoiles du stator est caractérisé par la matrice inductance [M_{S1S2}]. Dans le cas général, elle se met sous la forme :

$$[M_{S1S2}] = [M_{SS0}] + [M_{SS}(\theta)]$$

Avec :

$$[M_{ss0}] = M_{ss} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\gamma) & \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\gamma) \end{bmatrix}$$

$$[M_{ss}(\theta)] = M_{sfm} \cdot \begin{bmatrix} \cos(2\theta - \gamma) & \cos\left(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\theta - \gamma) \\ \cos\left(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\theta - \gamma) & \cos\left(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Il est à noter que la matrice [M_{SS0}] est une matrice constante. Elle ne dépend que de l'angle de décalage entre les deux stators.

Il est facile de démontrer que le terme M_{SS0} peut s'exprimer directement à partir de M_S multipliée par le cosinus de l'angle de déphasage des deux phases considérées. Dans le cas des phases d'un même stator, cet angle est 120°. Dans le cas de phases de stators différents, l'angle est l'un de ceux qui constituent la matrice [M_{SS0}]. Il est alors facile d'établir la relation :

$$M_{SS} = -2.M_S$$

- **Matrice de couplage entre le stator et le rotor $[M_{S1r}]$ et $[M_{S2r}]$**

Le couplage entre le stator et le rotor est caractérisé par les deux matrices $[M_{S1r}]$ et $[M_{S2r}]$.

$$[L_R] = \begin{bmatrix} L_f & M_{fd} & 0 \\ M_{fd} & L_D & 0 \\ 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix}$$

Dans la machine synchrone, la matrice des mutuelles inductances entre un stator et le rotor s'écrit :

$$[M_{S \times R}] = [M_{S \times R}(\beta_x)] = \begin{bmatrix} M_{sf} \cos(\beta_x) & M_{SD} \cos(\beta_x) & -M_{SQ} \sin(\beta_x) \\ M_{sf} \cos\left(\beta_x - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{SD} \cos\left(\beta_x - \frac{2\pi}{3}\right) & -M_{SQ} \sin\left(\beta_x - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{sf} \cos\left(\beta_x + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{SD} \cos\left(\beta_x + \frac{2\pi}{3}\right) & -M_{SQ} \sin\left(\beta_x + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

- **Matrice inductance rotorique $[L_R]$**

Comme le rotor est identique à celui d'une machine triphasée classique, les matrices des inductances propres au rotor restent inchangées.

$$[L_R] = \begin{bmatrix} L_f & M_{fd} & 0 \\ M_{fd} & L_D & 0 \\ 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix}$$

b/ Expression littérale du couple électromagnétique

En assimilant la machine à un convertisseur électromagnétique en rotation et à excitations, l'expression matricielle de la coénergie emmagasinée dans la machine permet d'établir le couple électromagnétique de la machine :

$$C_{em} = \frac{p}{2} [I]^t \left(\frac{d}{d\theta} [L] \right) [I] \quad (I.2)$$

$$C_{em} = \frac{p}{2} [I]^t \cdot \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} [L_{SS}(\theta)] & [M_{SS}(\theta)] & [M_{SR}(\theta)] \\ [M_{SS}^t] & [L_{SS}(\theta-\gamma)] & [M_{SR}(\theta-\gamma)] \\ [M_{SR}(\theta)] & [M_{SR}(\theta-\gamma)]^t & [0]_{3 \times 3} \end{bmatrix} [I] \quad (I.3)$$

p : désigne le nombre de paires de pôles de la machine.

Dans le cas d'une machine à pôles lisses, seuls subsistent les termes entre le rotor et les stators, les autres étant nuls.

I.3.2- Modélisation de la MSDE dans α_1, β_1 et α_2, β_2

a/ Equations électriques

L'utilisation du modèle de la machine dans les plans $a_1 b_1 c_1$ et $a_2 b_2 c_2$ est rare. Le passage à d'autres plans pour modéliser la machine est justifiée par l'expression de la matrice inductance qui dépend du temps et qui rend difficile la résolution du système d'équation différentielle régissant le modèle. Le premier modèle utilisé consiste à appliquer une transformation de Concordia puis de Park à chacune des deux étoiles et d'obtenir ainsi deux modèles déphasés équivalents au modèle triphasé. En considérant que la machine est constituée de deux étoiles, on peut la représenter dans les plans de Concordia par deux repères $(\alpha_1-\beta_1)$ et $(\alpha_2-\beta_2)$ respectivement à la phase A_1 et à la phase A_2 , dans ce cas chaque étoile voit la même transformation avec le même angle (figure I.3). d'où

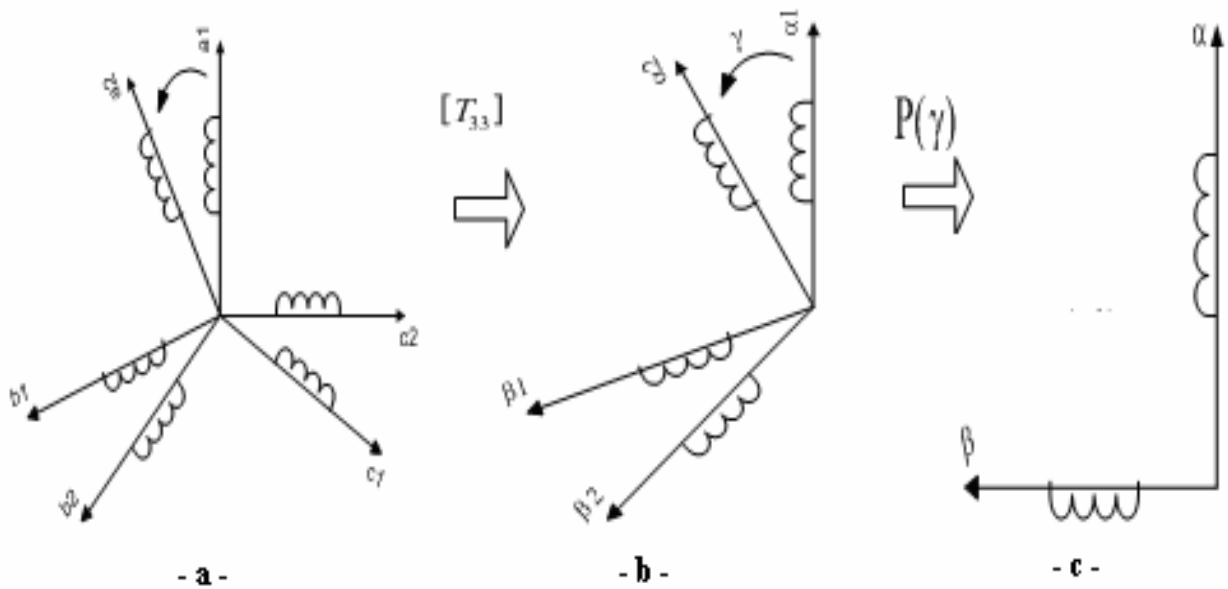
$$\begin{bmatrix} x_{\alpha i} \\ x_{\beta i} \\ x_{\gamma i} \end{bmatrix} = [T_{33}]^t \begin{bmatrix} x_{a i} \\ x_{b i} \\ x_{c i} \end{bmatrix}$$

Où x peut représenter le courant, la tension ou le flux dans la machine et $i = 1, 2$

$$[T_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}; [T_1] = \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}$$

Et

$$[T_{33}] = [[T_{32}] \cdot [T_1]]$$



figI.3 : transformation du système double étoile en un système double diphasé.

Les deux transformations ci-dessus sont exprimées dans deux référentiels différents $(\alpha_1\beta_1, \alpha_2\beta_2)$ décalé d'un angle électrique γ . Cependant pour éviter le couplage magnétique entre ces deux repères et afin d'exprimer dans le même référentiel les différentes grandeurs associées aux deux étoiles on fait une rotation d'un angle γ identique au décalage entre les deux étoiles pour l'étoile 2. Fig. I .3.c d'où cette nouvelle transformation pour l'étoile 2 est donnée par :

$$\begin{bmatrix} x'_{\alpha_2} \\ x'_{\beta_2} \\ x'_{0_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [T_{32} \cdot P(\gamma)]^t \\ [T_{31}]^t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{\alpha_2} \\ x_{\beta_2} \\ x_{0_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [T_{32} \cdot P(\gamma)]^t \\ [T_{31}]^t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{\alpha_2} \\ x_{\beta_2} \\ x_{0_2} \end{bmatrix}$$

Et

$$[p(\gamma)] = \begin{bmatrix} \cos\gamma & \sin\gamma \\ -\sin\gamma & \cos\gamma \end{bmatrix}$$

En appliquant ces transformations à l'équation (I.1), on obtient le modèle suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \\ V_{01} \\ V'_{\alpha 2} \\ V'_{\beta 2} \\ V'_{02} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{\alpha 1} \\ I_{\beta 1} \\ I_{01} \\ I'_{\alpha 2} \\ I'_{\beta 2} \\ I'_{02} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} l_{\alpha} & 0 & 0 & M_{ss\alpha} & 0 & 0 \\ 0 & l_{\alpha} & 0 & 0 & M_{ss\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & l_0 & 0 & 0 & 0 \\ M_{ss\alpha} & 0 & 0 & l_{\alpha} & 0 & 0 \\ 0 & M_{ss\alpha} & 0 & 0 & l_{\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{\alpha} \end{bmatrix} + M_{sf} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \frac{3}{2} \cos(2\theta) & \frac{3}{2} \sin(2\theta) & 0 & \frac{3}{2} \cos(2\theta) & \frac{3}{2} \sin(2\theta) & 0 \\ \frac{3}{2} \sin(2\theta) & -\frac{3}{2} \sin(2\theta) & 0 & \frac{3}{2} \sin(2\theta) & -\frac{3}{2} \cos(2\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2} \cos(2\theta) & \frac{3}{2} \sin(2\theta) & 0 & \frac{3}{2} \cos(2\theta) & \frac{3}{2} \sin(2\theta) & 0 \\ \frac{3}{2} \sin(2\theta) & -\frac{3}{2} \cos(2\theta) & 0 & -\frac{3}{2} \sin(2\theta) & -\frac{3}{2} \cos(2\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha 1} \\ I_{\beta 1} \\ I_{01} \\ I'_{\alpha 2} \\ I'_{\beta 2} \\ I'_{02} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{\alpha 1} \\ e_{\beta 1} \\ e_{01} \\ e'_{\alpha 2} \\ e'_{\beta 2} \\ e'_{02} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} e_{\alpha 1} \\ e_{\beta 1} \\ e_{01} \\ e'_{\alpha 2} \\ e'_{\beta 2} \\ e'_{02} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} M_{sf} \cos(\theta) & M_{sd} \cos(\theta) & -M_{sq} \sin(\theta) \\ M_{sf} \sin(\theta) & M_{sd} \sin(\theta) & M_{sq} \cos(\theta) \\ 0 & 0 & 0 \\ M_{sf} \cos(\theta) & M_{sd} \cos(\theta) & -M_{sq} \sin(\theta) \\ M_{sf} \sin(\theta) & M_{sd} \sin(\theta) & M_{sq} \cos(\theta) \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Et

$$[L_{\alpha}] = L_{FS} + \frac{3}{2} M_{SS}; L_0 = L_{FS} \quad ; M_{SS\alpha} = \frac{3}{2} M_{SS}$$

b/ Expression du couple électromagnétique :

En utilisant la dérivée de la coenergie, l'expression du couple est donnée par

$$C_{em} = \frac{p}{2} [I_{s1}]^t [I_{s2}]^t [I_f]^t \left(\frac{d}{d\theta} [L] \right) \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_f] \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Dans le plan de Concordia elle s'écrit :

$$C_{em} = \left(\frac{p}{w_r} \right) \left(e_{\alpha 1} I_{\alpha 1} + e_{\beta 1} I_{\beta 1} + e'_{\alpha 2} I_{\alpha 2} + e'_{\beta 2} I_{\beta 2} \right) + C_{es}$$

C_{es} : représente le couple dû à la saillante, il est donné a par cette expression :

$$C_{es} = \frac{3}{2} \left(\frac{p}{2w_r} \right) M_{sfm} \begin{bmatrix} [I\alpha\beta 02]^t & [I'\alpha\beta 02] \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \sin(2\theta) \\ \sin(2\theta) & -\cos(2\theta) \\ 0 & 0 \\ \cos(2\theta) & \sin(2\theta) \\ \sin(2\theta) & -\cos(2\theta) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i\alpha 1 + i\alpha 2 \\ i\beta 1 + i\beta 2 \end{bmatrix}$$

Pour une machine double étoile à F.e.m sinusoïdal on a :

$$\begin{cases} e_{\alpha 1} = e'_{\alpha 2} \\ e_{\beta 1} = e'_{\beta 2} \\ e_{01} = e'_{02} \end{cases}$$

d'où l'expression du couple s'écrit:

$$C_{em} = \left(\frac{P}{w_r} \right) \left[e_{\alpha 1} (I_{\alpha 1} + I'_{\alpha 2}) + e_{\beta 1} (I_{\beta 1} + I'_{\beta 2}) \right] + C_{es} \quad (I.6)$$

L'expression du couple montre que uniquement la somme des courants selon les deux axes α_1, β_1 qui contribue à la génération du couple.

I.3.3- Modèle de la machine dans le plan de Park :

Les transformées de Concordia puis de Park permettent le passage des grandeurs statoriques χ_i aux composantes d'axes directe et en quadrature χ_{dq} d'où les transformations suivantes :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} [\chi_{dq01}] \\ [\chi_{dq02}] \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} [[T_{33}][P(\theta)]]^t & 0 \\ 0 & [[T_{33}(\gamma)][P(\theta)]]^t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\chi_{\alpha\beta 01}] \\ [\chi_{\alpha'\beta'02}] \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} [[P(\theta)]]^t & 0 \\ 0 & [[P(\theta)]]^t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\chi_{\alpha\beta 01}] \\ [\chi_{\alpha'\beta'02}] \end{bmatrix} \end{aligned}$$

En appliquant les transformations définies ci-dessus au système d'équations [I.1] on obtient le modèle électrique de la machine synchrone à pôles saillants écrit dans le plan dq.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} [V_{dq1}] \\ [V_{dq2}] \\ [VR] \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} [R_{dq}] & [R_{dqm}] & [R_{dqs}] \\ [R_{dqm}] & [R_{dq}] & [R_{dqs}] \\ [0]_{3 \times 2} & [0]_{3 \times 2} & [R_{SG}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{dq1}] \\ [I_{dq2}] \\ [I_R] \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} [L_{dq}] & [M_{dqm}] & [L_{dqs}] \\ [M_{dqm}] & [L_{dq}] & [L_{dqs}] \\ [L_{dqs}] & [L_{dqs}] & [L_R] \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [I_{dq1}] \\ [I_{dq2}] \\ [I_R] \end{bmatrix} \quad (I.7) \end{aligned}$$

Chacune des matrices définies comme suit :

$$\begin{bmatrix} R_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -wL_q \\ wL_d & R_s \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} R_{dm} \end{bmatrix} = w \begin{bmatrix} 0 & -L_{dq} \\ L_{dm} & 0 \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} R_{dqs} \end{bmatrix} = w \begin{bmatrix} 0 & 0 & -M_{dq} \\ M_{dF} & M_{dD} & 0 \end{bmatrix}$$

$$R_{SG} = \begin{bmatrix} R_F & 0 & 0 \\ 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix}; M_{dqm} = \begin{bmatrix} L_{dm} & 0 \\ 0 & L_{qm} \end{bmatrix}$$

$$L_{dqs} = \begin{bmatrix} M_{dF} & M_{dD} & 0 \\ 0 & 0 & M_{qQ} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$\begin{cases} L_d = L_s - M_s + \frac{3}{2} M_{sfm} \\ L_q = L_s - M_s + \frac{3}{2} M_{sfm} \end{cases} \text{ et } \begin{cases} L_{dm} = -3 M_s + \frac{3}{2} M_{sfm} \\ L_{qm} = -3 M_s + \frac{3}{2} M_{sfm} \end{cases}$$

$$M_{dF} = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sF}; M_{dD} = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sD}; M_{dQ} = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sQ}$$

En introduisant l'inductance de fuites on a :

$$\begin{cases} L_d = L_{sf} + \frac{3}{2} M_{ss} + \frac{3}{2} M_{s fm} \\ L_q = L_{sf} + \frac{3}{2} M_{ss} - \frac{3}{2} M_{s fm} \end{cases}$$

$$\begin{cases} L_{dm} = \frac{3}{2} M_{ss} + \frac{3}{2} M_{s fm} \\ L_{qm} = \frac{3}{2} M_{ss} - \frac{3}{2} M_{s fm} \end{cases}$$

D'où

$$\begin{cases} L_d = L_{sf} + L_{dm} \\ L_q = L_{sf} + L_{qm} \end{cases}$$

Le modèle de la machine obtenu est équivalent à celui d'une machine triphasé, avec un couplage entre les deux étoiles en plus des couplages classiques entre le rotor et stator. Le modèle obtenu est donc fortement couplé ce qui nécessite l'utilisation d'algorithmes de découplage ou des commandes compliqués. Dans ce qui suit nous recherchons à obtenir un autre modèle simple en vue de la commande.

En appliquant à l'expression du couple électromagnétique [I.4] les transformations de Concordia et de Park et en tenant compte de la factorisation de la matrice inductance, l'expression du couple dans le plan dq s'écrit :

$$C_{em} = p (\psi_{d1} I_{q1} - \psi_{q1} I_{d1} + \psi_{d2} I_{q2} - \psi_{q2} I_{d2}) \quad (I.8)$$

Où les flux sont définis comme suit

$$\begin{cases} \psi_{d1} = L_d I_{d1} + L_{dm} I_{d2} + M_{Fd} I_F + M_D I_D \\ \psi_{d2} = L_d I_{d2} + L_{dm} I_{d1} + M_{Fd} I_F + M_D I_D \end{cases}$$

Et (I.9)

$$\begin{cases} \psi_{q1} = L_q I_{q1} + L_{qm} I_{q2} + M_Q I_Q \\ \psi_{q2} = L_q I_{q2} + L_{qm} I_{q1} + M_Q I_Q \end{cases}$$

Sachant que :

$$(L_d - L_q) = (L_{dm} - L_{qm}) = 3/2 M_{sfm}$$

En substituant les flux par leurs expressions données par [I.9] dans l'équation [I.8], on déduit l'expression du couple en fonction des courants :

$$C_{em} = P \left\{ M_{fd} I_f + M_D I_D + \frac{1}{2} \left[(L_d - L_q) + (L_{dm} - L_{qm}) \right] (I_{d1} + I_{d2}) \right\} (I_{q1} + I_{q2}) + p M_Q I_Q (I_{d1} + I_{d2}) \quad (I.10)$$

L'expression du couple peut se réécrire comme suit :

$$C_{em} = C_{e1} + C_{e2} + C_{e12} \quad \text{Où}$$

$$C_{e1} = P \left(M_{fd} I_f I_{q1} + \frac{1}{2} [(L_d - L_q) + (L_{dm} - L_{qm})] I_{d1} I_{q1} \right)$$

$$C_{e2} = P \left(M_{fd} I_f I_{q2} + \frac{1}{2} [(L_d - L_q) + (L_{dm} - L_{qm})] I_{d2} I_{q2} \right)$$

$$C_{e12} = \frac{P}{2} [(L_d - L_q) + (L_{dm} - L_{qm})] (I_{d1} I_{q2} + I_{d2} I_{q1})$$

I.3.4. Modèle de la machine dans le repère $\alpha^+, \beta^+, \alpha^-, \beta^-$:

A partir de l'expression [I.6], du couple électromagnétique du modèle dans le plan $(\alpha_1, \beta_1, \alpha_2, \beta_2)$ on s'aperçoit que seul la somme des courants selon les axes $\alpha_1(\alpha_2), \beta_1(\beta_2)$, intervient dans les conversion électromagnétique de l'énergie. Ceci à permis d'effectuer le changement de variable suivant [HAD].

$$\begin{cases} \chi_{\alpha^+} = (\chi_{\alpha_1} + \chi_{\alpha_2}) / \sqrt{2} \\ \chi_{\beta^+} = (\chi_{\beta_1} + \chi_{\beta_2}) / \sqrt{2} \end{cases}$$

Où la variable X peut être un courant, une tension ou un flux.

En appliquant les changements de variable au modèle [I.4] on obtient le modèle de la machine exprimé dans le référentiel $\alpha^+, \beta^+, \alpha^-, \beta^-$

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V^+_{\alpha} \\ V^+_{\beta} \\ V^+_0 \\ V^-_{\alpha} \\ V^-_{\beta} \\ V^-_0 \end{bmatrix} &= R_s \begin{bmatrix} I^+_{\alpha} \\ I^+_{\beta} \\ I^+_0 \\ I^-_{\alpha} \\ I^-_{\beta} \\ I^-_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} l_{sf} + M_{ss} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_{ss} + 3M_{ss} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{st} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{st} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_{st} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{st} \end{bmatrix} \\
 + M_{sfm} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 3 \cos 2\theta & 3 \sin\theta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3 \sin\theta & -3 \cos 2\theta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha^+} \\ I_{\beta^+} \\ I_{0^+} \\ I_{\alpha^-} \\ I_{\beta^-} \\ I_{0^-} \end{bmatrix} + \sqrt{2} \begin{bmatrix} e_{\alpha 1} \\ e_{\beta 1} \\ e_{01} \\ e'_{\alpha 2} \\ e'_{\beta 2} \\ e'_{02} \end{bmatrix} & \quad (I.11)
 \end{aligned}$$

Où on a utilisé la transformation suivante :

$$\begin{bmatrix} X^+_{\alpha} \\ X^+_{\beta} \\ X^+_0 \\ X^-_{\alpha} \\ X^-_{\beta} \\ X^-_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{\alpha 1} \\ X_{\beta 1} \\ X_{01} \\ X_{e_{\alpha 2}} \\ X_{\beta 2} \\ X_{02} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

L'expression du couple peut s'écrire comme suit :

$$C_{em} = \left(\frac{P}{w} \right) \left(e_{\alpha 1} \sqrt{2} i_{\alpha^+} + e_{\beta 1} \sqrt{2} i_{\beta^+} \right) + C_{es}$$

Le modèle obtenu est constitué de trois sous systèmes parfaitement découplés.

-le premier sous système, exprimé dans le référentiel α^+, β^+ , est composé de tous les facteurs prépondérant pour la production du couple telle que ; les FEM rotoriques, la saillance et les inductances statoriques. Donc cette partie de la machine contribue à la génération du couple électromagnétique.

-le deuxième sous système, exprimé dans le repère α, β^- à une dynamique qui est déterminé uniquement par les inductances de fuites statoriques. Ses courants sont nuls en absence des tensions V_{α^-} et V_{β^-} . Donc ce sous système ne participe pas à la génération du couple.

-Le troisième sous système est classique, il est formé par les composantes homopolaires qui sont nulles lorsque le neutre n'est pas connecté.

I.3.5- Modèle de la machine dans le repère d^+, q^+, d^-, q^- :

le modèle de la machine dans le repère d^+, q^+, d^-, q^- est obtenu à partir du modèle [I.7] en appliquant le changement de variable suivant [MER][JMA]:

$$\begin{cases} X_d^+ = (X_{d1} + X_{d2}) / \sqrt{2} \\ X_q^+ = (X_{q1} + X_{q2}) / \sqrt{2} \end{cases} \quad \begin{cases} X_d^- = (X_{d1} - X_{d2}) / \sqrt{2} \\ X_q^- = (X_{q1} - X_{q2}) / \sqrt{2} \end{cases}$$

Après le développement de calcul on obtient :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_d^+ \\ V_q^+ \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^+ \\ i_q^+ \end{bmatrix} + w \begin{bmatrix} 0 & -L_q^+ \\ L_d^+ & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^+ \\ i_q^+ \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d^+ & 0 \\ 0 & L_q^+ \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d^+ \\ i_q^+ \end{bmatrix} + M_d w \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} i_f \\ \begin{bmatrix} V_d^- \\ V_q^- \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^- \\ i_q^- \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} l_{fs} & 0 \\ 0 & l_{fs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^- \\ i_q^- \end{bmatrix} + w \begin{bmatrix} 0 & -l_{fs} \\ l_{fs} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^- \\ i_q^- \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (I.13)$$

$$L_d^+ = l_{fs} + 3M_{ss} + 3M_{sfm} ; L_q^+ = l_{fs} + 3M_{ss} - 3M_{sfm} ; M_d = \sqrt{3} M_{ss}$$

Le modèle obtenu est similaire à celui d'une machine synchrone triphasée classique.

I.3.6 - Modèle de la machine dans le repère $\alpha, \beta, Z_1, Z_2, Z_3, Z_4$:

Le passage du modèle de la machine dans le plan $a_1 a_2 b_1 b_2 c_1 c_2$ à un modèle dans le plan $\alpha \beta Z_1 Z_2 Z_3 Z_4$ est assuré par la matrice de transformation [Ts]. Cette matrice a été proposée par T..A.Lipo et Zhao [ZHA] [KES]. Celle-ci consiste à projeter les six vecteurs tensions sur les axes α et β , nous obtenons ainsi les composantes :

$$\begin{cases} v_{\alpha 1} = \frac{1}{\sqrt{3}} v_{a1} + \frac{1}{2} v_{b1} - \frac{1}{2} v_{c1} - \frac{1}{2} v_{a2} - \frac{1}{2\sqrt{3}} v_{b2} \\ v_{\alpha 2} = \frac{1}{2\sqrt{3}} v_{b1} + \frac{1}{2} v_{c1} - \frac{1}{2\sqrt{3}} v_{a2} - \frac{1}{2} v_{b2} - \frac{1}{\sqrt{3}} v_{c1} \end{cases}$$

Les quatre autres grandeurs notées $Z_1 Z_2 Z_3 Z_4$ sont déduites de la relation des systèmes d'équations fixant l'orthogonalité des plans suivant :

$$\begin{cases} \alpha^t \beta = \alpha^t z_1 = \alpha^t z_2 = \alpha^t z_3 = \alpha^t z_4 = 0 \\ \beta^t z_1 = \beta^t z_2 = \beta^t z_3 = \beta^t z_4 = 0 \\ z_1^t z_2 = z_2^t z_3 = z_3^t z_4 = 0 \\ z_2^t z_3 = z_3^t z_4 = 0 \\ z_3^t z_4 = 0 \end{cases}$$

D'où l'expression globale de la matrice de transformation $[T_s]$

$$T_s = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Les nouvelles variables de la machine exprimées dans le référentiel de $\alpha\beta Z_1 Z_2 Z_3 Z_4$ en utilisant la transformation $[T_s]$ sont :

$$[X_{\alpha\beta Z_1 Z_2 Z_3 Z_4}]^t = [T_s][X_s] \tag{I.14}$$

Où X: peut être la tension, le courant où le flux

En substituant [I.14] dans le modèle de la machine dans le référentiel $a_1a_2b_1b_2c_1c_2$ le système d'équation électrique devient :

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_{z1} \\ V_{z2} \\ V_{z3} \\ V_{z4} \end{bmatrix} &= R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \\ i_{z4} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{sf} + 3M_{ss} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{sf} + 3M_{ss} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{st} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{st} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{st} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{st} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \\ i_{z4} \end{bmatrix} \\
 + \sqrt{3} M_{sf} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_d + M_{sfm} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 3\cos(2\theta) & 3\sin^2\theta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3\sin(2\theta) & -3\cos 2\theta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \\ i_{z4} \end{bmatrix} \\
 + \sqrt{3} M_{sd} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_D + \sqrt{3} M_{s\varrho} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} s \cos(\theta_s) \\ -\cos(\theta_o) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_\varrho
 \end{aligned} \tag{I.15}$$

Ce modèle [I.15] exprimé dans le référentiel $\alpha\beta Z_1 Z_2 Z_3 Z_4$ est identique au modèle [I.12] exprimé dans le référentiel $\alpha^+, \beta^+, \alpha^-, \beta^-$. par conséquent, on obtient le même modèle dans le plan de Park.[I.13]

I.3.7 -Modèle de Park de la machine synchrone double étoile

Le modèle de MSDE dans le référentiel $\alpha\beta Z_1 Z_2 Z_3 Z_4$ est composé d'une machine principale $\alpha\beta$ équivalente à la machine de Concordia et de deux machines secondaires.

Le passage au modèle de Park ne sera donc nécessaire que pour la machine principale et s'effectuera, comme dans le cas triphasé par l'utilisation de la matrice de rotation suivante :

$$p(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$$

Les équations de la machine synchrone double étoile dans le référentiel de Park sont données par :

$$v_d = R_s i_d - w_r L_q i_q + L_d \frac{d}{dt} i_d$$

$$v_q = R_s i_q - w_r L_d i_d + L_q \frac{d}{dt} i_q + w_r M_f i_f$$

Ce modèle est identique au modèle de la machine synchrone triphasé.

$$Cem = P \left\{ \sqrt{2} M_f i_f + (L_d^+ - L_q^+) i_d \right\} i_q$$

Avec

$$L_d^+ = l_{fs} + 3M_{ss} + M_{sfm}$$

$$L_q^+ = l_{fs} + 3M_{ss} - M_{sfm}$$

I.4 Résultats de simulation :

Nous simulons le démarrage de la MSDE alimenté par un système de tension sinusoïdale à fréquence variable (onduleur parfait). On démarre la machine à vide puis on applique à $t=1.5s$ une charge nominale (Figure I.4).

Lors de démarrage nous remarquons l'importance des courants statorique pour les deux alimentations, qui peuvent être à l'origine de la destruction de la machine par sur échauffement en cas de répétition excessive pendant le régime transitoire.

La machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage assez rapide, le couple électromagnétique est stabilisé à une valeur qui compense les pertes par frottement lors du fonctionnement à vide.

L'application d'une charge nominale, ($C_r = 10 \text{ Nm}$) à l'instant $t=1.5\text{s}$, provoque une augmentation du couple, afin de compenser le couple de charge, et la vitesse chute à 314 (rad/s) qui est la vitesse nominale de la machine. Les flux statoriques sont directement affectés ce qui veut dire qu'il y a un fort couplage entre le couple et la vitesse, d'une part et avec le flux statorique d'autre part. Le flux statorique atteint la valeur de 1 (Wb) et le courant d'excitation 1 (A) en régime permanent.

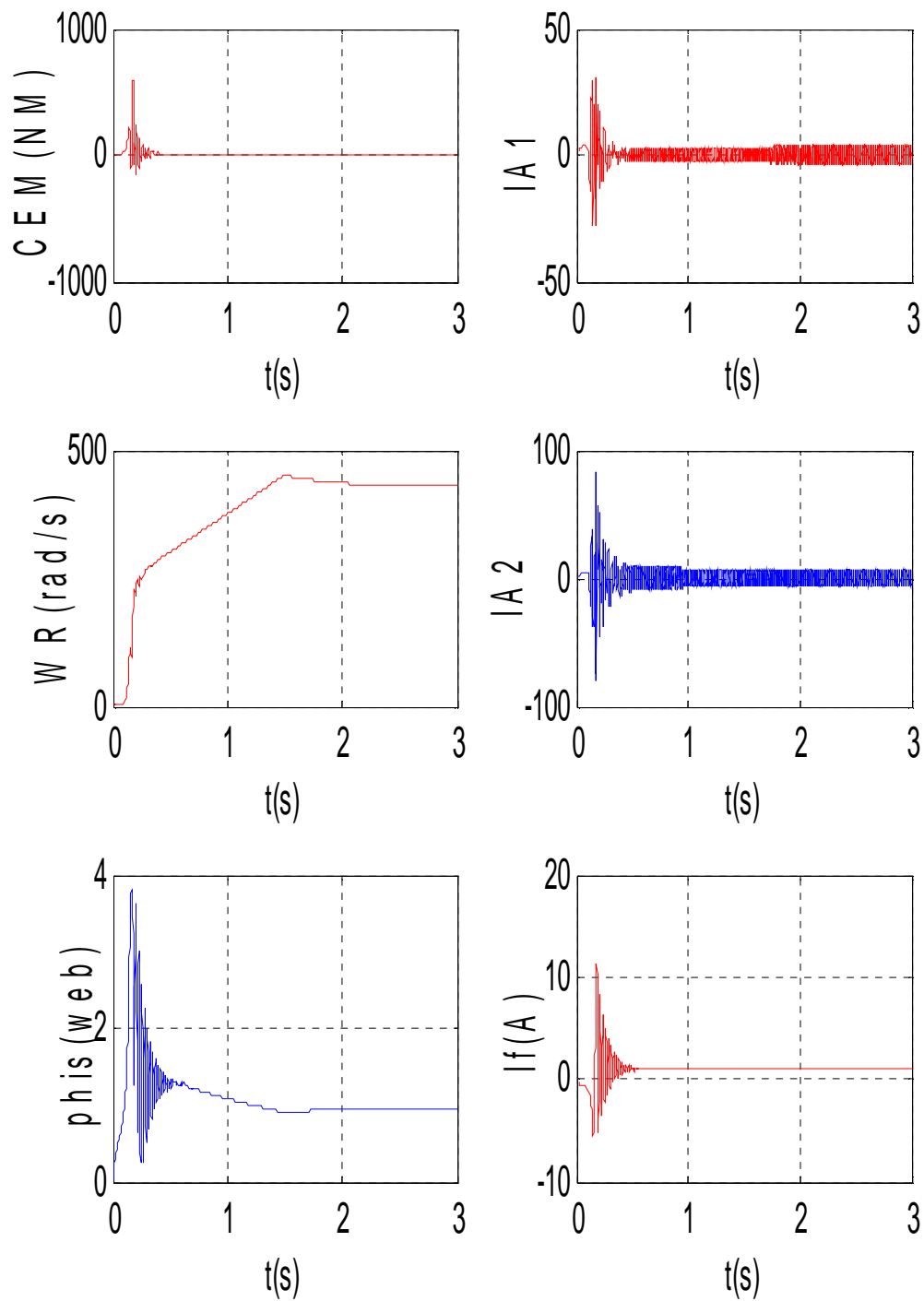


fig I.4 : résultats de la simulation de la conduite de la machine synchrone à double étoile (MSDE) avec un démarrage a vide et application d'une charge ($C_r=10\text{N.m}$) à $t=1.5\text{s}$ avec $\delta=0.126\text{ rad}$.

I.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté plusieurs approches de modélisation de la machine synchrone double étoile. La première approche est basée sur l'application de la transformation de Concordia puis Park à chaque étoile. Cette approche a l'avantage de traiter les deux étoiles séparément mais aboutit à un système multi variables fortement couplé. La deuxième approche est basée sur la diagonalisation de la matrice inductance global ainsi nous avons effectué un changement de base par deux méthodes qui ont aboutit au même résultat.

Le modèle obtenu par la seconde approche est semblable au modèle de la machine synchrone triphasé dont sa commande est simple.

CHAPITRE II
Alimentation de la machine par
des onduleurs de tension.

II.1.Introduction

En forte puissance la machine synchrone associées à des convertisseurs statique trouve de plus en plus d'application. Dans un premier temps, l'alimentation de ces machines a été réaliser à partir de source de courant continue avec des commutateurs de courant l'inconvénient majeur de ce type d'alimentation est l'ondulation du couple moteur. Pour atténuer ces ondulations, on a utilisé des machines ou le stator est constitué de deux enroulements triphasés déphasés entre eux de 30° électriques, alimentés par deux commutateurs de courant [HAD].

Avec l'apparition des GTO, l'alimentations par onduleur de tension de forte puissance, est devenue possible. Ces onduleurs ont une fréquence de commutation faible qui peut conduire à une ondulation de courant et de couple important.

Pour remédier à cet inconvénient, il est nécessaire d'augmenter la fréquence de hachage des interrupteurs de l'onduleur. Pour cela une solution consiste à la mise en parallèle ou en série de plusieurs cellules de commutation et /ou d'utiliser des machines à nombre de phases élevés, (polyphasée).

La Machine synchrone double étoile peut être considérée comme une machine polyphasée et peut être alimentée par six onduleurs monophasés (figures II.1), un par phase. La commande rapprochée de cette structure d'alimentation pourrait présenter des problèmes de synchronisation et d'égalité des tensions continues, mais elle reste cependant intéressante pour des applications de très fortes puissances.

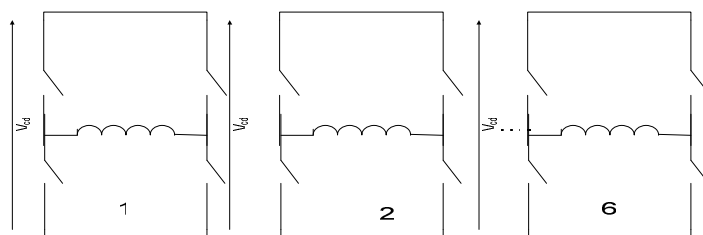


fig II.1 : Six onduleurs monophasés alimentant chaque phase

Dans ce chapitre, on modélise l'ondeur, puis on étudiera l'association ondeur-MSDE et l'influence des harmoniques de temps qui présente un grand intérêt dans l'étude des machines polyphasées ($n > 3$) [SEM]. Enfin on présente deux méthodes de Modulation de Largeur d'Impulsion « MLI », pour les simulations la MLI sinus triangle sera choisie.

II.2. Etude de l'ondeur

L'ondeur de tension est un convertisseur continue-alternative. Les études sur les onduleurs peuvent être classées en deux catégories :

- Dans l'étude des performances des sources et des récepteurs, la partie continue sera traitée de manière détaillée, ce qui nous permettra de bien choisir les paramètres des composants (les diodes, transistor, capacité...). Cette vue de l'ondeur s'intéresse moins à la commande. (fig II2). En d'autres termes c'est une étude paramétrique de l'ondeur

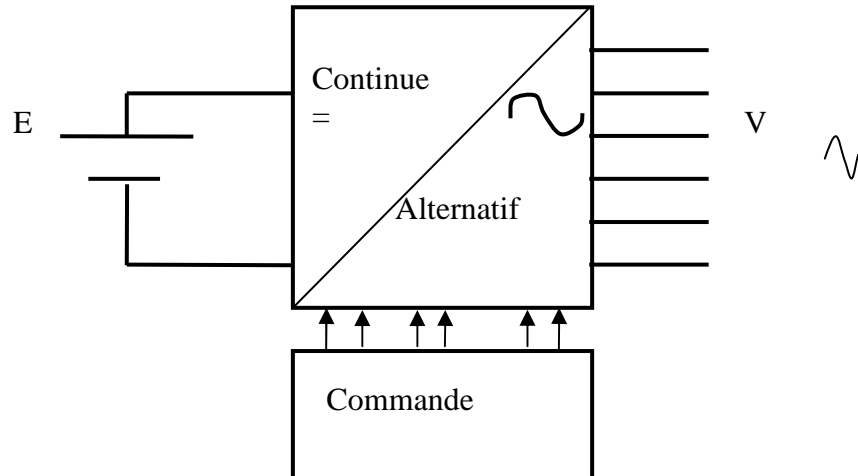
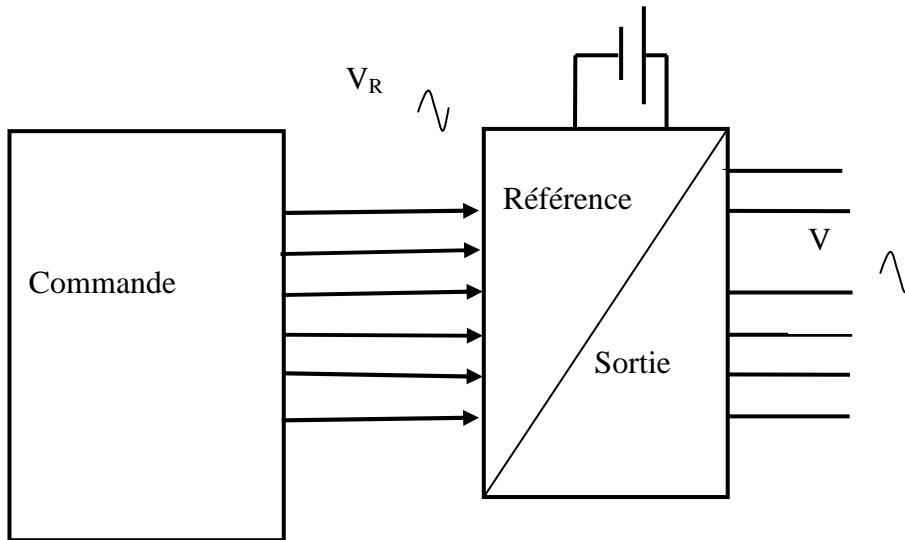


fig II2 schéma d'un onduleur vue comme un convertisseur continue alternatif

- dans le deuxième cas on utilise l'ondeur comme un bloc permettant de passer d'un signal de référence à un signal de commande sans traiter les imperfections des sources et les dispositifs de permutation. En d'autres termes l'ondeur est un amplificateur des signaux de référence. (figII .3)

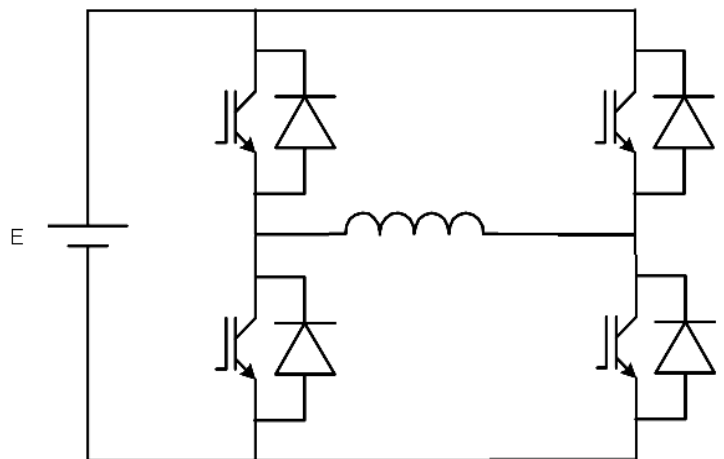


figII .3 schéma onduleur vue pour la commande.

Notre étude sera baser sur la commande de l'onduleur, donc l'amplification du signale de référence. On étudiera la sortie de l'onduleur en utilisant les développements en série de Fourier pour déterminer les harmoniques injectées par l'onduleur. On ne tient pas compte du dimensionnement et les imperfections de la partie continue et les composantes de puissance.

II.3. Choix de l'onduleur.

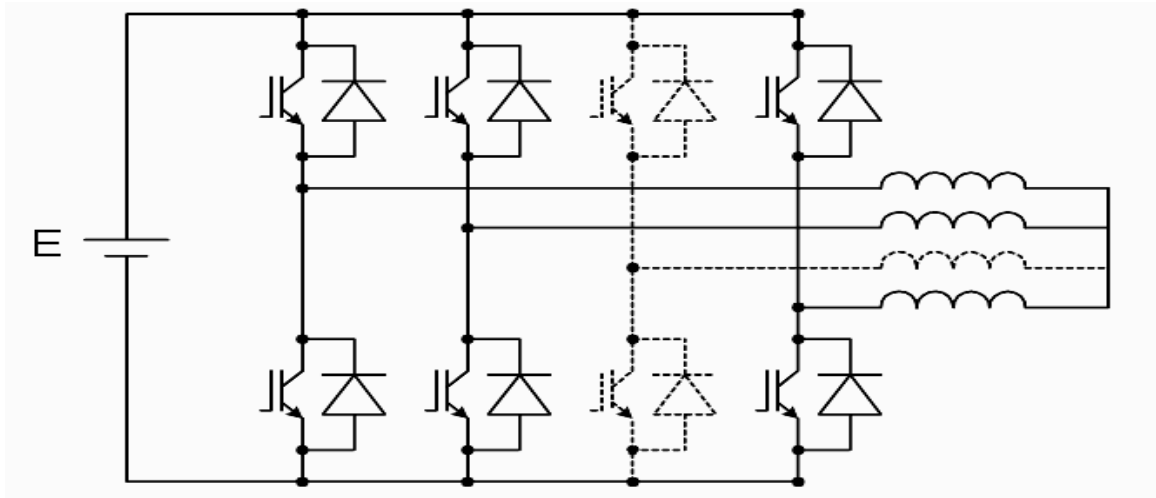
Il existe plusieurs possibilités pour alimenter une machine à nombre de phases élevé ($N > 3$). Soit on alimente chaque phase indépendamment par un onduleur monophasé, ce qui nous donnera N onduleurs monophasés, donc $2 * N$ bras ; cette configuration est applicable pour les machines à neutre accessible. (figII .4)



figII .4 Onduleur monophasée avec deux bras

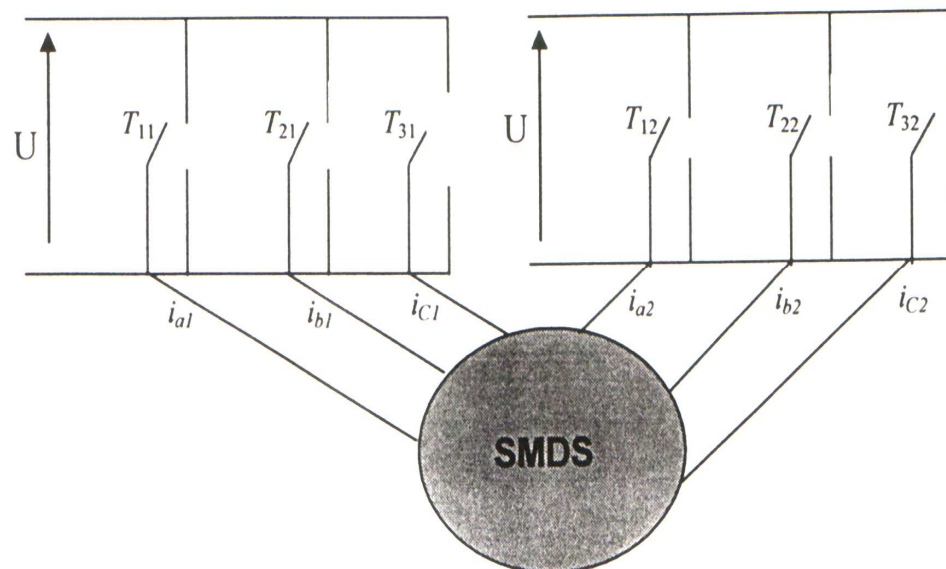
Soit on utilise un seul onduleur avec N bras, où le neutre peut être accessible ou non ; c'est la configuration la plus utilisée pour les machines à répartition régulière de phase (3, 5, 7...) [KES] (figII .5)

L'alimentation de la machine double étoile par un onduleur hexaphasée (figure II.5) peut être une alternative aux problèmes de synchronisation de commande rapprochée des interrupteurs et l'égalité des tensions continues rencontrés dans la structure précédente.



figII .5 un onduleur à N bras sans neutre

On peut aussi choisir un nombre d'onduleurs égal aux nombres d'étoile de la machine (pour les machines multi étoile). Donc on aura N/m onduleurs avec m nombre d'étoiles, c'est la configuration la plus utilisée dans ce type de machine. (figII .6)



figII .6 deux onduleurs triphasée alimentent la MSDE

Ce choix est fait pour avoir plus de fiabilité de fonctionnement, en cas de perte d'un onduleur la machine peut fonctionner comme une machine triphasé classique. De plus, ce choix à l'avantage de faciliter la modélisation, puisqu'on utilise une modélisation classique un onduleur triphasé.

II.4. Commande de l'onduleur

Il existe plusieurs techniques de commande de l'onduleur les plus utilisés sont: MLI vectorielle, MLI sinus-triangle.

II.4.1. La MLI vectorielle.

Elle est essentiellement destinée à la commande directe du couple (DTC) puisqu'elle utilise l'approche de projection des différentes configurations des interrupteurs sur les axes de modélisation de la machine.

On associe à chaque bras une fonction logique décrivant le fonctionnement, l'indice 1 premier onduleur, 2 pour le deuxième avec:

$$F_{i1} = \begin{cases} 0 & \text{si } T_{i1} \text{ est ouvert} \\ 1 & \text{si } T_{i1} \text{ est fermé} \end{cases}$$
$$F_{i2} = \begin{cases} 0 & \text{si } T_{i2} \text{ est ouvert} \\ 1 & \text{si } T_{i2} \text{ est fermé} \end{cases} ,$$

Les tensions de ligne s'écrivent :

$$U_{AB1} = E (F_{11} - F_{21})$$
$$U_{BC1} = E (F_{21} - F_{31})$$
$$U_{CA1} = E (F_{31} - F_{11})$$

$$U_{AB2} = E (F_{12} - F_{22})$$

$$U_{BC2} = E (F_{22} - F_{32}),$$

$$U_{CA2} = E (F_{32} - F_{12})$$

Le passage aux tensions simples, avec une écriture matricielle :

$$\begin{pmatrix} V_{A1} \\ V_{B1} \\ V_{C1} \\ V_{A2} \\ V_{B2} \\ V_{C2} \end{pmatrix} = \frac{E}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 2 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \\ F_{12} \\ F_{22} \\ F_{32} \end{pmatrix}, \quad (\text{II.1})$$

Dans le cas où on utilise la modélisation découplée, on doit faire une projection sur les axes. En termes de calcul matriciel on doit multiplier l'équation II.1. par la matrice de transfert T_s trouvée dans le premier chapitre,

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_{z1} \\ V_{z2} \\ V_{z3} \\ V_{z4} \end{pmatrix} = \frac{E}{3\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 & \cos\frac{2\pi}{3} & \cos\frac{4\pi}{3} & \cos\frac{\pi}{6} & \cos\frac{5\pi}{6} & \cos\frac{9\pi}{6} \\ 0 & \sin\frac{2\pi}{3} & \sin\frac{4\pi}{3} & \sin\frac{\pi}{6} & \sin\frac{5\pi}{6} & \sin\frac{9\pi}{6} \\ 1 & \cos\frac{4\pi}{3} & \cos\frac{2\pi}{3} & \cos\frac{5\pi}{6} & \cos\frac{\pi}{6} & \cos\frac{9\pi}{6} \\ 0 & \sin\frac{4\pi}{3} & \sin\frac{2\pi}{3} & \sin\frac{5\pi}{6} & \sin\frac{\pi}{6} & \sin\frac{9\pi}{6} \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 2 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \\ F_{12} \\ F_{22} \\ F_{32} \end{pmatrix}.$$

Ce qui nous donne après calcul :

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_{z1} \\ V_{z2} \\ V_{z3} \\ V_{z4} \end{pmatrix} = \frac{E}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 & \cos\frac{2\pi}{3} & \cos\frac{4\pi}{3} & \cos\frac{\pi}{6} & \cos\frac{5\pi}{6} & \cos\frac{9\pi}{6} \\ 0 & \sin\frac{2\pi}{3} & \sin\frac{4\pi}{3} & \sin\frac{\pi}{6} & \sin\frac{5\pi}{6} & \sin\frac{9\pi}{6} \\ 1 & \cos\frac{4\pi}{3} & \cos\frac{2\pi}{3} & \cos\frac{5\pi}{6} & \cos\frac{\pi}{6} & \cos\frac{9\pi}{6} \\ 0 & \sin\frac{4\pi}{3} & \sin\frac{2\pi}{3} & \sin\frac{5\pi}{6} & \sin\frac{\pi}{6} & \sin\frac{9\pi}{6} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \\ F_{12} \\ F_{22} \\ F_{32} \end{pmatrix} \quad (\text{II.2})$$

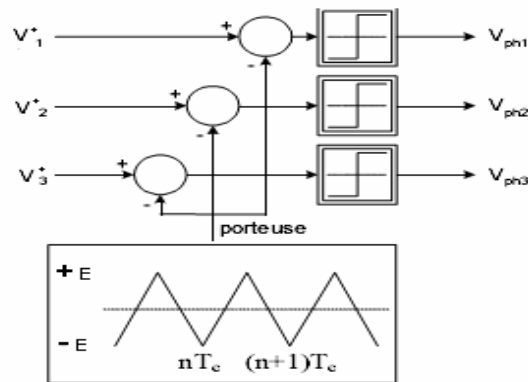
On constate que les deux composantes homopolaires sont nulles, ce qui est une conséquence évidente du choix des tensions composées $U_{ai}+U_{bi}+U_{ci}=0$ pour les deux onduleurs ($i=1$ ou 2).

Cette technique est très utile puisqu'on peut choisir les vecteurs dont les projections se font sur la machine qui crée le couple et éliminer les vecteurs où la projection est maximum sur les axes non créateurs de couple.

Cette technique appliquée aux machines polyphasées ne peut-être généralisées à partir des modèles triphasés, puisque on doit faire une projection sur les axes pour chaque configuration de la matrice de diagonalisation, qui diffère d'une machine à une autre en fonction du nombre de phases. De plus, le nombre de vecteur dépend de la configuration de l'onduleur (deux niveaux, multi niveaux). Le choix des vecteurs devient difficile pour des onduleurs multi niveaux, puisque on aura un grand nombre de configuration des interrupteurs.

II.4.2. La MLI sinus- triangle

La MLI sinus-triangle (MLI ST) est une technique où les instants de commutation des différents interrupteurs de puissance de l'onduleur sont déterminés par la comparaison d'une référence de tension et d'un signal triangulaire, appelé porteuse, dont la fréquence est la fréquence de découpage (f'). (figII .7)



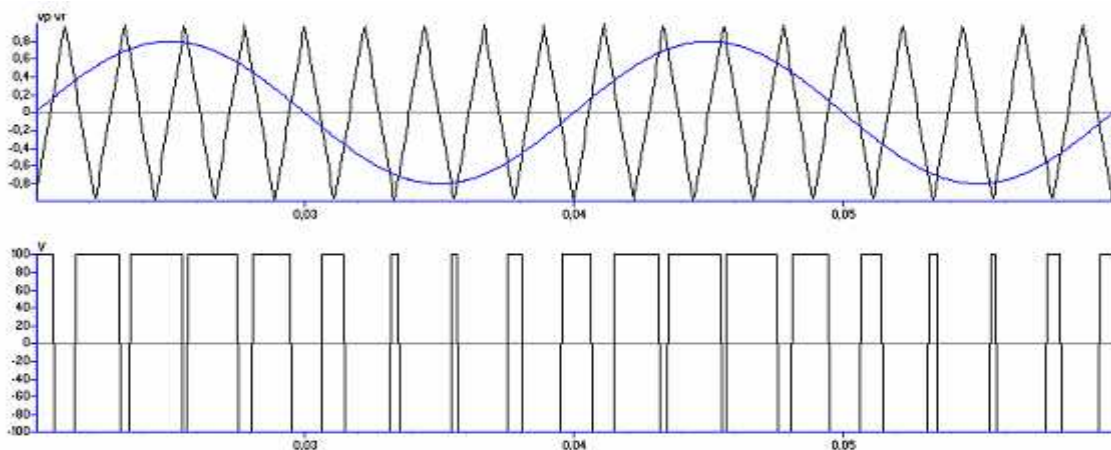
figII .7 porteuse et signal de référence pour un onduleur triphasé.

La MLI sinus-triangle est caractérisé par :

- Indice de modulation $m=f'/f$, rapport des fréquences de modulation et de référence. La commande est synchrone, si m est entier.
- Coefficient de réglage en tension $r = V_{ref}/V_m < 1$, rapport des amplitudes de l'onde de référence (V_{ref}) et de l'onde de modulation (V_m).

Cette technique présente une facilité de généralisation. Le passage de la machine triphasée à une machine à nombre de phases élevé consiste à décaler les signaux obtenus par un onduleur, d'un angle de 30° , pour passer au deuxième onduleur.

On trouve des formes de créneaux:



figII .8 forme des ondes de tension à la sortie de l'onduleur (schéma de démonstration)

II.5. Association onduleurs –machine double étoile

En vue d’exploiter les avantages du nouveau modèle dans le plan $(\alpha, \beta, Z_1, Z_2, Z_3, Z_4)$, dont on doit minimiser les courants de circulation $(I_{Z1}, I_{Z2}, I_{Z3}, I_{Z4})$ qui sont une conséquence des tensions $(V_{Z1}, V_{Z2}, V_{Z3}, V_{Z4})$ puisque les machines $[\alpha, \beta], [Z_1, Z_2], [Z_3, Z_4]$ sont découplées. Pour cela une étude basée sur la décomposition de la tension de sortie en série de Fourier sera faite afin d’avoir une idée sur les différentes harmonique créer par l’onduleur.

On note que la technique MLI ST délivre des tensions harmoniques, et par conséquent des courants harmoniques, qui se regroupe en familles :

La première famille est centrée sur la fréquence m.f autour de $[(m-2) f, (m+2) f], [(m-4) f, (m+4) f, \dots]$.

La deuxième famille est centrée sur la fréquence 2.m.f autour de $[(2m-1) f, (2m+1) f], [(2m-3) f, (2m+3) f, \dots]$.

La troisième famille est centrée sur la fréquence 3.m.f autour de $[(3m-2) f, (3m+2) f], [(3m-4) f, (3m+4) f, \dots]$.

On étudiera les tensions selon les axes $\alpha, \beta, Z_1, Z_2, Z_3, Z_4$ pour différents harmonique de temps, en utilisant la transformation T_s comme suit :

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_{Z1} \\ V_{Z2} \\ V_{Z3} \\ V_{Z4} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos \frac{4\pi}{3} & \cos \frac{\pi}{6} & \cos \frac{5\pi}{6} & \cos \frac{9\pi}{6} \\ 0 & \sin \frac{2\pi}{3} & \sin \frac{4\pi}{3} & \sin \frac{\pi}{6} & \sin \frac{5\pi}{6} & \sin \frac{9\pi}{6} \\ 1 & \cos \frac{4\pi}{3} & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos \frac{5\pi}{6} & \cos \frac{\pi}{6} & \cos \frac{9\pi}{6} \\ 0 & \sin \frac{4\pi}{3} & \sin \frac{2\pi}{3} & \sin \frac{5\pi}{6} & \sin \frac{\pi}{6} & \sin \frac{9\pi}{6} \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{A1} \\ V_{B1} \\ V_{C1} \\ V_{A2} \\ V_{B2} \\ V_{C2} \end{pmatrix}, \quad (\text{II.3})$$

Le schéma représentant cette transformation (figII .9) est :

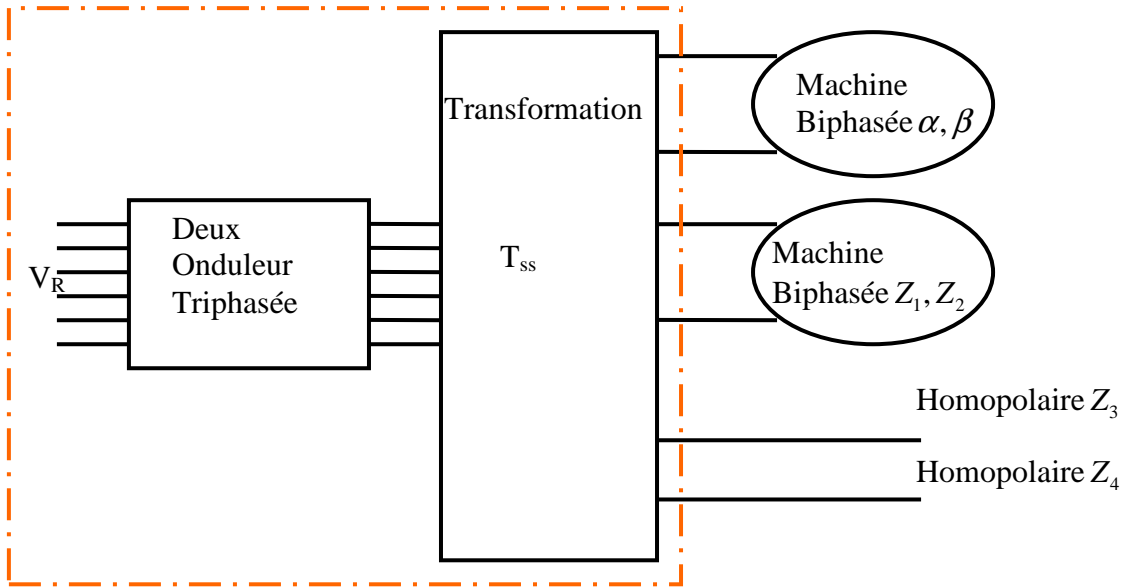


fig II .9 modélisation de l'onduleur après découplage de la machine

Après calcul des projections de chaque harmonique, il est possible de classifier les harmoniques en fonction des sous-espaces dans lesquels ils se projettent [ROB].

Si $n \equiv 1 [12]$ ou $n \equiv 11 [12]$: machine principale (créatrice du couple α, β)

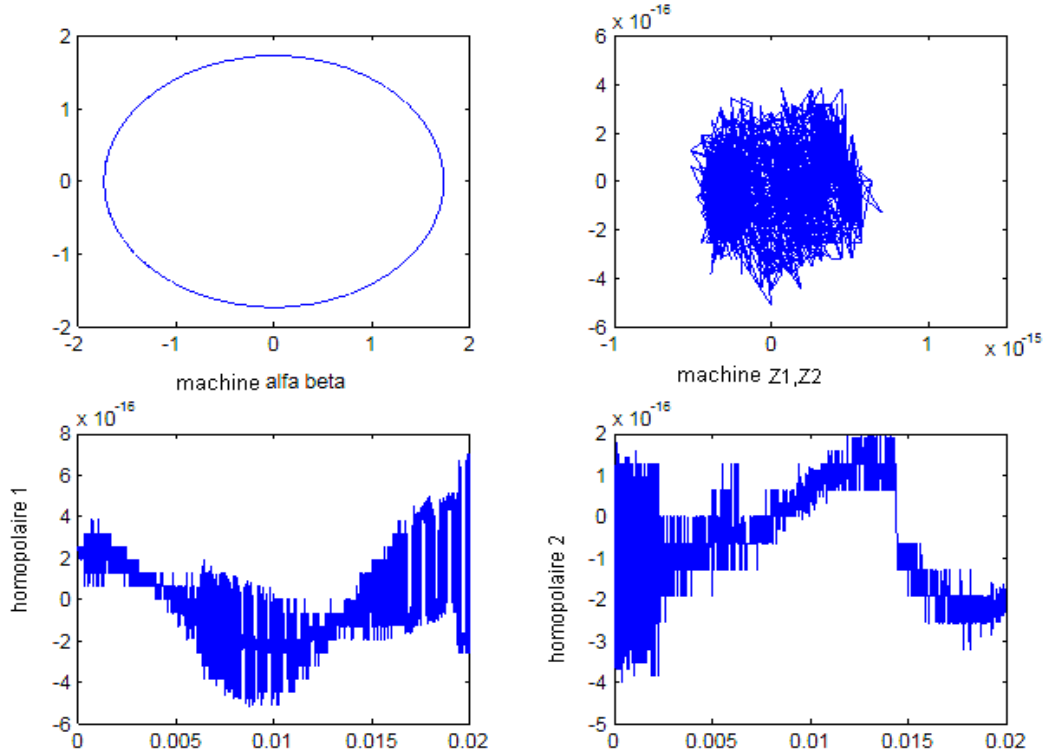
Si $n \equiv 3 [12]$ ou $n \equiv 9 [12]$: axe homopolaire (Z_3, Z_4)

Si $n \equiv 5 [12]$ ou $n \equiv 7 [12]$: machine secondaire (Z_1, Z_2).

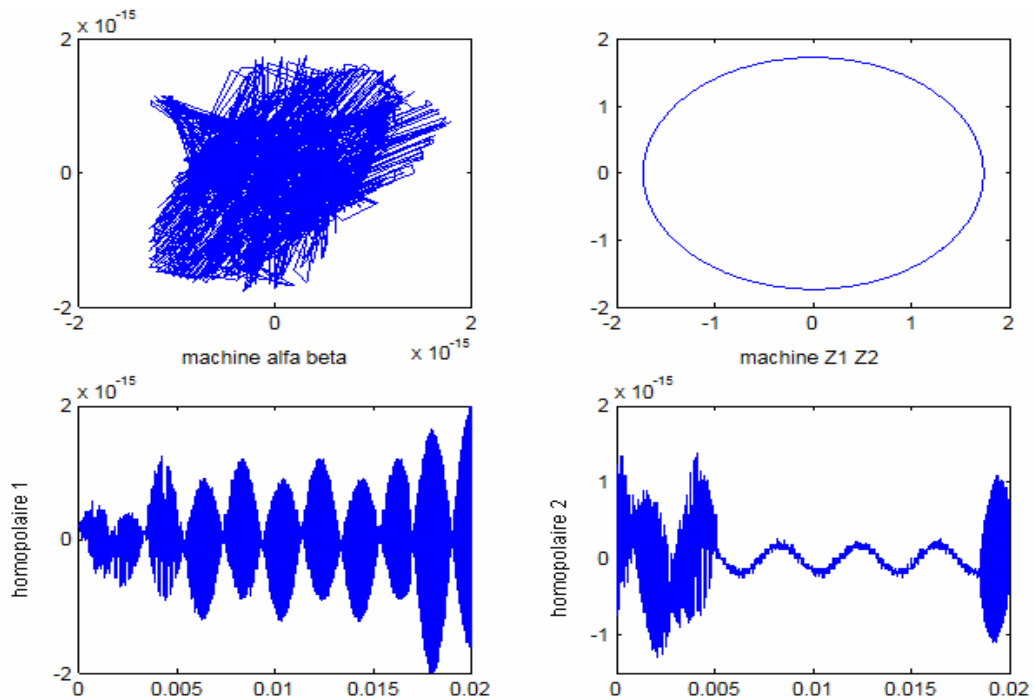
Avec n l'ordre de l'harmonique. On remarque que toutes les harmoniques 1 et 11 modulo 12 se projet dans la machine principale.

II.6. Simulation et interprétation :

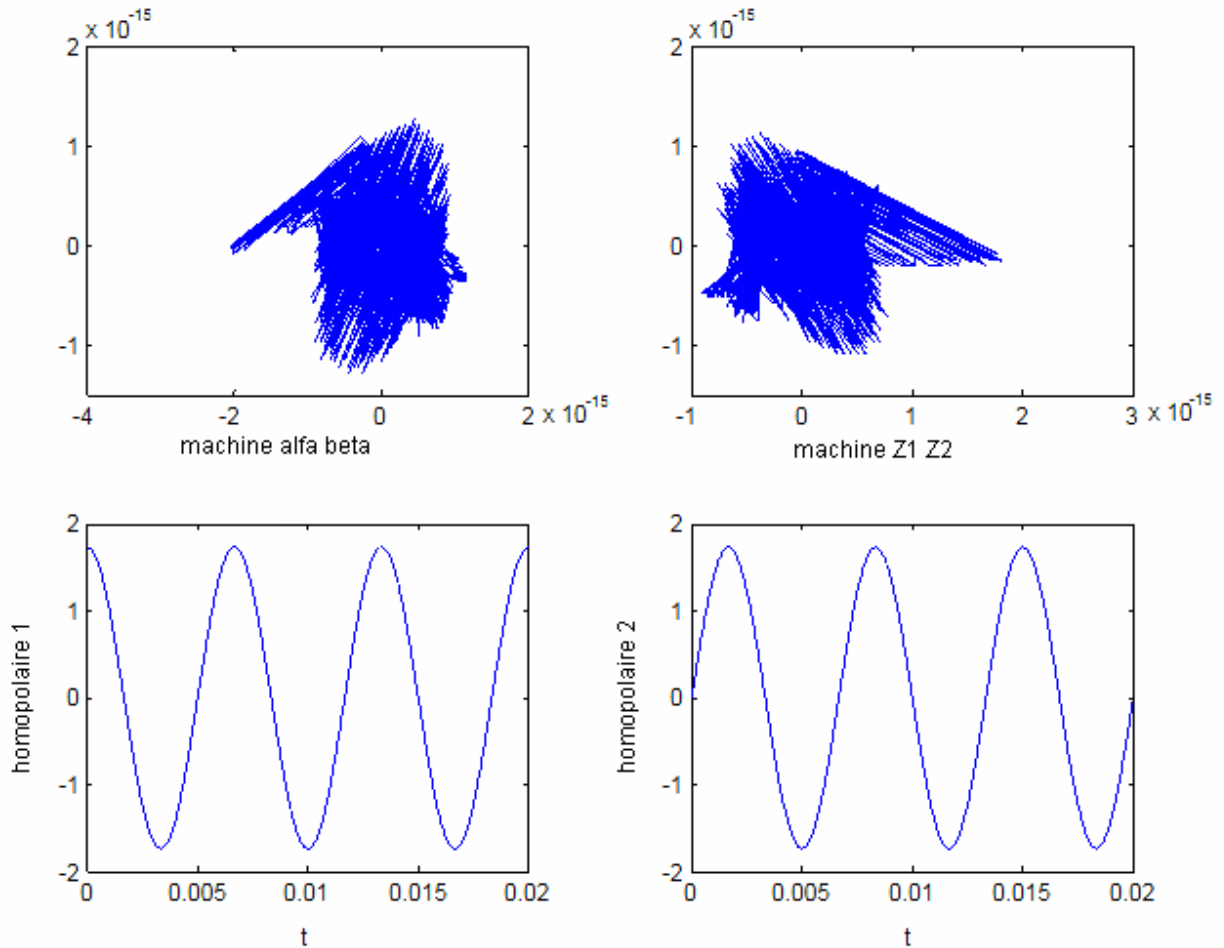
La projection des harmoniques 1, 3, 5, de tension sur les axe de la machine, nous donne :



figII .9 projection de l'harmonique 1.



figII .10 projection de l'harmonique 5.



figII .11 projection de l'harmonique 3.

Seule la machine α, β est alimentée dans le cas où on a l'harmonique 1. La machine secondaire (Z1, Z2), et les deux droites homopolaires ne sont pas alimenté ce qui nous permettra d'annuler les courants de circulation, c'est le cas idéal pour les onduleurs de tension.

Dans le cas où on a l'harmonique 3 seule les deux droites homopolaires sont alimentées. On peut annuler l'influence des deux homopolaires en utilisant une MSDE à neutre non relié.

Dans le dernier cas où on a alimenté avec l'harmonique 5 la machine secondaire (Z1, Z2) est alimentée. Cette machine ne contribue pas à la création du couple, et un neutre isolé ne permet pas de supprimer cette composante. Donc on est obligé de tenir compte de son élimination lors du choix de l'indice de modulation de la MLI.

II.7. Conclusion :

L'amplitude des courants de circulation (I_{Z1} , I_{Z2}) dépend de la qualité de la tension fournie par le convertisseur, car elle n'est limitée que par l'inductance de fuite et la résistance statorique.

La commande de l'onduleur par la technique MLI nous permet de se rapprocher du cas idéal c'est-à-dire de l'alimentation sinusoïdale. Par conséquent, on aura des courants de circulation relativement faibles, qui se traduisent par une réduction des ondulations du couple, et une amélioration du courant statorique.

Les recherches menées sur des techniques pour commander les amplitudes des courants de circulation se penchent sur l'utilisation des onduleurs de tension multi niveaux.

CHAPITRE III

**Estimation de la position et de la
vitesse avec filtre de KALMAN.**

III.1.Introduction

Après avoir effectué une modélisation de la machine synchrone double étoile et de l'onduleur, on va dédier ce chapitre à un élément essentiel, pour la commande et pour la régulation, c'est la détermination de la vitesse et de la position. On utilise le filtre de KALMAN.

III.2. Capteur, estimateur ou observateur : que choisir ?

Il existe trois types de dispositif permettant la détermination de la vitesse et de la position :

-Les capteurs : sont des dispositifs permettant de traduire des quantités physiques (vitesse position, courants), en signaux numérique ou analogique, ils doivent être très développés pour répondre aux exigences techniques de l'utilisation.

-Les estimateurs: sont des méthodes de calcul avec utilisation du modèle d'état du système. Les estimateurs sont très sensibles aux erreurs de modélisation et aux perturbations des systèmes.

-Les observateurs : sont une combinaison des deux méthodes précédentes, servant à déterminer des paramètres qui sont techniquement difficile à obtenir (position....), en utilisant des informations techniquement faciles à obtenir par des capteurs (les valeurs de courants, tensions). Autrement dit «un observateur est un estimateur possédant un rebouclage.» [HIL].

Le rebouclage consiste à comparer les valeurs estimées aux valeurs de mesure parvenant des capteurs, ce qui permet de réduire l'erreur d'observation.

Pour toutes applications le choix à faire entre capteur, estimateur ou observateur se résume aux critères suivants : la fiabilité, le coût, les exigences techniques, la précision.

Dans des applications où on utilise des machines polyphasées, on choisit souvent les observateurs [PEY] [Col], puisque le facteur essentiel est la fiabilité, avec des exigences techniques très critiques. De plus on ne doit pas encombrer l'espace avec des capteurs qui exigent de l'entretien, ce qui n'est pas une chose évidente lors de l'exploitation.

III.3. Généralités sur les observateurs

Le fonctionnement d'un observateur peut être décomposé en deux étapes :

III.3.1. La prédiction :

Connaissant les variables d'entrée U on détermine une valeur préliminaire de la variable d'état X , à partir de l'équation d'état:

$$\dot{X} = AX + BU \quad (\text{III.1})$$

III.3.2. La correction (mise à jour) :

À partir des mesures sur le processus réel on fait une correction des valeurs de prédiction en introduisant un facteur, qui dépend de l'observateur. Figure(III.1)

$$X_{finale} = X_{prédiction} + K (Y_{prédiction} - Y_{mesure}) \quad (\text{III.2})$$

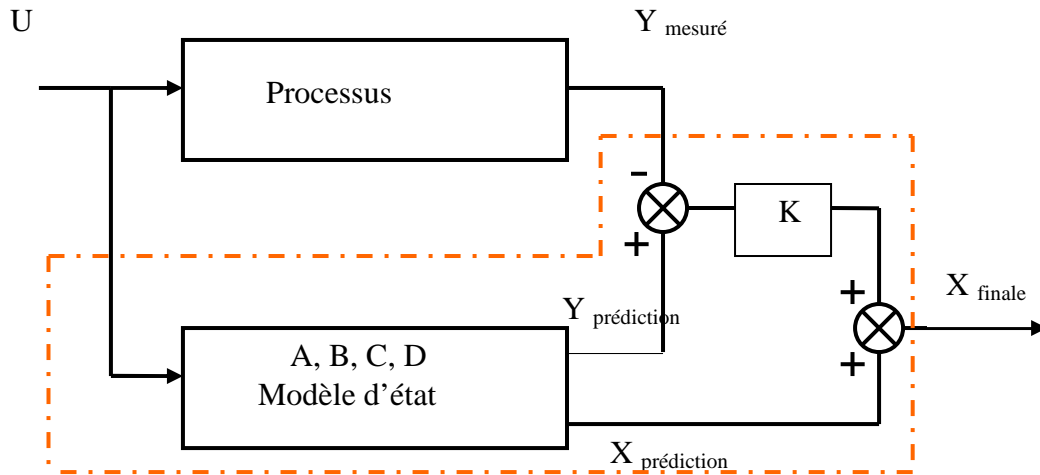


fig III.1. schéma d'un observateur

Les observateurs sont linéaires ou non linéaires. Dans le cas où sont non linéaire les matrices du système d'état (A, B, C, D) dépendent des variables d'état.

On peut aussi grouper les observateurs suivant leurs tendance a tenir compte des bruits et des perturbations.

-Les observateurs déterministes : ne tiennent pas compte des bruits (bruits mesures, bruits extérieurs aux système...) et les perturbations (changement des paramètres). Ils sont caractérisés par des calculs simples, mais très sensibles aux perturbations. Le modèle d'état du processus qu'utilisent ces observateurs est:

$$\begin{aligned}\dot{X} &= AX + BU \\ Y &= CX + DU ,\end{aligned}$$

-Les observateur stochastique : tiennent compte des bruits et perturbations, et utilisent les lois de probabilité pour la détermination des variables d'état. Il sont Peut sensible aux perturbations mais présentent une complexité de calcul. Le modèle d'état du processus s'écrit :

$$\dot{X} = AX + BU + W \tag{III.3}$$

$$Y = CX + DU + V , \tag{III.4}$$

Où W : représente le vecteur de bruit d'état,
 V : représente le vecteur de bruit de mesure.

Ces bruits sont caractérisés par des lois statistiques.

III.4. Filtre de KALMAN.

C'est un observateur stochastique, est dit filtre puisqu'il permet de séparer le vecteur d'état d'un bruit « D'une façon générale, la fonction de filtrage consiste à estimer une information (signal) utile qui est polluée par un bruit. » D.Alazard [ALZ].

Notre choix est basé sur le très intéressant résultat obtenu par le filtre de KALMAN appliqué à des machines triphasées [ABB], de plus son utilisation ne cesse de croître dans différents domaines :

- En 1960 projet spatial : l'estimation et la commande de trajectoire d'«Apollo» [HIL].
- Finance : estimation et prévision de la volatilité stochastique et du rapport coûts – bénéfices [FRA],
- Robotique [DAV] [JEN] et commande des machines électriques [HIL] [ABB] [ZAW].

Les hypothèses de travail pour le filtre de KALMAN sont :

- Le modèle d'état (A, B, C, D) est linéaire et connu.
- Les bruits sont supposés centrés, blanc Gaussiens, avec les caractéristiques suivantes :

Espérance mathématique nulle : $E(W)=0$
 $E(V)=0,$

Nous corrélés entre bruits et vecteur d'état : $E(W(t)*V(t'))=0$
 $E(W(t)*X(t'))=0$

Auto corrélation : $E(W(t)*W(t-T))=Q \delta(T)$
 $E(V(t)*V(t-T))=R \delta(T)$

Avec Q, R matrice de corrélation.

Les équations de KALMAN pour un système linéaire discret sont données par les équations récurrentes suivantes :

III.4.1. Prédiction :

On calcule les valeurs des variables d'état et la matrice de covariance de l'erreur à l'instant $t = (K+1) T_e$ en utilisant les valeurs à l'instant $t = K T_e$,

$$\hat{X}(k+1/k) = A_d \hat{X}(k/k) + B_d U(k) \quad (\text{III.5})$$

$$\hat{Y}(k+1) = C_d \hat{X}(k+1/k) + D_d U(k) \quad (\text{III.6})$$

$$P(k+1/k) = A_d \cdot P(k/k) \cdot A_d^T + Q \quad (\text{III.7})$$

Avec :

- $\hat{X}(k/k)$ valeur de X à l'instant $t = k T_e$ issue de l'itération précédente, on tenons compte de la mesure Y (k),
- $\hat{X}(k+1/k)$ valeur de X à l'instant $t = (k+1) T_e$, avant d'avoir les mesures Y (k+1),
- $\hat{Y}(k+1)$ la valeur de calcul de la sortis du système d'état,
- $P(k+1/k)$ La matrice covariance de l'erreur d'estimation.

III.4.2. Correction (mise à jour):

Dans cette partie l'information de la mesure effectuée à l'instant $t = (k+1) T_e$ est validé, en introduisant un facteur appelé gain de KALMAN « K_G » qui est calcule pour minimiser la moyenne de l'erreur [HIL] ;

$$K_G(k+1) = P(k+1/k) \cdot C^T \cdot (C \cdot P(k+1/k) \cdot C^T + R)^{-1}, \quad (\text{III.8})$$

Les nouvelles valeurs de X et P on tenons compte de la mesure Y (k+1) s'écrit :

$$\hat{X}(k+1/k+1) = \hat{X}(k+1/k) + K_G(k+1) \cdot (Y(k+1) - \hat{Y}(k+1)) \quad (\text{III.9})$$

La matrice de covariance s'écrit :

$$P(k+1/k+1) = (I - K_G(k+1).C)P(k+1/k) \quad (\text{III.10})$$

III.5. Filtre de KALMAN étendu

Le filtre de KALMAN est un observateur utilisé pour des applications linéaire, mais les systèmes réels sont en général non linéaires :

$$X(k+1) = f(k, X(k), U(k), W(k)) \quad (\text{III.11})$$

$$Y(k+1) = h(k, X(k), V(k)). \quad (\text{III.12})$$

Pour les systèmes réels il existe le filtre de KALMAN étendu, qui est une généralisation du filtre de KALMAN. Cette méthode utilise la linéarisation avec un développement en série de TAYLOR d'ordre 1 autour des points de fonctionnement des variables d'état ;

- X^e pour l'équation d'état,
- X^m pour les équations de sortie,
- zéro pour les bruits -valeurs moyennes des bruits gaussien égale à zéro-

Après développement en série de TAYLOR, on peut écrire les équations III.11–III.12 sous la forme suivante:

$$X(k+1) = f(k, X^e(k), U(k), 0) + \frac{\partial}{\partial X} f \Big|_{X^e(k)} (X(k) - X^e(k)) + \frac{\partial}{\partial W} f \Big|_0 W(k).. \quad (\text{III.13})$$

$$Y(k+1) = f(k, X^m(k), 0) + \frac{\partial}{\partial X} h \Big|_{X^m(k)} (X(k) - X^m(k)) + \frac{\partial}{\partial V} h \Big|_0 V(k) \quad (\text{III.14})$$

On pose :

$$F_d(k) = \frac{\partial}{\partial X} f \Big|_{X^e(k)}, G_d(k) = \frac{\partial}{\partial W} f \Big|_0$$

$$H_d(k) = \frac{\partial}{\partial X} h \Big|_{X^m(k)}, E_d(k) = \frac{\partial}{\partial V} h \Big|_0$$

Avec :

$$U^e(k) = f(k, X^e(k), U(k), 0) - F_d(k).X^e(k)$$

$$U^m(k) = f(k, X^m(k), U(k), 0) - H_d(k).X^m(k),$$

L'écriture des l'équations d'état III.13–III.14 sous forme matricielle nous donne :

$$X(k+1) = F_d X(k) + U^e(k) + G_d(k).W(k) \quad (\text{III.15})$$

$$Y(k+1) = H_d X(k) + U^m(k) + E_d(k)V(k) \quad (\text{III.16})$$

Après avoir fait un développement, avec une écriture sous forme matricielle, on est arrivé à un modèle semblable au modèle du filtre de KALMAN classique. Les valeurs de X^e , X^m sont choisies pour avoir une convergence du programme comme suit :

III.5.1. Prédiction :

On choisit la valeur de $X^e = X(k/k)$, et on trouve les nouvelles équations de prédiction :

$$\hat{X}(k+1/k) = F_d \hat{X}(k/k) + U^e(k) \quad (\text{III.17})$$

Avec

$$U^e(k) = f(k, X(k/k), U(k), 0) - F_d(k).X(k/k). \quad (\text{III.18})$$

On remplaçons III.18 dans III.17 on trouve :

$$\hat{X}(k+1/k) = f\left(k, \hat{X}(k/k), U(k), 0\right) \quad (\text{III.19})$$

La covariance s'écrit :

$$P(k+1/k) = F_d(k).P(k/k).F_d^T(k) + G_d(k)QG_d^T(k) \quad (\text{III.20})$$

III.5.2. Correction :

On choisit la valeur $X^m = X(k+1/k)$ d'où :

$$\hat{X}(k+1/k+1) = \hat{X}(k+1/k) + K_G(k+1) \cdot \left(Y(k+1) - h((k+1), \hat{X}(k+1), 0) \right) \quad (\text{III.21})$$

$$K_G(k+1) = P(k+1/k) \cdot H_d^T(k+1) \cdot \{ H_d(k+1) \cdot P(k+1/k) \cdot H_d^T(k+1) + E_d(k+1) \cdot R \cdot E_d^T(k+1) \}^{-1} \quad (\text{III.22})$$

$$P(k+1/k+1) = (I - K_G(k+1) \cdot H_d(k+1)) P(k+1/k) \quad (\text{III.23})$$

III.6. Estimation de la vitesse et de la position de la MSDE avec FKE

La machine synchrone double étoile est un système non linéaire, puisque la matrice d'état dépend des valeurs de vitesse et de position (W et θ), d'où l'utilisation du modèle étendu du filtre de KALMAN.

Dans le cas où on utilise la modélisation classique de la machine synchrone double étoile, le calcul sera lourd avec six variables d'état ($id1, id2, iq1, iq2, W, \theta$).

Le problème sera résolu en utilisant la modélisation idp, idn, iqp, iqn , puisque la machine est décomposée en deux machines biphasées indépendantes (les deux axes homopolaires n'interviennent pas dans le calcul) et seule la machine biphasée « dp,dq » intervient dans le transfert d'énergie, ce qui permet de rendre le modèle moins lourd pour les calculs itératives, avec seulement quatre variables d'état (idp, iqp, W, θ).

D'autre part les résultats obtenus par la machine triphasée peuvent être utiliser, puisque on utilise là aussi une machine biphasée « d,q ». En d'autres termes on aura le même nombre d'équations à résoudre pour la machine double étoile que pour la machine triphasée.

Les équations d'état de la machine biphasée sont :

$$\frac{dI_d^+}{dt} = -\frac{R_s}{L_d^+} I_d^+ + p w_r I_q^+ \frac{L_q^+}{L_d^+} + \frac{1}{L_d^+} (\cos(\theta) V_\alpha^+ + \sin(\theta) V_\beta^+)$$

$$\frac{dI_q^+}{dt} = -\frac{R_s}{L_q^+} I_q^+ - p w_r i_{dp} \frac{L_d^+}{L_q^+} + \frac{1}{L_q^+} (-\sin(\theta) V_\alpha^+ + \cos(\theta) V_\beta^+) - p w_r \frac{M_f}{L_q^+} I_f$$

$$\frac{dw_r}{dt} = \frac{p}{j} [M_f i_f + (L_d^+ - L_q^+) I_d^+] I_q^+ - \frac{f}{j} w_r - \frac{cr}{j}$$

$$\frac{d\theta}{dt} = p w_r$$

La discrétisation du modèle d'état peut se faire par la méthode d'Euler

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x(k+1) - x(k)}{T_e} .$$

On trouve la forme discrétiser suivante :

$$I_d^+(k+1) = I_d^+(k) + T_e \left\{ -\frac{R_s}{L_d^+} I_d^+(k) + p w_r(k) I_q^+(k) \frac{L_q^+}{L_d^+} + \frac{1}{L_d^+} (\cos(\theta(k)) V_\alpha^+ + \sin(\theta(k)) V_\beta^+) \right\} \quad (\text{III.24})$$

$$I_q^+(k+1) = I_q^+(k) + T_e \left\{ -\frac{R_s}{L_q^+} I_q^+(k) - p w_r(k) I_q^+(k) \frac{L_d^+}{L_q^+} + \frac{1}{L_q^+} (-\sin(\theta(k)) V_\alpha^+ + \cos(\theta(k)) V_\beta^+) - p w_r(k) \frac{M_f}{L_q^+} i_f \right\} \quad (\text{III.25})$$

$$w_r(k+1) = w_r(k) + T_e \left\{ \frac{p}{j} [M_f i_f + (L_d^+ - L_q^+) I_d^+(k)] i_{dp}(k) - \frac{f}{j} w_r(k) - \frac{cr}{j} \right\} \quad (\text{III.26})$$

$$\theta(k+1) = \theta(k) + T_e p w_r(k) \quad (\text{III.27})$$

Le vecteur de mesure est $Y = [I_\alpha^+, I_\beta^+]^T$, obtenu par des capteurs de courant ($i_{a1}, i_{b1}, i_{c1}, i_{a2}, i_{b2}, i_{c2}$), et en utilisant la transformation T_{ss} (I.15) donnée au chapitre 1, la matrice h s'écrit :

$$Y = h(X(K)) = \begin{bmatrix} \cos(\theta(k))I_d^+ + \sin(\theta(k))I_q^+ \\ -\sin(\theta(k))I_d^+ + \cos(\theta(k))I_q^+ \end{bmatrix} \quad (\text{III.28})$$

Les matrices G_d, E_d sont des matrices identité d'ordre 4 et 2 respectivement.

Les éléments de la matrice F_d sont donnés par,

$$F_{dij}(k) = \left. \frac{\partial}{\partial X_i} f_j \right|_{X_i^e(k)}$$

$$F_d = [F_{d1}, F_{d2}, F_{d3}, F_{d4}]^T$$

Avec

$$F_{d1} = \begin{bmatrix} 1 - T_e \frac{R_s}{L_d^+} & pT_e w_r(k) \frac{L_q^+}{L_d^+} & pT_e \frac{L_q^+}{L_d^+} I_q^+(k) & T_e \frac{1}{L_d^+} (\cos(\theta(k))V_\alpha^+ + \sin(\theta(k))V_\beta^+) \end{bmatrix}$$

$$F_{d2} = \begin{bmatrix} -T_e p w_r(k) \frac{L_d^+}{L_q^+} & (1 - T_e \frac{R_s}{L_q^+}) & pT_e (\frac{M_f}{L_q^+} i_f + \frac{L_d^+}{L_q^+} L_d^+(k)) & \frac{T_e}{L_q^+} (-\sin(\theta(k))V_\alpha^+ + \cos(\theta(k))V_\beta^+) \end{bmatrix}$$

$$F_{d3} = \begin{bmatrix} \left\{ T_e \frac{P}{j} (L_d^+ - L_q^+) I_q^+(k) \right\} & \left\{ T_e \frac{P}{j} (M_f i_f + (L_d^+ - L_q^+) I_d^+(k)) \right\} & \left\{ 1 - T_e \frac{f}{j} \right\} & 0 \end{bmatrix}$$

$$F_{d4} = [0 \quad 0 \quad pT_e \quad 1].$$

On calcule la matrice H_d en utilisant

$$H_{dij}(k) = \left. \frac{\partial}{\partial X_i} h_j \right|_{X_i^e(k)}$$

Ce qui nous donne :

$$Hd(k+1) = \begin{bmatrix} \cos(\theta(k)) & \sin(\theta(k)) & 0 & -I_d^+ \sin(\theta(k)) + I_q^+ \cos(\theta(k)) \\ -\sin(\theta(k)) & \cos(\theta(k)) & 0 & -I_d^+ \cos(\theta(k)) - I_q^+ \sin(\theta(k)) \end{bmatrix}$$

Les valeurs initiales $P(0/0) = P_0$ matrice diagonale dont les éléments sont supérieurs ou égaux à zéro.

Les matrices G_d, E_d sont des matrices identité d'ordre 4 et 2 respectivement.

III.7. Résultats de simulation :

Nous avons simulé l'ensemble onduleur-MSDE-filtre de KALMAN.

Les résultats de simulation donnés sur la figure III.2 (a,b) montrent que la position et la vitesse obtenue par le filtre de KALMAN tends vers leurs valeurs réelles, et que l'erreur d'observation tends vers zéro.

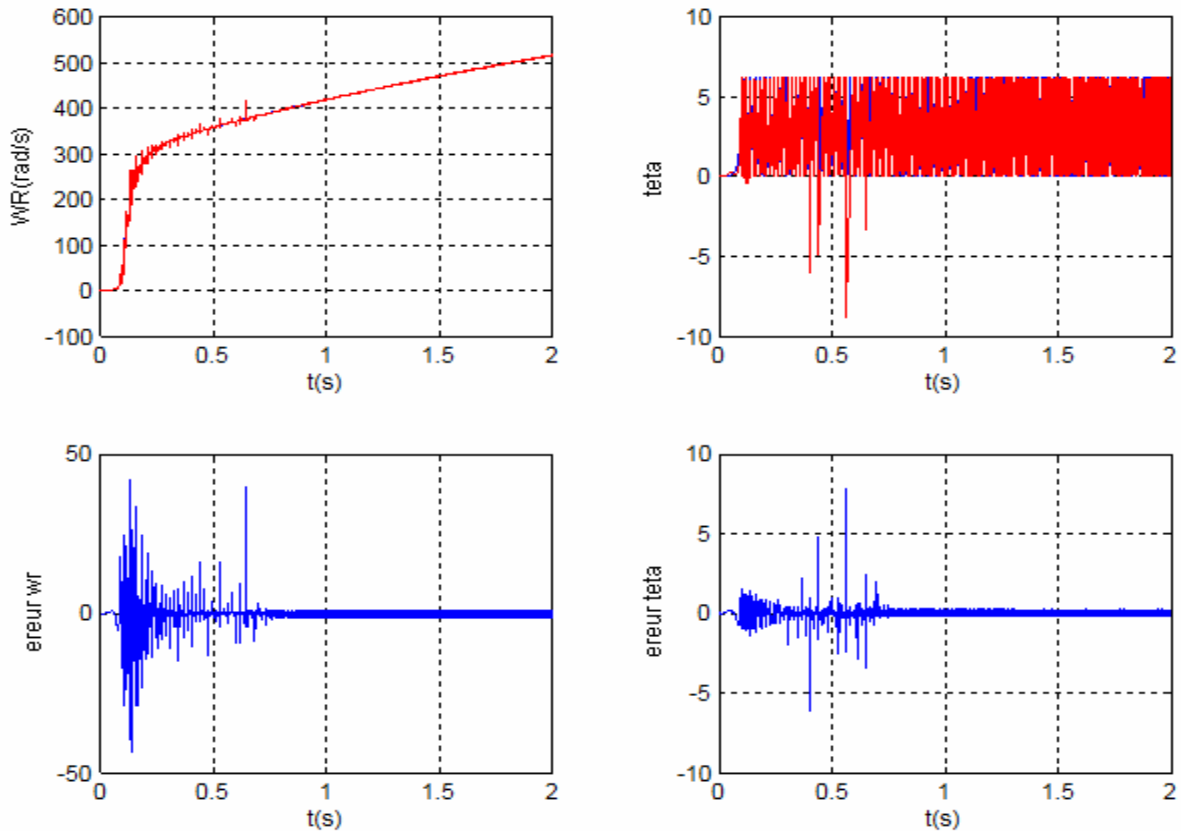


fig III.2.a. Résultats de simulation de l'ensemble onduleur- MSDE- filtre de KALMAN.

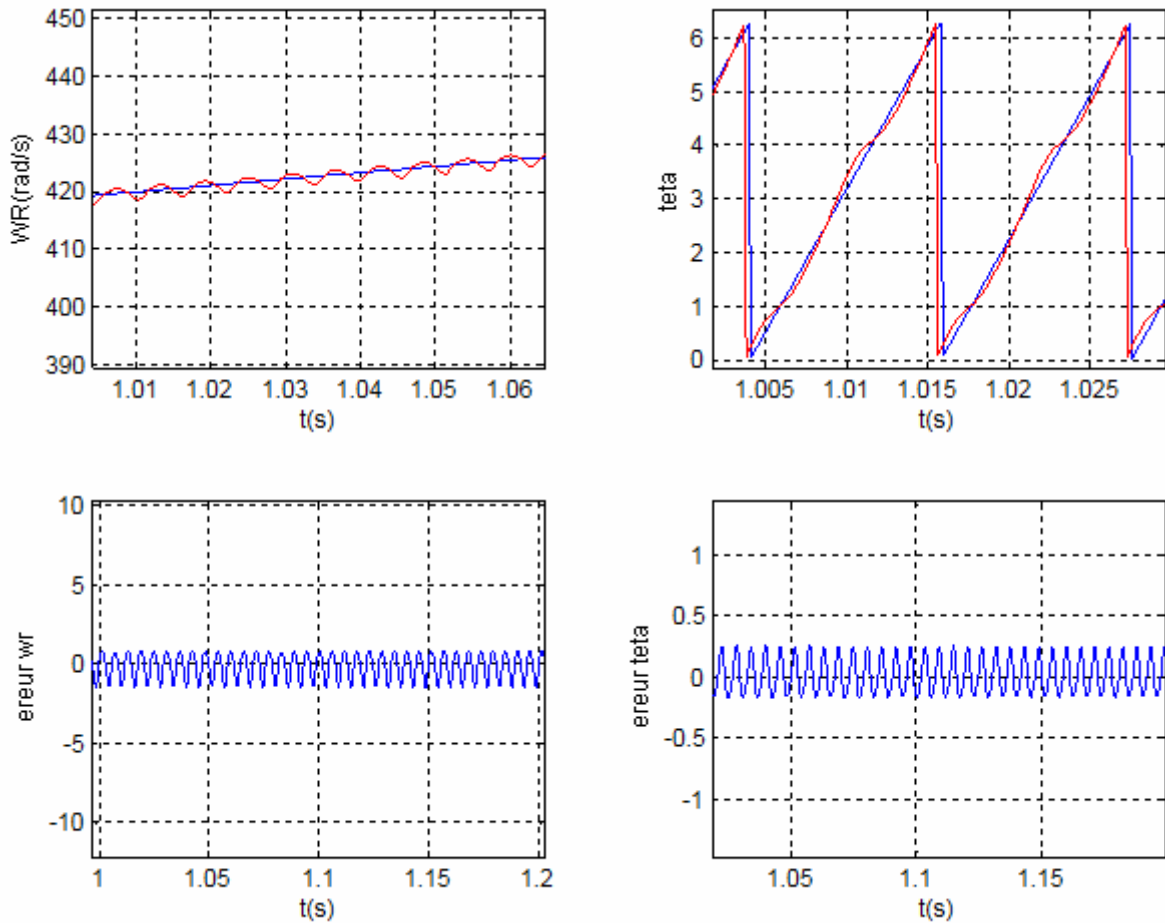


fig III.2.b. Résultats de simulation de l'ensemble onduleur- MSDE- filtre de KALMAN avec un zoom en régime permanent.

On voit que l'erreur d'observation est petite que ce soit pour les courants, la vitesse ou la position ce qui nous permet d'utiliser le filtre de KALMAN dans l'estimation de plusieurs variable en même temps.

III.8. Etude de la robustesse du FKE appliqué à la MSDE :

La figure III.3 représente les résultats de simulations de l'association MSDE-filtre de KALMAN lorsque les grandeurs d'état sont bruitées. On constate qu'il y a une perturbation lorsque on ajoute le bruit, mais cette perturbation reste petite.

La figure III.4 (et III.5) montre que les résultats de simulation lors qu'on change la valeur de la résistance du stator de 50% (inductance de 20%)le filtre de KALMAN présente un petit changement dans les erreurs, mais avec des performances satisfaisantes.

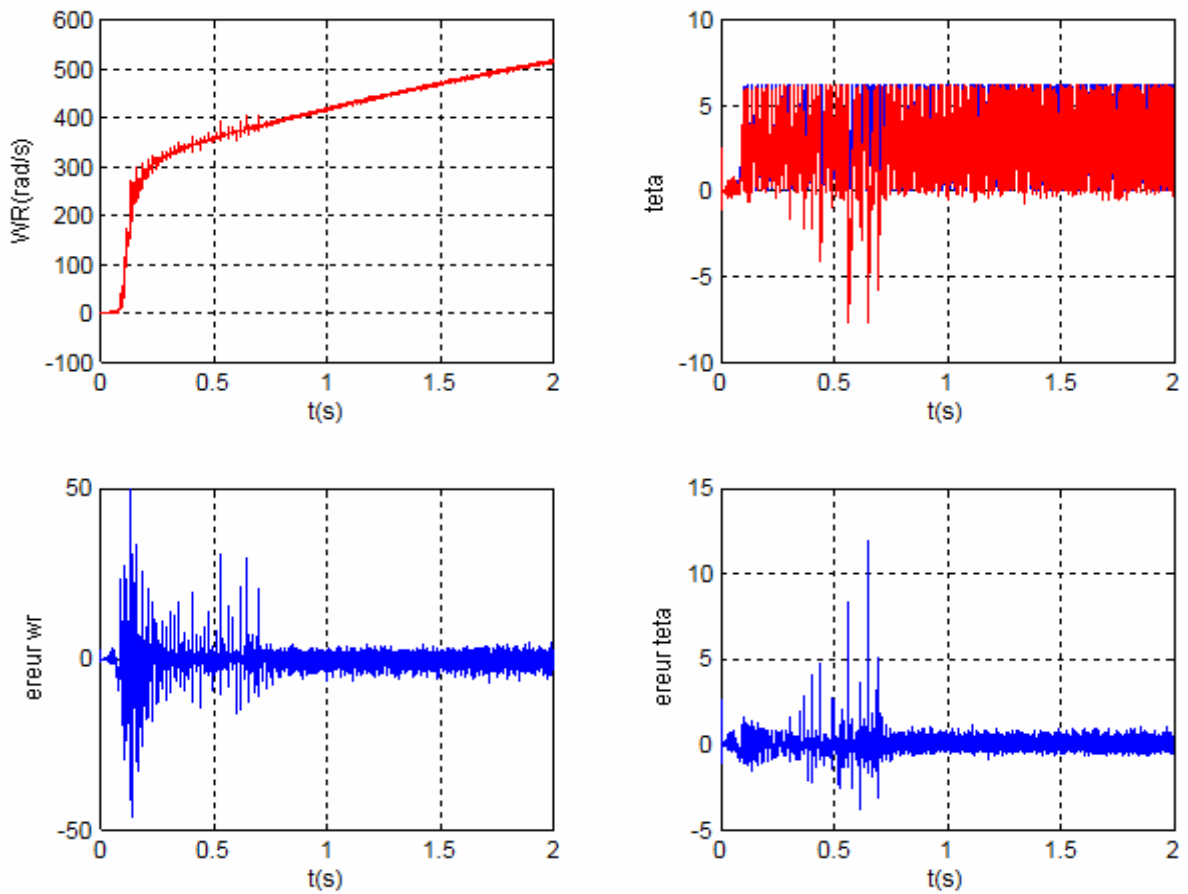


fig III.3.a. Résultats de simulation de l'ensemble onduleur- MSDE- filtre de KALMN et bruits sur les mesures des courants .

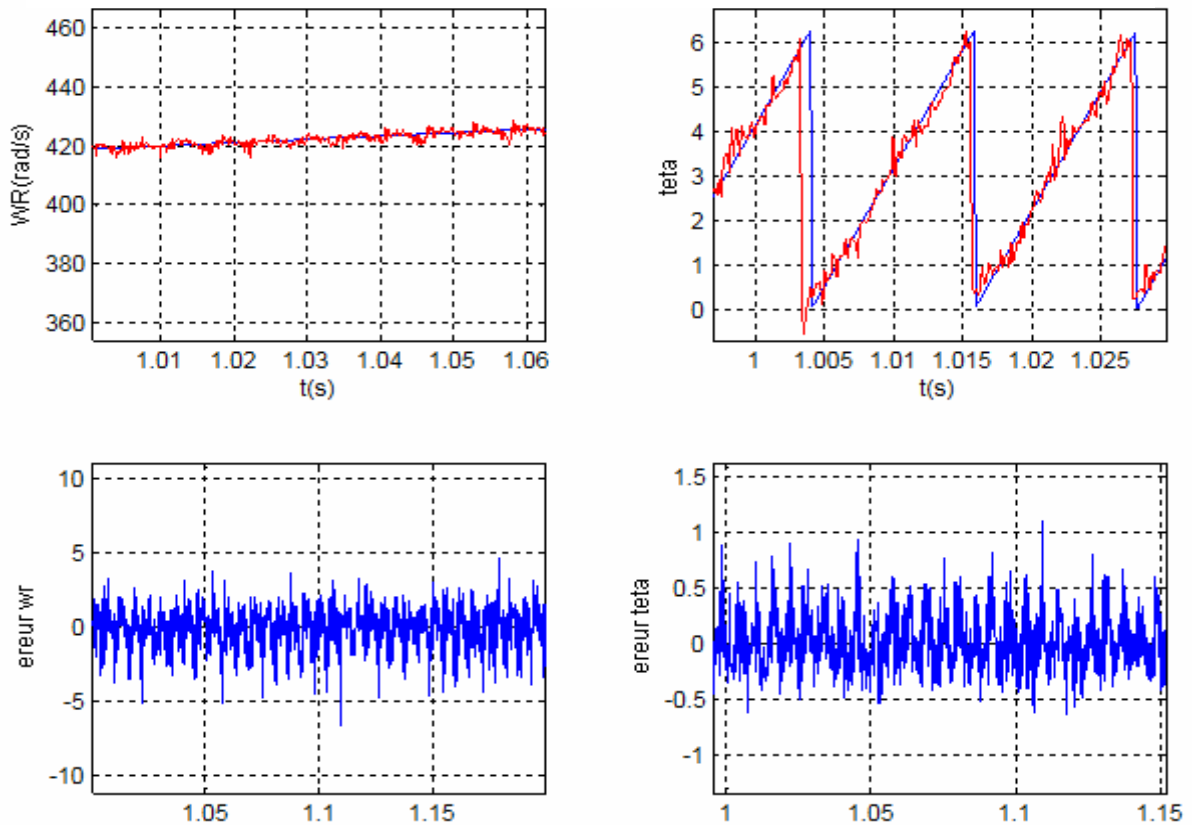


fig III.3.b. Résultats de simulation de l'ensemble onduleur- MSDE- filtre de KALMN et bruits sur les mesures, avec un zoom en régime permanent.

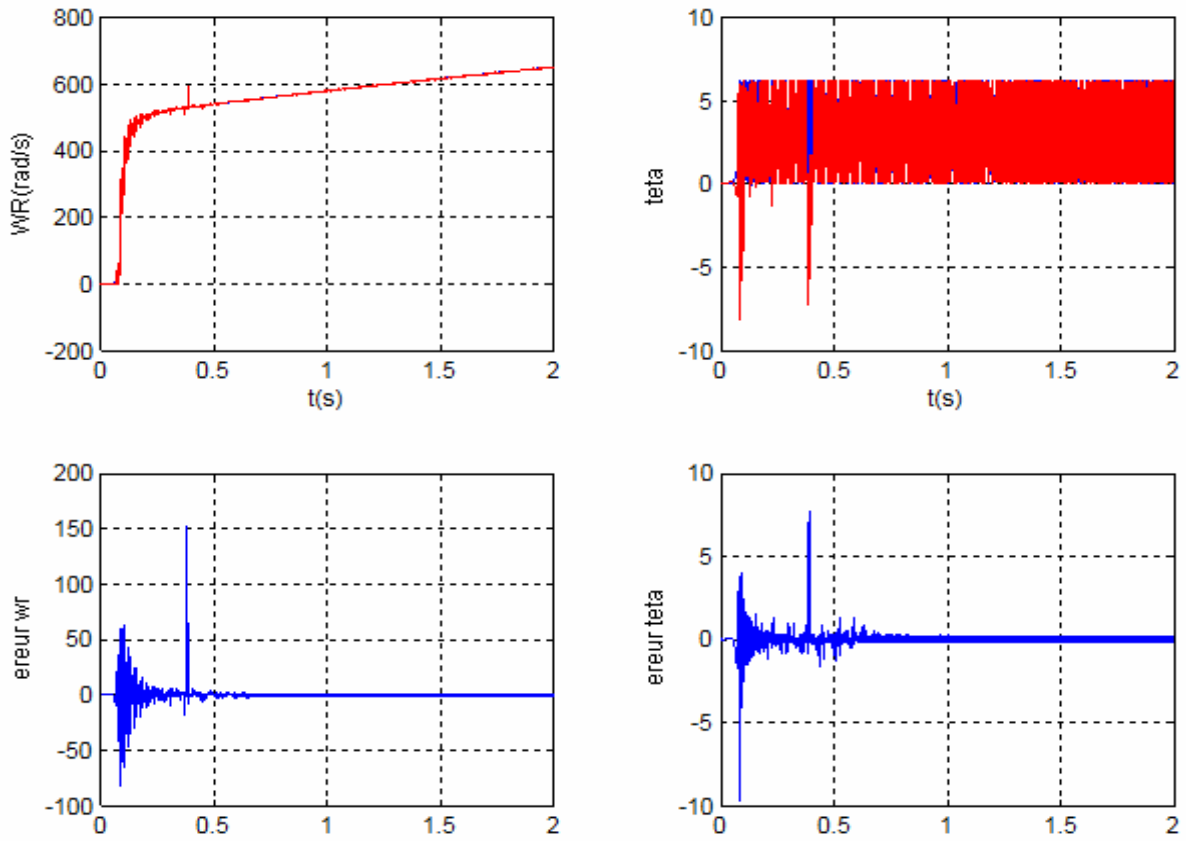


fig III.4.a. Résultats de simulation de l'ensemble onduleur- MSDE- filtre de KALMN et une augmentation de la résistance statorique de 50% .

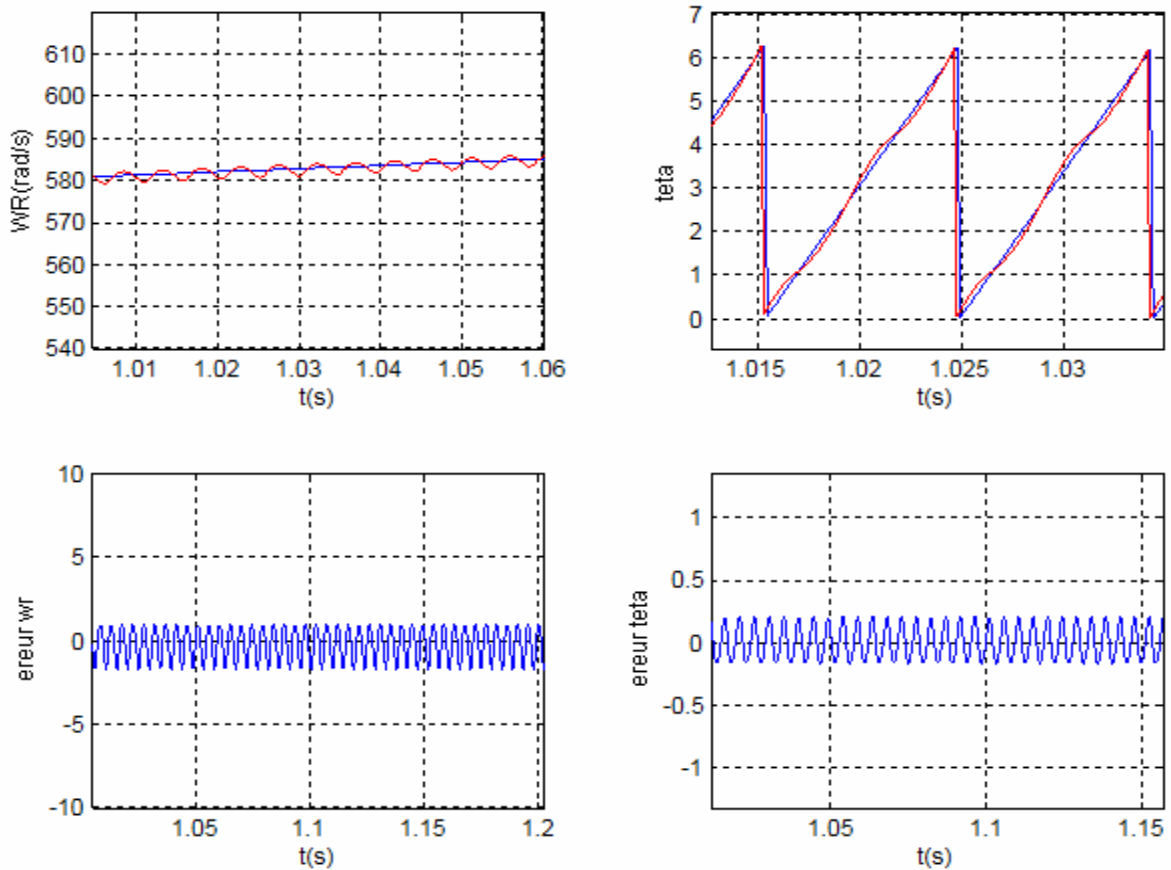


fig III.4.b. Résultats de simulation de l'ensemble onduleur- MSDE- filtre de KALMN et une augmentation de la résistance statorique de 50% avec un zoom en régime permanent

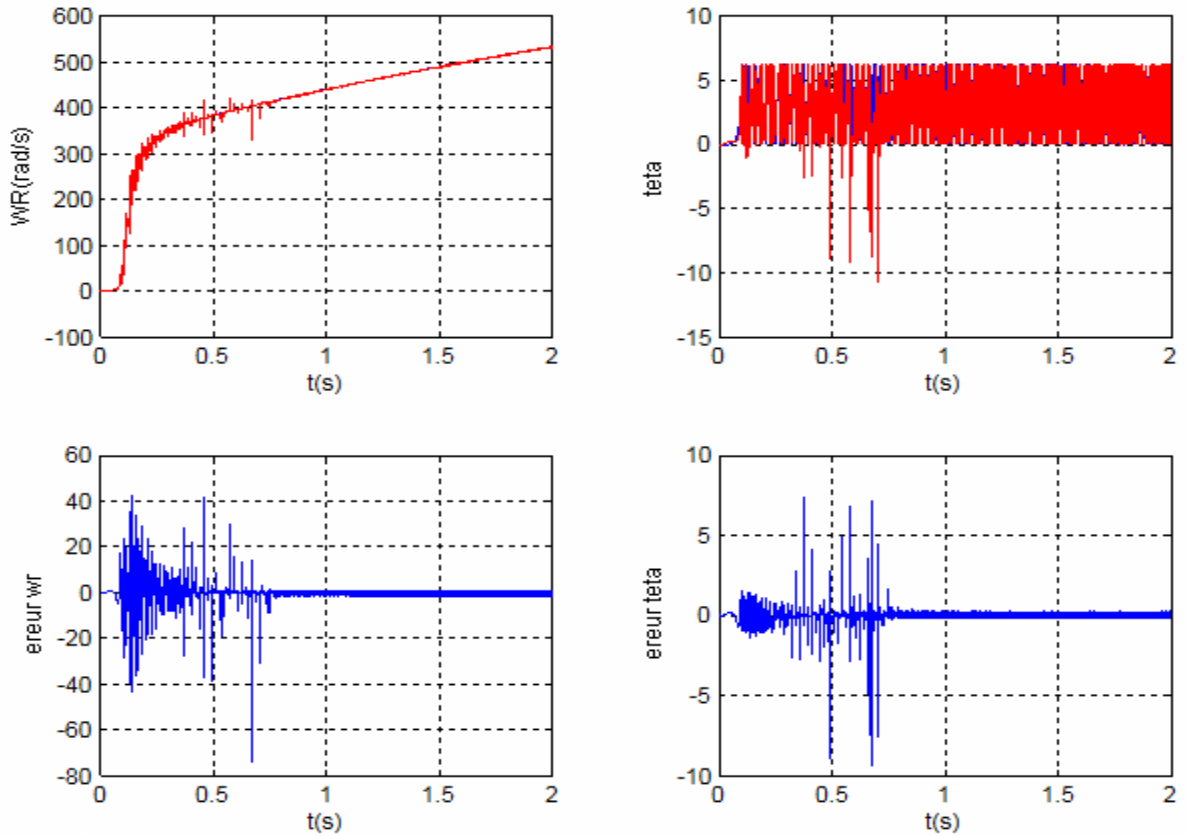


fig III.5.a. Résultats de simulation de l'ensemble onduleur- MSDE- filtre de KALMN et une augmentation de l'inductance statorique de 20% .

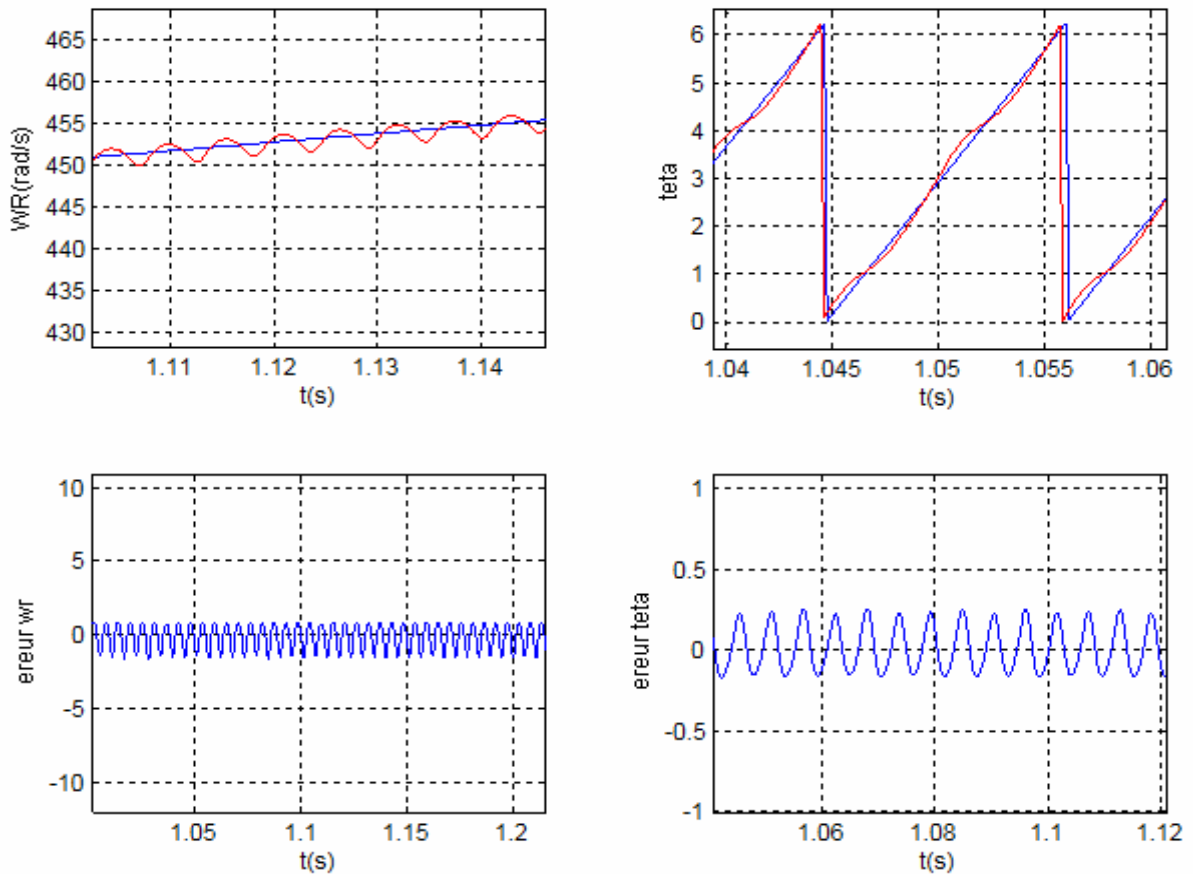


fig III.5.a. Résultats de simulation de l'ensemble onduleur- MSDE- filtre de KALMN et une augmentation de l'inductance statorique de 20%, avec un zoom sur le régime permanent .

III.9.Conclusion

L'avantage du filtre de KALMAN est d'avoir une grande robustesse dans les applications réel, que ce soit avec des bruits de mesure ou avec des changements des paramètres du modèle d'état.

Les résultats de simulation montrent que le filtre de KALMAN donne des bons résultats sur la valeur de l'angle mécanique du rotor, ces résultats peuvent être utilisé dans la commande vectorielle où le filtre de KALMAN remplace le capteur de position.

CHAPITRE IV

Commande vectorielle de la machine synchrone à double étoile avec FKE.

IV.1. Introduction

Parmi tous les types de machines électriques, la machine qui répond le mieux aux exigences liées aux systèmes d'actionnement est la machine à courant continu. Dans ce type de machines, le courant d'induit qui produit le couple et le courant d'induction qui engendre le flux, sont physiquement distincts.

Il est alors facile de réaliser une commande du couple et du flux de la machine de manière indépendante et précise, et aussi d'assurer des réponses dynamiques excellentes.

Toute fois la présence du collecteur nécessite une maintenance souvent coûteuse, en conséquence les recherches se sont orientées vers l'étude de nouveaux variateurs de vitesse équipés de machine à courant alternatif alimentée par des convertisseurs statiques [SEG].

Durant ces dernières années, des travaux récents sur l'électronique de puissance et la commande des machines, ont apporté des perfectionnements importants aux dispositifs d'entraînement à vitesse variable, parmi ces machines, la machine synchrone autopilotée dont l'application de la commande vectorielle a été sujet à plusieurs investigations .

Pour commander une machine alternative, on rencontre des difficultés dans le fait qu'il existe un couplage fort entre les variables d'entrées, sortie et internes.

Le modèle du moteur synchrone à double stator correspond à un système multi variable [MER]. Le contrôle permanent de la vitesse, de la position et du couple de ce moteur, demande le contrôle simultané de plusieurs variables. En effet, la distinction entre le courant producteur du couple et celui producteur du flux n'est pas aussi évidente que dans le cas d'une machine à courant continu.

Afin d'obtenir les performances souhaitées, la stratégie de commande des machines à courant alternatif consiste souvent à rendre le comportement électromécanique similaire à celui d'une machine à courant continu. Cette similitude est réalisée par l'emploi de la commande par orientation du flux.

Ce chapitre présente une stratégie de commande qui consiste à maintenir le flux constant. Dans ce cas le modèle de la machine peut être réduit à un modèle linéaire et similaire à un moteur à courant continu à excitation indépendante.

Nous nous intéressons au premier lieu au découplage de la machine en utilisant la commande vectorielle en maintenant la composante directe du courant nul (I_d^+).

Ensuite nous remplaçons le capteur de position par le filtre de KALMAN étendu en fin nous réglons la vitesse de la MSDE en utilisant un régulateur PI.

IV.2. Principe de la commande vectorielle à i_d^+ nul

La commande par orientation du flux est une expression qui apparaît de nos jours dans la littérature traitant les techniques de contrôle de moteur électrique, à savoir la force exercée sur un conducteur parcouru par un courant placé dans un champ magnétique est égale au produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ.

Il en résulte évidemment que l'amplitude de cette force sera maximale pour les intensités du courant et du champ donnés quand le vecteur courant sera perpendiculaire au vecteur champ.

Appliquée aux moteurs électriques, cette propriété est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courant et les vecteurs flux résultants. Si le principe est naturellement appliqué pour les MCC, ce n'est pas le cas pour les machines à courant alternatif, par conséquent le contrôle pour le flux orienté des machines alternative est une commande par orientation des deux grandeurs.

Le principe d'orientation du flux a été proposé par BALSCHKE au début des années 70. Il ramène le comportement de la machine synchrone à celui d'une MCC. Il consiste à placer le repère (d, q) tel que l'axe d coïncide avec le flux orienté. [MAH]

Le but est d'éliminer le problème de couplage entre l'induit et l'inducteur en dissociant le courant statorique en deux composantes en quadrature. Par conséquent l'expression du couple montre que pour le contrôler il faut contrôler les courants I_d^+ , et I_q^+ .

Dans la machine synchrone à pôle lisse ($L_d^+ = L_q^+$), le couple est maximal pour une valeur de i_d nul ($I_d^+=0$), tandis que dans la machine à pôle saillant le couple est maximal pour une valeur optimale de I_d^+ . Ceci permet de se ramener à des fonctionnements comparables à ceux d'une MCC à excitation séparée figure (IV.1.)

De nombreuses variantes de la commande vectorielle ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classifier suivant la source d'énergie :

- 1) commande en courant (current source inverter CCI)
- 2) commande en tension (voltage source inverter VSI), qui fait l'objet de notre travail.

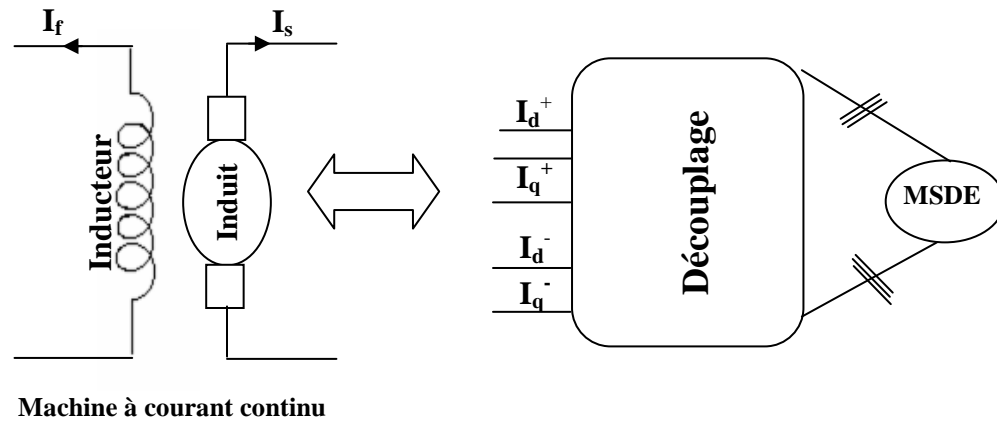


fig IV.1 : Principe de la commande vectorielle

Le couple électromagnétique de la MCC :

$$C_{em} = k\phi_a I_a$$

$$\phi_a = KI_f$$
(IV-1)

Le couple de la machine synchrone à double stator :

$$C_{em} = p[\sqrt{2} M_{fd} I_f I_q^+ + (L_d^+ - L_q^+) I_d^+ I_q^+]$$
(IV-2)

Il est clair que le couple électromagnétique ne dépend pas que des grandeurs I_d^+ et I_q^+ , c'est-à-dire notre modèle est similaire à une machine synchrone triphasée classique, alors si on choisit v_q^+ , v_d^+ de telle sorte que le courant I_d^+ soit nul l'expression (IV-2) devient :

$$C_{em} = p\sqrt{2} M_{fd} I_f I_q^+ .$$
(IV.3)

Après ce choix, on obtient un modèle où le couple électromagnétique C_{em} est commandé seulement par la composante I_q^+ .

IV.3. Commande vectorielle de la machine synchrone à double stator alimenté en tension

IV.3.1. Etude en boucle ouverte

Dans ce cas les tensions de références V_d^{+*} , V_d^{-*} , V_q^{+*} et V_q^{-*} sont générées par le bloc de découplage. Ces tensions assurent le contrôle des courants I_d^+ , I_d^- , I_q^+ , I_q^- .

Le passage des grandeurs dans le référentiel de Park au grandeur réelles se fait par le biais de la transformation A (θ) donnée par:

$$A(\theta) = 1/\sqrt{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta-\gamma) & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta-2\pi/3+\gamma) & \cos(\theta+2\pi/3) & \cos(\theta+2\pi/3+\gamma) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta-\gamma) & -\sin(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta-2\pi/3+\gamma) & -\sin(\theta+2\pi/3) & -\sin(\theta+2\pi/3+\gamma) \\ \cos(\theta) & -\cos(\theta-\gamma) & \cos(\theta-2\pi/3) & -\cos(\theta-2\pi/3+\gamma) & \cos(\theta+2\pi/3) & -\cos(\theta+2\pi/3+\gamma) \\ -\sin(\theta) & \sin(\theta-\gamma) & -\sin(\theta-2\pi/3) & \sin(\theta-2\pi/3+\gamma) & -\sin(\theta+2\pi/3) & \sin(\theta+2\pi/3+\gamma) \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

avec

$$\theta_0 = 2\pi/3$$

$$\gamma = \pi/6$$

IV.3.1.1. Structure du bloc de découplage

Les équations de notre modèle sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d^+ = r_s I_d^+ + L_d^+ \frac{d}{dt} I_d^+ - w_r L_q^+ I_q^+ \\ V_q^+ = r_s I_q^+ + L_q^+ \frac{d}{dt} I_q^+ + w_r L_d^+ I_d^+ + \sqrt{2} M_{fd} w_r I_f \\ V_d^- = r_s I_d^- - w_r L_q^- I_q^- + L_d^- \frac{d}{dt} I_d^- \\ V_q^- = r_s I_q^- + w_r L_d^- I_d^- + L_q^- \frac{d}{dt} I_q^- \\ V_f = r_f I_f + \frac{d}{dt} (\sqrt{2} M_{fd} I_d^+ + L_f I_f) \\ C_{em} = p (\sqrt{2} M_{fd} I_f I_q^+ + (L_d^+ - L_q^+) I_d^+ I_q^+) \end{array} \right. \quad (IV-4)$$

Si on suppose que $id^{+*} = 0$ alors (IV-3) implique :

$$I_q^{+*} = \frac{C_{em}^*}{\sqrt{2} p M_{fd} I_f} \quad (IV-5)$$

En remplace (IV-5) dans le système (IV-4) on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d^{+*} = -w_r L_q^{+*} \frac{C_{em}^*}{\sqrt{2} p M_{fd} I_f} \\ V_q^{+*} = R_s \frac{C_{em}^*}{\sqrt{2} p M_{fd} I_f} + L_q^{+*} \frac{d}{dt} \frac{C_{em}^*}{\sqrt{2} p M_{fd} I_f} + \sqrt{2} M_{fd} w_r I_f \\ V_d^{-*} = 0 \\ V_q^{-*} = 0 \end{array} \right. \quad (IV.6)$$



fig IV.2 : structure u bloc de découplage

Le schéma de l'association bloc de découplage (command vectorielle à $I_d^+=0$) onduleur- machine synchrone double étoile (MSDE) est donné par la figure IV.3.

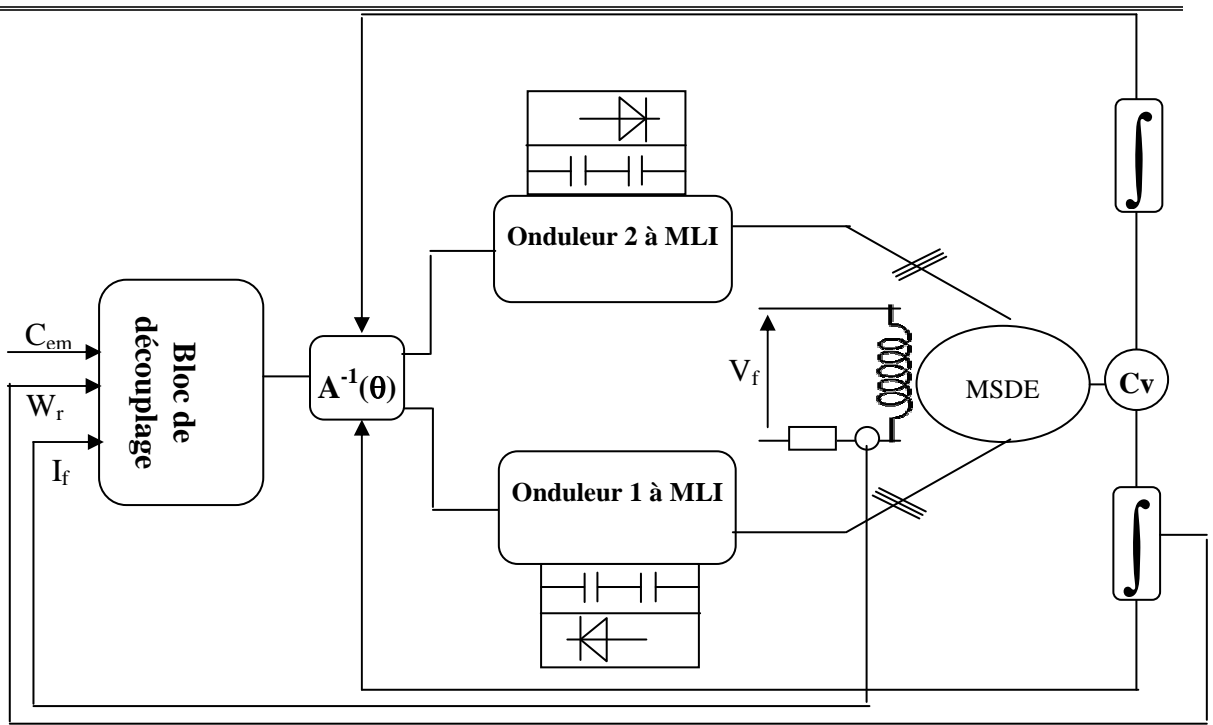


fig IV.3 : Schéma du bloc de découplage de MSDE alimenté par deux onduleurs de tension .

La simulation numérique de cette technique de commande a été faite en imposant le couple de référence C_{em}^* comme l'indique la figure IV.4

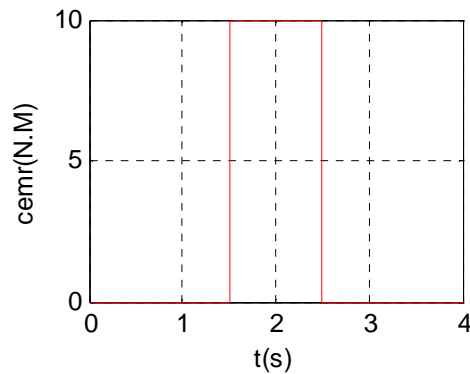


fig IV.4 : Couple de référence C_{em}^*

IV.3.1.2.Simulation et Interprétation

Pour évaluer les performances de la commande vectorielle de la machine synchrone à double étoile en boucle ouverte, nous simulons le fonctionnement global de l'ensemble bloc de découplage, onduleur de tension à trois niveaux et machine MSDE, nous choisissons un couple de référence C_{em}^* variant comme l'indique la figure IV.4.

- Les deux onduleurs de tension sont commandés par la technique MLI triangulo sinusoïdale.
- La figure III.5 illustre les résultats de simulation .L'analyse des courbes obtenues montre que le couple électromagnétique suit le couple de référence avec un léger dépassement causé par la variation brusque de la consigne Cem^* .
- la composante directe tend vers zéro après le régime transitoire. Cependant lors de l'application d'un couple résistant le courant $Id+$ prend un temps assez élevé pour s'établir de nouveau à zéro ce qui nécessite l'utilisation d'un régulateur.
- La composante en quadrature du courant (iq^+) est l'image du couple.
- Le courant d'excitation prend un temps relativement lent pour atteindre le régime nominal d'où la nécessité de sa régulation.

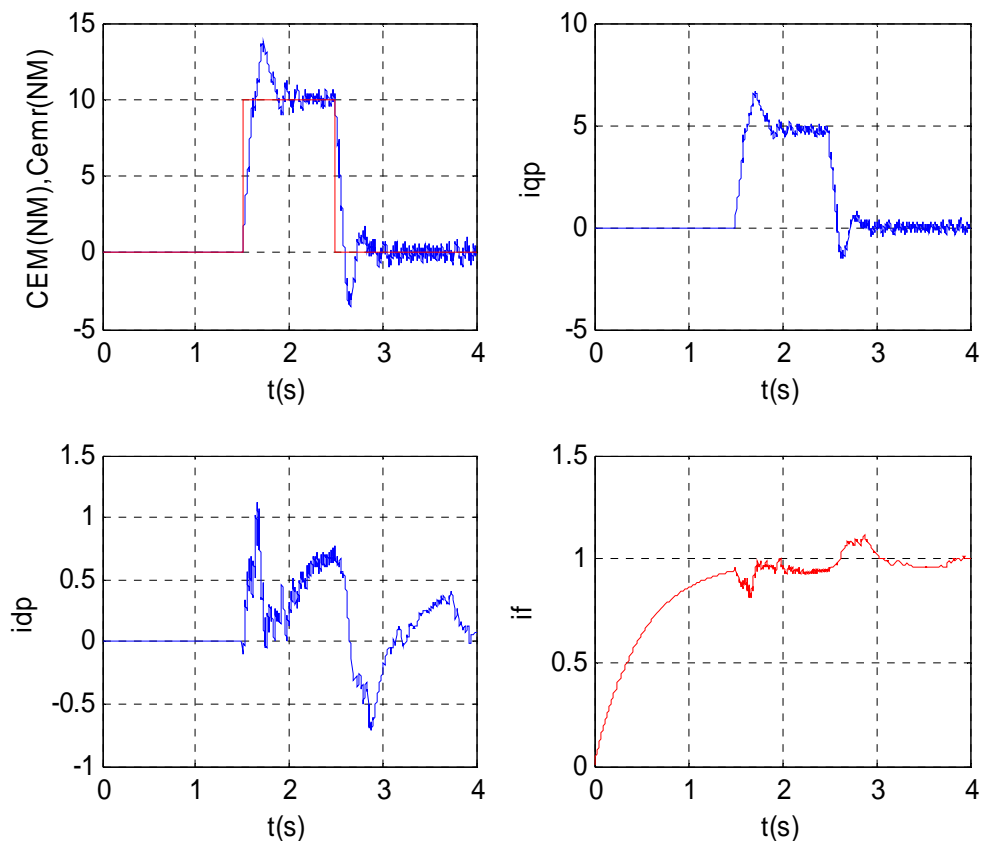


fig IV.5 : Commande vectorielle en boucle ouverte (technique de commande par MLI triangulo sinusoïdale) sans régulation du courant d'excitation

IV.3.1.3 Réglage du courant d'excitation I_f

Nous introduisons un hacheur à transistor de fréquence de 2khz qui alimente le circuit d'excitation. La commande de ce hacheur est réglée par un régulateur de type PI figure (IV.6).

La tension de commande générée par le régulateur PI est comparée à une tension auxiliaire U_h en forme de dents de scie. Un signal logique indique si le contacteur statique (ou le transistor de commutation) doit être enclenché ($c=1$) si $U_{cm} > U_h$, ou déclenché ($c=0$) si $U_{cm} < U_h$, la figure IV.7 montre le fonctionnement de ce dispositif.

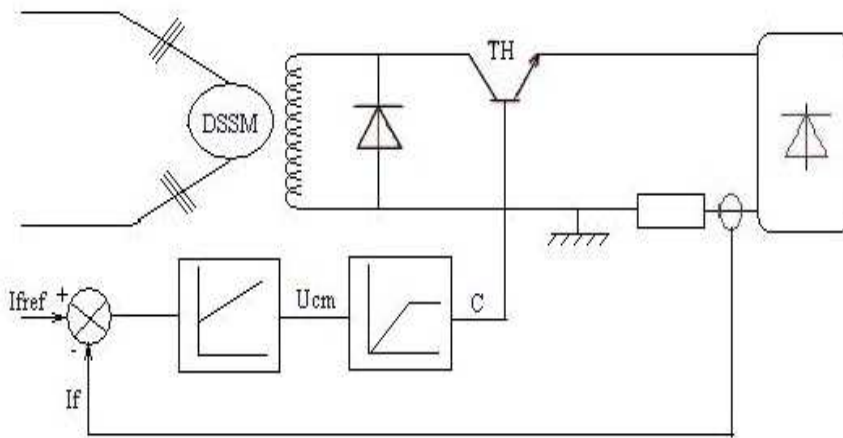


fig IV.6 : Régulation du courant d'excitation par un hacheur.

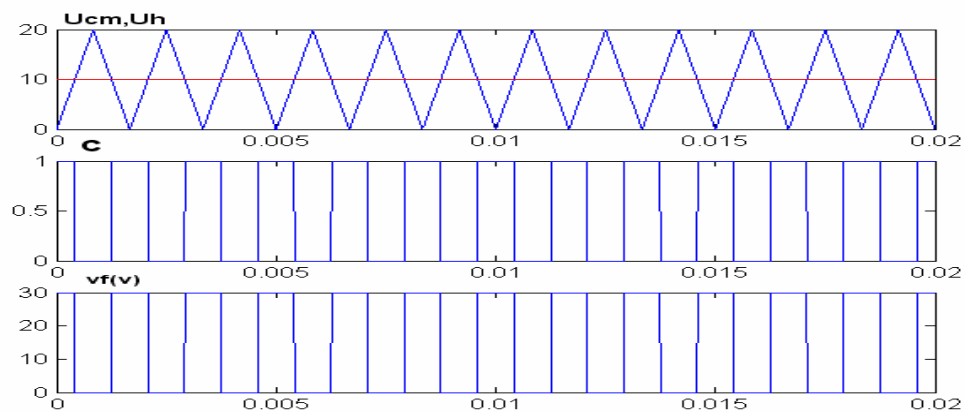


fig IV.7 : Fonctionnement d'un dispositif de contrôle

On a :

$$V_f = r_s I_f + \frac{d}{dt} L_f I_f \quad (IV-7)$$

La boucle de régulation du courant d'excitation I_f est représentée par la figure IV.8

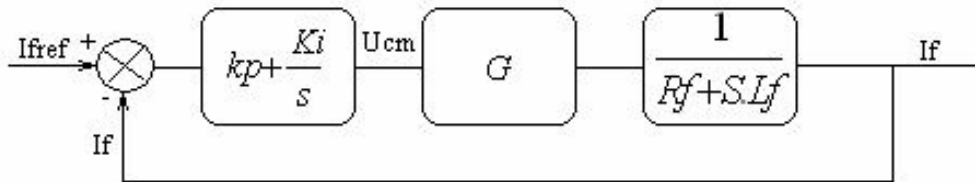


fig IV.8 : Boucle de régulation du courant d'excitation

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F_f = \frac{(Skp + ki)G}{L_f S^2 + (R_f + kpG)S + Gki} = \frac{N(S)}{D(S)} \quad (IV-8)$$

Pour avoir un comportement bien amorti avec un amortissement relatif optimal, les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés. La figure (IV.9) représente la méthode des pôles imposés.

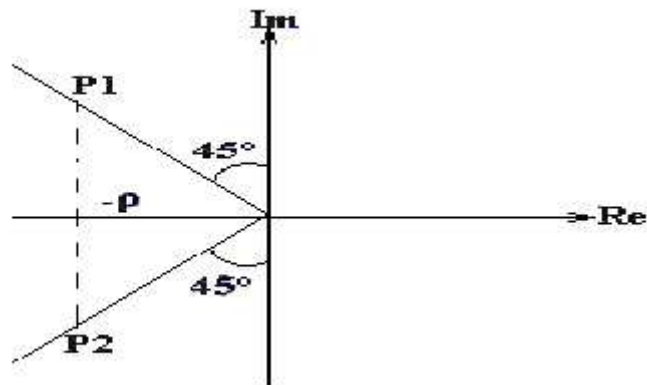


fig IV.9 : Méthode des pôles imposés

En prenant $P1 = -\rho + j\rho$ et $P2 = -\rho - j\rho$.

L'équation du dénominateur peut s'écrire :

$$D(S) = (S - P1)(S - P2) = S^2 - (P1 + P2)S + P1.P2 \quad (IV-9)$$

Par identification on obtient :

$$K_p = 2 \rho L_f - R_f$$

$$K_i = 2 \rho^2 L_f$$

$$G=1$$

IV.3.1.4 Simulation et interprétation :

La figure (IV.11) montre les performances de la commande après l'introduction de la boucle de régulation du courant d'excitation, comme le montre la figure (IV.10) ; afin assurer un fonctionnement analogue à celui d'une machine à courant continu .On remarque que le courant d'excitation suit parfaitement la cosigne imposée ($I_{fref}=1A$).

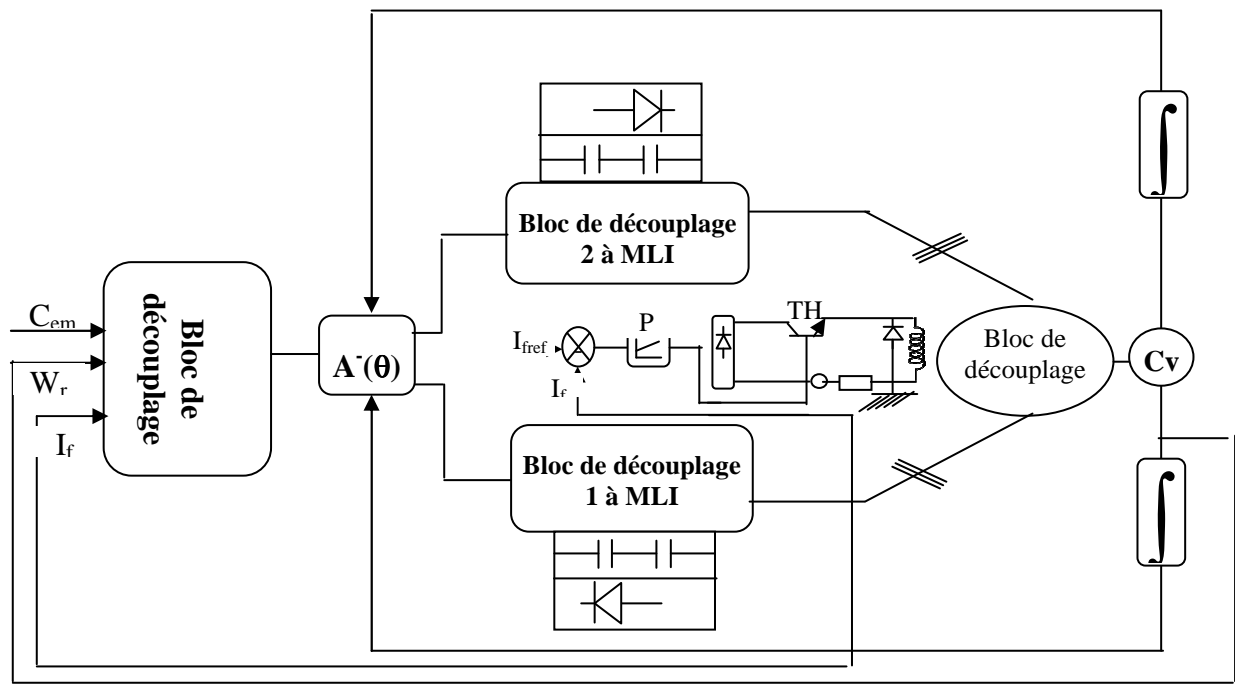
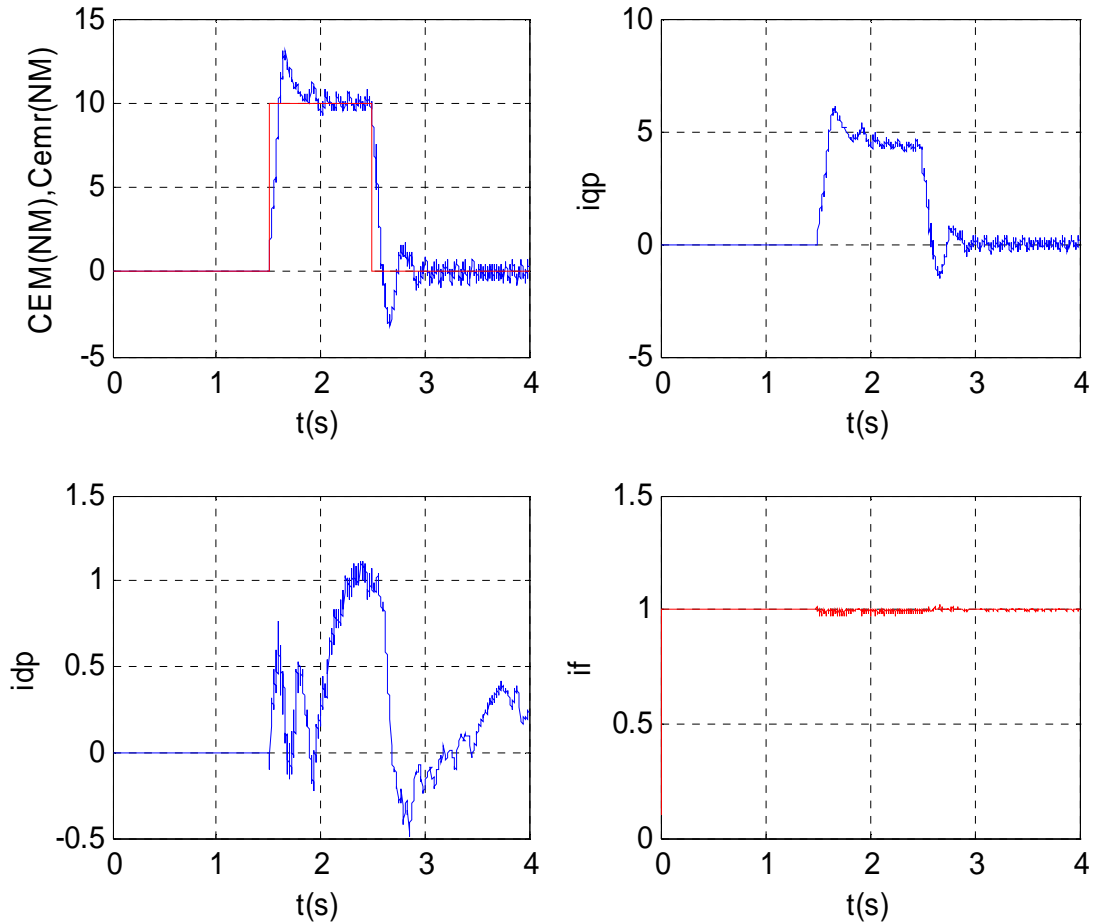


fig IV.10 : Schéma global de la commande vectorielle ($id^+=0$) en boucle ouverte avec régulation du courant d'excitation stratégie de commande par MLI triangulo sinusoïdale



figIV.11 : Commande vectorielle en boucle ouverte (technique de commande par MLI triangulo sinusoidale avec régulation du courant d'excitation)

IV.3.1.5. Réglage du courant I_d^+

La relation entre V_d^+ et I_d^+ , donnée par le système d'équations (IV-4) permet d'écrire :

$$V_d^+ = (R_s + sL_d^+) I_d^+ \quad (IV-10)$$

La fonction de transfert on boucle fermée est donnée par :

$$Fi(S) = \frac{k_{pd} S + k_{id}}{L_d^+ S^2 + (R_s + k_{pd}) S + k_{id}} \quad (IV-11)$$

Le schéma bloc de la régulation est représenté par la figure (IV.12).

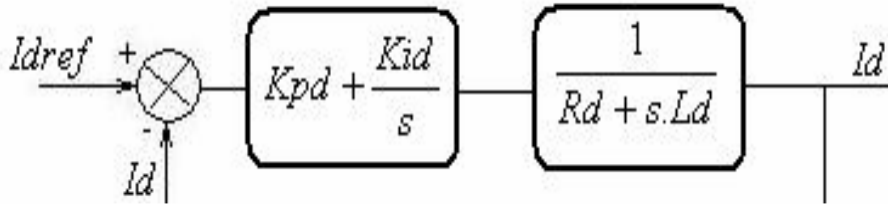


fig IV.12 : Boucle de régulation du courant I_d^+

Pour le calcul des paramètres du régulateur de type PI on utilise la méthode de placement des pôles d'où :

$$\begin{cases} k_{pd} = 2L_d^+ \rho - R_s \\ k_{id} = 2L_d^+ \rho^2 \end{cases} \quad (IV.12)$$

IV.3.1.6.Simulation et Interprétations

La figure (IV.13) montre les performances de la commande après l'introduction de la boucle de régulation du I_d^+ . On constate que le couple électromagnétique C_{em} suit la référence imposée C_{em}^* . Il est clair aussi que le courant I_q^+ représente l'image du couple, et que Le courants I_d^+ est sensiblement nul y compris au démarrage, cela montre en effet le découplage entre les différentes grandeurs. De plus le courant d'excitation varie selon le fonctionnement désiré c'est-à-dire atteint la valeur de référence $I_{fref}=1A$ rapidement.

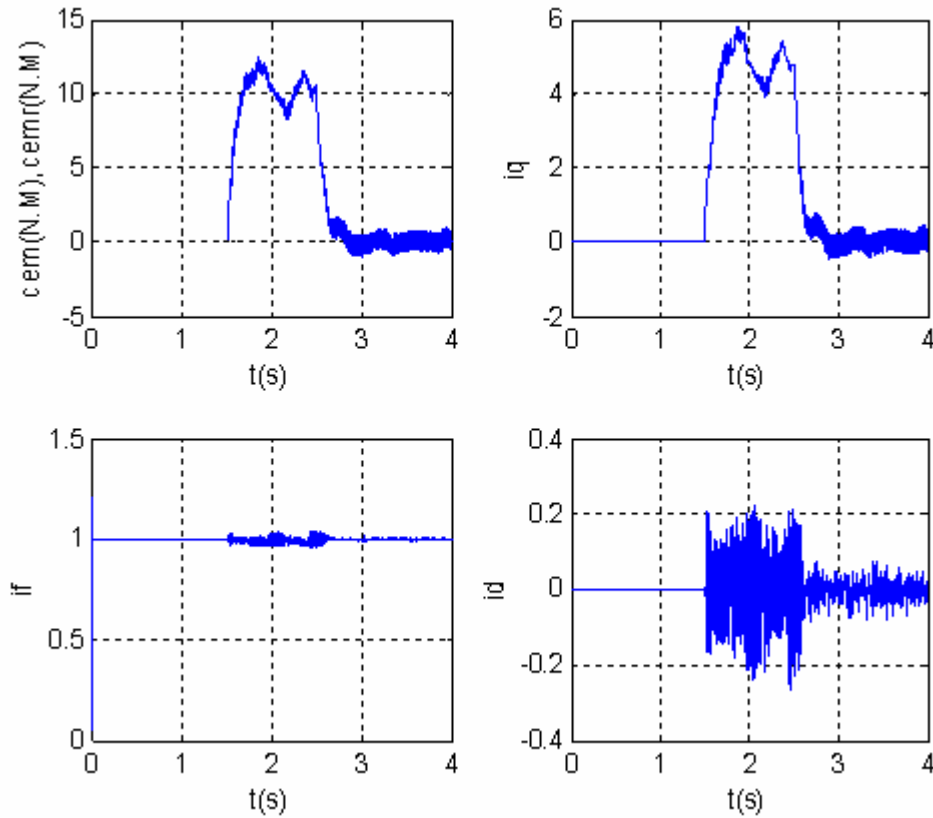


fig IV.13 : Commande vectorielle en boucle ouverte (technique de commande par MLI triangulo-sinusoidale avec régulation du courant d'excitation I_f et I_d^+)

IV.3.2. Etude en boucle fermée.

IV.3.2.1. Commande vectorielle avec réglage de la vitesse de la machine synchrone à double étoile.

Plusieurs types de réglage peuvent être appliquées, le plus simple est le réglage classique avec régulateur de type PI.

Le système de la figure (IV.14) est constitué du modèle de la machine, la structure de commande et la boucle de régulation.

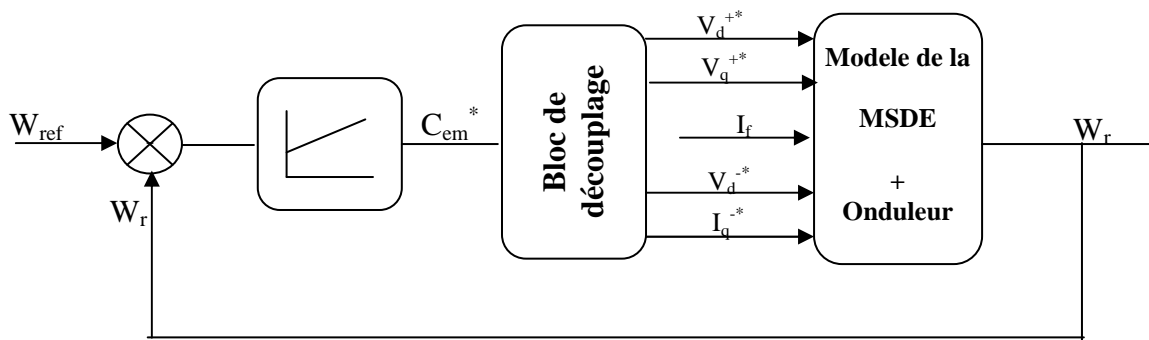


fig IV.14 : Boucle de régulation de vitesse de la MSDE

IV.3.2.2. Calcul du régulateur de vitesse

En associant l'équation (IV.5); (IV.6) et l'équation mécanique de la machine synchrone double étoile on obtient la fonction de transfert en boucle ouverte suivant :

$$Fbo(s) = \frac{C_{em}^*}{\Omega(s)} = \frac{1}{f_r(1 + \tau_e S)(1 + \tau_m S)} \quad (IV.13)$$

Où la relation entre le couple électromagnétique C_{em} et le couple de référence est un système de premier ordre de fonction du transfert.

$$C_{em} = \frac{1}{1 + \tau_e}$$

τ_e : constante de temps électrique

$$\tau_e = \frac{L_q}{R_s}$$

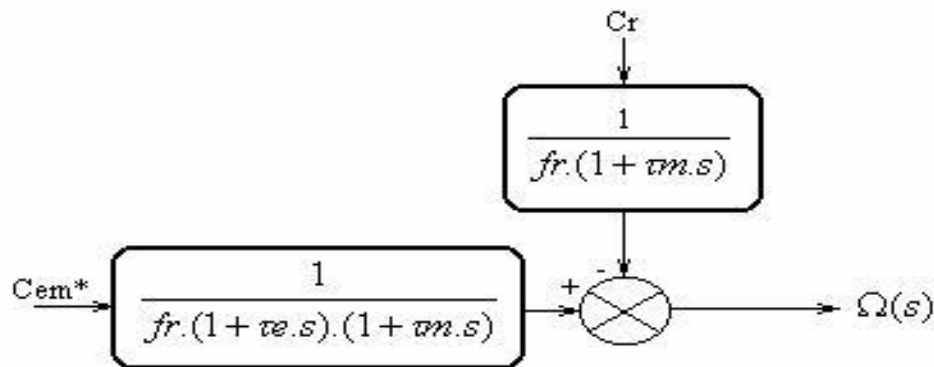


fig IV.15 : Structure du système à régler en boucle ouverte

En insérant le régulateur de type PI dans la boucle de régulation le système de la figure (IV.15) devient comme l'indique la figure (IV.16).

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$Ftbo(S) = (k_{pw} + \frac{k_{iw}}{S}) \left(\frac{1}{f_r(1 + \tau_e S)(1 + \tau_m S)} \right)$$

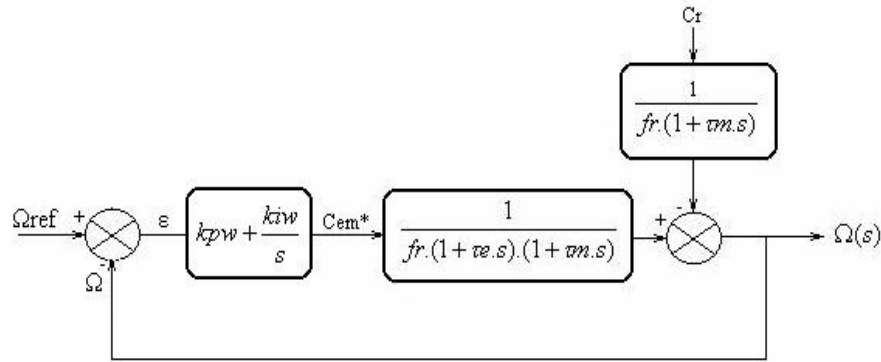


fig IV.16: Schéma structurel en boucle fermée

La fonction de transfert en boucle fermée est donné par :

$$F_f(S) = \frac{F_{tbo}(S)}{1 + F_{tbo}(S)} \quad (IV-14)$$

Après des calculs simple, on obtient :

$$F_f(S) = \frac{K_{p\Omega} s + K_{i\Omega}}{J\tau_e s^3 + (J + f_c \cdot \tau_e) s^2 + (K_{p\Omega} + f) \cdot s + K_{i\Omega}} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (IV-15)$$

Si on néglige les deux termes : $J \cdot \tau_e$ et $f \tau_e$, alors le dénominateur $D(s)$ devient:

$$D(S) = Js^2 + (K_{p\Omega} + f) \cdot s + K_{i\Omega} \quad (IV-16)$$

Pour avoir un comportement bien amorti avec un amortisseur relatif optimal, les paramètres des régulateurs ont été choisis par la méthode des pôles imposés. Nous imposons les pôles du système, où la partie réelle est négative et égale à la partie imaginaire.

Dans ce cas, les paramètres de régulateur de la vitesse sont :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2\rho \cdot J - f \\ K_{i\Omega} = 2J \cdot \rho^2 \end{cases} \quad (IV-17)$$

Avec ρ représente le module de la partie réelle et de la partie imaginaire des deux pôles

IV.3.2.3.Simulation et Interprétation

Les performances de la commande vectorielle à I_d^+ nul avec régulation de vitesse, du I_f et du courant I_d^+ , ont été testées pour les trois cas suivants :

- Réponse à un échelon de vitesse de 100 rad/s fonctionnement à vide figure IV.17.(a).
- Réponse à un échelon de vitesse de 100 rad/s et un couple de charge $C_r=10N.m$ à $t=1.5s$.figure IV.17 (b).
- Réponse à une inversion de sens de marche pour 100rd/s a -100 rd/s. figure IV.17 (c).

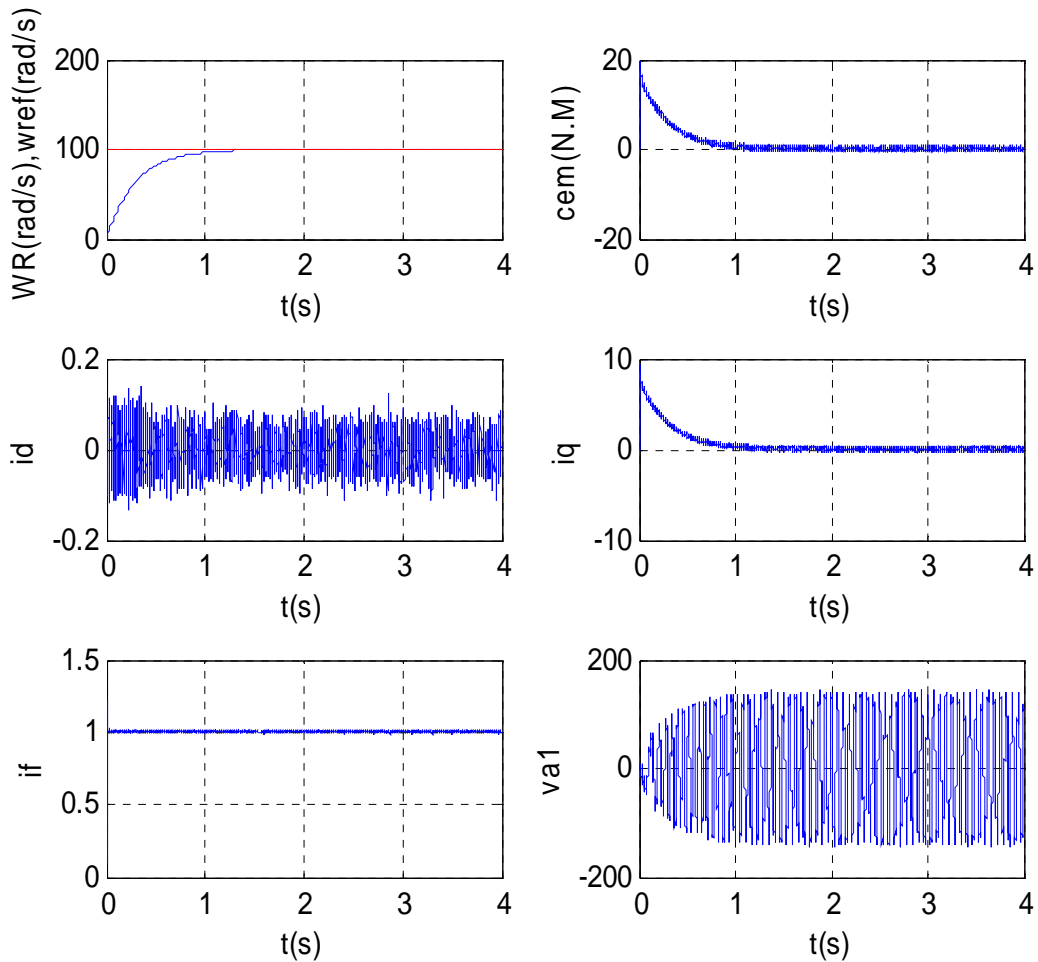


fig IV.17 (a) : Commande vectorielle en boucle fermée de la MSDE alimenté par deux onduleurs à deux niveaux contrôlé en tension, avec le réglage de I_d^+ et I_f , sens direct.

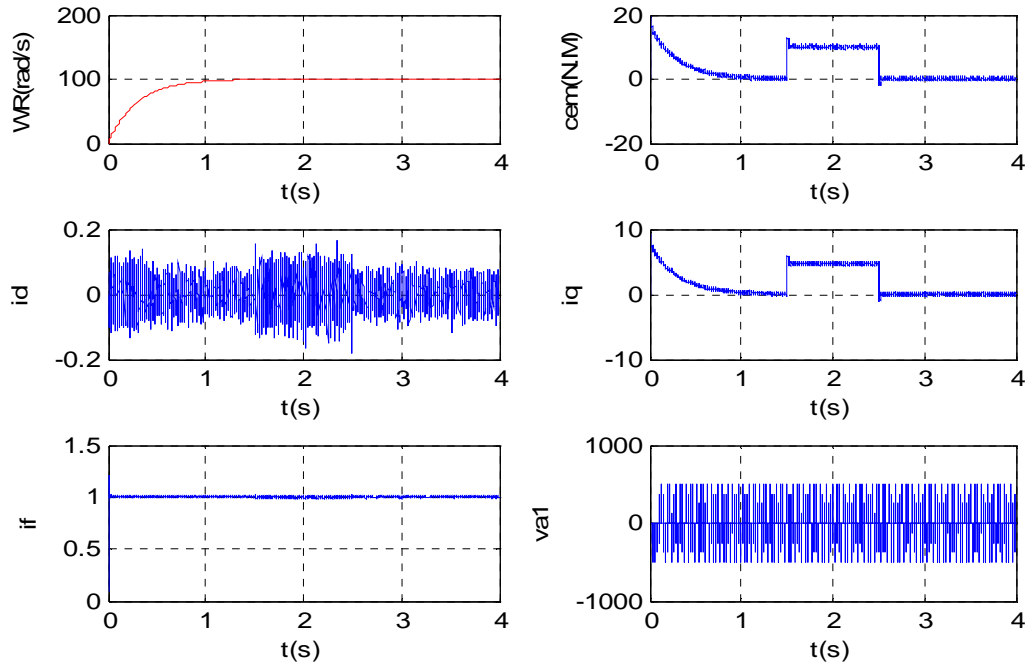


fig IV.17 (b) : Commande vectorielle en boucle fermée de la MSDE alimenté par deux onduleurs à deux niveaux contrôlé en tension, avec réglage de I_d^+ et I_f , et l'application d'un couple de charge $Cr=10N.m$ a l'instant $t=1.5s$.

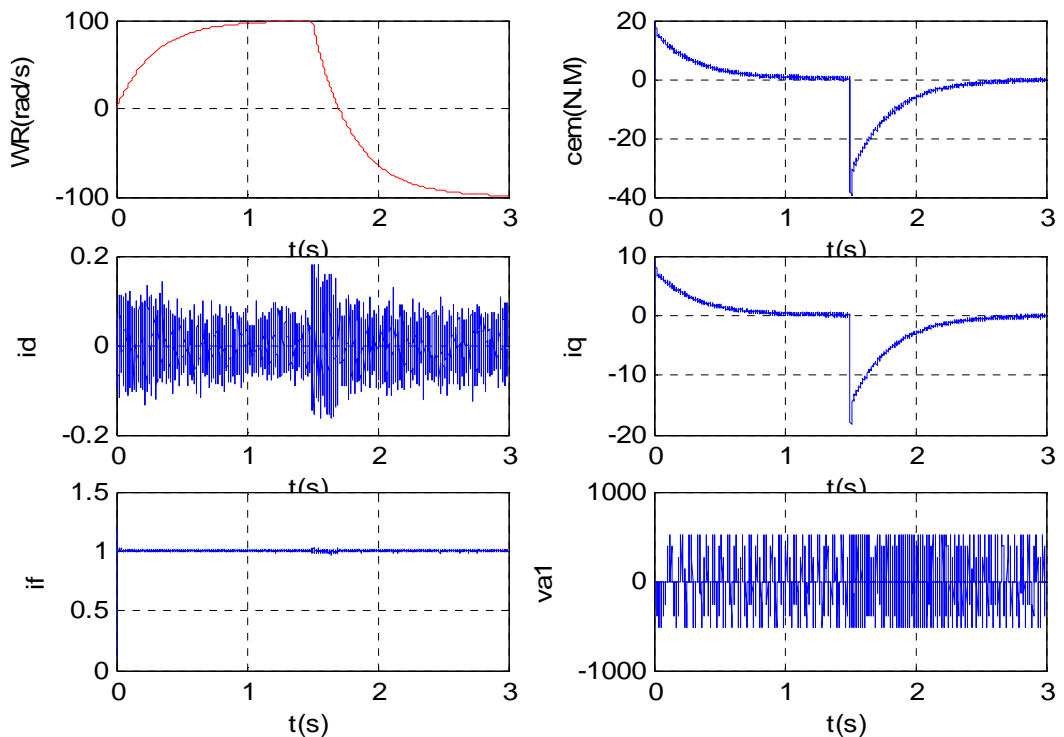


fig IV.17 (c) : Commande vectorielle en boucle fermée de la MSDE alimenté par deux onduleurs à deux niveaux contrôlé en tension, inversion de sens a $t=1.5s$

Le courant I_d^+ présente des pics au démarrage et à l'instant de l'inversion de sens de rotation puis s'annule rapidement ($t=1.5$). Alors le moteur démarre à couple maximale.

Le régime de fonctionnement sévère imposé à la machine n'affecte guère le couplage. Ce dernier est insensible à la variation de la consigne et de la charge. Lors de l'application d'une perturbation d'une charge figure (IV.17) (b), la boucle de régulation de vitesse répond rapidement.

IV.4. Commande vectorielle sans capteur mécanique de position :

On refait les simulations des figures (IV.17), en utilisant le filtre de KALMAN pour la détermination de la position, dans la commande vectorielle, avec une détermination des erreurs de vitesse et de position.

- Réponse à un échelon de vitesse de 100 rad/s fonctionnement à vide figure (IV.18)(a).
- Réponse à un échelon de vitesse de 100 rad/s et un couple de charge $C_r=10\text{N.m}$ à $t=1.5\text{s}$. figure (IV.18) (b).
- Réponse à une inversion de sens de marche pour 100rd/s a -100 rd/s. figure (IV.18) (c).

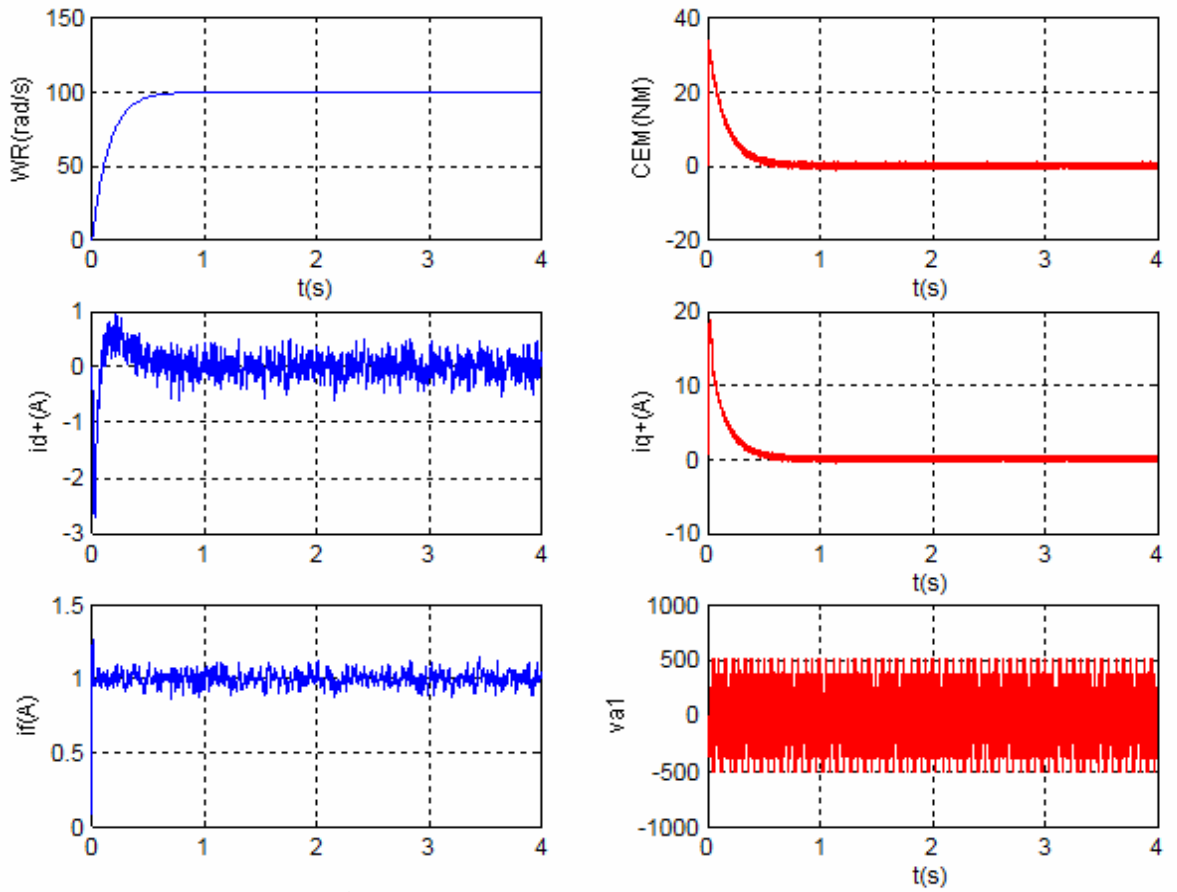


fig IV.18 (a1) : Commande vectorielle en boucle fermée de la MSDE- onduleur- filtre de KALMAN, avec le réglage de I_d^+ et I_f , sens direct.

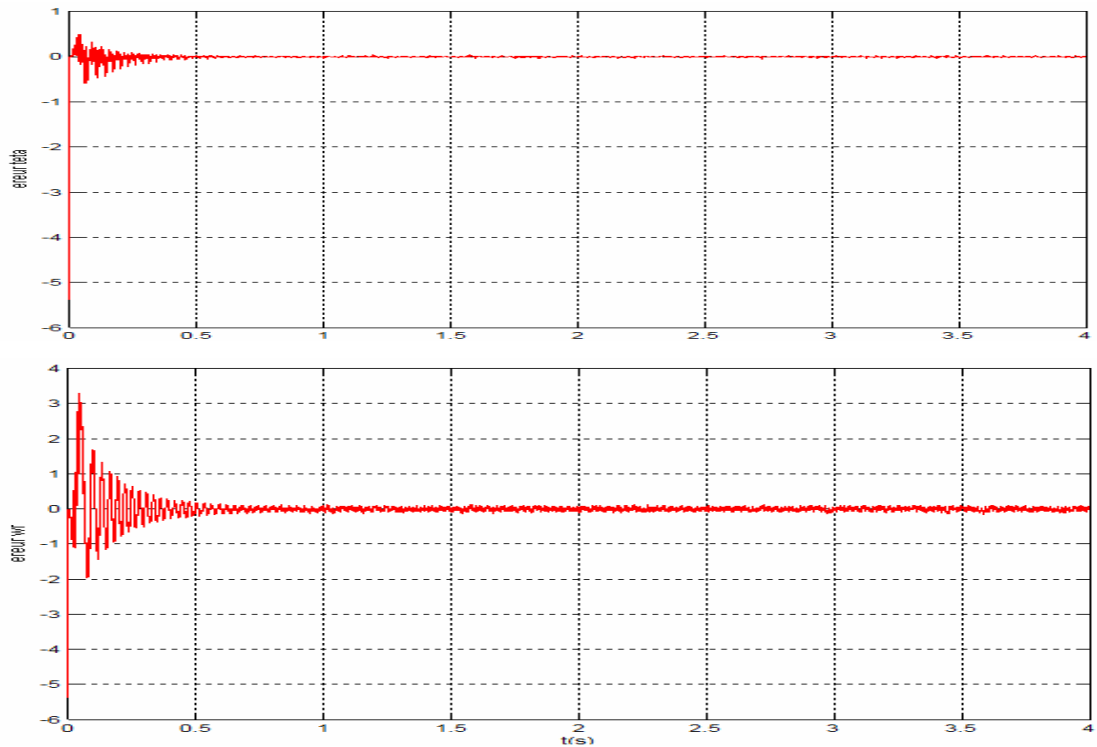


fig IV.18 (a2) : erreurs de position et de vitesse .

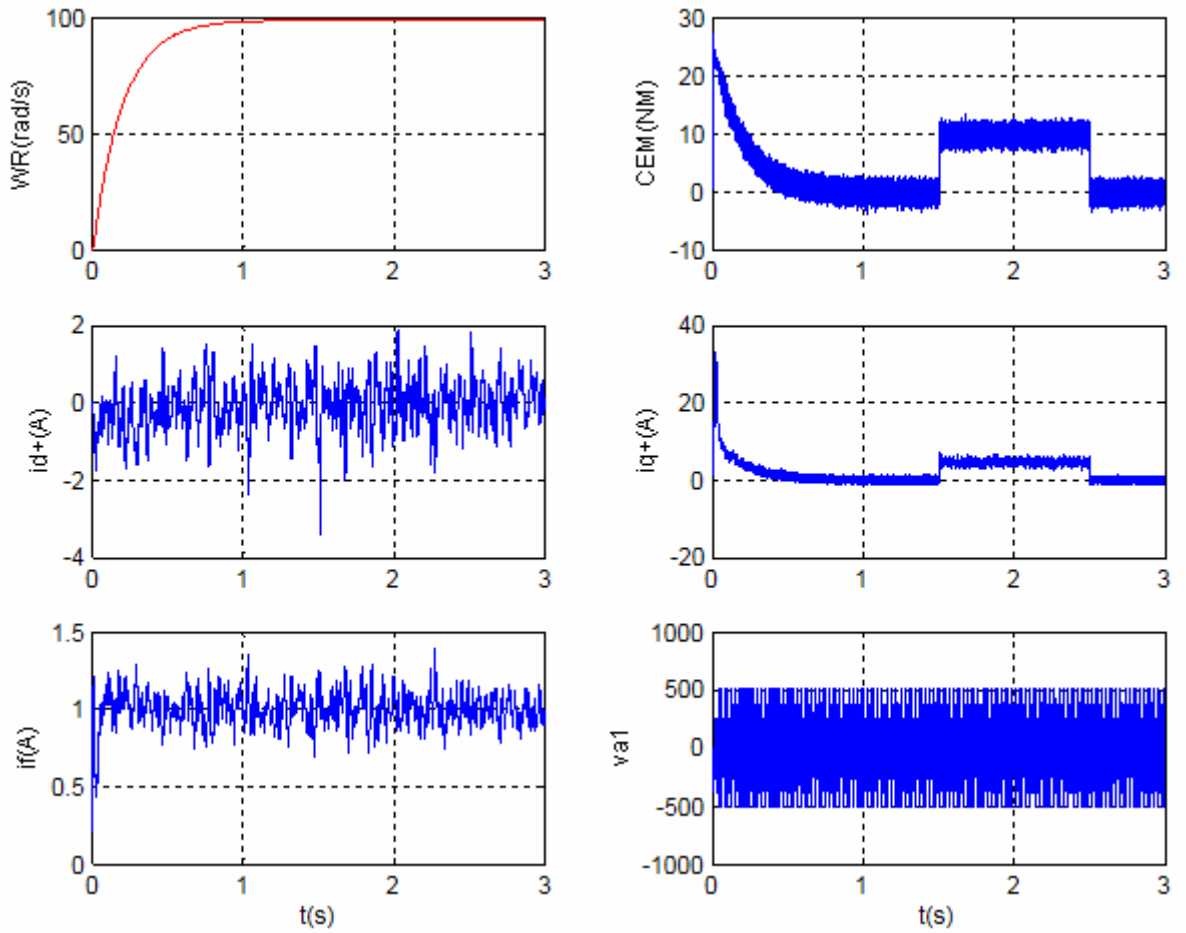


fig IV.18 (b1) : Commande vectorielle en boucle fermée de la MSDE-onduleur- filtre de KALMAN, l'application d'un couple de charge $C_r=10\text{N.m}$ a l'instant $t=1.5\text{s}$.

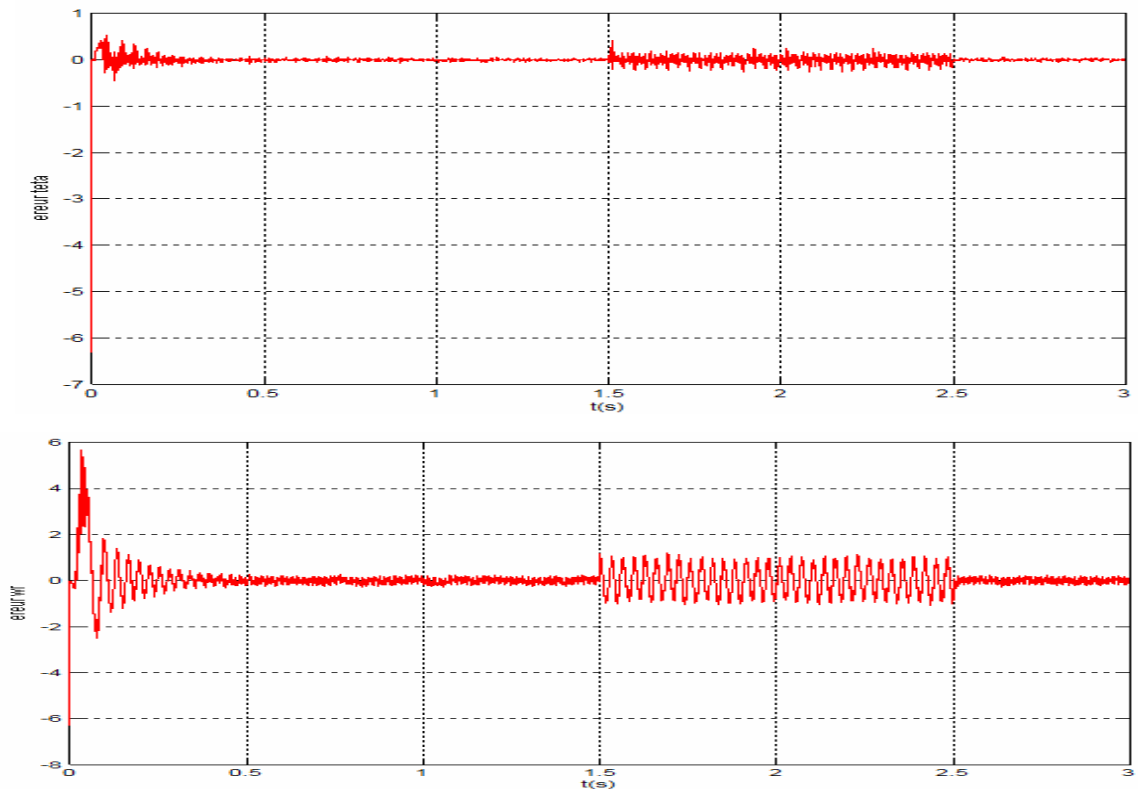


fig IV.18 (b2) : erreurs de position et de vitesse .

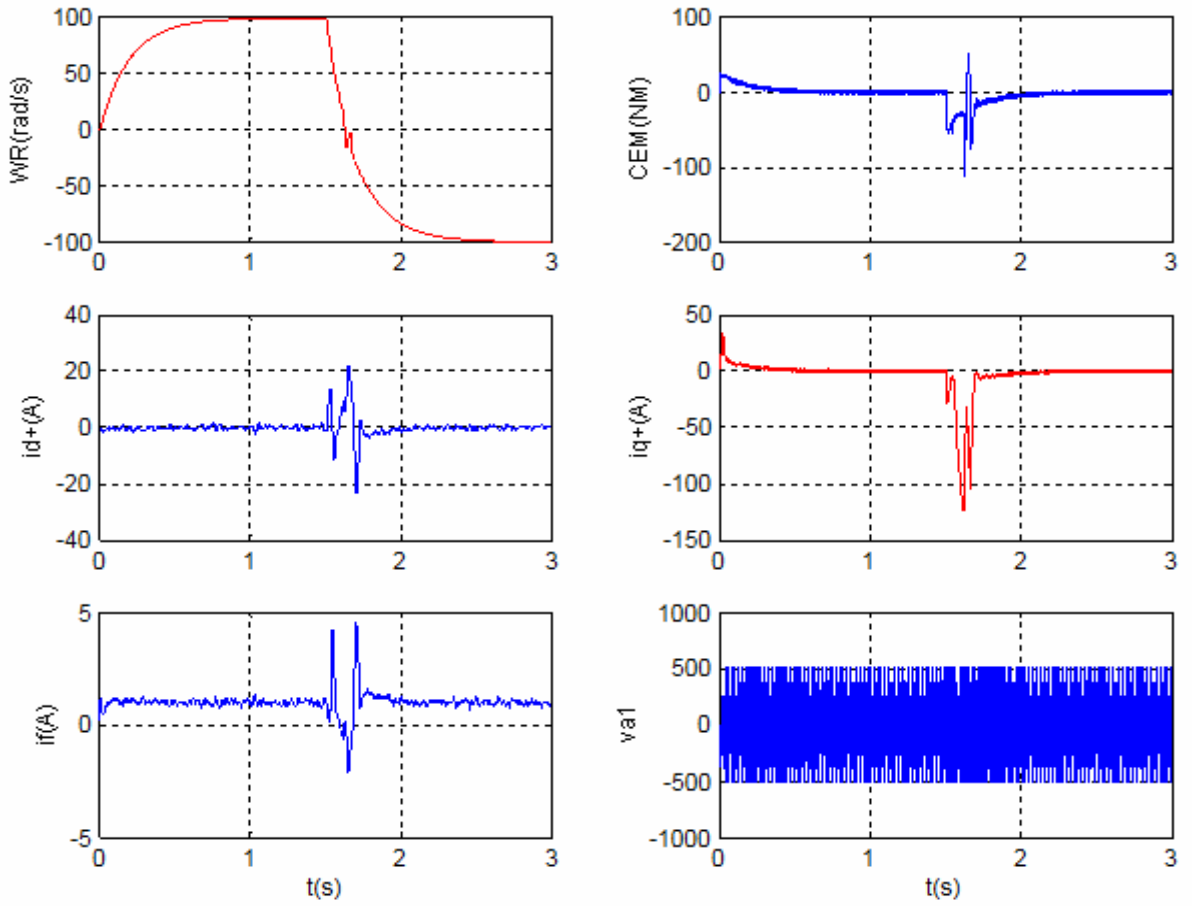


fig IV.18 (c1) : Commande vectorielle en boucle fermée de la MSDE alimenté par deux onduleurs à deux niveaux contrôlé en tension, inversion de sens a $t=1.5s$

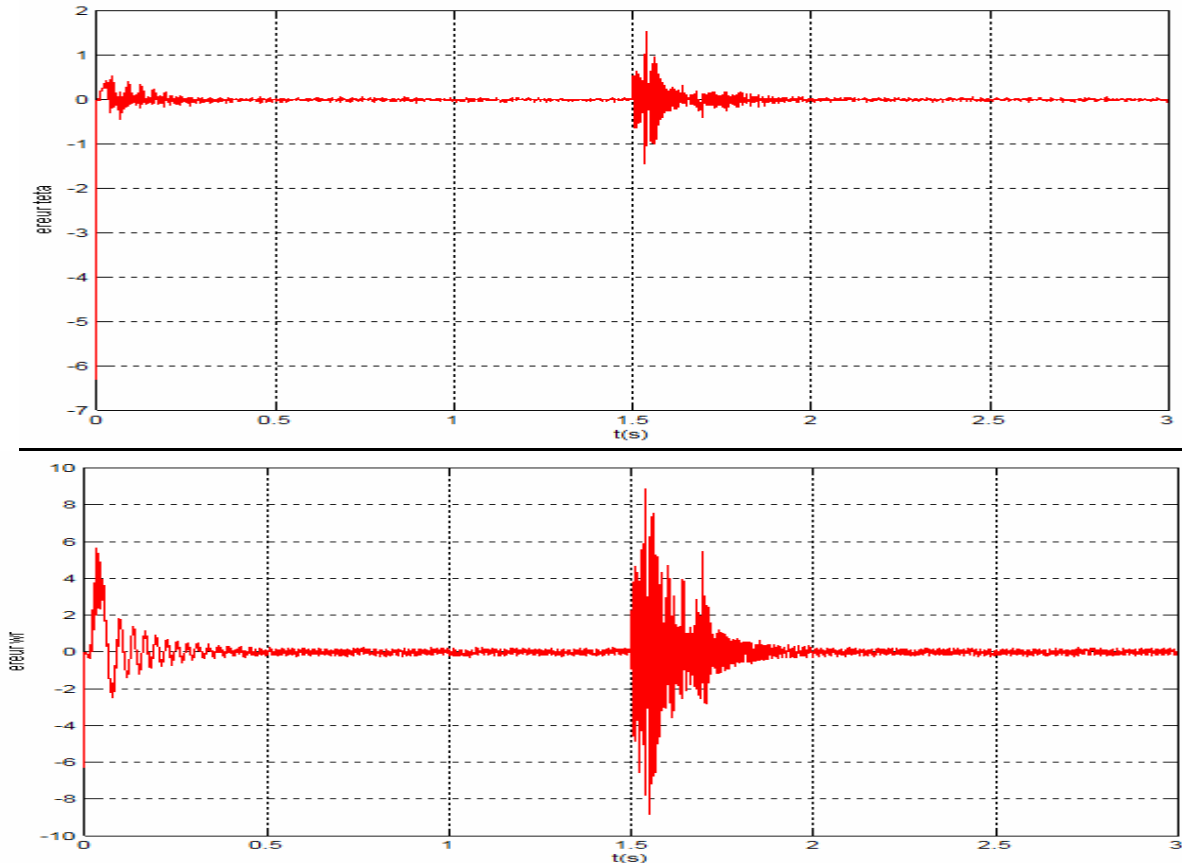


fig IV.18 (c2) : erreurs de position et de vitesse .

IV.5.Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés au découplage et à la commande de la vitesse de la MSDE qui se caractérise par un fort couplage entre ses variables d'entrées, de sorties et internes, se qui rend sa commande délicate. Nous avons étudié la commande vectorielle à I_d^+ nul. Cette commande est réalisé par régulateur PI, qui a présenté un bon découplage et une poursuite de la consigne.

L'utilisation du filtre de KALMAN dans la commande vectorielle à I_d^+ nul sans capteur mécanique de la MSDE présente un comportement acceptable.

Conclusion générale.

Dans ce mémoire, nous nous sommes intéressés à la machine synchrone double étoile MSDE. Nous avons présenté trois types de modélisation. La première, dans une base naturelle, c'est une méthode lourde avec beaucoup de calculs. La deuxième est une double application de la transformation de Park pour chaque étoile, grâce à laquelle on a trouvé deux machines couplées. Bien que cette modélisation soit moins lourde que la première, elle pose des problèmes dans le cas d'une alimentation qui n'est pas parfaite. La dernière utilise le principe de découplage des deux machines. C'est avec cette méthode qu'on est arrivé à séparer les courants de circulation, des courants créateurs de couple.

Pour continuer dans la même logique de minimisation des courants de circulation avec des alimentations en onduleurs, on a traité deux techniques, la MLI ST et MLI vectorielle. Le choix de la MLI ST nous a permis de faciliter la généralisation de la technique à partir du modèle triphasé.

Pour traiter la question de la détermination de la position, il existe plusieurs méthodes. Nous avons choisi d'utiliser le filtre de KALMAN comme observateur, on a pu reconstruire le vecteur d'état du système, ce qui nous a permis d'avoir une bonne estimation de la vitesse et de la position. L'utilisation du modèle découplé de la machine nous a permis de réduire le nombre d'équation du filtre, qui est devenu égal au nombre d'équations d'une machine triphasée.

Le dernier chapitre est dédié à la commande vectorielle, dans laquelle on est arrivé à séparer la commande du flux et celle du couple. L'application du filtre du KALMAN à cette commande nous a donné des bons résultats, avec une petite erreur.

Bien que dans notre cas, la machine secondaire (notée « n ») n'intervienne pas dans le transfert d'énergie, ce n'est pas une règle générale puisque, si on prend une mutuelle non sinusoïdale entre phases, la machine secondaire participe à la création du couple. C'est pourquoi on peut proposer en perspective l'étude d'une machine synchrone double étoile avec une répartition non sinusoïdale.

Pour son alimentation une étude sur les différentes configurations des onduleurs peut être aussi l'objet d'une étude ultérieure. Et pour le filtre de KALMAN appliqué à la MSDE, on peut envisager une étude sur le changement des paramètres initiaux du filtre. Mais la plus grande perspective reste une réalisation pratique de l'ensemble MSDE, onduleurs, filtre de KALMAN et la commande.

BIBLIOGRAPHIE

Publication :

[**ABB**]A.Abbadi. « Commandes robustes de la machine synchrone à aimants permanents ». Thèse de magister. Centre universitaire de Média 2006.

[**ALA**]D.Alazard. « Introduction au filtre de KALMAN ». Notes de cours Exercices corrigés sessions Matlab. 2005.

[**BAB**]A.Babay, H.Sebti. « Analyse et commande de la cascade redresseurs trois niveaux-onduleurs trois niveaux machine synchrone à double stator ». PFE. ENP 2005. Alger.

[**BOU**]N .Bouhamed, A.Benaïssa. « Commande adaptative de la machine synchrone à double étoile ». PFE. Université du Médéa institut des sciences de l'ingénieur 2004, Médéa.

[**COL**] F.Colamartino, C. Marchand and J. M.Allegre. « Control of a buried permanent magnet synchronous motor without mechanical sensor». Laboratoire de Génie Electrique de Paris.

[**DAV**] f.david. «Introduction à Matlab » . david.filliat@ensta.fr.

[**FRA**] R. François-Éric, R.Théoret « Quelques applications du filtre de KALMAN en finance : estimation de la volatilité stochastique et du rapport cours bénéfice ». Département des sciences administratives. Université du Québec, Outaouais.2005.

[**HAD**] D.Hadiouche. « Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure ». Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1 .2001.

[HIL] M.Hilaret. « Application des outils du traitement du signal à la commande des machines tournantes ». Thèse de Doctorat. Université de Nantes .2001.

[JEN]J.Martial M.Nguekam. « Positioning and control of mobile robots ». Propjet de semester Laboratoire d'automatique. École polytechnique fédérale de Lausanne.2005.

[JMA] J-P.Martin. « Contribution a l'alimentation en tension de machines synchrones a aimants permanents a nombre de phases élevé : fonctionnement normale et dégradé ». Thèse de Doctorat. Institut national polytechnique de Lorraine .2003

[KES] X.Kestelyn. « Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés » . Thèse de Doctorat. Université de lille1 .2003.

[LIP] T.A Lipo. « A d-q model for six phase introduction machines ». ICEM 80. septembre1980. Athens.

[MAH] M.O.Mahmoudi, B.Hemici, M.E Bouhassoun. « Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants alimentée en tension ». Algerian journal of Technology. ISSN 1111-357 X,Actes de la conférence magribine COMIEI'96 ,Vol 3.Décembre 1996.

[MER]M. Merabtene. « Modélisation dynamique et commande d'une machine synchrone double étoile alimentée par des onduleurs MLI-fonctionnement en mode normale et dégradé ». Thèse de Doctorat. Université de Nantes .2005.

[PEY]L.PEYRAS. « Commande sans capteur de position d'une machine synchrone autopilotée ». Laboratoire d'Electrotechnique et Electronique Industrielle.

[RAC]F.Racicot, Raymond Théore. » Quelques applications du filtre de KALMAN en finance: estimation et prévision de la volatilité stochastique et du rapport cours-bénéfices ». Université du Québec, Outaouais. RePAD Working Paper No. 0312005.

[ROB] E.Robert-Dehault. « Modélisation dynamique, conception de machines pentaphasées alimentées par des onduleurs MLI ». Thèse de Doctorat. Université de Nantes .2005.

[SAI] A.Saibi. « Commande par régulateurs IP et par mode de glissement d'une machine synchrone à double étoile ». Mémoire magister. ENP 2006. Alger.

[SEM] E.Semail. « outils et méthodologie d'étude des systèmes électrique polyphasés ». Thèse de Doctorat. Université de lille1 .2000.

[TER] F.Terrien. « Commande d'une machine synchrone double étoile alimentée par des onduleurs MLI ». Thèse de doctorat de l'université de Nantes. décembre 2000.

[ZAW]K.Zawirski A.Kurbanski. « Rotor speed and position detection for pmsm control system». Pozan University of technology. International Conference on Power Electronicsand Motion Control. Koscic 2000.

[ZHA] Y.Zhao et A.Lipo. « Modelling and control of a multi-phase in-duction machine with structural unbalance ». IEEE transactions on energy conversion. septembre 1996.

Livre :

[HUS] R.Husson. « Méthodes de commande des machines électriques ». Lavoisier. 2003.

[LES] J.Lesenne, F.Notelet, G.Seguir. « Introduction à l'électrotechnique approfondie ». aditions Techniques et documentation (1993-1994).

[SEG] G.Seguir et F.Labrique. « Les convertisseurs de l'électronique de puissance ». vol 4 conversion continu/alternatif. Dunod. 2005.

Site internet :

www.l2ep.com. Laboratoire de Lille 1.

ANNEXE

Les paramètres de la machine synchrone double étoile sont :

- Puissance nominale $P_n = 5kW$
- Tension nominale $V_n = 230V$
- Résistance d'une phase statorique $R_s = 2.35\Omega$
- Résistance rotorique $R_r = 30.3\Omega$
- Inductance sur l'axe d $L_d = 0.1961H$
- Mutuele sur l'axe d $M_d = 0.185H$
- Inductances sur l'axe q $L_q = 0.1105H$
- Mutuele sur l'axe q $M_q = 0.1005H$
- Inductace rotorique $L_f = 15H$
- Mutuele (stator-rotor) $M_{fd} = 1.518H$
- Courant d'excitation $i_f = 1A$
- Moment d'inertie $j = 0.05N.m.s^2 / rad$
- Coefficient de frottement $f_r = 0.001N.s / rad$
- Nombre de paire de pôle $p = 1$
- Déphasage entre les deux étoiles $\gamma = 30^\circ$
- Facteur de puissance $\cos \varphi = 0.8$

Résumé :

Dans la présente étude qui concerne la machine synchrone à double étoile (MSDE), nous avons traité trois différents méthodes de modélisation et nous avons fait une analyse des différents problèmes rencontrés lors de leurs applications.

Un modèle d'onduleur est proposé dans le but de minimiser les courants de circulation non créateur du couple. En suit on fait un dimensionnement du filtre de KALMAN pour le remplacement du capteur mécanique de position, en suite on a appliqué ces résultats dans la commande vectorielle de la MSDE.

Mots clés : machine synchrone double étoile, commande vectorielle, filtre de KALMAN.

Abstract :

In the present study which relates to the double star synchronous machine (DSSM), we treated three different methods of modeling and we made an analysis of the various problems encountered during their applications.

A model of inverter is proposed with an aim of minimizing the currents of circulation not creator of the couple.

In one follows makes a dimensioning of the filter of KALMAN for the replacement of the mechanical sensor of position, in continuation one applied these results in the vector control of the DSSM.

Key words: the double star synchronous machine, the vector control, filters of KALMAN.

ملخص

في هذه المذكرة التي تتعلق بدراسة المحرك المتزامن ثنائي الساكن عالجا ثلاث طرق مختلفة لنمذجة المحرك. ثم قمنا بتحليل المشاكل المرافقة لكل تطبيق منها.

و لقد عرضنا نموذج للمتموج و الذي يهدف إلى تقليل التيارات المنتقلة التي لاتولد العزم المفيد.

بعدها قمنا بدراسة مرشحة كالمان و ذلك لاستبدال الملنقط الميكانيكي للوضعية.

ثم استعملنا هذه النتائج في التحكم الشعاعي للمحرك الثنائي الساكن

كلمات مفتاحية : المحرك المتزامن ثنائي الساكن ، التحكم الشعاعي ، مرشحة كالمان .