

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique
Ecole Nationale Polytechnique



Département Génie Electrique

Projet de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique

Thème

Commande Vectorielle De La Machine
Synchrone Double Étoile Alimentée Par Deux
Onduleurs Multicellulaires À Cinq Niveaux

Proposé et dirigé par :

- *Mr L. NEZLI*
- *Mr Dj. BOUDANA*

Etudie par :

NAAMI Abdelatif
MAAKOUF Nassim

Promotion 2008

E.N.P. 10, Avenue Hassen-Badi, EL-HARRACH, ALGER.

REMERCIEMENTS

Nous remercions Dieu de nous avoir donné la force physique et morale pour accomplir ce travail.

Nous remercions sincèrement nos encadreurs : Mr : L. NEZLI et Mr : DJ. BOUDANA pour leurs aides, leurs encouragements et leurs patiences ainsi pour leurs conseils précieux pendant la période de la réalisation de ce modeste travail.

Nous remercions également tous les membres du jury qui ont accepté de participer à la valorisation de ce travail

Et enfin nous tenons vivement à remercier tous nos amis.

Dédicaces

*A mon père,
A la mémoire de ma mère,
A Abdelwahab, touhami,
A mes sœurs,
Je dédie ce travail.*

MAAKOUF Nassim

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

A mes chers parents

A ma grand-mère

A tout la famille NAAMI chacun son nom

A tout la famille benchabha chacun son nom

A tout mes amis

NAAMI Abdelatif

Résumé

Les variateurs de vitesse électriques sont plus en plus présents dans les domaines d'applications industrielles de fortes puissances comme la traction ferroviaire et la propulsion navale.

Le travail présenté dans ce mémoire concerne la commande vectorielle d'une structure innovante constitué d'une machine synchrone à double étoile (MSDE) à rotor bobiné alimentée par deux onduleurs multicellulaire à cinq niveaux .ces derniers permettent de monter en puissance et d'améliorer la qualité du signale de sortie.

Les résultats de simulations obtenus ont montre un comportement très satisfaisant de la machine synchrone à double étoile.

Mots Clés: Machine synchrone à double étoile, Commande vectorielle, convertisseur multicellulaire.

Abstract

Electrical drives are increasingly present in height power industrial application as railway traction and ship propulsion.

The propose of work presented in this thesis to order an innovative structure made of double star synchronous machine (DSSM) with winding rotor, supplied with tow inverter multi-cell on five level. The latter allows to go up in power and to improve quality of the out put signal.

The results obtained by the simulations have showed a high behavior of a double stars synchronous machine.

Key Word: double star synchronous machine, multi-cell converter, vector control.

ملخص

مغيرات السرعة الكهربائية موجودة بصفة هائلة في المجالات التطبيقية الصناعية خاصة ذات الاستطاعة القوية مثل الجر الحديدي والبواخر البحرية.

الهدف من العمل المقدم في هذه المذكرة هو التحكم في بنية شائعة المتمثلة في الماكنة المتزامنة ثنائية النجم ذات دوار ملفوف، عند تغذيتها بموجين متعددي الخلايا ذوي خمس مستويات، هذان الأخيران يسمحان لنا برفع الاستطاعة وكذا تحسين نوعية التوتر المنتج.

النتائج المتحصل عليها عن طريق التجريب الرقمي اطهرت خصائص مرضية للألة.

كلمات مفتاحية: الماكنة المتزامنة ثنائية النجم، موج تسلسلي متعدد الخلايا، التحكم الشعاعي



SOMMAIRE

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A DOUBLE ETOILE	3
I.1 Introduction.....	3
I.2. Description de la MSDE	3
I.3. Les hypotheses de travail	4
I.4. Modele mathematique de la machine.....	4
I.5. Modele de la MSDE dans le referentiel du Park.....	6
I.6. Transformation de Park.....	7
I.7. Modelisation de la MSDE sans amortisseurs.....	9
I.7.1. Equations magnetiques	9
I.7.2. Equation electriques.....	10
I.7.3. Equation du couple electromagnetique	10
I.7.4. Equations mecaniques.....	10
I.7.5. Mise sous forme d'état.....	11
I.8. Methode de demarrage.....	12
I.9. Simulation et interpretation.....	13
I.10. Conclusion	15
CHAPITRE II : CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE.....	16
II.1 Introduction.....	16
II.1.1. Interêt des convertisseurs statiques multiniveaux.....	16
II.1.2 Différentes structures de convertisseurs multiniveaux	17
a)-Les convertisseurs multiniveaux en cascade.....	17
b)- Les convertisseurs multiniveaux à structure NPC (Neutral Point Clamped).....	18
c)- Les convertisseurs multicellulaires série ou à cellules imbriquées	19
II.2. principe de base d'un convertisseur série	20
II.2.1. Définition d'une cellule élémentaire de commutation.....	21
II.3. Onduleur à point milieu	23
II.3.1. Modèle exact ou instantané.....	23
II.3.2. Fonctionnement optimal	25
II.3.4. Equilibrage des tensions aux bornes des condensateurs	30
II. 3.4.1. Equilibrage naturel.....	30
II. 3.4.2. Equilibrage avec un circuit auxiliaire	32

II.3.5. Modèle aux valeurs moyennes.....	34
II.3.6. Résultats de Simulation	35
II.4. Onduleur monophasé en pont complet	38
II.5. Onduleur multicellulaire série triphasés	42
II.6. Conclusion.....	44
CHAPITRE III : ASSOCIATION CONVERTISSEUR-MSDE.....	45
II.1. Introduction.....	45
III.2. Structure generale de l'alimentation de la MSDE.....	46
III.3. Modelisation des convertisseurs.....	46
III.3.1 Modélisation du redresseur.....	46
III.3.2. Modélisation du filtre	47
III.3.3. Modélisation de l'onduleur de tension.....	48
III.4. Association onduleurs -MSDE.....	55
III.5. Simulation et interpretation	55
III.6. Conclusion.....	56
CHAPITRE IV : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSDE.....	57
IV.1. Introduction.....	57
IV.2. Principe de la commande vectorielle	58
IV.3. Commande vectorielle de la MSDE a i_d nul.....	59
IV.3.1. Etude en boucle ouverte	59
IV.3.1.1. Structure du bloc de découplage	59
IV.3.1.2. Simulation et interprétation des résultats	61
IV.3.1.3 Réglage de courant d'excitation.....	62
IV.3.1.4. Simulation et interprétation.....	64
IV.3.2. Commande vectorielle avec réglage de la vitesse (étude en boucle fermée).....	65
IV.3.2.1. Calcul du régulateur de vitesse.....	66
IV.3.2.3.Résultat de simulation	71
IV.4. Conclusion	74
CONCLUSION GENERALE	75

Notations

MSDE :	Machine synchrone double étoile.
γ :	Angle de déphasage entre les deux étoiles.
f :	Circuit d'excitation.
k_d, k_q :	Les amortisseurs des axes d et q.
R_S :	Résistance statorique.
R_f :	Résistance rotorique.
R_{kd}, R_{kq} :	Les résistances des amortisseurs.
$L_S(\theta)$:	Matrice des inductances propre de la première étoile.
$L_S(\theta - \gamma)$:	Matrice des inductances propres de la deuxième étoile.
M_{SS} :	Matrice des inductances mutuelles entre les deux étoiles.
$M_{SR}(\theta)$:	Matrice des inductances mutuelles entre la première étoile et le rotor.
$M_{SR}(\theta - \gamma)$:	Matrice des inductances mutuelles entre la deuxième étoile et le rotor.
L_f :	Inductance propre rotorique.
L_{kd}, L_{kq} :	Inductances propres des amortisseurs.
M_{fd} :	Inductance mutuelle entre le circuit d'excitation et de l'amortisseur.
I_{S1}, I_{S2} :	Les vecteurs courants statoriques.
I_R :	Le vecteur courant rotorique.
V_{S1}, V_{S2} :	Les vectrices tensions statoriques.
V_R :	Le vecteur tension rotorique.
ϕ_{s1}, ϕ_{s2} :	Les vecteurs flux statoriques.
ϕ_{d1}, ϕ_{d2} :	Les flux statoriques suivant l'axe d.
ϕ_{q1}, ϕ_{q2} :	Les flux statoriques suivant l'axe q.
ϕ_f :	Flux d'excitation.
ϕ_{kd}, ϕ_{kq} :	Les flux d'amortisseur suivant l'axe d et q.
I_{d1}, I_{d2} :	Les courants statoriques directs.
I_{q1}, I_{q2} :	Les courants statoriques en quadrature.
C_{em} :	Le couple électromagnétique.
C_{em}^* :	Le couple électromagnétique de référence.
ω_r :	La vitesse de rotation.
J :	Moment d'inertie.
C_r :	Le couple résistant.
f_r :	Coefficient de frottement.
k_p :	Paramètre de l'action proportionnelle.
k_i :	Paramètre de l'action intégrale.
E :	Tension continue à l'entrée de l'onduleur.
\mathfrak{R} :	Rapport cyclique.
$sc(t)$:	Signal de commande.
T_{dec} :	Période de découpage.



Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

Les machines électriques triphasées sont de loin les mieux connues (fabrication, techniques de bobinages, alimentation, commande,...) et restent les plus utilisées. Leur alimentation, maintenant classiquement réalisée par des onduleurs de tension dont les interrupteurs sont commandés en Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI), permettent d'obtenir de bonnes performances surtout dans le domaine de la vitesse variable.

Lors de l'augmentation de la puissance, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine. Les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent commuter des courants importants et il est souvent nécessaire de placer plusieurs structures en parallèle. A puissance donnée, la réduction des courants à commuter passe par l'augmentation de la tension. Les onduleurs de tension à MLI imposent des gradients de tension élevés, provoquant ainsi un vieillissement accéléré des isolants.

Les machines polyphasées offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages. En effet, la multiplication du nombre de phases permet un fractionnement de la puissance et de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné. De plus, ces machines permettent de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations de couple. Enfin, la multiplication du nombre de phases offre une fiabilité accrue en permettant de fonctionner, en régime dégradé (une ou plusieurs phases en défaut). Un exemple courant de ce type de structure est la machine synchrone double étoile (MSDE).

Le domaine de l'électronique de puissance est devenu, récemment, une discipline majeure et extrêmement importante du génie électrique. Elle est, actuellement, très utilisée dans l'industrie vu son très vaste champ d'applications comme les alimentations de puissance régulées, le filtrage actif ou le contrôle des machines électriques, pour ne citer que les principales. Cet essor incontestable est dû, notamment, aux grands progrès qu'ont connus les semi-conducteurs de puissance. Par ailleurs, et afin de répondre aux besoins grandissant de l'industrie, les puissances commutées par les convertisseurs statiques sont de plus en plus élevées. Cette augmentation est obtenue par une

augmentation du courant et /ou de la tension commutée. Bien que l'augmentation de la tension soit souvent privilégié, afin d'améliorer le rendement de l'installation, elle reste cependant difficilement maîtrisable à l'échelle des semi-conducteurs et conduit à une dégradation de leurs performances dynamiques et statiques.

L'apparition des convertisseurs multicellulaires série, au début des années 90, apporte des solutions par la mise en série (ou l'imbrication de cellules de commutations élémentaires). Cette topologie permet d'assurer la répartition des contraintes en tension sur les différents composants semi-conducteurs basses tensions connectés en série. Elle permet aussi, d'améliorer les formes d'ondes en sortie et notamment le contenu harmonique, par un déphasage adéquat des ordres de commande. La structure multicellulaire nécessite, toutefois, l'utilisation de capacités flottantes dont les tensions aux bornes de ces capacités doivent être maîtrisées et maintenues à des niveaux bien définis afin de ne pas perdre ces avantages. [TEL 07]

Notre travail comporte quatre chapitres :

Le première chapitre sera consacré à la modélisation de la machine synchrone double étoile en vue d'une alimentation idéale.

Dans le deuxième chapitre, on va tout d'abord voir les différentes structures de convertisseurs possibles permettant de monter en puissance, avec leurs avantages et leurs inconvénients. On présente ensuite la topologie du convertisseur multicellulaire. On donne les notations et on rappelle les propriétés de ce type de convertisseur. Par la suite, on va montrer qu'il faut réguler les tensions de condensateur pour pouvoir utiliser correctement ce convertisseur. Enfin, on présente la structure de l'onduleur multicellulaire dans le cas triphasé.

Le troisième chapitre traite l'association de machine synchrone double étoile convertisseur.

Dans le quatrième chapitre nous appliquons la commande vectorielle à la machine synchrone double étoile et nous détaillons la stratégie du commande dans le cas ou le

courant I_d est nul. Après le découplage du modèle de la MSDE, nous avons procédé au réglage de la vitesse de la MSDE par un régulateur de type PI.

A la fin de ce travail, une conclusion générale résumant les principaux résultats obtenue a été traitée.



CHAPITRE I

Modélisation de la machine synchrone double étoile

I.1 INTRODUCTION

Les machines triphasées à courant alternatif dominant très largement le domaine industriel, mais depuis longtemps déjà on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phase supérieur à trois appelées machines multiphasées. Elles peuvent être classées en deux types, le premier type où les machines ont un nombre impair de phases reliés à un seul neutre, décalée d'un angle régulier entre phases adjacentes (pentaphasée, 7-phases...), les machines poly-étoile représentent le deuxième type.

Dans ce chapitre, nous allons étudier la machine synchrone double étoile, qui n'est pas un système simple car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement. Cependant, nous allons négliger ces phénomènes, d'une part à cause de sa complexité de leur formulation mathématique, d'autre part leur incidence sur le comportement pour la machine sont considérées comme négligeable dans certaine condition. Ceci nous permette d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

I.2. DESCRIPTION DE LA MSDE

La machine qui fera l'objet de notre travail est une machine synchrone à double étoile constituée d'un stator et d'un rotor comme le montre la figure I.1. Le stator "induit" est constitué de deux enroulement triphasés décalés entre eux d'un angle " $\gamma = 30^\circ$ ".

A_1, B_1, C_1 : phases du premier stator.

A_2, B_2, C_2 : phases du second stator.

θ : angle électrique entre la phase A_1 et la position du rotor.

L'inducteur est constitué d'un enroulement alimenté en continu et d'amortisseurs modélisés par deux enroulements en court circuit, dont l'un sur l'axe direct du rotor et l'autre en quadrature. Le rotor peut être à pôle lisse ou à pôle saillant. [MOU 06]

La machine étudiée est supposée être à rotor bobine et à pôle saillant sans amortisseurs.

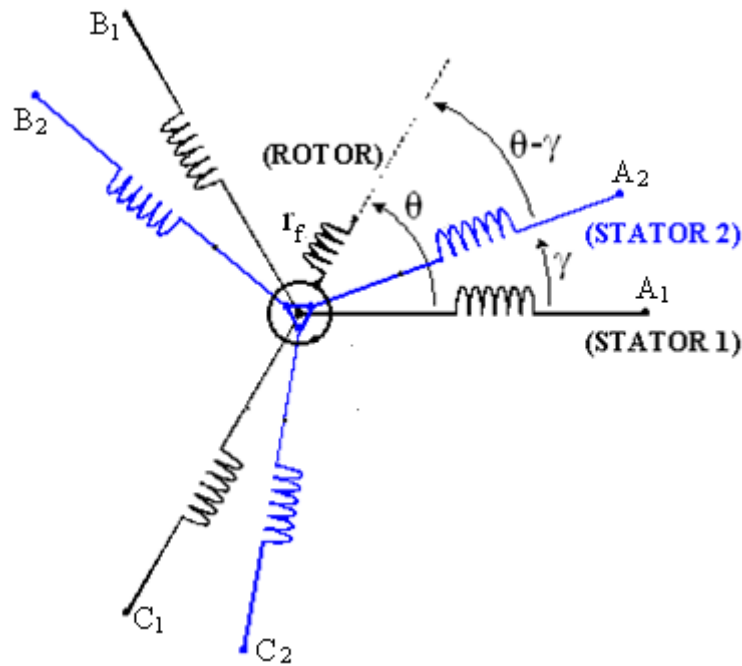


Figure I.1 : représentation schématique des enroulements de la MSDE

I.3. LES HYPOTHESES DE TRAVAIL

Pour l'établissement du modèle de la machine synchrone double étoile on a adopté les hypothèses simplificatrices suivant :

- Les forces magnétomotrices ont une répartition sinusoïdale.
- Les mutuelles inductances ne sont caractérisées que par leur fondamental.
- La saturation du circuit magnétique est négligée.
- Les deux étoiles sont strictement identiques, isolées électriquement.
- L'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances est négligées.
- Les pertes fer sont négligées (hystérésis et courant de Foucault).

I.4. MODELE MATHEMATIQUE DE LA MACHINE

La machine double étoile (MSDE) peut être modélisée par deux modèles qui la définissent d'une part, comme une machine double étoile (encore appelée double triphasée) et d'autre part comme une machine hexaphasée. [HAD 01]

En considérant la machine comme deux systèmes triphasés et en tenant compte du couplage magnétique et du décalage entre les deux étoiles, et on utilisant la forme matricielle

pour exprimer tous les paramètres de la machine. Les équations de la MSDE dans la base naturelle s'écrivent sous la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{S1} \\ V_{S2} \\ V_R \end{bmatrix} = [R] \times \begin{bmatrix} I_{S1} \\ I_{S2} \\ I_R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L_S(\theta)] & [M_{SS}] & [M_{SR}(\theta)] \\ [M_{SS}]^t & [L_S(\theta - \gamma)] & [M_{SR}(\theta - \gamma)] \\ [M_{SR}(\theta)]^t & [M_{SR}(\theta - \gamma)]^t & [L_R] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{S1} \\ I_{S2} \\ I_R \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

Avec :

$$[V_{S1}] = [V_{a1} \ V_{b1} \ V_{c1}]^t$$

$$[V_{S2}] = [V_{a2} \ V_{b2} \ V_{c2}]^t$$

$$[I_{S1}] = [I_{a1} \ I_{b1} \ I_{c1}]^t$$

$$[I_{S2}] = [I_{a2} \ I_{b2} \ I_{c2}]^t$$

$$[R] = \text{diag}(R_s, R_s, R_s, R_s, R_s, R_s, R_f, R_D, R_Q)$$

L'inductance [L] est donne par:

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_S(\theta)] & [M_{SS}] & [M_{SR}(\theta)] \\ [M_{SS}]^t & [L_S(\theta - \gamma)] & [M_{SR}(\theta - \gamma)] \\ [M_{SR}(\theta)]^t & [M_{SR}(\theta - \gamma)]^t & [L_R] \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

La matrice inductance propre de chaque enroulement (étoile) statorique s'écrit :

$$[L_S(\theta)] = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} + L_{Sf} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

On note $\beta = \theta - \gamma$.

$$[L_S(\beta)] = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} + L_{Sf} \begin{bmatrix} \cos(2\beta) & \cos(2\beta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\beta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(2\beta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\beta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\beta) \\ \cos(2\beta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\beta) & \cos(2\beta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Les mutuelles inductances entre les deux enroulements :

$$[M_{SS}] = -2M_S \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma) & \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma) \end{bmatrix} + [A_m] \quad (I.5)$$

Avec :

$$[A_m] = L_{Sfm} \begin{bmatrix} \cos(2\theta - \gamma) & \cos(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta - \gamma) \\ \cos(2\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta - \gamma) & \cos(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

La matrice inductance mutuelle entre le premier stator et le rotor est :

$$[M_{SR}(\theta)] = \begin{bmatrix} M_{Sf} \cos(\theta) & M_{SD} \cos(\theta) & -M_{SQ} \sin(\theta) \\ M_{Sf} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{SD} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -M_{SQ} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{Sf} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_{SD} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -M_{SQ} \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

La matrice inductance mutuelle entre le deuxième enroulement statorique et le rotor est :

$$[M_{SR}(\beta)] = \begin{bmatrix} M_{Sf} \cos(\beta) & M_{SD} \cos(\beta) & -M_{SQ} \sin(\beta) \\ M_{Sf} \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & M_{SD} \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & -M_{SQ} \sin(\beta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{Sf} \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) & M_{SD} \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) & -M_{SQ} \sin(\beta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

L'inductance du rotor est :

$$[L_R] = \begin{bmatrix} L_f & M_{fD} & 0 \\ M_{fD} & L_D & 0 \\ 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

L'équation du couple électromagnétique est :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [I] \frac{\partial}{\partial t} [L] [I] \quad (I.9)$$

Avec :

$$[I] = \begin{bmatrix} [I_{S1}] \\ [I_{S2}] \\ [I_R] \end{bmatrix}$$

I.5. MODELE DE LA MSDE DANS LE REFERENTIEL DU PARK

Le modèle de la machine dans la base naturelle est considérablement compliqué du fait de la dépendance des éléments de la matrice [L] à la position du rotor. Pour y remédier à cette complexité, on utilise la transformation de Park qui consiste à transformer le modèle de la machine à enroulement statorique triphasés ($a_1, b_1, c_1, a_2, b_2, c_2$) en un modèle biphasé d'axe (d, q). Cette transformation est schématisée par la figure suivante :

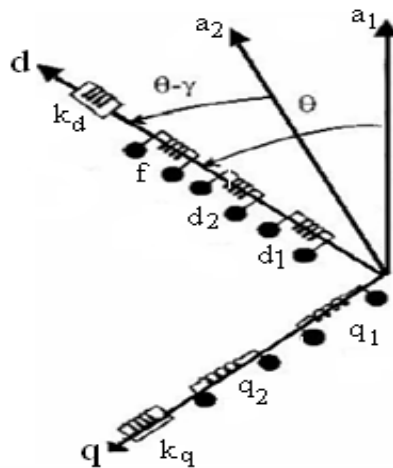


Figure I.2 : représentation des enroulements de la machine dans le repère de Park

d_1, d_2, q_1, q_2 : représentent les enroulements statorique d'axe (d, q).

f : circuit d'excitation.

K_d, K_q : représentent les amortisseurs d'axe (d, q).

I.6. TRANSFORMATION DE PARK

Cette transformation est définie par la matrice $[P(\theta)]$

$$[P(\theta)] = \begin{bmatrix} [A(\theta)] & 0 \\ 0 & [A(\theta - \gamma)] \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

$$[A(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

$$[A(\theta - \gamma)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & \cos(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

La matrice inverse qui permet le passage dans le sens inverse (biphasée-triphasées) est donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} [A(\theta)]^{-1} & 0 \\ 0 & [A(\theta - \gamma)]^{-1} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

Tel que:

$$[A(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

$$[A(\theta - \gamma)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - \gamma) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

La matrice inductance après transformation de Park est donnée par :

$$[L_{\Psi}] = [P(\theta)]^{-1}[L][P(\theta)]$$

Si on suppose que la composante homopolaire est nulle, la matrice $[L_{\Psi}]$ devient :

$$[L_{\Psi}] = \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_d & 0 & M_{fd} \\ 0 & L_q & 0 & M_q & 0 \\ M_d & 0 & L_d & 0 & M_{fd} \\ 0 & M_q & 0 & L_q & 0 \\ M_{fd} & 0 & M_{fd} & 0 & L_f \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

Au niveau des tensions on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{q1} \end{bmatrix} = [A(\theta)][V_{a1} V_{b1} V_{c1}] \quad (\text{I.17})$$

$$\begin{bmatrix} V_{d2} \\ V_{q2} \end{bmatrix} = [A(\theta - \gamma)][V_{a2} V_{b2} V_{c2}] \quad (\text{I.18})$$

Les équations des flux donnée par :

$$[\phi] = [L_\psi][I]$$

Avec :

$$[\phi] = [\phi_{d1} \phi_{q1} \phi_{d2} \phi_{q2} \phi_f]^t$$

$$[I] = [I_{d1} I_{q1} I_{d2} I_{q2} I_f]^t$$

D'où on obtient :

$$\begin{cases} \phi_{d1} = L_d I_{d1} + M_d I_{d2} + M_{fd} I_f + M_{Kd} I_{Kd} \\ \phi_{d2} = L_d I_{d2} + M_d I_{d1} + M_{fd} I_f + M_{Kd} I_{Kd} \\ \phi_{q1} = L_q I_{q1} + M_q I_{q2} + M_{Kq} I_{Kq} \\ \phi_{q2} = L_q I_{q2} + M_q I_{q1} + M_{Kq} I_{Kq} \\ \phi_f = L_f I_f + M_{fd}(I_{d1} + I_{d2}) + M_{Kdf} I_{Kd} \\ \phi_{Kd} = L_{Kd} I_{Kd} + M_{Kd}(I_{d1} + I_{d2}) + M_{Kdf} I_f \\ \phi_{Kq} = L_{Kq} I_{Kq} + M_{Kq}(I_{q1} + I_{q2}) \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

$$\begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{d2} \\ V_{q1} \\ V_{q2} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{q1} \\ I_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & 0 & -\omega_r & 0 \\ 0 & \frac{d}{dt} & 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 & \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & \omega_r & 0 & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{d1} \\ \phi_{d2} \\ \phi_{q1} \\ \phi_{q2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

Les équations de circuit d'excitation et des amortisseurs sont données par :

$$V_f = R_f I_f + \frac{d}{dt} \phi_f \quad (\text{I.21})$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{Kd} & 0 \\ 0 & R_{Kq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Kd} \\ I_{Kq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{Kd} \\ \phi_{Kq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

I.7. MODELISATION DE LA MSDE SANS AMORTISSEURS

Machine sans amortisseurs : c'est-à-dire : $I_{Kd} = I_{Kq} = 0$.

I.7.1. Equations magnétiques

$$\phi_{d1} = L_d I_{d1} + M_d I_{d2} + M_{fd} I_f$$

$$\phi_{d2} = L_d I_{d2} + M_d I_{d1} + M_{fd} I_f$$

$$\phi_{q1} = L_q I_{q1} + M_q I_{q2} \quad (\text{I.23})$$

$$\phi_{q2} = L_q I_{q2} + M_q I_{q1}$$

$$\phi_f = L_f I_f + M_{fd} (I_{d1} + I_{d2})$$

I.7.2. Equation électriques

$$V_{d1} = R_S I_{d1} + \frac{d}{dt} \phi_{d1} - \omega_r \phi_{q1}$$

$$V_{d2} = R_S I_{d2} + \frac{d}{dt} \phi_{d2} - \omega_r \phi_{q2}$$

$$V_{q1} = R_S I_{q1} + \frac{d}{dt} \phi_{q1} + \omega_r \phi_{d1} \quad (\text{I.24})$$

$$V_{q2} = R_S I_{q2} + \frac{d}{dt} \phi_{q2} + \omega_r \phi_{d2}$$

I.7.3. Equation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = C_{em1} + C_{em2}$$

$$C_{em1} = p(\phi_{d1} I_{q1} - \phi_{q1} I_{d1})$$

$$C_{em2} = p(\phi_{d2} I_{q2} - \phi_{q2} I_{d2})$$

D'où le couple :

$$C_{em} = p(\phi_{d1} I_{q1} + \phi_{d2} I_{q2} - \phi_{q1} I_{d1} - \phi_{q2} I_{d2}) \quad (I.25)$$

I.7.4. Equations mécaniques

$$C_{em} - C_r - C_f = J \frac{d}{dt} \Omega.$$

Avec :

$$\Omega = \frac{\omega_r}{p} \quad \text{et} \quad C_f = \frac{\omega_r}{p} f_r.$$

$$\omega_r = \frac{d\theta}{dt}$$

D'où :

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - \left(\frac{f_r}{p}\right) \omega_r \quad (I.26)$$

I.7.5. Mise sous forme d'état

On calcul les différents courants $I_{d1}, I_{d2}, I_{q1}, I_{q2}, I_f$ en fonction des flux $\phi_{d1}, \phi_{d2}, \phi_{q1}, \phi_{q2}, \phi_f$.

A partir des équations des flux (1.23) on obtient les expressions suivantes :

$$I_{d1} = \frac{L_d \phi_{d1} - M_d \phi_{d2}}{L_d^2 - M_d^2} - \frac{M_{fd}}{L_d + M_d} I_f$$

$$I_{d2} = \frac{M_d \phi_{d1} - L_d \phi_{d2}}{M_d^2 - L_d^2} - \frac{M_{fd}}{L_d + M_d} I_f$$

$$I_{q1} = \frac{L_q \phi_{q1} - M_q \phi_{q2}}{L_q^2 - M_q^2}$$

$$I_{q2} = \frac{M_q \phi_{q1} - L_q \phi_{q2}}{M_q^2 - L_q^2}$$

En remplaçant ces expressions dans le système (1.24) nous obtenons le modèle mathématique de la machine en fonction des variables d'état sous la forme suivante :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (I.27)$$

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} \phi_{d1} \\ \phi_{d2} \\ \phi_{q1} \\ \phi_{q2} \\ \phi_f \end{bmatrix} \quad \dot{X} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{d1} \\ \phi_{d2} \\ \phi_{q1} \\ \phi_{q2} \\ \phi_f \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{d2} \\ V_{q1} \\ V_{q2} \\ V_f \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -R_S \left(\frac{L_d}{L_{d1}L_{d2}} - \frac{M_{fd}}{L_{d2}M_{md}} \right) & R_S \left(\frac{M_d}{L_{d1}L_{d2}} + \frac{M_{fd}}{L_{d2}M_{md}} \right) & \omega_r & 0 & \frac{-R_S}{M_{md}} \\ R_S \left(\frac{M_d}{L_{d1}L_{d2}} + \frac{M_{fd}}{L_{d2}M_{md}} \right) & -R_S \left(\frac{L_d}{L_{d1}L_{d2}} - \frac{M_{fd}}{L_{d2}M_{md}} \right) & 0 & \omega_r & \frac{-R_S}{M_{md}} \\ -\omega_r & 0 & \frac{-R_S L_q}{L_{q1}L_{q2}} & \frac{R_S M_q}{L_{q1}L_{q2}} & 0 \\ 0 & -\omega_r & \frac{R_S M_q}{L_{q1}L_{q2}} & \frac{-R_S L_q}{L_{q1}L_{q2}} & 0 \\ \frac{-R_f}{M_{md}} & \frac{-R_f}{M_{md}} & 0 & 0 & \frac{-R_f L_{d2}}{M_{md} M_{fd}} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$L_{d1} = L_d - M_d$$

$$L_{d2} = L_d + M_d$$

$$L_{q1} = L_q - M_q$$

$$L_{q2} = L_q + M_q$$

$$M_{md} = 2M_{fd} - \frac{L_f L_{d2}}{M_{fd}}$$

I.8. METHODE DE DEMARRAGE

Un moteur synchrone peut être mis en marche par variation de fréquence lorsque la fréquence de la tension appliquée, lors de démarrage, varie progressivement de zéro jusqu'à sa

valeur nominale. Le moteur tourne alors au synchronisme pendant toute la période de lancement.

Cette méthode est définie par l'expression suivante :

$$V_S = \begin{cases} V_{Sn} & \text{si } \omega_r > \omega_{rn} \\ V_{S1} & \text{si } \omega_r \leq \omega_{rn} \end{cases}$$

Avec :

$$V_{S1} = K\omega_r + V_0, \quad K = 96\% \left(\frac{V_{Sn}}{\omega_{rn}} \right)$$

$$V_0 = 4\%(V_{Sn}) \text{ et } V_{Sn} \text{ (tension nominale)}$$

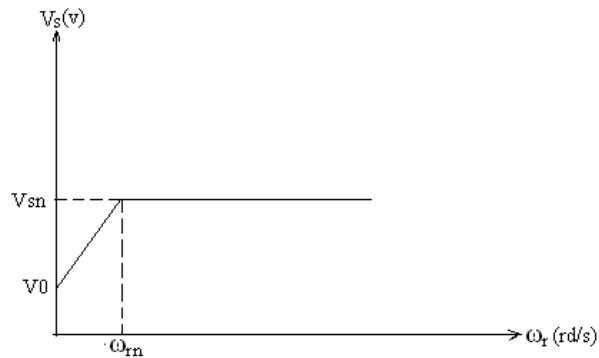


Figure I.3 : principe de l'alimentation à flux constant

I.9. SIMULATION ET INTERPRETATION

Actuellement la simulation numérique est devenue un moyen inévitable qui permet d'analyser les synthèses les plus compliquées des phénomènes physiques, elle nous permet de voir leur comportement avec beaucoup de précision.

Nous procédons à la simulation du démarrage de la MSDE alimentée par un système des tensions sinusoïdales à fréquence variable (onduleur parfait). Le démarrage se fait à vide puis une application d'un couple résistant à l'instant \$t=1.5s\$.

On constate l'importance des courants statoriques lors de démarrage de la machine, ce courant peut cause un surchauffement qui peut détruire la machine pendant le régime transitoire, en cas de répétition excessive.

La machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage assez rapide, le couple électromagnétique se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottement lors de démarrage 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 jusqu'à atteindre 314rad/s qui représente la valeur de la vitesse nominale de la machine.

De plus on remarque que les flux statoriques sont directement affectés, ce qui nous permet d'affirmer 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 une valeur de 1Wb et le courant d'excitation 1A en régime permanent.

I.10. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons étudié la modélisation de la machine synchrone double étoile, cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Le modèle de la MSDE est un modèle de sept équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. L'utilisation de la transformation de Park permet de réduire le système d'états électrique de la machine de sept à cinq équation et d'éliminer la complexité du modèle.

Les résultats obtenus par la simulation ont permis de mettre en évidence le fort couplage entre les variables internes de la machine.

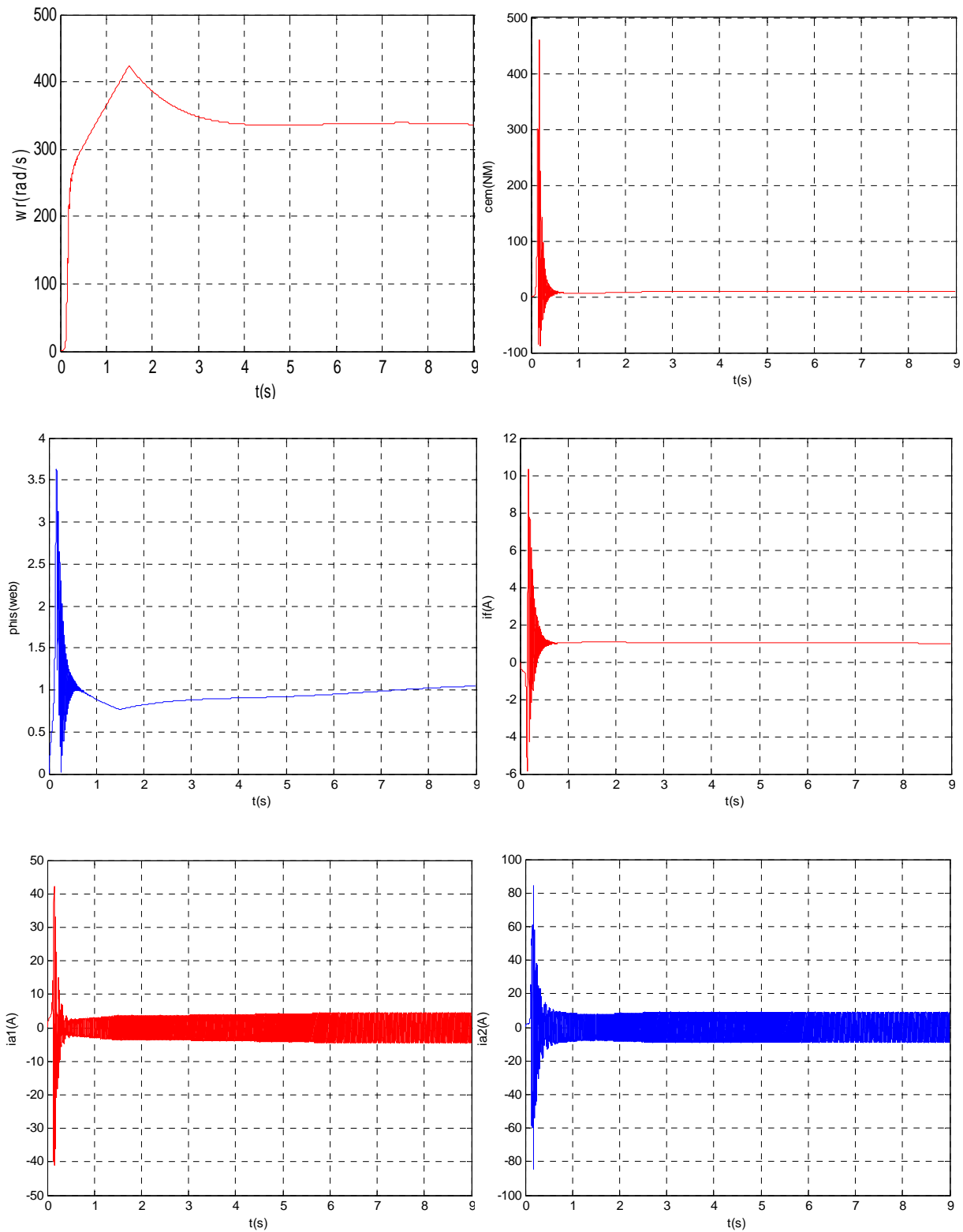


Figure I.4 : performance de la conduite de la machine synchrone double étoile avec l'application d'un couple résistant à $t=1.5$ s ($C_r=10$ Nm).



CHAPITRE II

Convertisseur multicellulaire

II.1 INTRODUCTION

Les avancées technologiques récentes ont permis le développement continu des semi-conducteurs de puissance moyenne tension, entièrement commandés, à base de silicium. Leur évolution en termes de calibres en courant et en tension reste cependant limitée à l'heure actuelle notamment à cause des limites physiques de ce matériau, malgré les nouvelles structures de composants considérées (SPT, Trench, etc.).

Les besoins actuels en termes de puissance ne cessent de croître et la limitation technologique des composants a légitimé le développement de topologies de conversion d'énergie reposant sur l'association en série de structures élémentaires. Elles sont de plus en plus répandues, car elles présentent l'avantage d'utiliser des semi-conducteurs commandés de calibre plus faible en tension avec des fréquences de commutation plus élevées.

Les structures de conversion d'énergie multiniveaux connaissent un essor dans le domaine des applications moyenne tension/forte puissance, car elles possèdent de meilleures performances que les topologies classiques et permettent l'utilisation de composants moyenne tension pour des niveaux de tension toujours plus élevés. Elles sont néanmoins composées d'un plus grand nombre de semi-conducteurs, apparaissant ainsi comme inappropriées aux applications basse tension/forte puissance.

II.1.1. Intérêt des convertisseurs statiques multiniveaux

Un convertisseur statique est dit « multiniveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multiniveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension de bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multiniveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. L'amplitude des raies harmoniques est par conséquent d'autant moins élevée. Dans le cas plus précis d'un fonctionnement en modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multiniveaux associé à une commande

judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques [TLE 07].

II.1.2 Différentes structures de convertisseurs multiniveaux

De nombreuses topologies de convertisseurs multiniveaux ont déjà été imaginées et mises en œuvre. Nous allons en présenter les principales.

a) Les convertisseurs multiniveaux en cascade

En 1975, dans [BAK 75], les auteurs ont proposé un convertisseur multiniveaux en cascade qui consistait en la mise en série plusieurs ponts à deux niveaux monophasés; ces ponts étant connectés à des sources de tension continues séparées. La figure II.1 montre le schéma de base d'un convertisseur N niveaux en cascade formée par l'association en série de $\frac{N-1}{2}$ ponts à deux niveaux. La tension V_s en sortie d'une telle structure est donnée par la somme des $\frac{N-1}{2}$ tensions en sortie de ces ponts.[TLE 07]

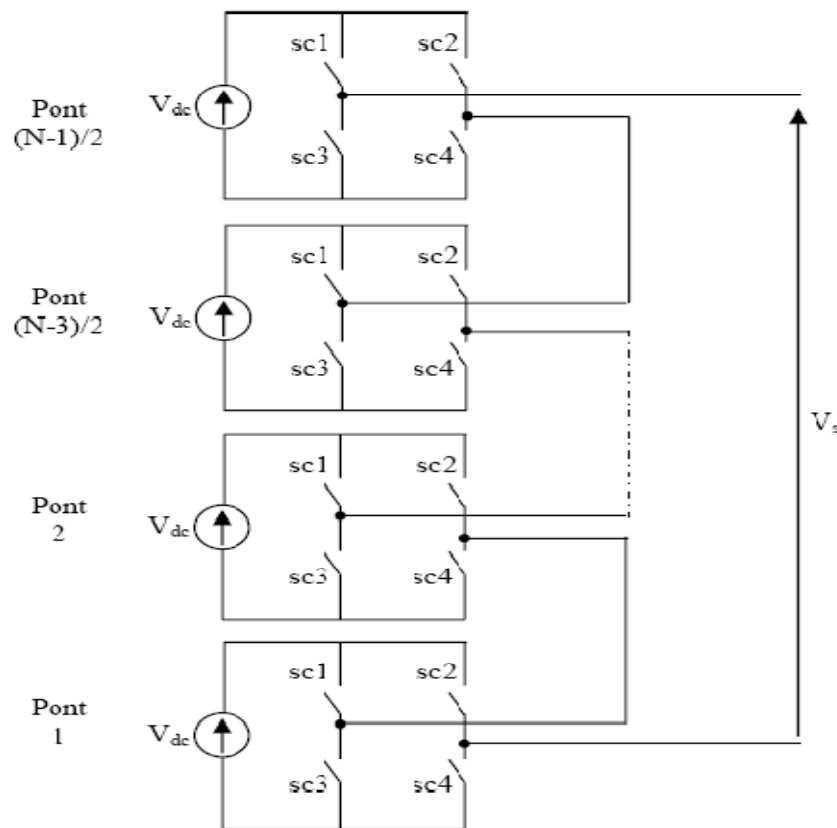


Figure II.1 : Structure d'un convertisseur N niveaux en cascade.

b)- Les convertisseurs multiniveaux à structure NPC (Neutral Point Clamped)

La deuxième structure largement utilisée pour générer une tension multiniveaux est le convertisseur clampé par le neutre (aussi appelé NPC : Neutral Point Clamped converter). Cette structure représentée sur la figure II.2 permet elle aussi de générer une tension de sortie sur trois niveaux, et peut fonctionner en montage hacheur ou onduleur. Là encore, la structure possède deux cellules de commutation.

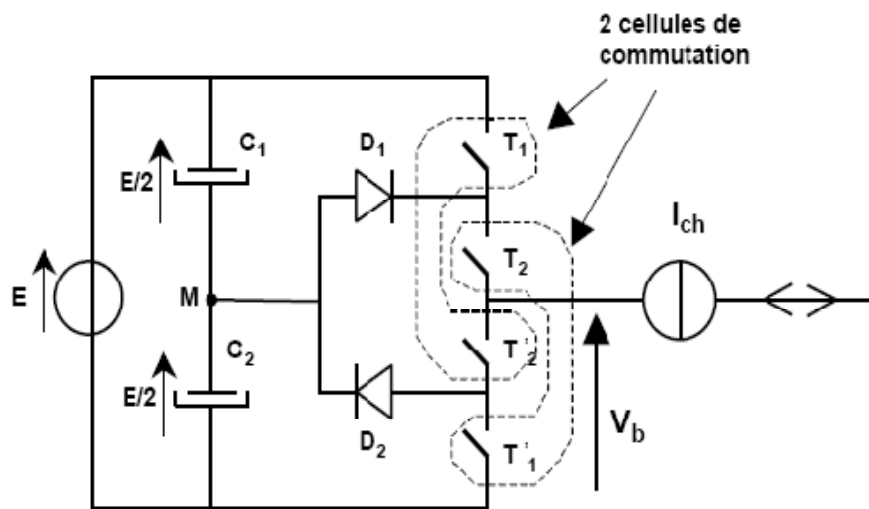


Figure II.2 : Bras d'un convertisseur clampé par le neutre.

La structure de convertisseur clampé par le neutre nécessite une bonne répartition des tensions entre les condensateurs C_1 et C_2 . Pour cette raison, un asservissement du potentiel du point milieu peut s'avérer nécessaire. D'autre part, la généralisation de la structure NPC à un nombre de niveaux supérieur à trois est difficilement envisageable, car cela rend la commande très complexe.

c)- Les convertisseurs multicellulaires série ou à cellules imbriquées

Au début des années 90, une nouvelle structure de convertisseurs multiniveaux a été inventée. Cette structure est basée sur la mise en série de cellules de commutation entre lesquelles une source de tension flottante est insérée. Ces sources de tension flottantes sont réalisées par des condensateurs.

La figure II.3 montre le schéma d'un bras d'un onduleur multicellulaire série à N niveaux, constitué de p cellules.

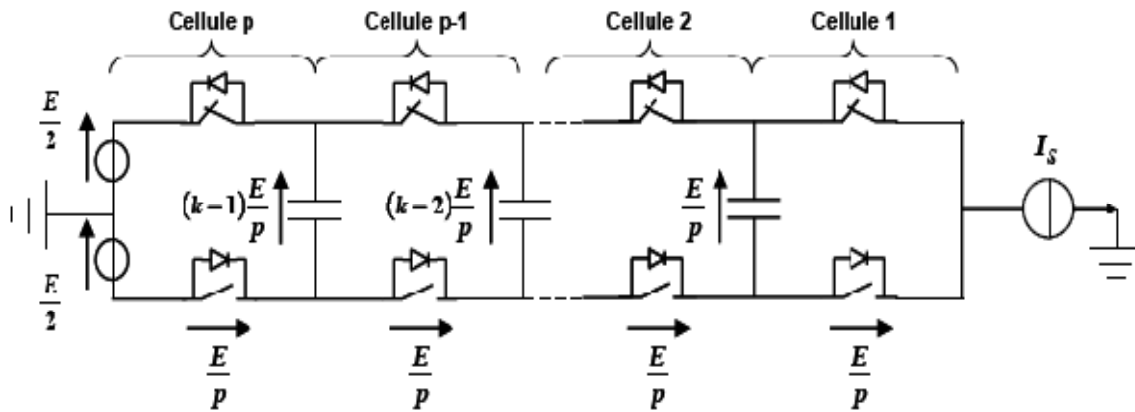


Figure II.3 : Bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux.

Le premier avantage de ces convertisseurs est la réduction des contraintes en tension sur les interrupteurs. Les sources de tension flottantes imposent sur chaque cellule une contrainte en tension égale à E/P . Par contre, le calibre en courant des interrupteurs est identique à celui d'une structure classique : c'est le courant de la charge. Les convertisseurs multicellulaires série permettent aussi d'améliorer la forme d'onde de la tension de sortie et permettent plus de flexibilité pour obtenir des différents niveaux de tension (par rapport à la structure NPC). D'autre part, la contrainte de ces convertisseurs est la nécessité d'un grand nombre de condensateurs, notamment pour une configuration triphasée.

Pour un convertisseur multicellulaire série avec p cellules de commutation, on aura 2^p topologies différentes et $p + 1$ niveaux de tension en sortie.

II.2. Principe de base d'un convertisseur multicellulaire

Afin d'étudier les propriétés des convertisseurs multicellulaires série en régime établi, nous allons faire un certain nombre d'hypothèses sur les interrupteurs et les sources qui sont utilisées.

- les interrupteurs sont idéalisés (tension de saturation, courant de fuite et temps de commutation nuls).
- Les interrupteurs étant parfaits, les temps morts sont supposés nuls.
- Les sources de tension et courant sont supposées parfaites. Cela signifie que l'impédance série d'une source de tension est nulle et que celle d'une source de courant est infinie.
- Le courant est considéré comme constant pendant une période de commutation.

II.2.1. Définition d'une cellule élémentaire de commutation

Avant de définir la cellule de commutation, nous rappelons quelques règles fondamentales d'interconnexion des sources.

- Une source de tension ne doit jamais court-circuitée mais elle peut être ouverte.
- Une source de courant ne doit jamais être ouverte mais elle peut être court-circuitée.
- Il ne faut jamais connecter entre elles deux sources de même nature ; cela revient à dire qu'on ne peut connecter entre elles qu'une source de courant et une source de tension.

La figure II.4 représente le schéma de principe d'une cellule élémentaire de commutation.

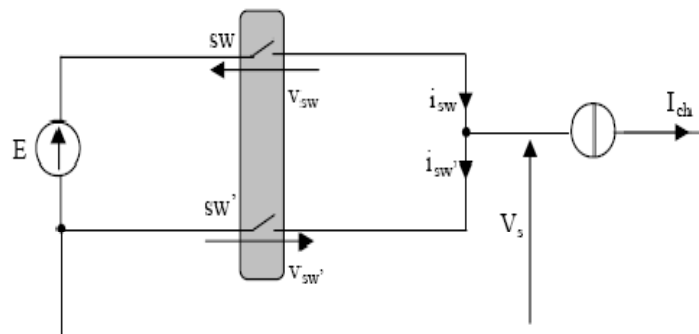


Figure II.4 : Cellule élémentaire de commutation.

Afin de respecter les règles d'interconnexion de sources, les signaux de commande des interrupteurs "sw" et "sw'" devront être de nature complémentaire. Ainsi, une cellule élémentaire de commutation ne peut présenter que deux états. Par convention, une cellule de commutation est dite à l'état "1" lorsque son interrupteur haut (respectivement bas) est passant (respectivement bloquée). Donc une cellule de commutation est dite à l'état "0" lorsque son interrupteur haut (respectivement bas) est bloqué (respectivement passant).

Les équations électriques représentant la cellule élémentaire de commutation de la figure II.4 sont :

$$I_{ch} = i_{sw} - i_{sw'}$$

$$E = v_{sw} + v_{sw'} \tag{II.1}$$

$$v_s = E - v_{sw}$$

Le tableau II.1 résume les caractéristiques électriques de la cellule élémentaire de commutation de la figure II.4.

Etat	Etat « sc »	Etat « sc' »	v_s	i_{sw}	$i_{sw'}$	v_{sw}	$v_{sw'}$
1	passant	bloqué	E	I_{ch}	0	0	E
0	bloqué	passant	0	0	$-I_{ch}$	E	0

Tableau II.1 : Caractéristique électrique d'une cellule élémentaire de commutation.

Le rapport cyclique \mathfrak{R} associé à la cellule de commutation élémentaire correspond au rapport de la durée à l'état passant de l'interrupteur "sw" sur la période de découpage. Ceci est illustré à la figure II.5 où $sc(t)$ représente le signal de commande de l'interrupteur "sw", T_{dec} la période de découpage et T_{on} la durée à l'état passant d'un interrupteur.

L'expression du rapport cyclique de la cellule élémentaire de commutation est définie par :

$$\mathfrak{R} = \frac{T_{on}}{T_{dec}}$$

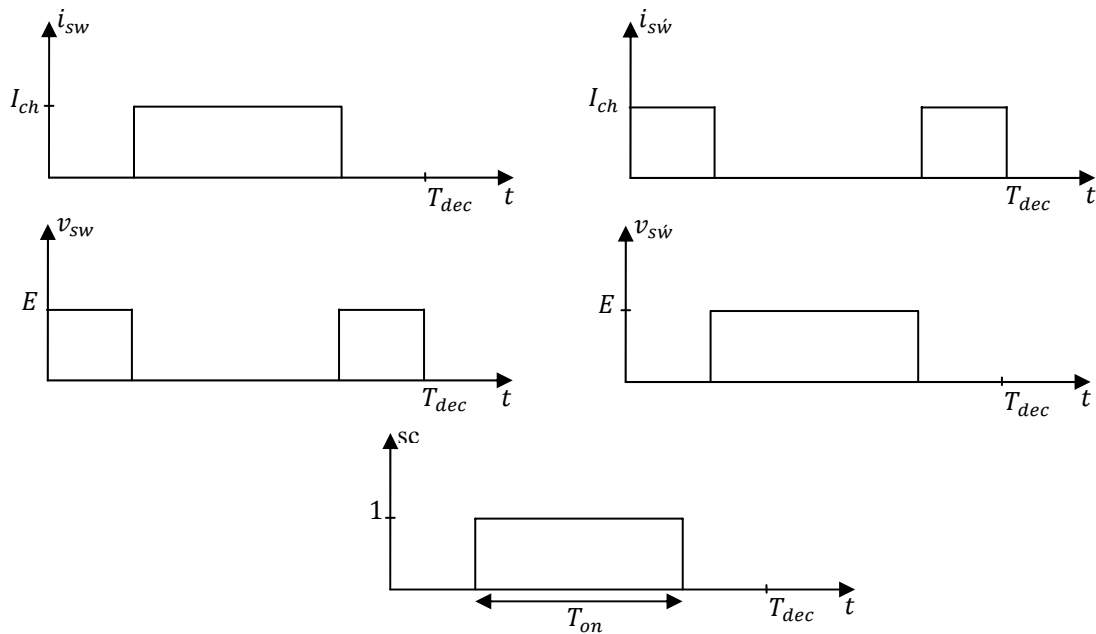


Figure II.5 : Grandeurs électriques de la cellule élémentaire de commutation.

A partir de cette expression, nous pouvons définir les valeurs moyennes des différentes grandeurs électriques de la cellule élémentaire de commutation.

$$V_{sw} = (1 - \mathfrak{R})E$$

$$V_{sw'} = \mathfrak{R}E$$

$$I_{sw} = \mathfrak{R}I_{ch} \tag{II.2}$$

$$I_{sw'} = (1 - \mathfrak{R})I_{ch}$$

Où V_{sw} (respectivement $V_{sw'}$) représente la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'interrupteur "sw" (respectivement "sw'") et I_{sw} (respectivement $I_{sw'}$) représente la valeur moyenne du courant circulant dans l'interrupteur "sw" (respectivement "sw").

Le modèle moyen d'une cellule élémentaire de commutation dans le cas où la cellule est à l'état haut, est représenté à la figure II.6.

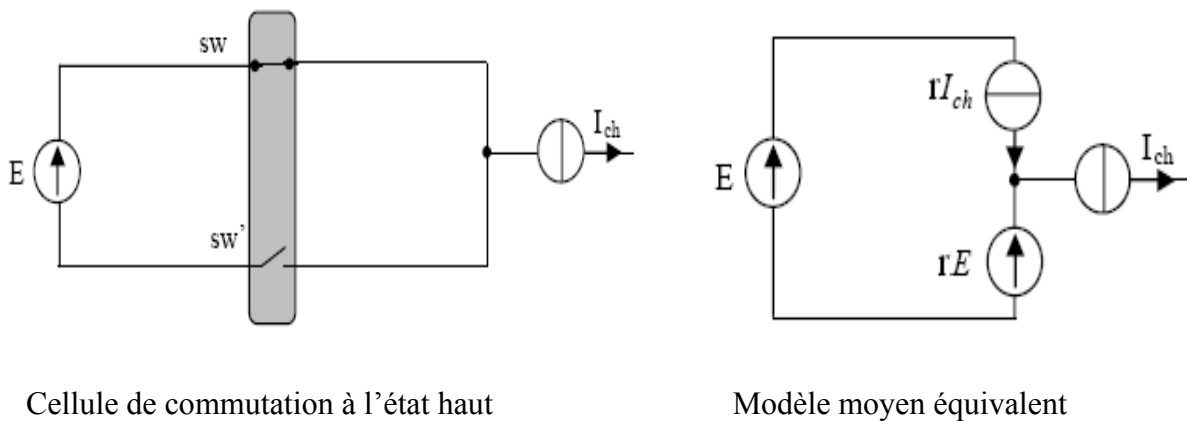


Figure II.6 : modèle moyen d'une cellule élémentaire de commutation.

II.3. Onduleur à point milieu

II.3.1. Modèle exact ou instantané

Le modèle exact ou instantané prend en compte les commutations des interrupteurs et les grandeurs instantanées des variables d'état du convertisseur. Il permet de représenter l'état de chacune des cellules de commutation du convertisseur à l'échelle de la période de découpage et les phénomènes harmoniques liés à la commutation des interrupteurs [TAC 98]. Ce modèle est utilisé pour valider en simulation des lois de commande mises en œuvre à partir du modèle moyen.

La figure II.7 présente un convertisseur multicellulaire série fonctionnant en onduleur à point milieu capacitif associé à une charge R-L. on alimente la charge par une entrée à point milieu ce qui nous permet de fonctionner en onduleur.

Ce convertisseur représente une association de p cellules de commutation. Chaque cellule est formée d'une paire d'interrupteur (sw, sw') dont l'état est complémentaire. L'ensemble des cellules constitue un bras. On remarque qu'entre chaque cellule est inséré un condensateur flottant.

La mise en équation de cette structure met en œuvre $(p-1)$ équations liées à l'évolution des tensions aux bornes des $(p-1)$ condensateurs flottants et une équation liée au courant de la charge.

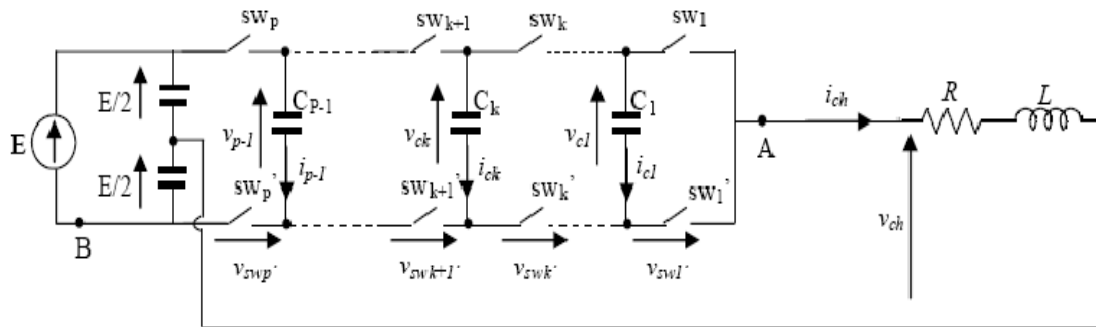


Figure II.7 : Onduleur multicellulaire à point milieu capacitif.

Pour établir le modèle instantané on suppose que le point milieu est idéal (Ondulation de tension nulle).

On prend deux cellules (sw_k-sw_k' et $sw_{k+1}-sw_{k+1}'$) avec leur condensateur flottant (C_k). L'évolution de la tension aux bornes du condensateur C_k est liée à l'évolution du courant i_{ck} , ce dernier étant fonction de l'état des cellules adjacentes (cellule $k+1$ et cellule k) et du courant de charge i_{ch} .

Le courant de charge est fonction des signaux de commandes SC_{k+1} et SC_k :

$$i_{ck} = (SC_{k+1} - SC_k)i_{ch} \quad (II.3)$$

La tension aux bornes du condensateur C_k est liée au courant i_{ck} par :

$$i_{ck} = C_k \frac{dv_{ck}}{dt} \quad (II.4)$$

Donc, il vient :

$$\frac{dv_{Ck}}{dt} = \frac{(SC_{k+1}-SC_k)}{C_k} i_{ch} \quad (\text{II.5})$$

Cette équation est généralisable aux $(p-1)$ condensateurs flottants.

D'après la loi des mailles, la tension de sortie v_s est la somme des tensions aux bornes des interrupteurs "sw'". Ces tensions sont définies par :

$$v_{swk} = (v_{Ck} - v_{Ck-1})SC_k \quad (\text{II.6})$$

$$v_s = \sum_{k=1}^p v_{swk} - \frac{E}{2} = \sum_{k=1}^p (v_{Ck} - v_{Ck-1}) SC_k - \frac{E}{2} \quad (\text{II.7})$$

Avec $v_{C0} = 0$ et $v_{Cp} = E$.

L'évolution du courant dans la charge est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{v_s}{L} - \frac{R}{L} i_{ch} \quad (\text{II.8})$$

Par substitution de l'équation (II.7) dans l'équation (II.8), nous trouvons :

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{(SC_1-SC_2)}{L} v_{C1} + \frac{(SC_2-SC_3)}{L} v_{C2} + \dots + \frac{(SC_{p-1}-SC_p)}{L} v_{Cp-1} + \frac{SC_p}{L} E - \frac{R}{L} i_{ch} - \frac{E}{2L} \quad (\text{II.9})$$

L'évolution des tensions aux bornes des condensateurs est régie par l'équation (II.5).

Ainsi le modèle instantané d'un onduleur multicellulaire série à point milieu est donné par :

$$\begin{aligned} \frac{dv_{C1}}{dt} &= \frac{(SC_2-SC_1)}{C_1} i_{ch} \\ \frac{dv_{C2}}{dt} &= \frac{(SC_3-SC_2)}{C_2} i_{ch} \\ &\vdots \\ \frac{dv_{Cp-1}}{dt} &= \frac{(SC_p-SC_{p-1})}{C_{p-1}} i_{ch} \\ \frac{di_{ch}}{dt} &= \frac{(SC_1-SC_2)}{L} v_{C1} + \frac{(SC_2-SC_3)}{L} v_{C2} + \dots + \frac{(SC_{p-1}-SC_p)}{L} v_{Cp-1} + \frac{SC_p}{L} E - \frac{R}{L} i_{ch} - \frac{E}{2L} \end{aligned} \quad (\text{II.10})$$

II.3.2. Fonctionnement optimal

Afin d'étudier le fonctionnement du convertisseur nous considérons pour simplifier l'onduleur à deux cellules présenté sur la figure II.8. Dans cette structure, la cellule 1 est celle qui est connectée à la charge.

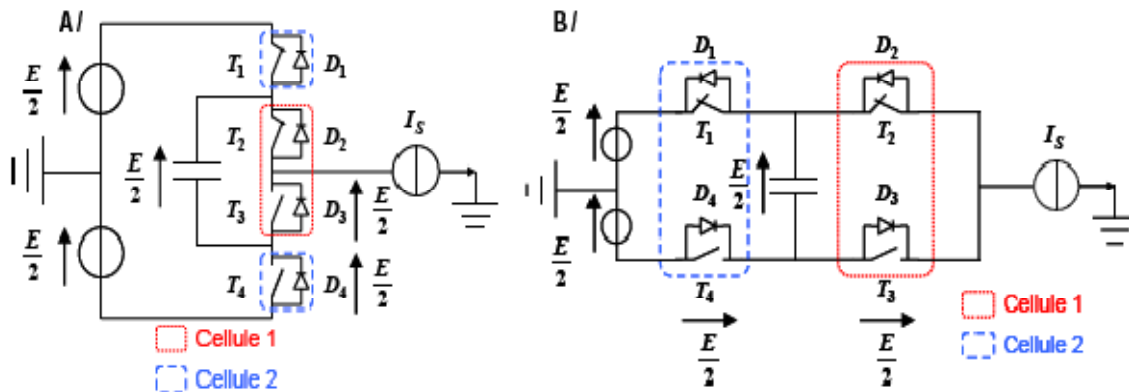


Figure II.8: Onduleur Multicellulaire 3 niveaux

Pour simplifier l'étude on suppose que le condensateur est chargé et reste chargé à sa valeur d'équilibre $E/2$ quel que soit l'état des interrupteurs. La contrainte en tension aux bornes des interrupteurs bloqués ne dépasse donc pas cette valeur. Les cellules de commutation sont indépendantes les unes par rapport aux autres et les semi-conducteurs découpent pendant l'intégralité de la période de modulation.

La figure II.9 montre qu'il existe quatre configurations possibles pour un convertisseur multicellulaire 3 niveaux selon les commandes des interrupteurs. Cette structure permet d'obtenir trois niveaux de tension en sortie : 0 et $\pm E/2$. Le niveau de tension intermédiaire ($0V$) peut être généré de deux manières différentes (cas C et D), ce qui implique un transit d'énergie en fonction du sens de circulation du courant de charge. Cette particularité permet de contrôler la tension aux bornes du condensateur flottant.

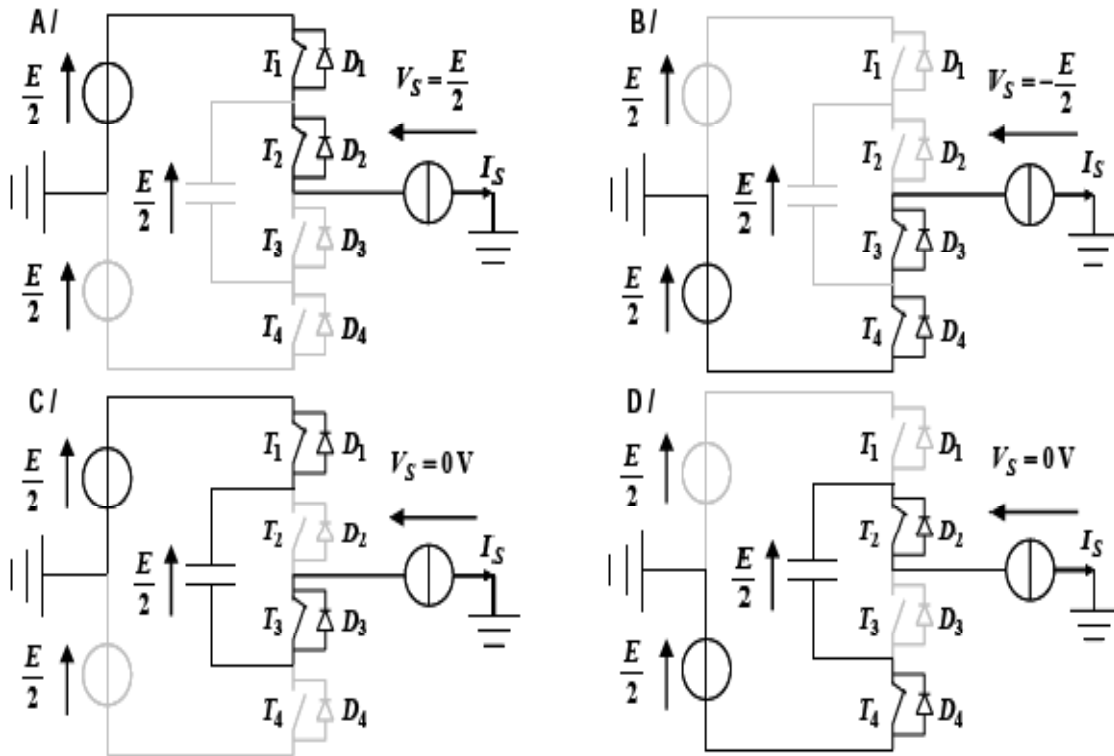


Figure II.9 : Configurations possibles d'onduleur à 2 cellules

II.3.3. Commande des interrupteurs par modulation de largeur l'impulsion (MLI)

La commande par MLI consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en une série de motifs élémentaires de période très faible, et de rapport cyclique variable dans le temps. L'évolution temporelle du rapport cyclique de chaque interrupteur est alors déterminée par un signal modulant que l'on choisit en général sinusoïdal. Les ordres de commande de chaque cellule sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire et le signal modulant. Selon la stratégie adoptée, ce dernier peut être échantillonné en synchronisme avec la porteuse triangulaire, ou comparé directement à celle-ci. Chaque interrupteur commute à une fréquence imposée par celle de la porteuse (notée f_{dec}), comme indiqué sur la figure II.10.

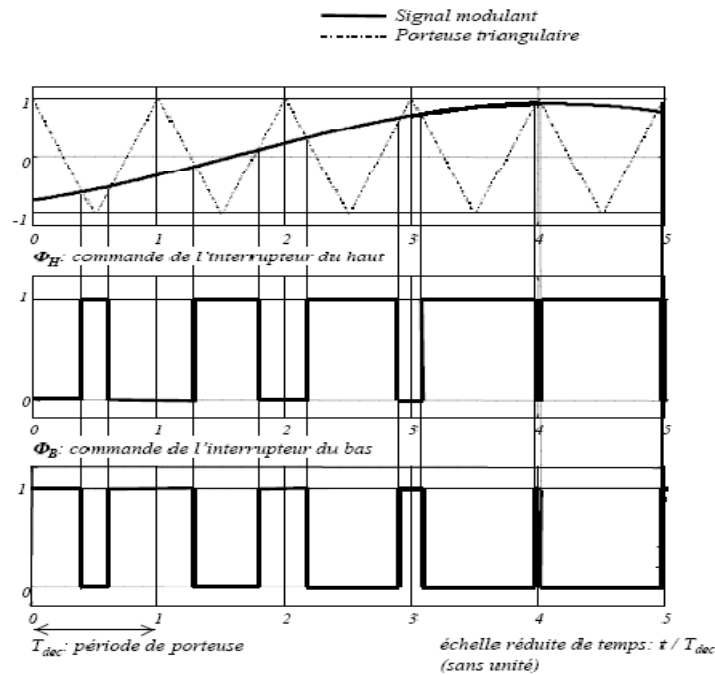


Figure II.10 : Principe de fonctionnement de la MLI naturelle.

La commande par MLI nécessite autant de porteuses triangulaires qu'il n'y a de cellules à commander. De plus, les porteuses sont toutes régulièrement déphasées entre elles : dans le cas d'un onduleur p cellules, la porteuse n°2 aura un déphasage retard de $2\pi/p$ par rapport à la porteuse n°1, la porteuse n°3 un déphasage de $4\pi/p$, ... jusqu'à la porteuse n° p qui aura un déphasage de $(p - 1).2\pi/p$ par rapport à la porteuse n°1. Ce déphasage régulier des porteuses les unes par rapport aux autres est utile pour deux raisons. D'une part, il permet à la tension multiniveaux de sortie d'atteindre ses niveaux intermédiaires. En effet, si toutes les porteuses étaient en phase, toutes les cellules commuteraient en même temps et seraient dans le même état de conduction. La tension de sortie n'atteindrait alors que ses valeurs extrêmes. D'autre part, le déphasage régulier permet aussi de multiplier la fréquence apparente de découpage de la tension de sortie : toujours dans le cas d'un convertisseur p cellules, si l'on note f_{dec} la fréquence de découpage de chaque interrupteur, et T_{dec} la période correspondante, alors le déphasage régulier des p porteuses triangulaires permet d'obtenir une tension multiniveaux de sortie dont chaque motif élémentaire a une durée $\frac{T_{dec}}{p}$. Autrement dit, la fréquence apparente de découpage de la tension de sortie vaut $p \times f_{dec}$. [AIM 03]

Les équations permettant de générer les signaux triangulaires notés tr_k évoluant sur l'intervalle $[-1,1]$ sont :

$$\begin{aligned}
 tr_1 &= \frac{\pi}{2} \arcsin(\sin(2\pi f_p t - \varphi)) \\
 tr_2 &= \frac{\pi}{2} \arcsin(\sin(2\pi f_p t - \varphi - \frac{2\pi}{p})) \\
 &\vdots \\
 tr_p &= \frac{\pi}{2} \arcsin(\sin(2\pi f_p t - \varphi - (p-1)\frac{2\pi}{p}))
 \end{aligned}
 \tag{II.11}$$

Si l'angle ϕ présent dans le système d'équations II.11 est égale à $\frac{\pi}{2}$, le signal triangulaire sera centré sur la demi période de la porteuse (donc sur la demi période de découpage).

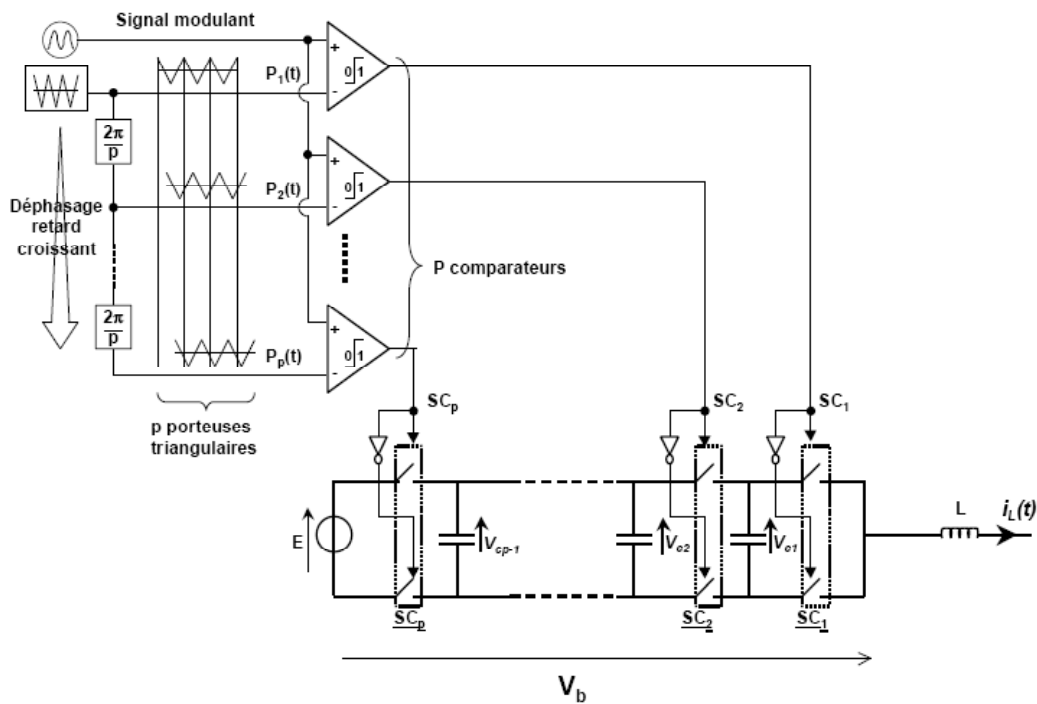
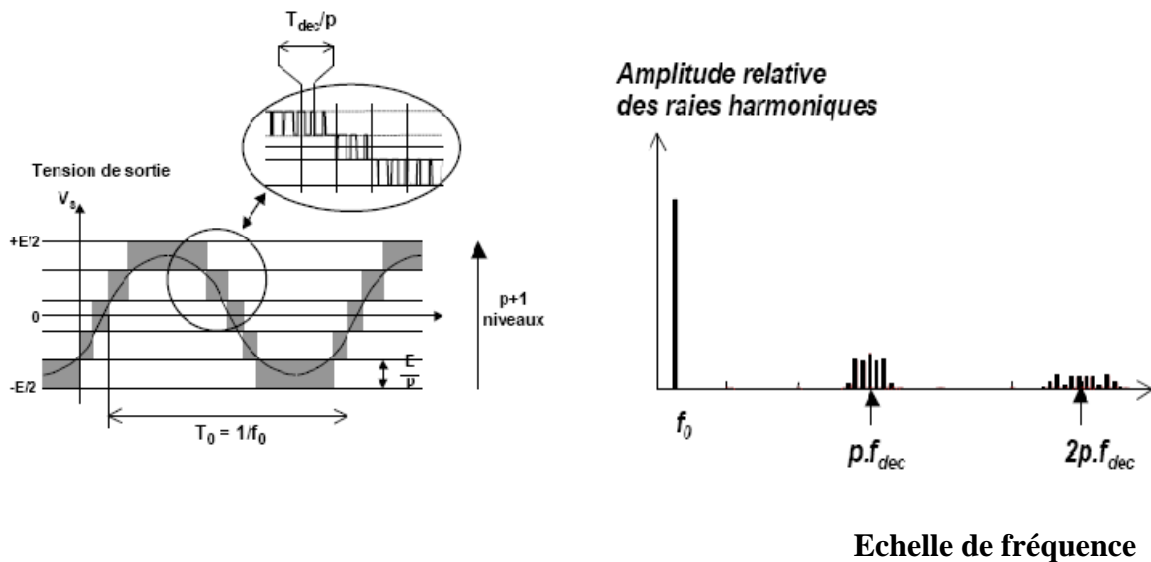


Figure II.11 : Schéma de principe de la commande en boucle ouverte par modulation de largeur d'impulsion d'un convertisseur multicellulaire.

La figure II.11 donne le synoptique de la commande en boucle ouverte par modulation de largeur d'impulsion. La figure II.12.a montre la forme d'onde typique de la tension découpée obtenue en sortie d'un onduleur monophasé multiniveaux. Si E représente la tension

de bus continu, alors chaque front montant ou descendant de V_s est d'une amplitude égale à $\frac{E}{p}$. La durée de chaque motif élémentaire vaut $\frac{T_{dec}}{p}$, T_{dec} étant la période de découpage de chaque interrupteur. La figure II.12.b montre le spectre harmonique de la tension représentée en figure II.12.a. Ce spectre possède une raie fondamentale à la fréquence f_0 . Les raies harmoniques qui viennent ensuite sont regroupées en familles centrées sur des multiples de f_{dec} (fréquence de découpage par interrupteur). Le déphasage régulier des porteuses les unes par rapport aux autres permet de d'éliminer des familles entières de raies harmoniques sur la tension de sortie du convertisseur. Seules subsistent les familles d'ordre p et multiples de p . Ainsi, la première famille se situe à $p \cdot f_{dec}$, comme indiqué sur la figure II.12.b.



a) Allure générale de la tension de sortie

b) Spectre de la tension de sortie

Figure II.12 : Allure générale de la tension de sortie d'un onduleur p cellules, et spectre correspondant.

II.3.4. Equilibrage des tensions aux bornes des condensateurs

Pour que les sources de tension flottantes imposent sur chaque interrupteur bloqué une contrainte en tension égale à $\frac{E}{p}$, il faut que chaque condensateur C_k est chargé à la tension $k \frac{E}{p}$ avec $k \in [1, \dots, p - 1]$. Dans cette section on va voir comment assurer l'équilibrage en boucle ouverte de ces tensions.

II. 3.4.1. Equilibrage naturel

Pour fonctionner correctement, le convertisseur multicellulaire a absolument besoin que les tensions aux bornes des condensateurs flottants soient équilibrées à leur juste valeur $k \frac{E}{p}$.

Cet équilibrage des tensions flottantes s'effectue naturellement, selon un mécanisme qu'on va rappeler brièvement, à condition que les rapports cycliques soient identiques et que le déphasage entre les signaux de commande soit égale à $\frac{2\pi}{p}$. Supposons qu'au moins l'une des tensions flottantes s'écarte de sa valeur souhaitée. La conséquence immédiate sera une altération des niveaux intermédiaires de la tension de sortie. En effet, la tension de bras (notée v_s) est une combinaison linéaire de la tension de bus continu (E) et des tensions flottantes ($v_{c1}, v_{c2}, \dots, v_{cp-1}$) (équation II.7). Dans un tel cas, le spectre de raies de la tension de sortie se trouve lui aussi dégradé. Il apparaît entre autres une raie harmonique à la fréquence $f_{déc}$, là où normalement la première famille harmonique se situe autour de $p \times f_{déc}$. Cette composante harmonique se retrouve dans le courant de sortie du convertisseur. C'est elle qui, en circulant à travers les condensateurs flottants, va rééquilibrer chaque tension flottante à $k \frac{E}{p}$ ($k = 1, 2, \dots, p - 1$). Ceci permet de mettre en évidence que l'équilibrage est lié à la composante alternative du courant de charge [TAC 98]. Bien sûr, pour que le phénomène de rééquilibrage se produise, il faut qu'il existe une relation de causalité entre la tension de sortie et le courant débité. Cet équilibrage n'est pas envisageable dans le cas d'un fonctionnement à vide.

Dans le cas d'une charge R-L, la dynamique d'équilibrage est conditionnée en partie par la valeur de la constante de temps L / R de la charge régissant l'évolution du courant de charge i_{ch} [TAC 98]. De plus, pour une résistance donnée, une valeur importante (respectivement faible) de l'inductance de charge L entraîne une dynamique d'équilibre lente (respectivement rapide).

La figure II.13 montre l'influence de la valeur de l'inductance de charge L dans le cas d'un onduleur à trois cellules ayant les caractéristiques suivantes :

- La tension du bus continu $E = 1200V$
- La fréquence de découpage $f_{déc} = 10.5kHz$

- La résistance de charge $R = 10\Omega$
- Les capacités des sources flottantes $C_1=C_2= 40\mu\text{F}$
- Le rapport cyclique (identique sur les trois cellules) $\mathfrak{R}=0.5$

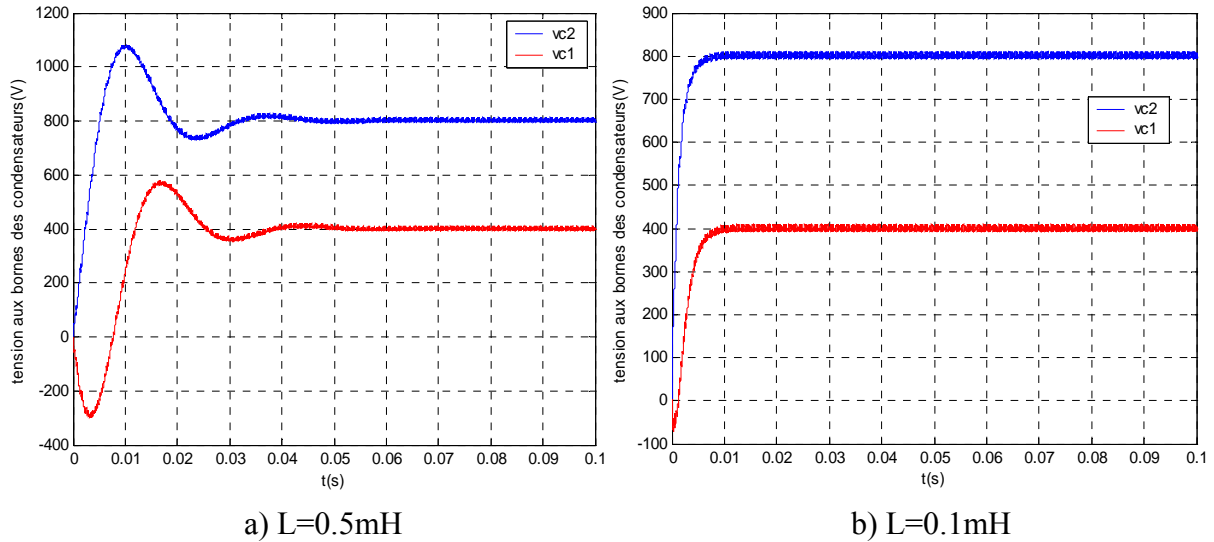


Figure II.13 : Influence de l'inductance de charge sur l'équilibrage.

II. 3.4.2. Equilibrage avec un circuit auxiliaire

Le phénomène d'équilibrage naturel des tensions flottantes permet au convertisseur multicellulaire de fonctionner en boucle ouverte, sans aucun asservissement de celles-ci. Cependant, ce phénomène est relativement lent. Aussi, il est possible d'en augmenter la dynamique, grâce à un circuit auxiliaire que l'on place en parallèle avec la charge. Ce circuit auxiliaire est un filtre rlc série accordé sur la fréquence de découpage des interrupteurs (f_{dec}).

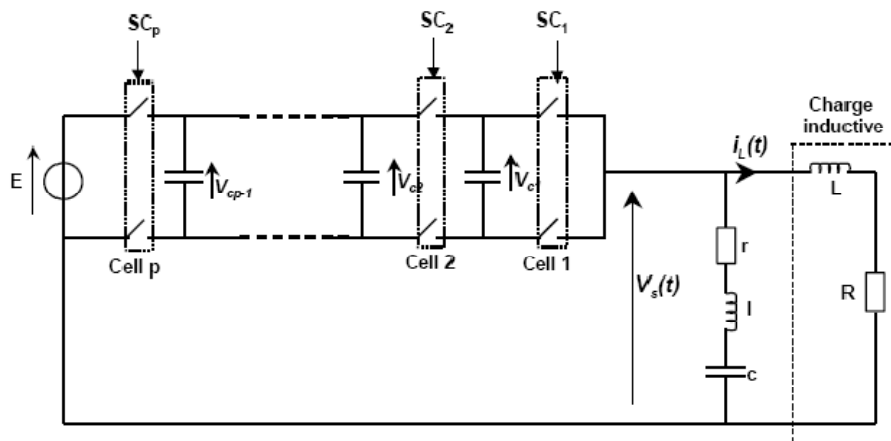


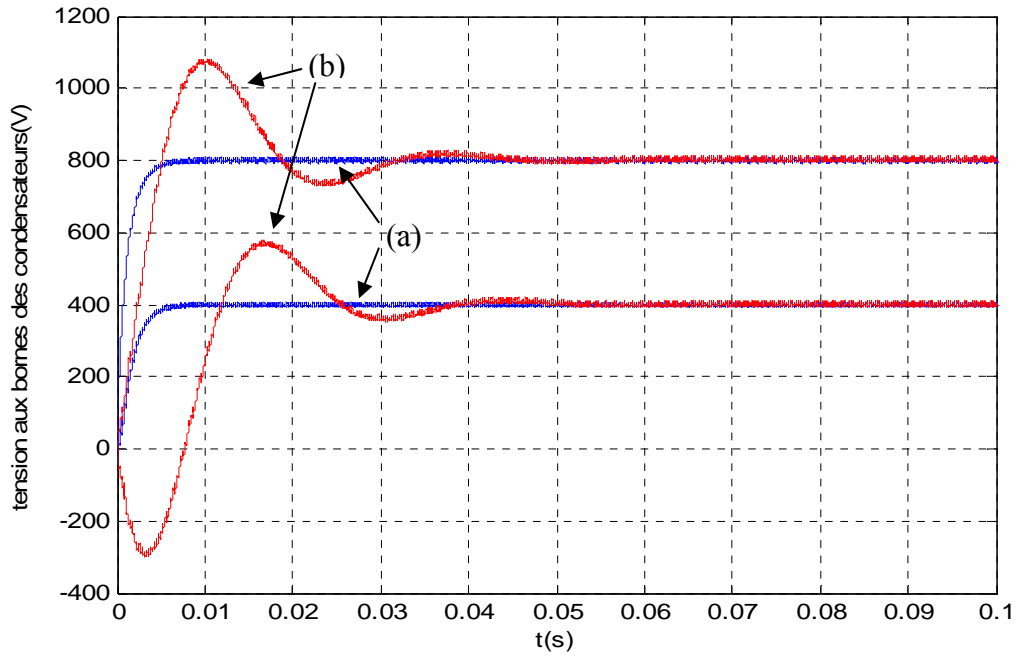
Figure II.14 : Dispositif favorisant l'équilibrage naturel: circuit rlc d'aide à l'équilibrage.

Le circuit auxiliaire d'aide à l'équilibrage présente une impédance élevée pour toutes les fréquences différentes de $f_{d\acute{e}c}$. Ainsi, il absorbe un courant négligeable par rapport à la charge. Par contre, en cas de déséquilibre des tensions flottantes, une composante harmonique de fréquence $f_{d\acute{e}c}$ apparaît sur la tension de sortie. Cette fréquence correspond à l'impédance minimale du circuit auxiliaire, qui absorbe de ce fait un courant important (r est choisie très faible). Le circuit auxiliaire amplifie la composante du courant absorbée à $f_{d\acute{e}c}$, donc il accélère le phénomène de rééquilibrage.

Le nombre de circuits auxiliaires à mettre en œuvre est fonction du nombre de cellules du convertisseur car ce nombre fixe la bande passante comprise entre $f_{d\acute{e}c}$ et $p f_{d\acute{e}c}$. Ainsi pour un convertisseur à trois cellules, un circuit rlc série accordé à la fréquence de découpage $f_{d\acute{e}c}$ est suffisant. Par contre pour un convertisseur à sept cellules, trois circuits rlc en parallèle sur la charge accordés à $f_{d\acute{e}c}$, $2f_{d\acute{e}c}$ et $3 f_{d\acute{e}c}$ seront nécessaires [TEL 07].

Pour montrer l'apport du circuit auxiliaire en matière de dynamique d'équilibrage, nous présentons sur la figure II.15 deux essais en boucle ouverte avec et sans circuit auxiliaire dans le cas de l'onduleur à trois cellules ayant les caractéristiques suivantes :

- La tension du bus continu $E = 1200V$
- La fréquence de découpage $f_{d\acute{e}c} = 10.5kHz$
- La résistance de charge $R = 10\Omega$
- L'inductance de la charge $L=0.5mH$
- Les capacités des sources flottantes $C_1=C_2= 40\mu F$
- Le rapport cyclique (identique sur les trois cellules) $\mathfrak{R}=0.5$
- La résistance du circuit auxiliaire $R_{aux}=10$
- L'inductance du circuit auxiliaire $L_{aux}=1.2mH$
- Capacité du circuit auxiliaire $C=50nF$
- Fréquence propre $f_{aux}= 10.5 kHz$
- Le facteur d'amortissement $\xi_{aux}=0.03$



(a) : avec charge auxiliaire

(b) : sans charge auxiliaire

Figure II.15 : Apport du circuit auxiliaire en boucle ouverte.

II.3.5. Modèle aux valeurs moyennes

L'inconvénient majeur de la représentation des convertisseurs multicellulaires série par le modèle exact est qu'elle est discontinue puisque avec les hypothèses posées (interrupteurs parfait), l'état des cellules passe de 0 à 1 en un temps nul [GAT 97].

Pour contourner ce problème, il est possible d'effectuer une modélisation aux valeurs moyennes du système en supposant faible la période de découpage par rapport aux constantes de temps mises en jeu dans le système.

Dans le modèle aux valeurs moyennes, chaque grandeur, dans le modèle exact, est remplacée par sa valeur moyenne sur la période de découpage. Ce modèle est continu et permet de faire la synthèse des lois de commande.

Le modèle aux valeurs moyennes devient :

$$\begin{aligned}
 \frac{d\bar{v}_{C1}}{dt} &= \frac{(\mathfrak{R}_2 - \mathfrak{R}_1)}{C_1} \bar{i}_{ch} \\
 \frac{d\bar{v}_{C2}}{dt} &= \frac{(\mathfrak{R}_3 - \mathfrak{R}_2)}{C_2} \bar{i}_{ch} \\
 &\vdots \\
 \frac{d\bar{v}_{C_{p-1}}}{dt} &= \frac{(\mathfrak{R}_p - \mathfrak{R}_{p-1})}{C_{p-1}} \bar{i}_{ch}
 \end{aligned} \tag{II.12}$$

$$\frac{d\bar{i}_{ch}}{dt} = \frac{(\mathfrak{R}_1 - \mathfrak{R}_2)}{L} \bar{v}_{C1} + \frac{(\mathfrak{R}_2 - \mathfrak{R}_3)}{L} \bar{v}_{C2} + \dots + \frac{(\mathfrak{R}_{p-1} - \mathfrak{R}_p)}{L} \bar{v}_{Cp-1} + \frac{\mathfrak{R}_p}{L} E - \frac{R}{L} \bar{i}_{ch} - \frac{E}{2L}$$

Avec :

$\bar{v}_{Ck}, \bar{i}_{Ck}, \bar{i}_{ch}, \bar{v}_s$ et \mathfrak{R} sont respectivement les valeurs moyennes sur une période de découpage des grandeurs $v_{Ck}, i_{Ck}, i_{ch}, v_s$ et SC_k .

II.3.6. Résultats de Simulation

Sur la figure II.16 nous présentons les résultats de simulation concernant un onduleur multicellulaire à 4 cellules à point milieu, alimentant une charge RL, dont les caractéristiques sont :

- La tension d'alimentation $E = 1200$ V
- Les valeurs des condensateurs $C_1=C_2=C_3=40\mu\text{F}$
- La fréquence de découpage $f_{dec} = 16\text{kHz}$
- La résistance de charge $R = 10\Omega$
- L'inductance de charge $L = 0.5$ mH

Les signaux de commande sont obtenus par modulation de largeur d'impulsions par la technique MLI naturelle et la modulante mod_k est sinusoïdale :

$$mod_k = r \sin(2\pi f_{mod} t)$$

Avec r représente la profondeur de modulation comprise entre 0 et 1. Dans notre application, nous avons choisi $r = 0.9$.

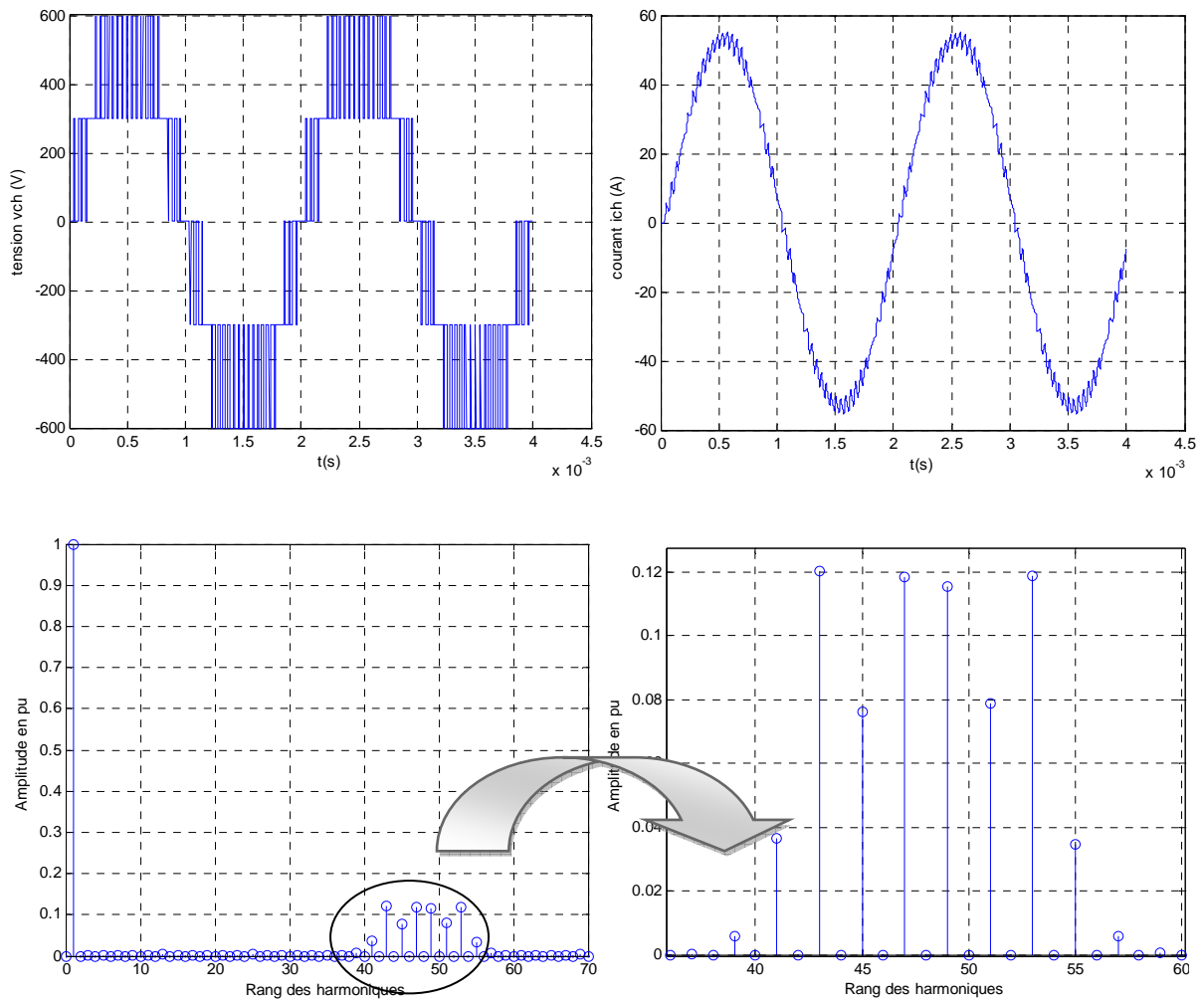


Figure II.16 : Spectre d'harmoniques et formes du courant et de la tension d'une charge R-L , alimentée par un onduleur multicellulaire à point milieu 5 niveaux pour $m=12$ et $r=0.9$

La figure II.17 nous présentons les résultats de simulation pour $m=16000/500=32$

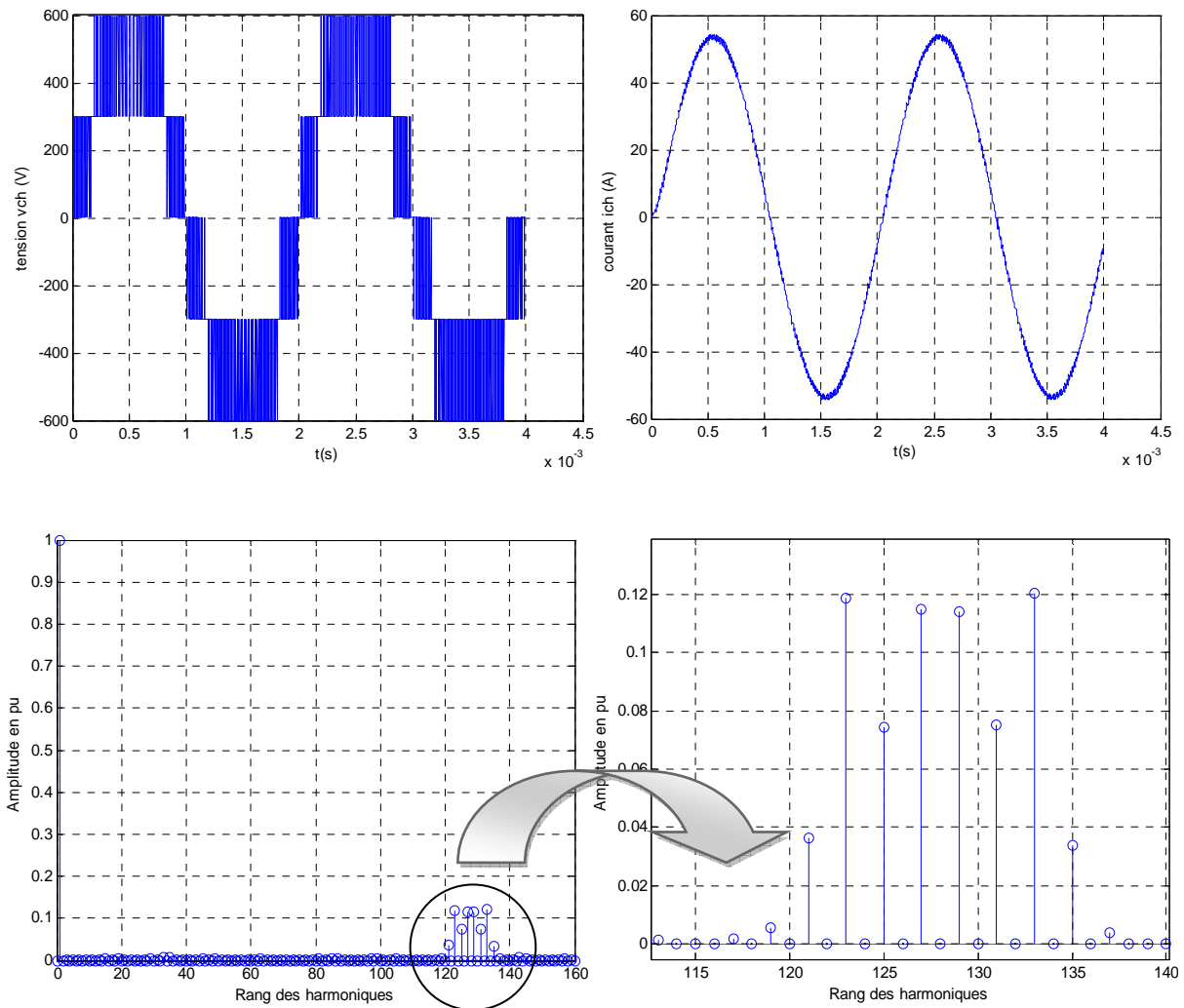


Figure II.17 : Spectre d’harmoniques et formes du courant et de la tension d’une charge R-L , alimentée par un onduleur multicellulaire à point milieu 5 niveaux pour $m=32$ et $r=0.9$

On remarque que la tension aux bornes de la charge évolue entre les tensions $-E/2$ et $E/2$. Le fondamental de cette tension est en phase avec la modulante et sa fréquence est identique à la fréquence f_{mod} . Le courant dans la charge présente un déphasage par rapport à la modulante, qui est introduit par la charge. On remarque aussi que les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $pm f_{mod}$, et l’augmentation de l’indice de modulation " m " permet de pousser les harmoniques vers les fréquences plus élevées et donc facilement filtrés.

Les cellules de commutation sont indépendantes l’une par rapport à l’autre, ce qui permet d’utiliser des commandes décalées pour chaque cellule. La figure II.18 présente les porteuses, la référence sinusoïdale et les signaux de commande utilisés pour générer la tension

découpée. Les porteuses occupent l'intégralité de la plage de modulation. Leur déphasage est égale à $\frac{\pi}{2}$.

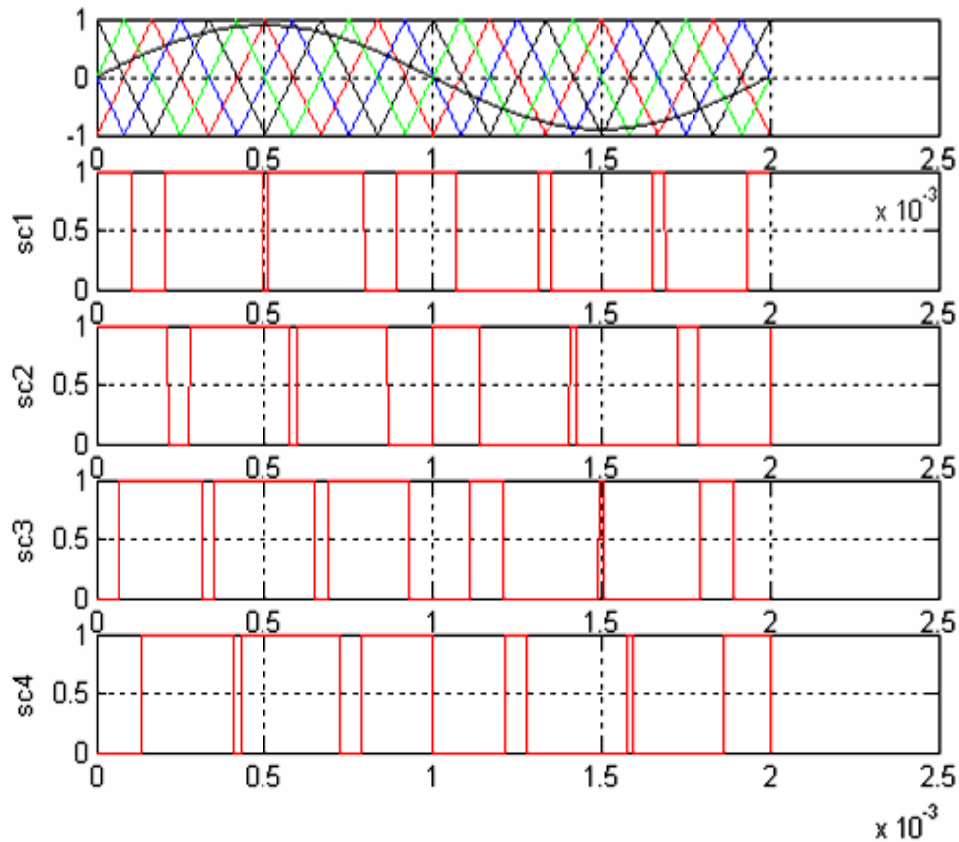


Figure II.18 : Porteuses, modulante et signaux de commande de sc1 et sc2 d'un onduleur FC 5 niveaux

L'inconvénient de ce type de structure est que la tension de sortie ne peut atteindre que la moitié de la tension d'entrée E , puisque la charge est connectée au point milieu de l'alimentation. On résout ce problème en utilisant un onduleur en pont complet monophasé.

II.4. Onduleur monophasé en pont complet

La structure d'un onduleur multicellulaire série monophasé en pont complet est représentée sur la figure II.19. Cette structure contient deux bras, le premier bras est caractérisé par les condensateurs $C_{1,1}, C_{2,1}, \dots, C_{p-1,1}$. Tandis que, le deuxième bras est caractérisé par les condensateurs $C_{1,2}, C_{2,2}, \dots, C_{p-1,2}$.

Les équations qui régissent le fonctionnement du premier bras sont :

$$\frac{dv_{C_{1,1}}}{dt} = \frac{(SC_{2,1} - SC_{1,1})}{C_{1,1}} i_{ch}$$

$$\frac{dv_{C_{2,1}}}{dt} = \frac{(SC_{3,1} - SC_{2,1})}{C_{2,1}} i_{ch}$$

⋮ ⋮ ⋮

$$\frac{dv_{C_{p-1,1}}}{dt} = \frac{(SC_{p,1} - SC_{p-1,1})}{C_{p-1,1}} i_{ch}$$

Le fonctionnement du deuxième bras est décrit par le système d'équations suivant :

$$\frac{dv_{C_{1,2}}}{dt} = \frac{(SC_{2,2} - SC_{1,2})}{C_{1,2}} i_{ch}$$

$$\frac{dv_{C_{2,2}}}{dt} = \frac{(SC_{3,2} - SC_{2,2})}{C_{2,2}} i_{ch}$$

⋮ ⋮ ⋮

$$\frac{dv_{C_{p-1,2}}}{dt} = \frac{(SC_{p,2} - SC_{p-1,2})}{C_{p-1,2}} i_{ch}$$

La tension aux bornes de la charge est exprimée par :

$$v_{ch} = v_{s1} - v_{s2}$$

Avec :

$$v_{s1} = v_{AM} = (SC_{1,1} - SC_{2,1})v_{C_{1,1}} + (SC_{2,1} - SC_{3,1})v_{C_{2,1}} + \dots + (SC_{p-1,1} - SC_{p,1})v_{C_{p-1,1}} + SC_{p,1}E$$

$$v_{s2} = v_{BM} = (SC_{1,2} - SC_{2,2})v_{C_{1,2}} + (SC_{2,2} - SC_{3,2})v_{C_{2,2}} + \dots + (SC_{p-1,2} - SC_{p,2})v_{C_{p-1,2}} + SC_{p,2}E$$

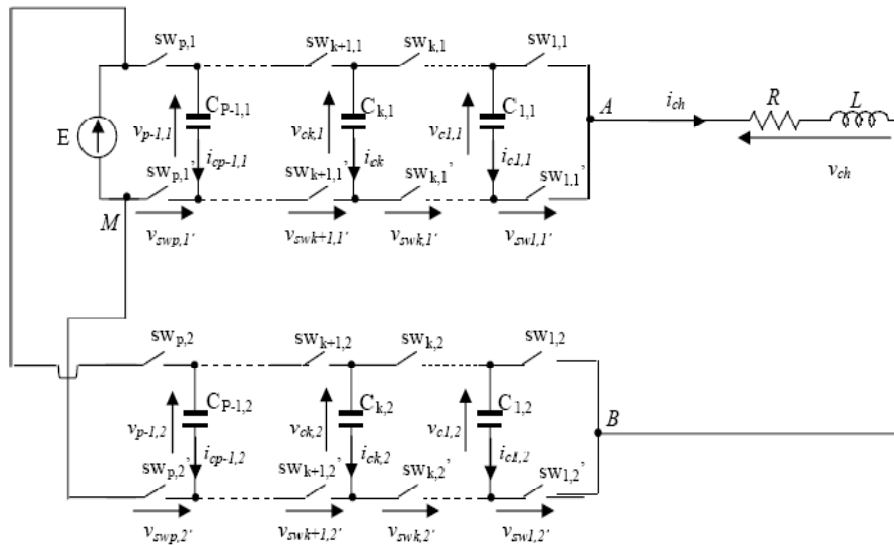


Figure II.19 : Onduleur monophasé multicellulaire en pont complet.

La figure II.20 montre les résultats de simulation d'un onduleur monophasé multicellulaire série à 4 cellules en pont complet, alimentant une charge RL, dont les caractéristiques sont :

- La tension d'alimentation $E = 1200 \text{ V}$
- Les valeurs des condensateurs $C_1=C_2=C_3=40\mu\text{F}$
- La fréquence de découpage $f_{dec} = 16\text{kHz}$
- La résistance de charge $R = 10\Omega$
- L'inductance de charge $L = 0.5 \text{ mH}$
- La fréquence de la modulante $f_{mod} = 500\text{Hz}$

Les signaux de commande sont obtenus par modulation de largeur d'impulsions par la technique MLI naturelle. Les deux modulantes mod_1 (pour le premier bras) et mod_2 (pour le deuxième bras) sont données par :

$$mod_1 = 0.9 \sin (2\pi f_{mod} t)$$

$$mod_2 = 0.9 \sin (2\pi f_{mod} t - \pi)$$

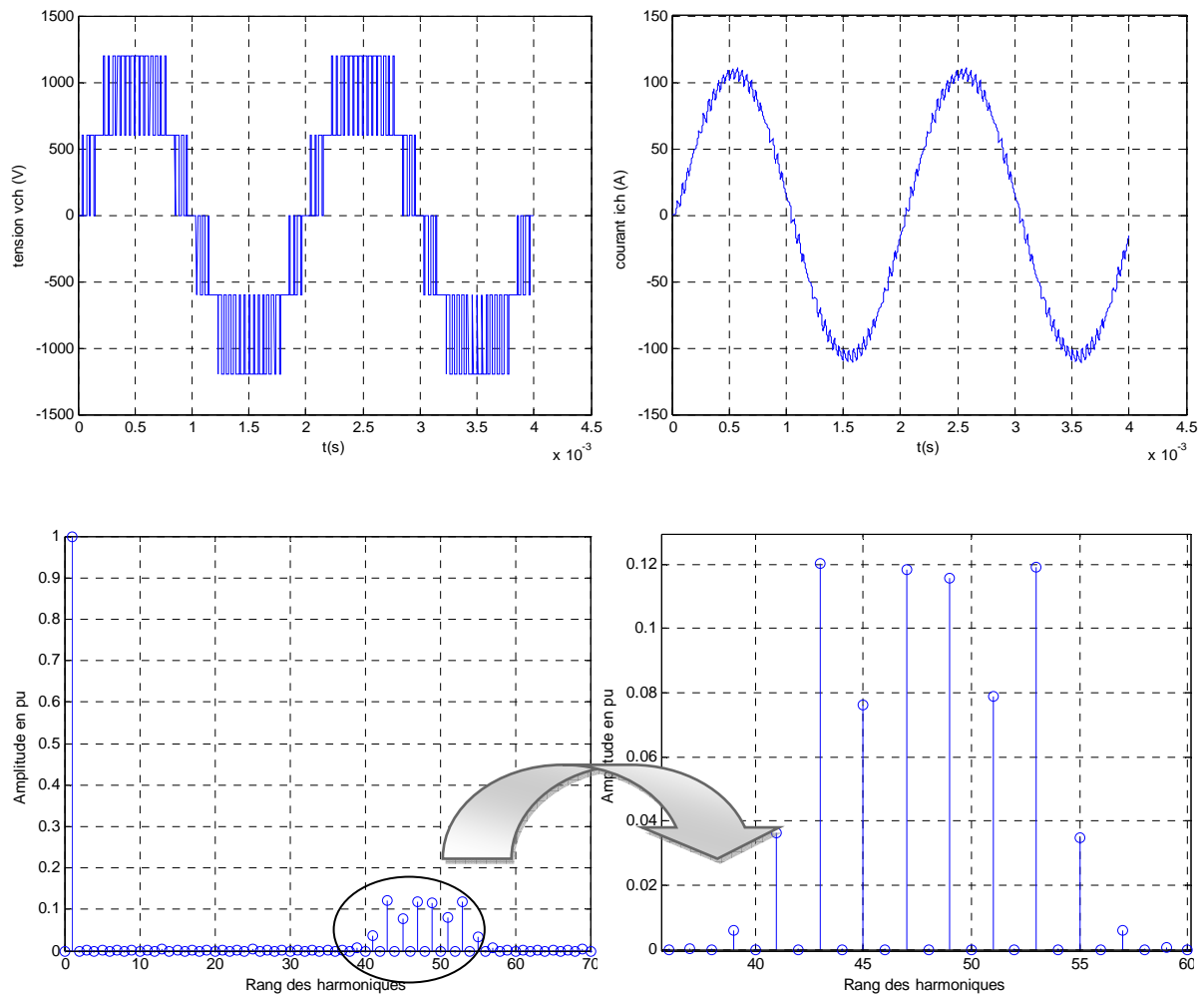


Figure II.20 : Spectre d'harmoniques et l'évolution du courant et de la tension aux bornes de la charge, alimentée par un onduleur monophasé multicellulaire 4 cellules en pont complet pour $m=12$ et $r=0.9$.

La figure II.21 nous présentons les résultats de simulation pour $m=32$

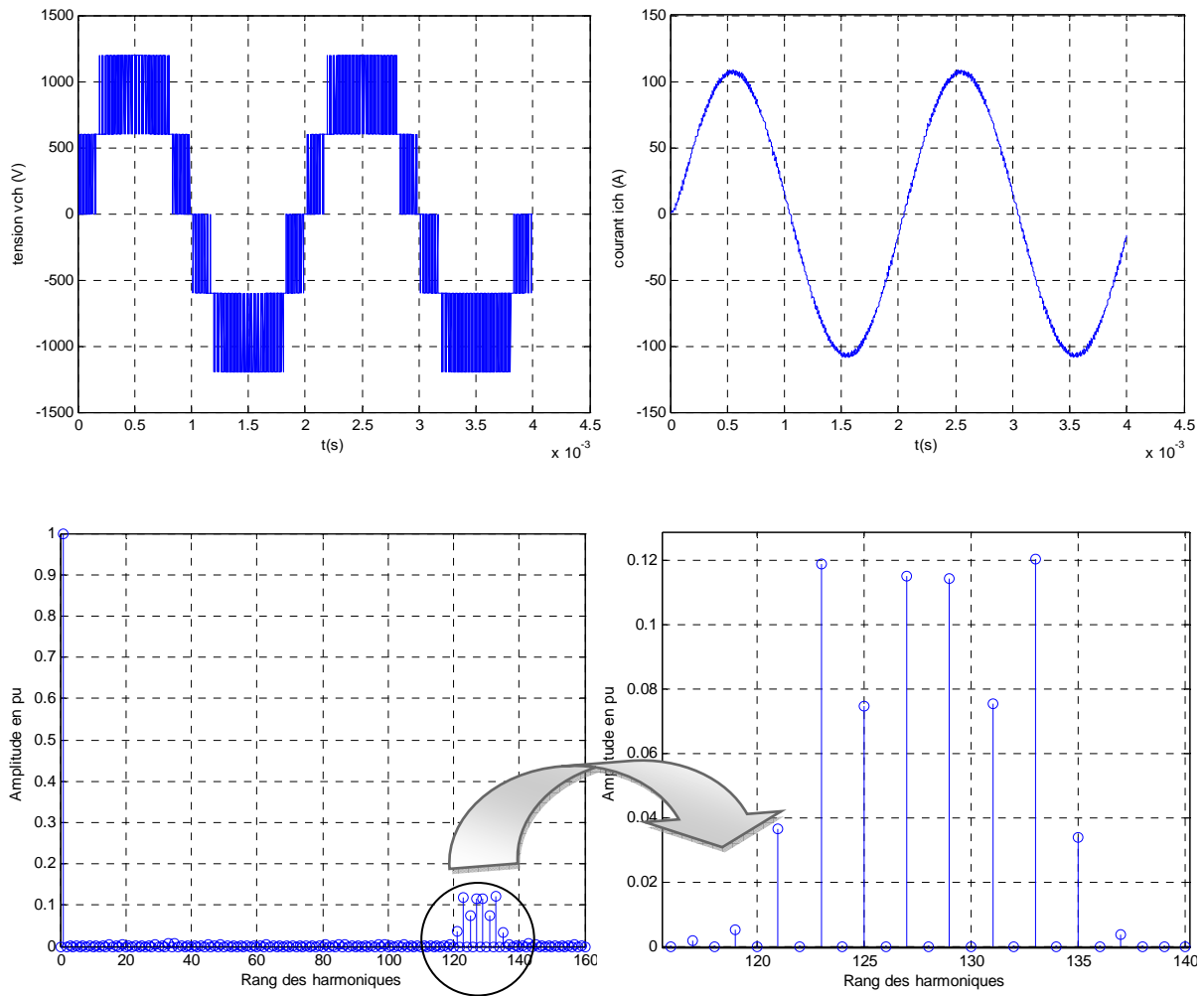


Figure II.21 : L'évolution du courant et de la tension aux bornes de la charge, alimentée par un onduleur monophasé multicellulaire 4 cellules en pont complet $m=32$ et $r=0.9$.

D'après les figures II.20 et II.21 on remarque que la tension aux bornes de la charge varie entre les tensions $-E$ et E . Le fondamental de cette tension est en phase avec la modulante et sa fréquence est identique à la fréquence f_{mod} . Le courant dans la charge présente un déphasage par rapport à la modulante, ce déphasage dépend de la charge, on remarque aussi que les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $p m f_{mod}$, et l'augmentation de l'indice de modulation " m " permet de pousser les harmoniques vers les fréquences plus élevées et donc facilement filtrés.

II.5. Onduleur multicellulaire série triphasés

La structure d'un onduleur multicellulaire série triphasé est composée de trois bras multicellulaires, comme le montre la figure II.22. En notant l'indice de la phase ($j = a, b, c$), on a la notation suivante :

- sc pour la commande de la cellule i du bras j
- $v_{Ci,j}$ pour la tension du condensateur i du bras j

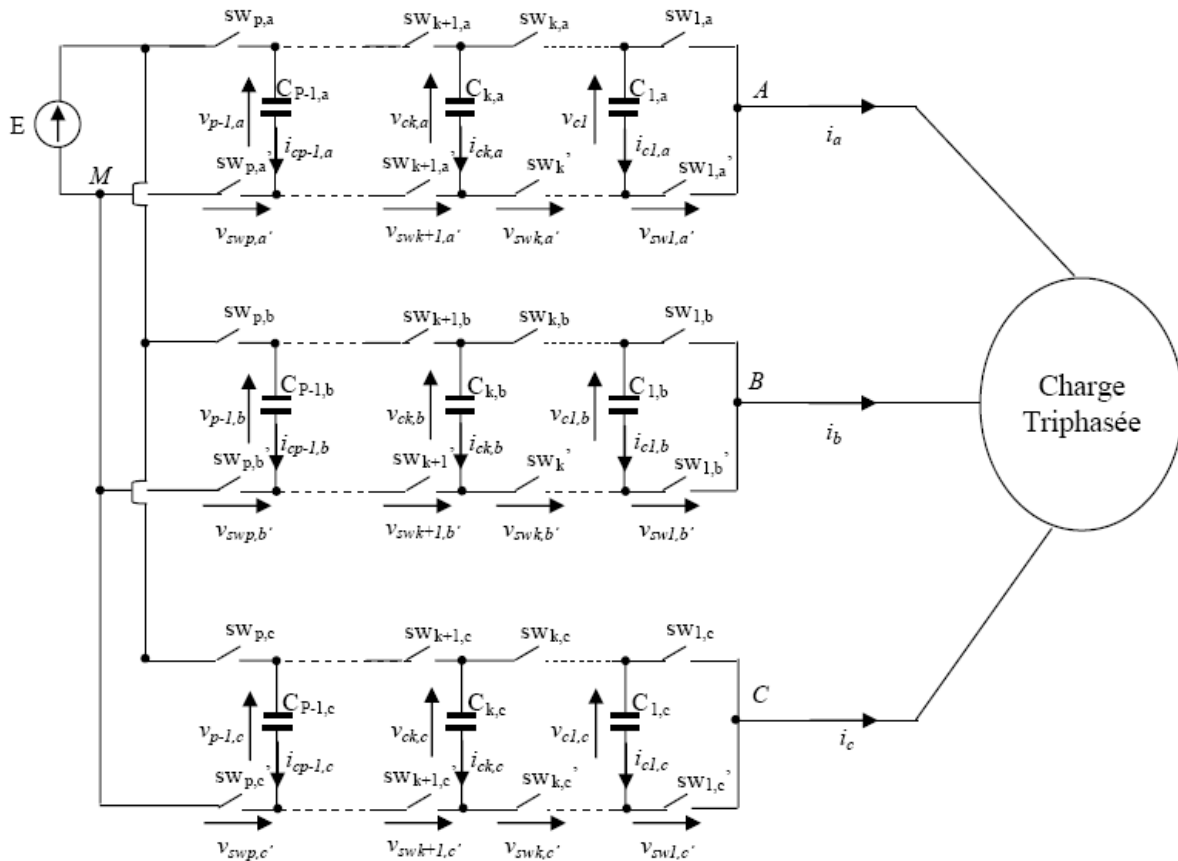


Figure II.22 : Structure d'un onduleur multicellulaire triphasé.

Le fonctionnement des trois bras est régi par les équations suivantes :

- Pour le bras a :

$$\frac{dv_{C_{1,a}}}{dt} = \frac{(SC_{2,a} - SC_{1,a})}{C_{1,a}} i_a$$

$$\frac{dv_{C_{2,a}}}{dt} = \frac{(SC_{3,a} - SC_{2,a})}{C_{2,a}} i_a$$

⋮

$$\frac{dv_{C_{p-1,a}}}{dt} = \frac{(SC_{p,a} - SC_{p-1,a})}{C_{p-1,a}} i_a$$

(II.13)

- Pour le bras b :

$$\begin{aligned} \frac{dv_{C1,b}}{dt} &= \frac{(SC_{2,b} - SC_{1,b})}{C_{1,b}} i_b \\ \frac{dv_{C2,b}}{dt} &= \frac{(SC_{3,b} - SC_{2,b})}{C_{2,b}} i_b \\ &\vdots \\ \frac{dv_{C_{p-1},b}}{dt} &= \frac{(SC_{p,b} - SC_{p-1,b})}{C_{p-1,b}} i_b \end{aligned} \quad (II.14)$$

- Pour le bras c :

$$\begin{aligned} \frac{dv_{C1,c}}{dt} &= \frac{(SC_{2,c} - SC_{1,c})}{C_{1,c}} i_c \\ \frac{dv_{C2,c}}{dt} &= \frac{(SC_{3,c} - SC_{2,c})}{C_{2,c}} i_c \\ &\vdots \\ \frac{dv_{C_{p-1},c}}{dt} &= \frac{(SC_{p,c} - SC_{p-1,c})}{C_{p-1,c}} i_c \end{aligned} \quad (II.15)$$

Les tensions aux bornes de la charge sont données par :

$$\begin{aligned} v_a &= \frac{(2v_{AM} - v_{BM} - v_{CM})}{3} \\ v_b &= \frac{(-v_{AM} + 2v_{BM} - v_{CM})}{3} \\ v_c &= \frac{(-v_{AM} - v_{BM} + 2v_{CM})}{3} \end{aligned} \quad (II.16)$$

Avec :

$$\begin{aligned} v_{AM} &= (SC_{1,a} - SC_{2,a})v_{C1,a} + (SC_{2,a} - SC_{3,a})v_{C2,a} + \dots + (SC_{p-1,a} - SC_{p,a})v_{C_{p-1},a} + SC_{p,a}E \\ v_{BM} &= (SC_{1,b} - SC_{2,b})v_{C1,b} + (SC_{2,b} - SC_{3,b})v_{C2,b} + \dots + (SC_{p-1,b} - SC_{p,b})v_{C_{p-1},b} + SC_{p,b}E \\ v_{CM} &= (SC_{1,c} - SC_{2,c})v_{C1,c} + (SC_{2,c} - SC_{3,c})v_{C2,c} + \dots + (SC_{p-1,c} - SC_{p,c})v_{C_{p-1},c} + SC_{p,c}E \end{aligned} \quad (II.17)$$

II.6. CONCLUSION :

La commande de la machine synchrone double étoile nécessite une tension d'alimentation à fréquence variable. L'onduleur de tension à MLI (Modulation de largeur d'impulsions) permet de reconstituer les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe. Dans cette partie, nous présentons la modélisation du convertisseur multicellulaire série destiné à alimenter en tension cette machine.

Les topologies multicellulaires, quant à elles, utilisent la mise en série d'interrupteurs, assurant la répartition de la contrainte en tension du convertisseur sur plusieurs cellules de commutation.

L'entrelacement ou le décalage des commandes permet à ces convertisseurs de faire apparaître des niveaux de tension E_n et de multiplier la fréquence apparente en sortie. Ces améliorations induisent un spectre de la tension de sortie de meilleure qualité d'un point de vue harmonique et permettent de réduire de façon significative les besoins en terme de filtrage (volume, énergie stockée, coût). Pour la topologie multicellulaire série toutefois, l'augmentation de la tension entraîne indirectement une augmentation de la taille des condensateurs, et au-delà de 6kV, le prix et le volume tendent à devenir prohibitifs.

La nécessité de l'équilibrage des tensions intermédiaires, et par extension des tensions aux bornes des cellules de commutation, apparaît comme évidente pour les structures multicellulaire série; ceci afin de garantir une répartition équilibrée de la contrainte en tension aux bornes des semi-conducteurs de puissance et d'assurer un fonctionnement sain de ces topologies.



CHAPITRE III

Association convertisseur-MSDE

II.1. INTRODUCTION

Le contrôle de couple de la machine synchrone se réalise d'une manière classique par action sur la fréquence et l'amplitude de la tension statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension de fréquence variable. Dans cette étude le convertisseur statique choisi se constitue de trois étages :

Un redresseur connecté au réseau triphasé d'alimentation, un filtre qui permet de réduire les ondulations de courant et de la tension, et deux onduleurs qui permettent d'alimenter la machine par un système de tension alternatif à fréquence et amplitude variable. Pour réduire l'effet des harmoniques qui gênent le fonctionnement de la machine, les deux onduleurs sont commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion.

III.2. STRUCTURE GENERALE DE L'ALIMENTATION DE LA MSDE

La machine synchrone à double étoile est un dispositif à vitesse variable, ou la fréquence des tensions d'alimentation est délivrée par un convertisseur statique est asservi à la position du rotor.

L'existence des deux stators nécessite une alimentation par deux onduleurs de tension à transistors dont la commande de la MLI est décalée d'un angle " γ ".

Les deux onduleurs sont alimentés par un même pont à diodes dont la tension de sortie est filtrée par un filtre passe-bas LC. Le schéma synoptique d'un MSDE et son alimentation est présentée par la figure suivante :

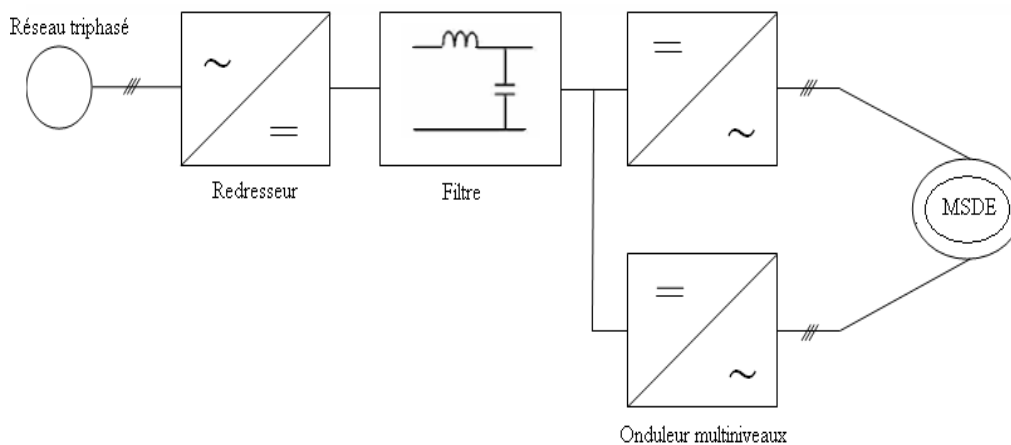


Figure II.1 : le schéma synoptique d'un MSDE et de son alimentation.

III.3. MODELISATION DES CONVERTISSEURS

III.3.1 Modélisation du redresseur

Le schéma de principe d'un pont redresseur est donné par la figure III.2.

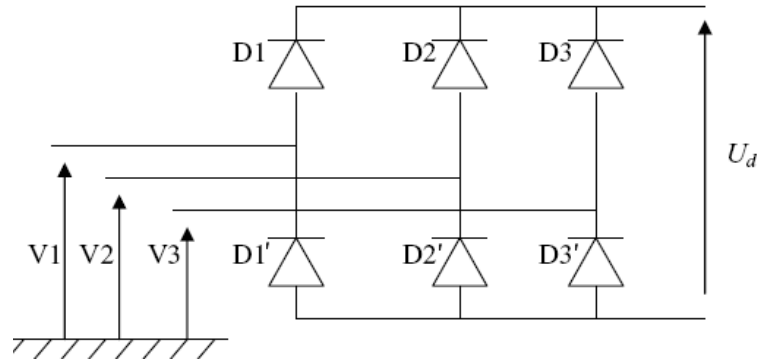


Figure III.2 : Redresseur à diodes.

La séquence de conduction des diodes :

$$\begin{cases} D_i \text{ conduit si } V_i = \max(V_j); j = 1,2,3; i = 1,2,3 \\ D'_i \text{ conduit si } V_i = \min(V_j); j = 1,2,3; i = 1,2,3 \end{cases}$$

La tension de sortie du redresseur « U_d » est :

$$U_d = \max(V) - \min(V); j = 1,2,3$$

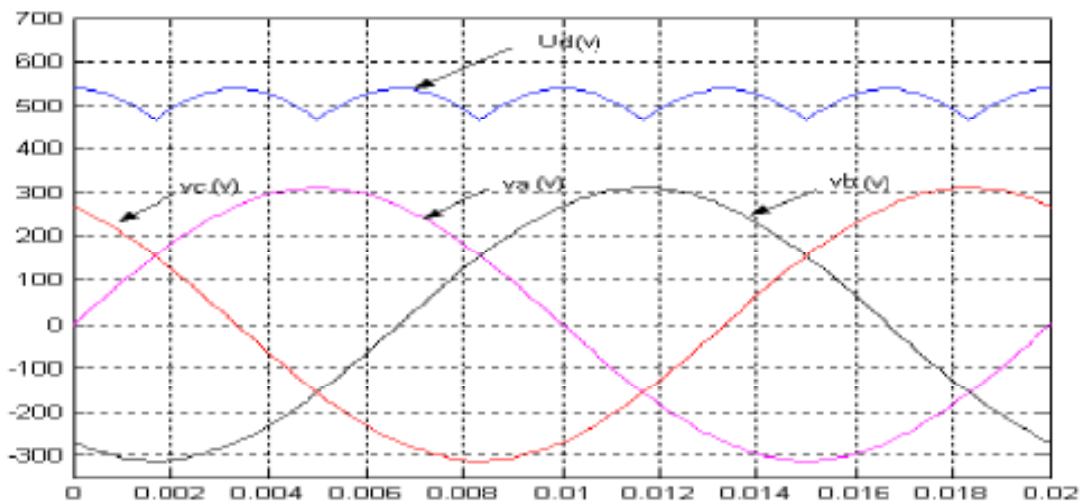


Figure III.3 : tension redressée

III.3.2. Modélisation du filtre

Le filtre est constitué d'une inductance montée en parallèle avec un condensateur. La figure (II.4) le schématisé.

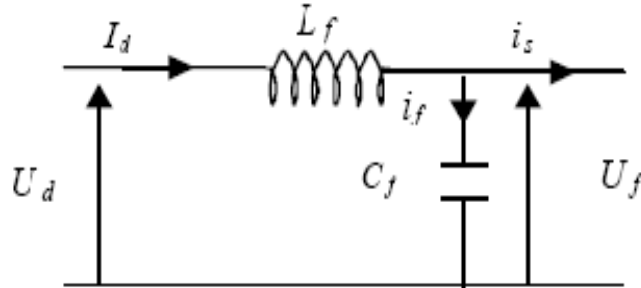


Figure III.4 : Filtre (LC)

Le condensateur permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension U sensiblement constante, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. L'inductance permet de rendre sensiblement le courant constant.

Le filtre est modélisé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} U_d = L_f \frac{di_d}{dt} + U_f \\ \frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d - I_s) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par la relation suivante :

$$F = \frac{U_f}{U_d} = \frac{1}{1 + (\omega L_f C_f)^2} \quad (\text{III.2})$$

Pour dimensionner le filtre, les paramètres sont choisis tels que sa pulsation de résonance est nettement supérieure à la pulsation d'utilisation, afin de minimiser l'influence des harmoniques d'ordre supérieur provoqués par l'onduleur : $\omega_f > \omega$. [YOU 07]

D'où la condition au choix de L_f et C_f :

$$\omega \sqrt{L_f C_f} < 1.$$

Dans notre cas nous avons choisis : $L_f=0.01\text{H}$ et $C_f=250 \mu\text{F}$.

III.3.3. Modélisation de l'onduleur de tension

Les onduleurs de tension font la patrie essentielle de système d'alimentation, ils constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robuste et rapides, d'autre part, sur l'utilisation des techniques de « modulation de largeur d'impulsion ». [D3176]

Dans notre cas l'alimentation de la MSDE est réalisée à travers deux onduleurs multicellulaire série triphasé, La structure de chaque onduleur est composée de trois bras multicellulaires. Chaque bras est composée de 4 cellules comme le montre la figure III.5, En notant l'indice de la phase ($j = a, b, c$)

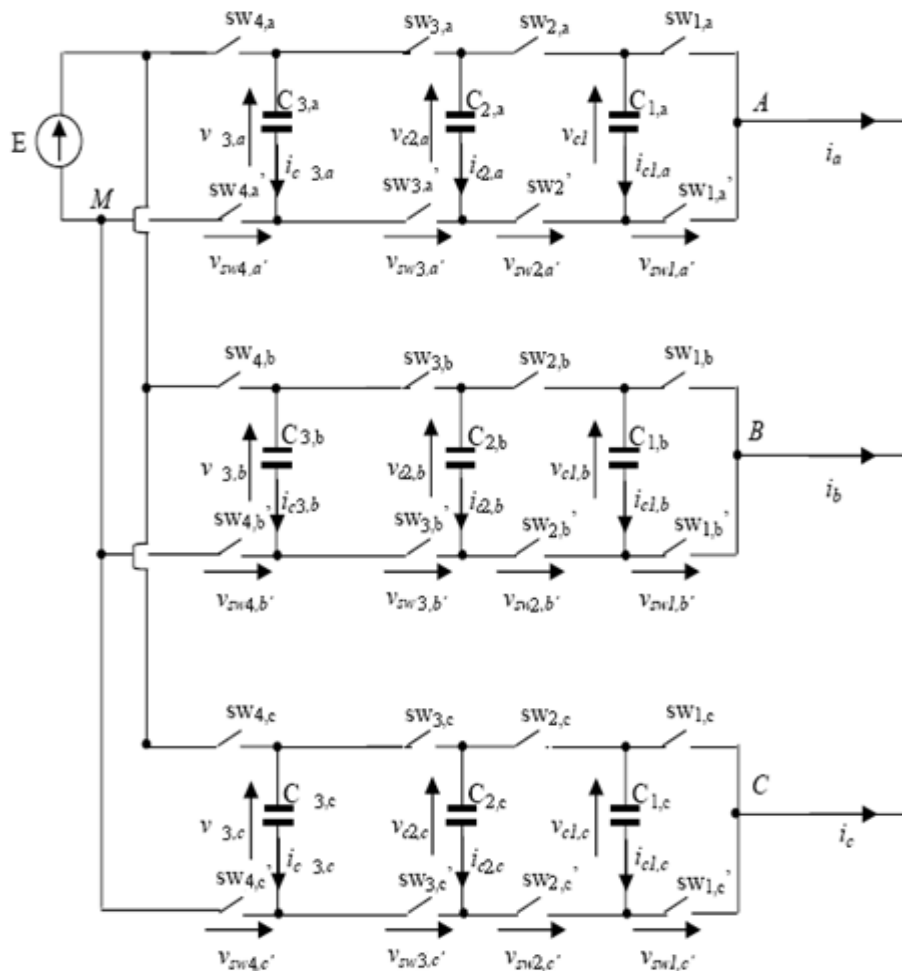


Figure III.5: Onduleur triphasés Multicellulaire Série à cinq niveaux

Le fonctionnement des trois bras est régi par les équations suivantes :

- Pour le bras a :

$$\frac{dv_{c1,a}}{dt} = \frac{(SC_{2,a} - SC_{1,a})}{C_{1,a}} i_a$$

$$\frac{dv_{c2,a}}{dt} = \frac{(SC_{3,a} - SC_{2,a})}{C_{2,a}} i_a \quad (III.3)$$

$$\frac{dv_{c3,a}}{dt} = \frac{(SC_{4,a} - SC_{3,a})}{C_{3,a}} i_a$$

- Pour le bras b :

$$\frac{dv_{c1,b}}{dt} = \frac{(SC_{2,b} - SC_{1,b})}{C_{1,b}} i_b$$

$$\frac{dv_{c2,b}}{dt} = \frac{(SC_{3,b} - SC_{2,b})}{C_{2,b}} i_b \quad (III.4)$$

$$\frac{dv_{c3,b}}{dt} = \frac{(SC_{4,b} - SC_{3,b})}{C_{3,b}} i_b$$

- Pour le bras c :

$$\frac{dv_{c1,c}}{dt} = \frac{(SC_{2,c} - SC_{1,c})}{C_{1,c}} i_c$$

$$\frac{dv_{c2,c}}{dt} = \frac{(SC_{3,c} - SC_{2,c})}{C_{2,c}} i_c \quad (III.5)$$

$$\frac{dv_{c3,c}}{dt} = \frac{(SC_{4,c} - SC_{3,c})}{C_{3,c}} i_c$$

Les tensions aux bornes de la charge sont données par :

$$v_a = \frac{(2v_{AM} - v_{BM} - v_{CM})}{3}$$

$$v_b = \frac{(-v_{AM} + 2v_{BM} - v_{CM})}{3} \quad (III.6)$$

$$v_c = \frac{(-v_{AM} - v_{BM} + 2v_{CM})}{3}$$

Avec :

$$v_{AM} = (SC_{1,a} - SC_{2,a})v_{c1,a} + (SC_{2,a} - SC_{3,a})v_{c2,a} + (SC_{3,a} - SC_{4,a})v_{c3,a} + SC_{4,a}E$$

$$v_{BM} = (SC_{1,b} - SC_{2,b})v_{c1,b} + (SC_{2,b} - SC_{3,b})v_{c2,b} + (SC_{3,b} - SC_{4,b})v_{c3,b} + SC_{4,b}E \quad (\text{III.7})$$

$$v_{CM} = (SC_{1,c} - SC_{2,c})v_{c1,c} + (SC_{2,c} - SC_{3,c})v_{c2,c} + (SC_{3,c} - SC_{4,c})v_{c3,c} + SC_{4,c}E$$

L'onduleur est commandé par la technique MLI naturelle, les trois modulantes mod_1 (pour le premier), mod_2 (pour le deuxième bras) et mod_3 (pour le troisième bras) sont données par :

$$mod_1 = r \sin(2\pi f_{mod} t)$$

$$mod_1 = r \sin(2\pi f_{mod} t - \frac{2\pi}{3})$$

$$mod_1 = r \sin(2\pi f_{mod} t - \frac{4\pi}{3})$$

. La figure III.6 présente les porteuses, la référence sinusoïdale. Les porteuses occupent l'intégralité de la plage de modulation. Leur déphasage est égal à $\frac{2\pi}{3}$.

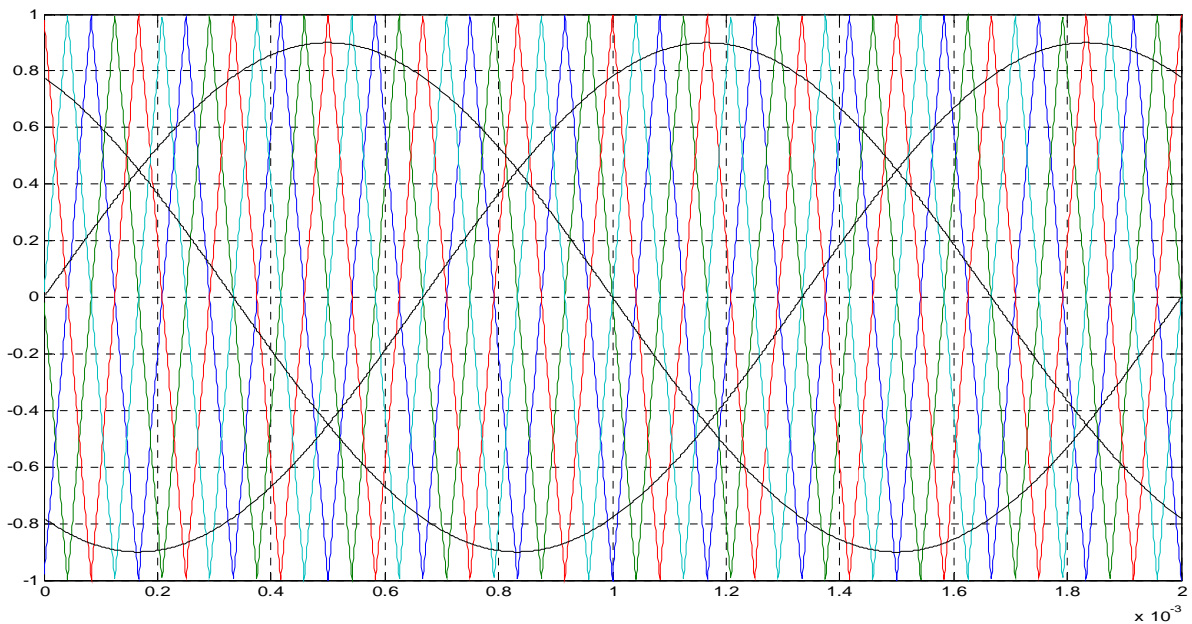


Figure III.6 : Porteuses, modulantes pour $m=12$ et $r=0.9$

Les figures III.7 III.8 et III.9 présentent les résultats de simulation d'un onduleur triphasé multicellulaire série à quatre cellules (cinq niveaux) alimentant une charge R-L triphasée pour différentes valeurs de l'indice de modulation m

L'onduleur est caractérisé par :

- La tension d'alimentation $E = 1200 \text{ V}$.
- Les valeurs des condensateurs $C_1 = C_2 = C_3 = 40\mu \text{ F}$.
- La résistance de charge $R = 10\Omega$.
- L'inductance de charge $L = 0.5 \text{ mH}$.

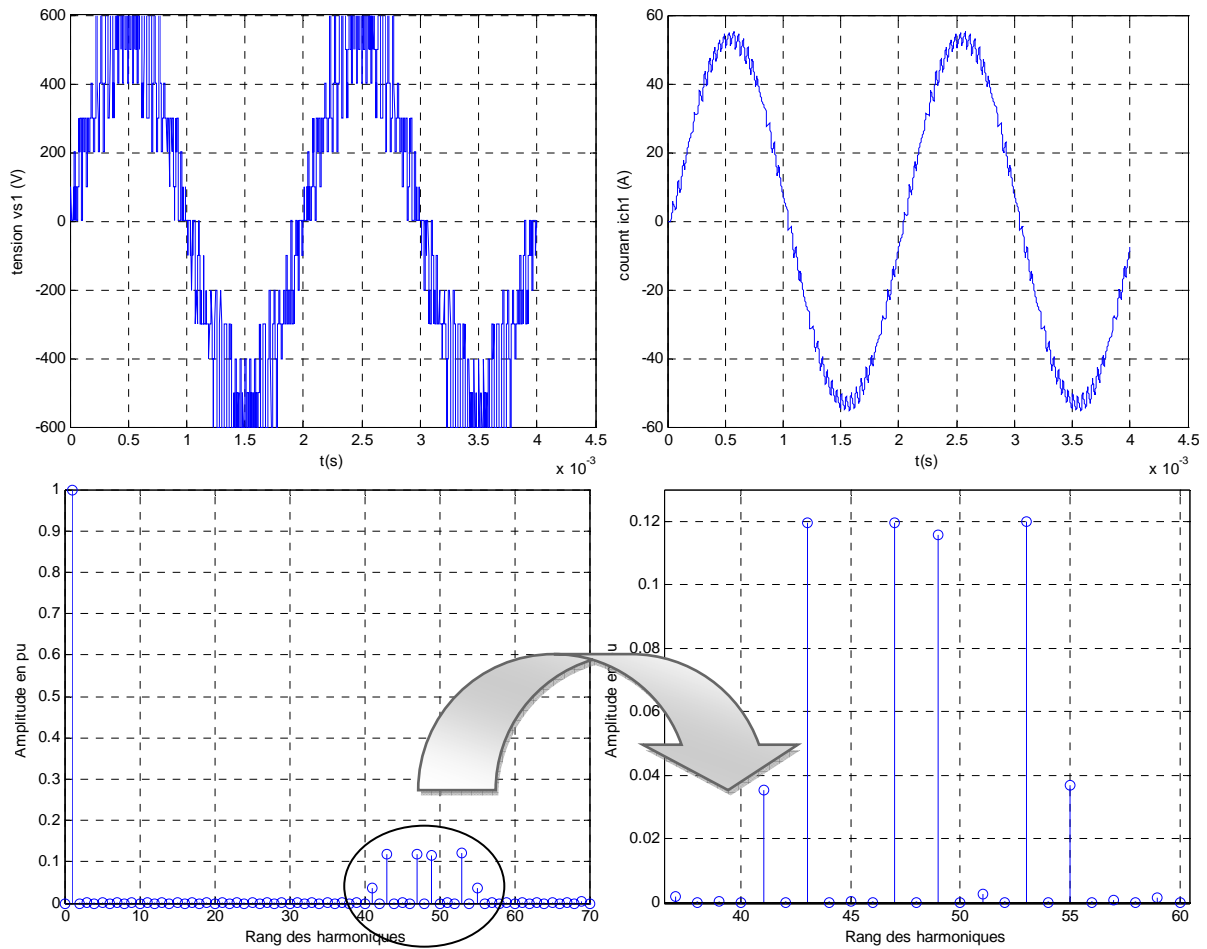


Figure III.7 : Spectre d'harmoniques et formes du courant et de la tension d'une charge R-L triphasée, alimentée par un onduleur triphasé multicellulaire 5 niveaux pour $m=12$ et $r=0.9$

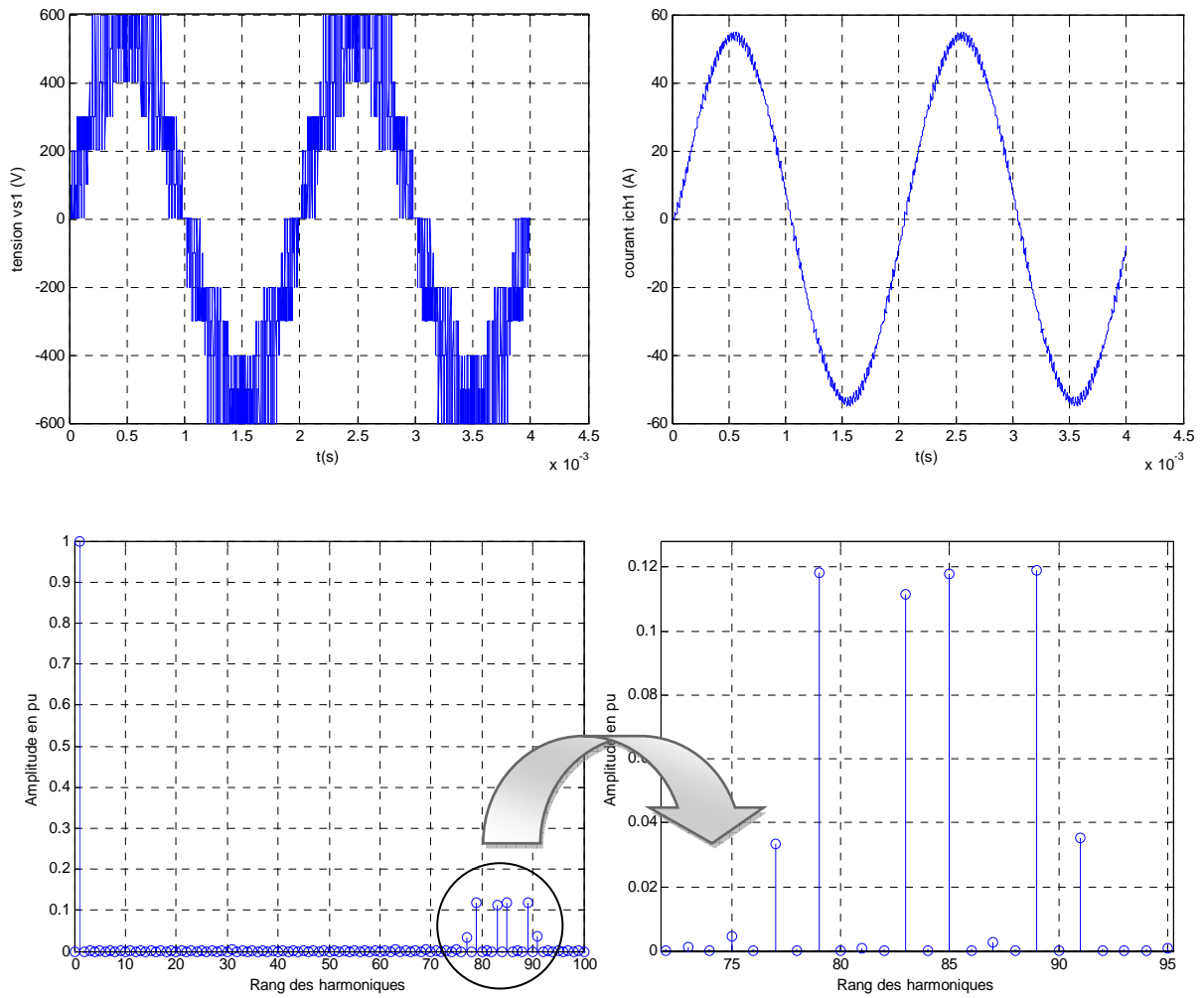


Figure III.8 : Spectre d’harmoniques et formes du courant et de la tension d’une charge R-L triphasée, alimentée par un onduleur triphasé multicellulaire 5 niveaux pour $m=21$ et $r=0.9$

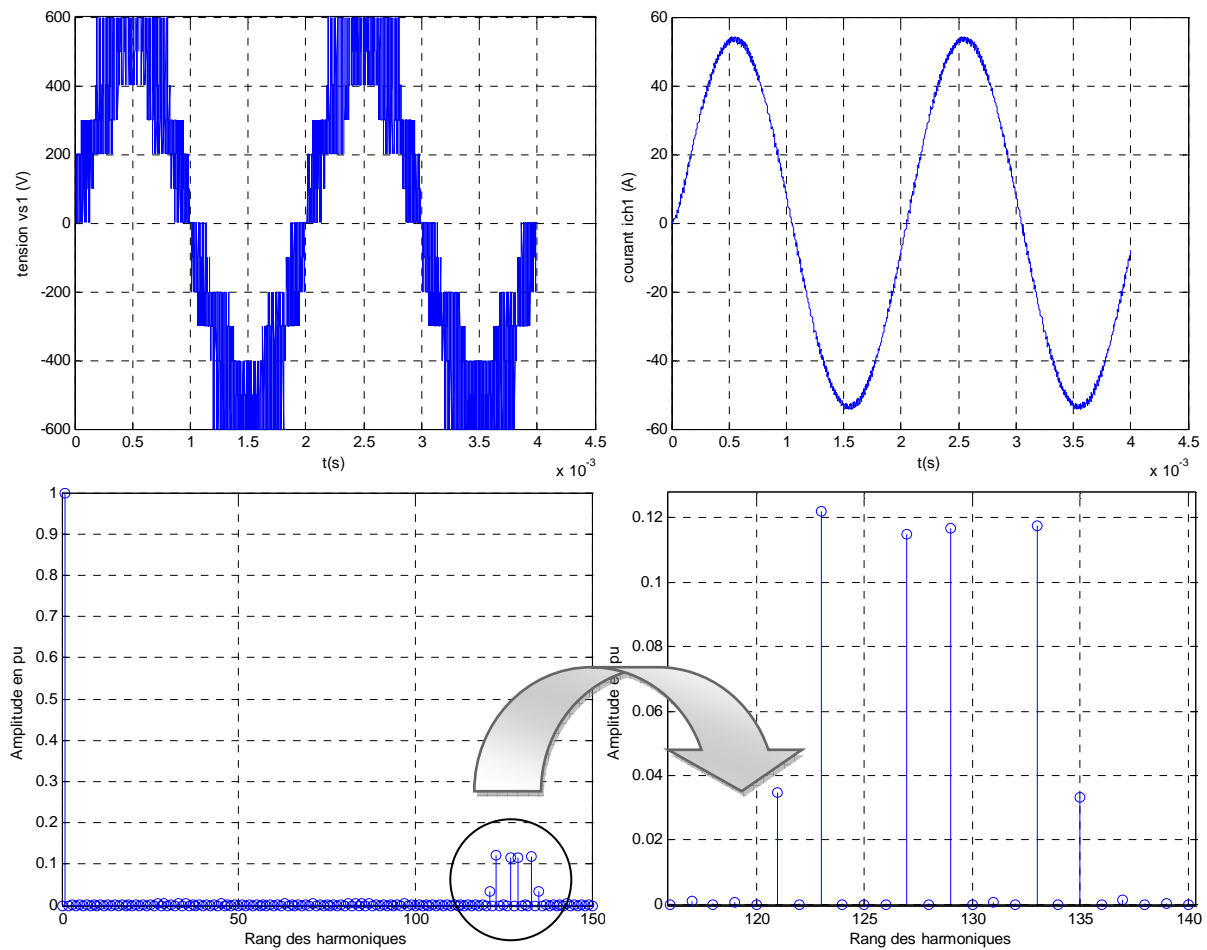


Figure III.9 : Spectre d'harmoniques et formes du courant et de la tension d'une charge R-L triphasée, alimentée par un onduleur triphasé multicellulaire 5 niveaux pour $m=32$ et $r=0.9$

On remarque que la tension aux bornes de la charge varie entre les tensions $-E/2$ et $E/2$. Le fondamental de cette tension est en phase avec la modulante et sa fréquence est identique à la fréquence f_{mod} . Le courant dans la charge présente un déphasage par rapport à la modulante, ce déphasage dépend de la charge, on remarque aussi que les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $4m f_{mod}$, et l'augmentation de l'indice de modulation " m " permet de pousser les harmoniques vers les fréquences plus élevées et donc facilement filtrés.

III.4. ASSOCIATION ONDULEURS -MSDE

La figure III.10 représente l'association des deux onduleurs multicellulaire à cinq niveaux et la machine synchrone double étoile ou les deux onduleurs sont commander par la

technique MLI triangulo-sinusoïdale. Les signaux de commande du deuxième onduleur sont décalés d'un angle γ par rapport à ceux du premier onduleur.

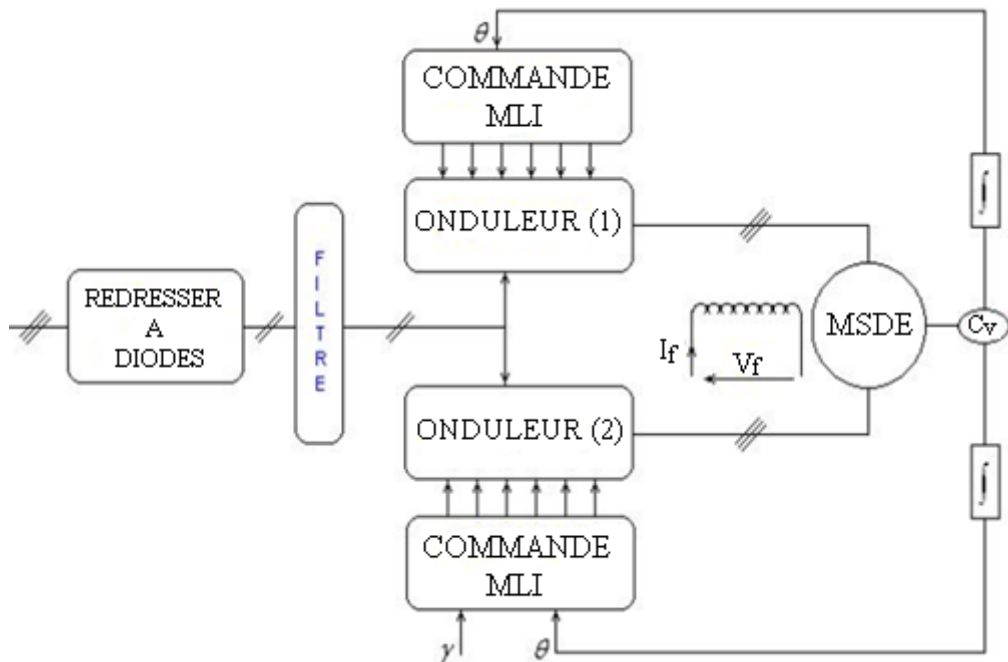


Figure III.10 : Structure générale de l'alimentation de la MSDE

III.5. SIMULATION ET INTERPRETATION

La figure III.11 qui représente la simulation du comportement dynamique de la machine synchrone à double étoile alimentée par deux onduleur multicellulaire à cinq niveaux commandés par la technique MLI triangulo-sinusoïdale lors d'un démarrage à vide et puis l'application d'une charge $C_r=10Nm$ à l'instant $t=1.5s$ montre :

Le couple électromagnétique varie d'abord d'une façon brusque au démarrage de la machine en suite se stabilise en régime permanent à une valeur de $10Nm$, composant le couple de charge appliqué à $t=1.5s$ après une durée de $5s$. Le couple est ondulé entre $6Nm$ et $15Nm$, ces ondulations sont dues à celle du courant.

La vitesse de rotation chute à la valeur de $314rad/s$ qui est la vitesse nominale de la machine.

Le flux statorique atteint une valeur de $1Wb$ et le courant d'excitation $1A$ en régime permanent.

III.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté la structure générale de l'alimentation de la MSDE par deux onduleurs multicellulaires à cinq niveaux commandés par la technique MLI triangulo-sinusoïdale.

L'étude des caractéristiques de la tension de sortie à montre qu'elle présente des harmoniques faibles. Les harmonique de la tension se regroupent en familles concentrés autour des fréquence multiple de $4 m f_{mod}$.

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.

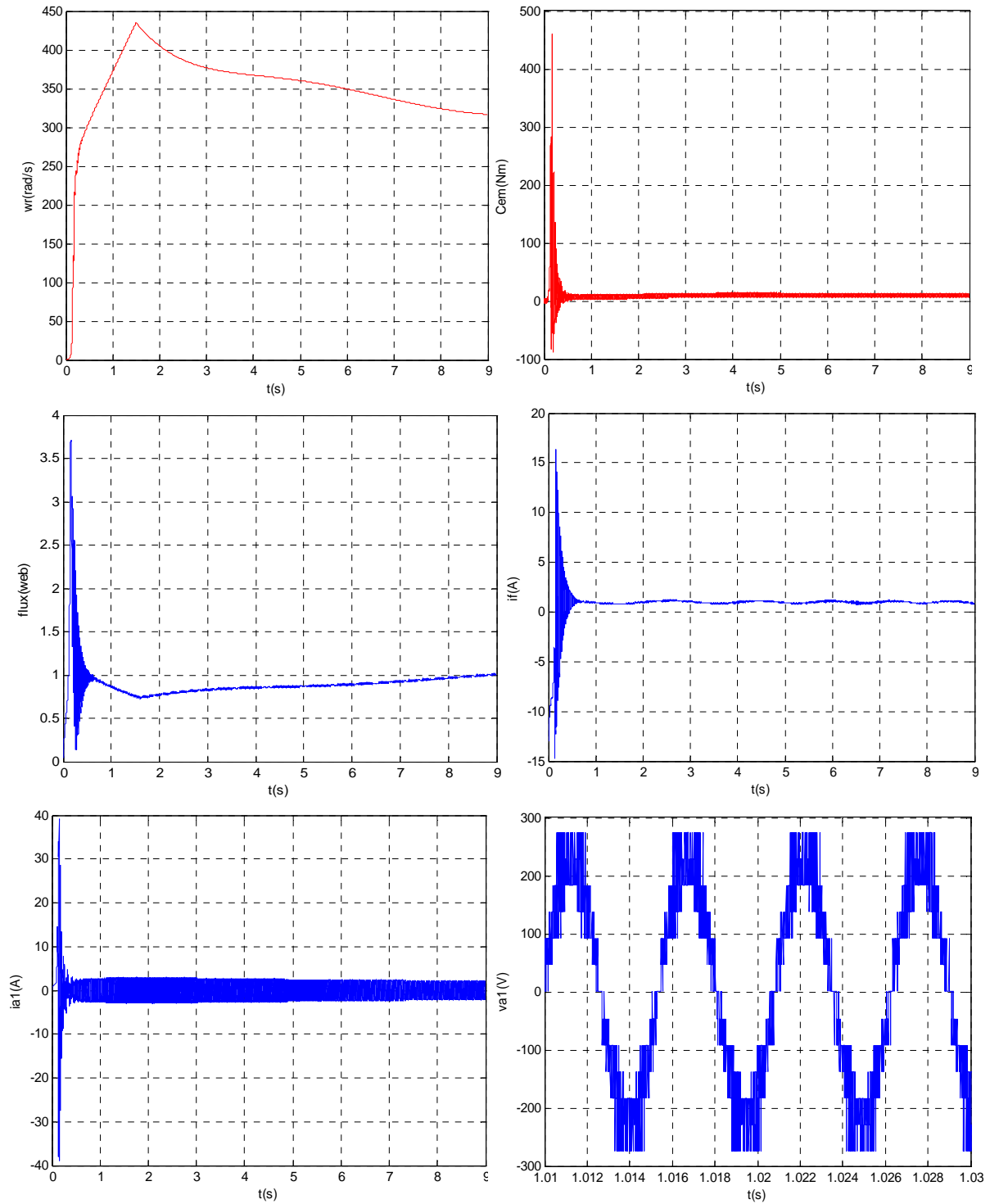


Figure III.11 : performance de la conduite de la MSDE alimentée par deux onduleurs de tension à cinq niveaux commandés par la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale.



CHAPITRE IV

Commande vectorielle de la MSDE

IV.1. INTRODUCTION

Parmi tous les types des 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 machine le courant d'induit produit le couple et le courant d'induction engendre le flux. Il est alors facile de réaliser une commande du couple et du flux de la machine de manière indépendante et précise, et d'assurer des réponses dynamiques excellentes. Cependant, cette machine présente des inconvénients dus au système balais-collecteurs ce qui l'empêche d'être utilisée dans des milieux explosifs et corrosifs. Par conséquent, les recherches sont orientées vers l'étude de nouveaux variateurs de vitesse équipés de la machine à courant alternatif alimenté par des convertisseurs statique [MOU 06]. La difficulté de commander une telle machine réside dans la non linéarité du modèle et le fort couplage entre les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques.

La commande vectorielle est l'une des méthodes de commande appliquée aux machines électrique. Elle permet d'assurer le découplage entre les variables internes de la machine et d'obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants.

Dans ce chapitre nous appliquons la commande vectorielle à la MSDE afin de pouvoir commander le flux et le couple séparément. Pour le réglage de la vitesse nous utilisons un simple régulateur PI. Les résultats de simulations montrent l'efficacité et la robustesse de cette commande.

IV.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Le principe de base de la commande vectorielle a été proposé par BALSCHKE et HASSE dans les années 70. Cette commande consiste à orienter le vecteur courant et le vecteur flux afin de rendre le comportement de la machine synchrone similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (MCC) où le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple. Il s'agit de placer le référentiel (d, q) de sorte que le flux soit aligné sur l'axe direct (d). Ainsi, le flux est commandé par la composante directe du courant et le couple est commandé par l'autre composante. [MAH 96]

Le but de la commande vectorielle appliquée à la MSDE 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, I_d .Ainsi le comportement de la MSDE devient similaire à celui de la machine à courant continu (figure IV.1).

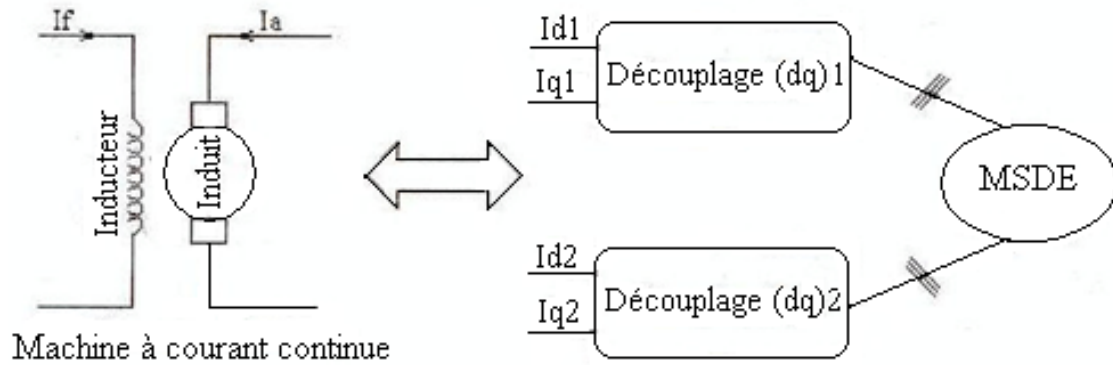


Figure IV.1 : principe de la commande vectorielle

IV.3. COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSDE A I_d NUL

Le principe de cette commande consiste à contrôler le couple électromagnétique par une seule composante du courant, donc de maintenir les courants I_{d1} et I_{d2} nul et d'assurer le contrôle par les composants en quadrature I_{q1} et I_{q2} seulement.

Le couple électromagnétique de la MSDE est donné par:

$$C_{em} = p[\phi_{d1}I_{q1} + \phi_{d2}I_{q2} - \phi_{q1}I_{d1} - \phi_{q2}I_{d2}] \quad (IV.1)$$

Après l'application de la commande vectorielle l'expression IV.1 devient:

$$C_{em} = p[\phi_{d1}I_{q1} + \phi_{d2}I_{q2}] \quad (IV.2)$$

Ce qui ressemble au couple électromagnétique de la machine à courant continu :

$$C_{em} = k\phi_a I_a \quad (IV.3)$$

$$\phi_a = KI_f$$

IV.3.1. Etude en boucle ouverte

Dans ce cas en agir directement par des fonctions logiques qui sont générées via la comparaison des tensions de référence qui sont fournis par le couple de référence aux tensions réelles de la machine.

Cette méthode consiste à imposer les courant I_{d1} et I_{d2} nuls et les courant I_{q1} et I_{q2} sont déterminés a partir du couple de référence, ces courant nous permettent de déduire les tensions de références (d, q).

Les tensions qui sont fournies par le bloc de découplage V_{d1}^* , V_{d2}^* , V_{q1}^* et V_{q2}^* assurent le contrôle des courants et le passage des grandeurs réelles se fait par la transformation de Park inverse.

IV.3.1.1. Structure du bloc de découplage

La structure du bloc de découplage est donnée par :

$$\begin{cases} I_{d1}^* = I_{d2}^* = 0 \\ I_{q1}^* = I_{q2}^* = \frac{C_{em}^*}{2pM_{fd}I_f} \end{cases} \quad (IV.4)$$

$$\begin{cases} V_{d1}^* = \frac{d}{dt}(M_{fd}I_f) - \omega_r(L_q I_{q1}^* + M_q I_{q2}^*) \\ V_{q1}^* = R_s I_{q1}^* + \frac{d}{dt}(L_q I_{q1}^* + M_q I_{q2}^*) + \omega_r(M_{fd}I_f) \\ V_{d2}^* = \frac{d}{dt}(M_{fd}I_f) - \omega_r(L_q I_{q2}^* + M_q I_{q1}^*) \\ V_{q2}^* = R_s I_{q2}^* + \frac{d}{dt}(L_q I_{q2}^* + M_q I_{q1}^*) + \omega_r(M_{fd}I_f) \end{cases} \quad (IV.5)$$

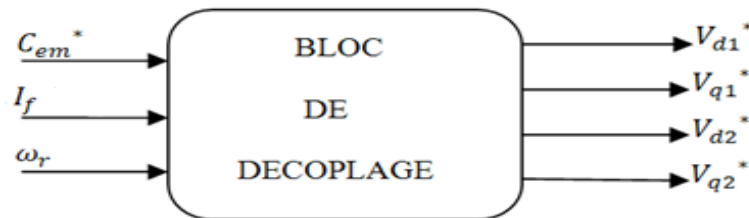


Figure IV.2 : structure du bloc de découplage

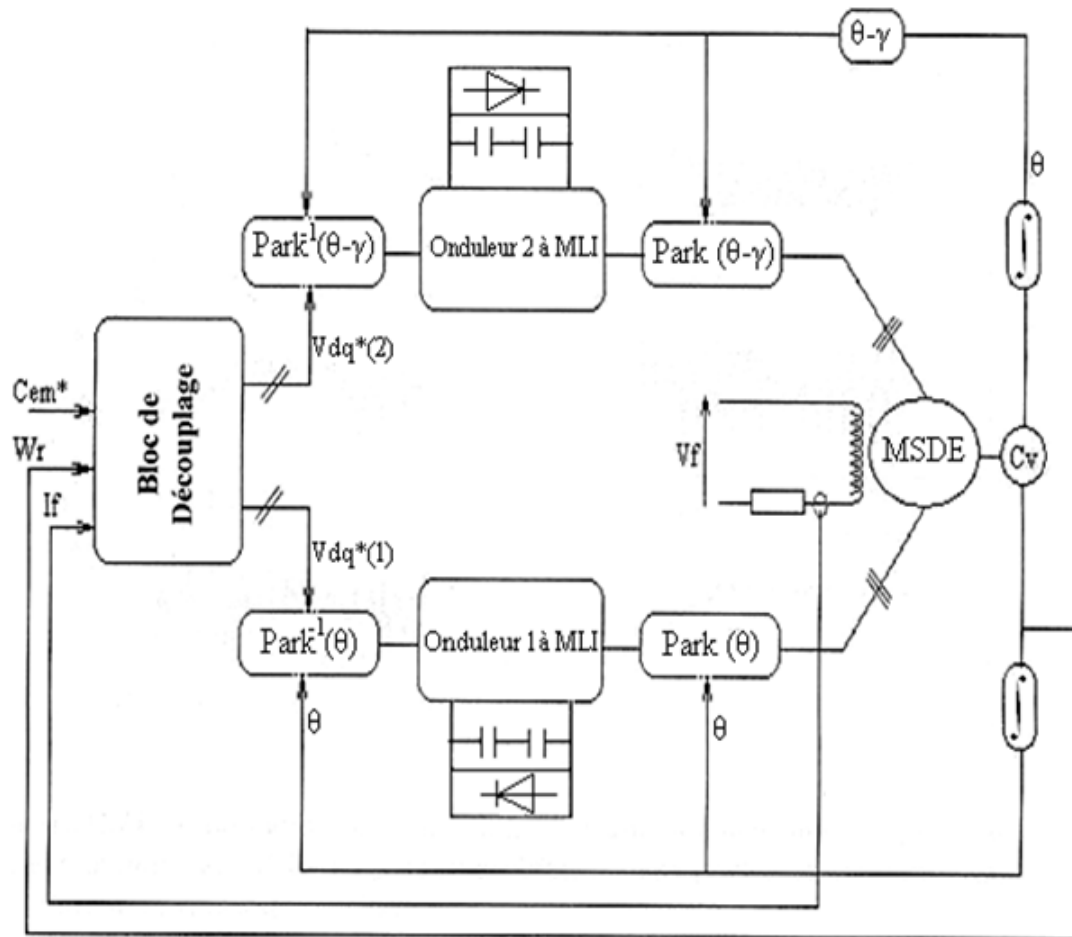


Figure IV.3 : schéma du bloc de découplage de MSDE alimenté par deux onduleurs multicellulaires.

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.

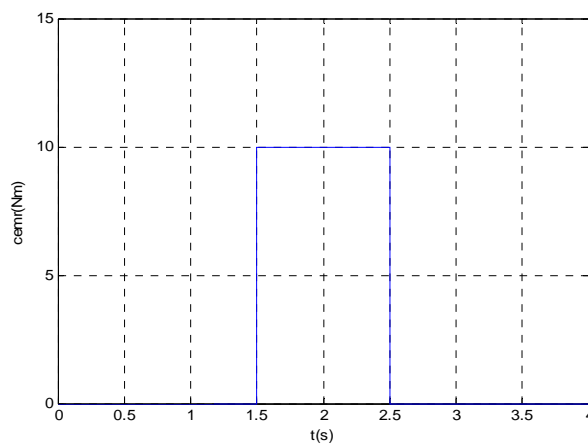


Figure IV.4: Couple de référence C_{em}^*

IV.3.1.2. Simulation et interprétation des résultats

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

- Les deux onduleurs sont commandés par la technique MLI triangulo-sinusoidale.
- La figure IV.5 illustre les résultats de simulation. L'analyse des courbes obtenue montre que le couple électromagnétique suit parfaitement le couple de référence avec un léger dépassement causée par la variation brusque de la consigne C_{em}^* .
- La composante directe du courant est sensiblement nulle cela montre l'effet du découplage des différent grandeurs, cependant la présence de l'onduleur engendre des ondulations autour de sa valeur moyenne.
- La composante en quadrature du courant i_q est l'image du couple.
- Le courant d'excitation prend un temps relativement lent pour attendre le régime nominale d'où la nécessité de sa régulation.

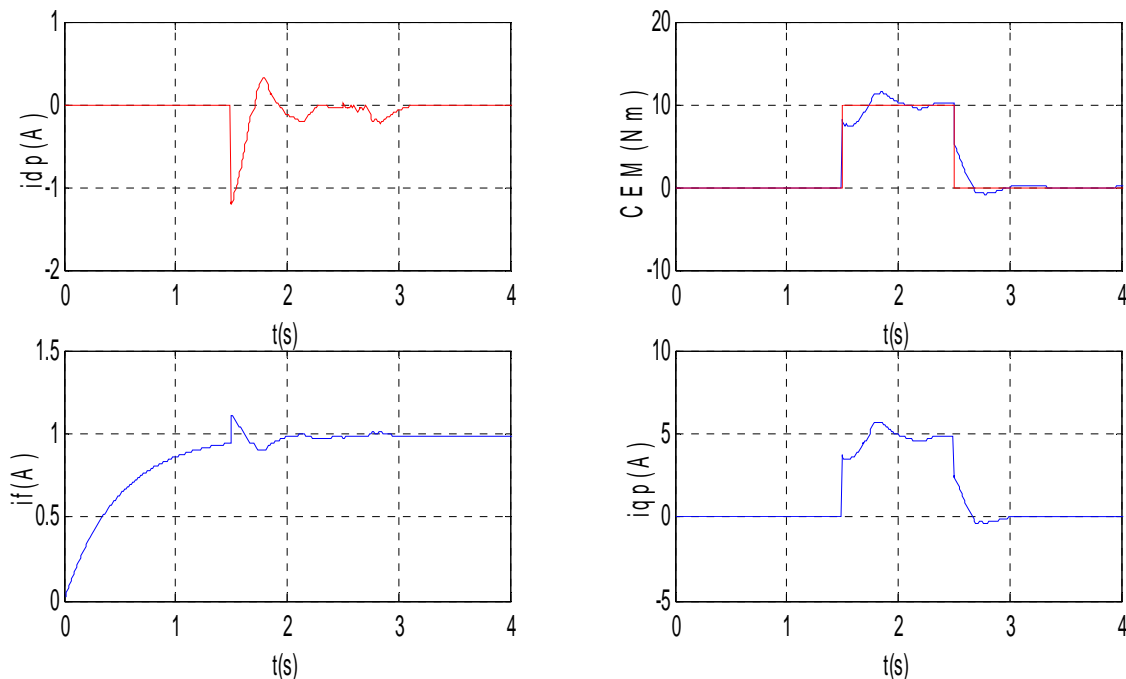


Figure IV.5: Commande vectorielle en boucle ouverte (technique de commande par MLI triangulo-sinusoidale) sans régulation du courant d'excitation

IV.3.1.3 Réglage de courant d'excitation

Pour une charge donnée, le couple électromagnétique dépend de courant d'excitation I_f . Afin d'assurer le découplage de la machine, notamment aux démarrages, il est nécessaire de réguler ce courant à sa valeur de référence. Permettant ainsi d'assurer un fonctionnement similaire à celui d'une machine à courant continu. A cet effet, nous introduisons un hacheur à transistors de fréquence de découplage de 2 KHz qui alimente le circuit d'excitation. L'asservissement de cette hacheur est réglée par un régulateur de type PI. [NEZ]

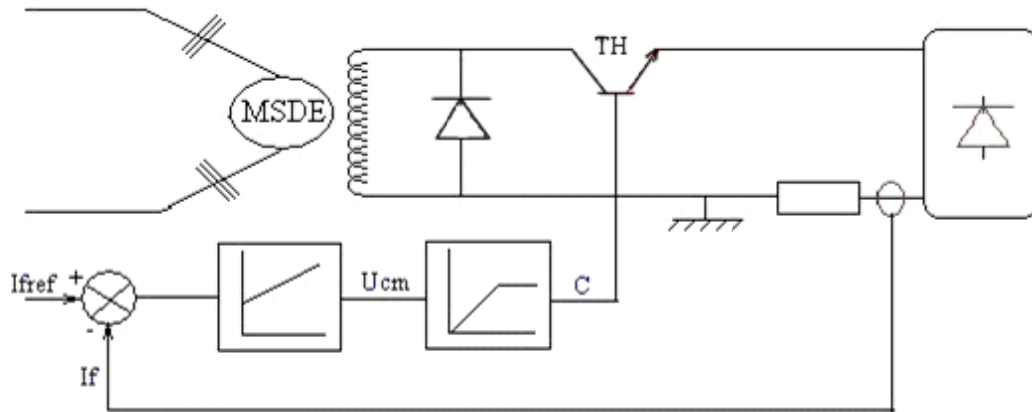


Figure IV.6 : Régulation de courant d'excitation par un hacheur

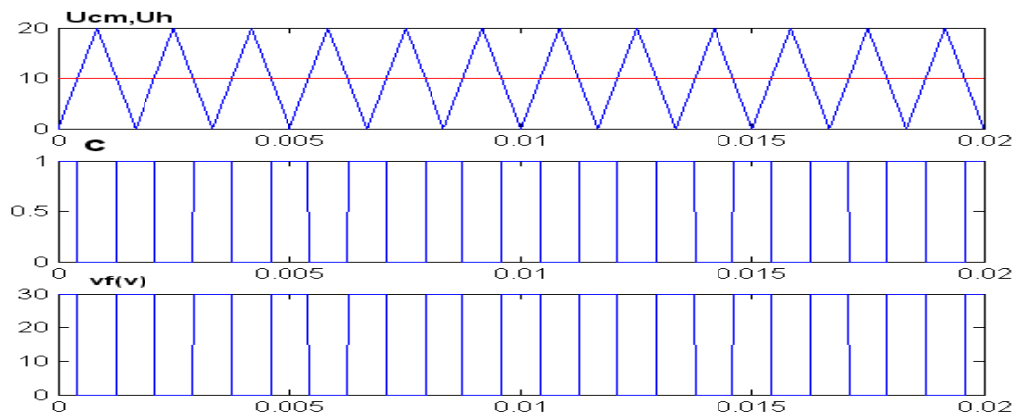


Figure IV.7 : Fonctionnement d'un dispositif de contrôle

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

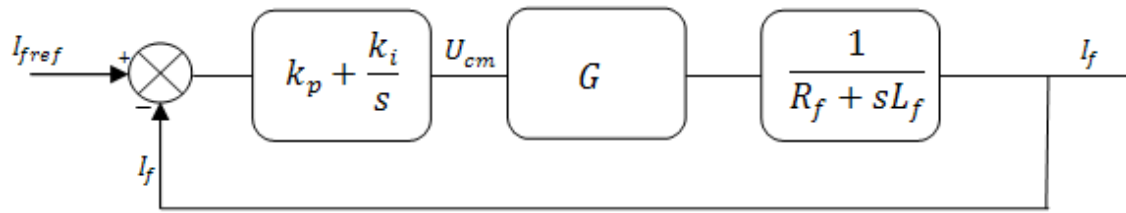


Figure IV.8 : boucle de régulation de courant d'excitation

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$F_f = \frac{sk_p + k_i}{L_f s^2 + (R_f + k_p)s + k_i} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (IV.6)$$

Pour avoir un comportement bien amortir avec un amortissement optimale les paramètres de régulateur en été choisir par la méthode des pôles imposée. [BUH 88]

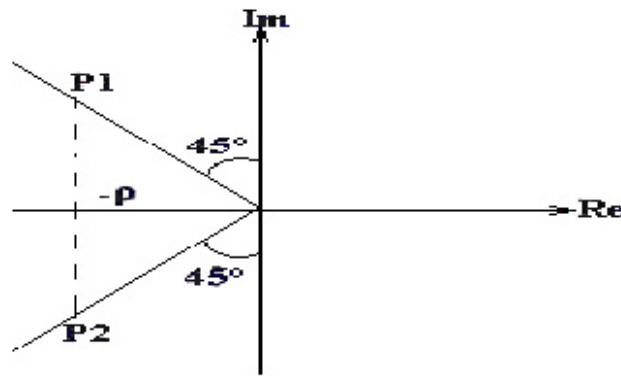


Figure IV.9 : Méthode des pôles imposés

En prenant $p_1 = -\rho + j\rho$ et $p_2 = -\rho - j\rho$.

L'équation du dominateur peut s'écrire :

$$D(s) = (s - p_1)(s - p_2) = s^2 - (p_1 + p_2)s + p_1 p_2 \quad (IV.7)$$

Par identification on obtient :

$$\begin{cases} k_p = 2L_f \rho - R_f \\ k_i = 2\rho^2 L_f \end{cases} \quad (IV.8)$$

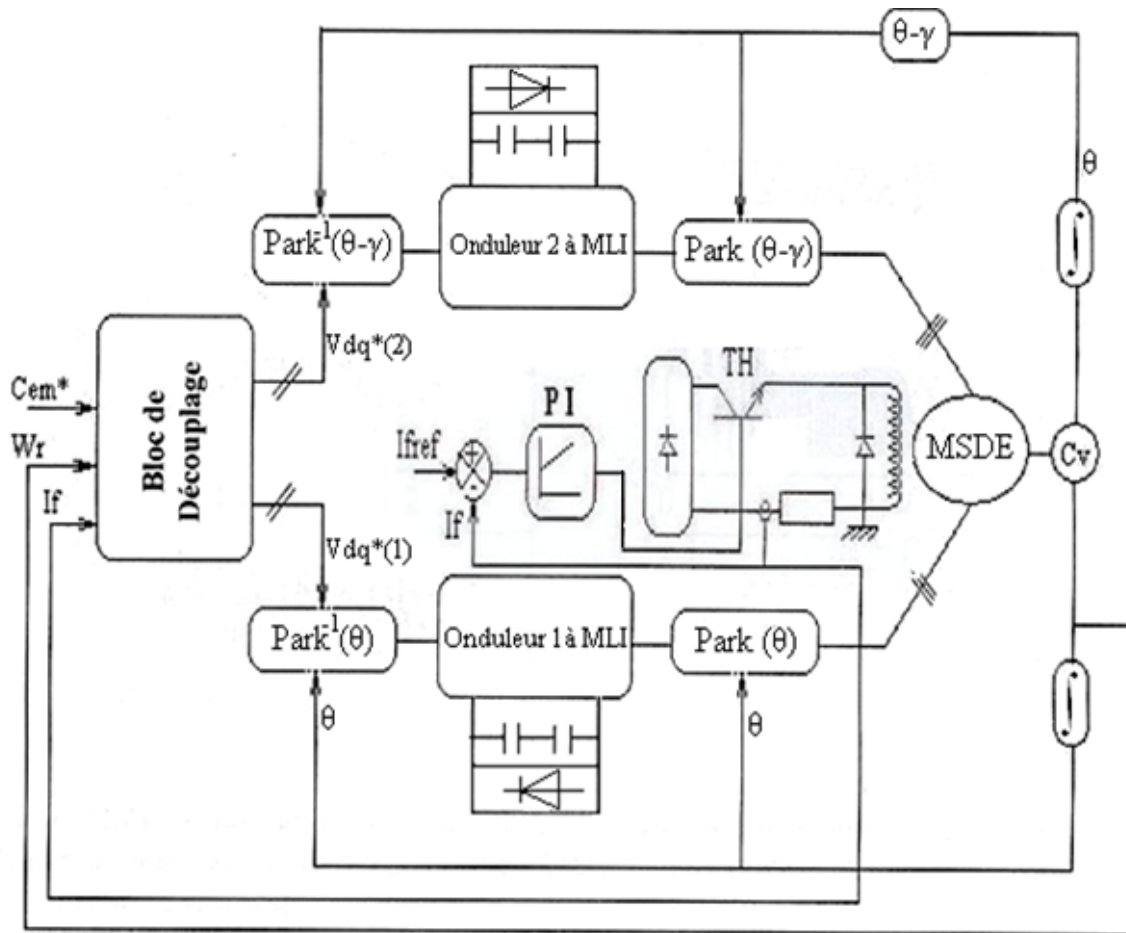


Figure IV.10 : schéma global de la commande vectorielle à $I_d=0$ en boucle ouverte avec régulation de courant d'excitation

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 I_f .

On constate que le couple électromagnétique C_{em} suit sa référence imposée C_{em}^* , cela dû au réglage du courant d'excitation. Il est clair aussi que les courants I_{q1}, I_{q2} représentent l'image du couple, et que les courants I_{d1}, I_{d2} sont sensiblement nuls, cela montre en effet le découplage entre les différentes grandeurs. De plus le courant d'excitation atteint la valeur de référence I_{fref} rapidement.

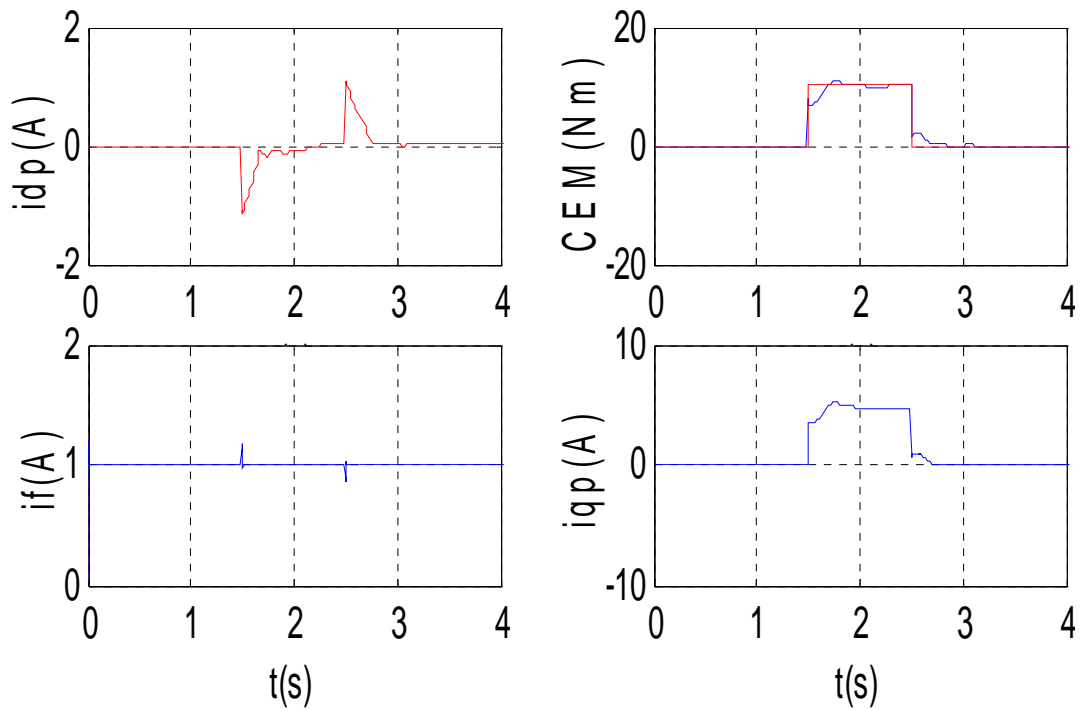


Figure IV.11 : Commande vectorielle en boucle ouverte (technique de commande par MLI triangulo sinusoïdale avec régulation du courant d'excitation)

IV.3.2. Commande vectorielle avec réglage de la vitesse de la MSDE (étude en boucle fermée)

Le réglage de la vitesse se fait par la synthèse des régulateurs aux moyens des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires et cela grâce au découplage du modèle de la machine synchrone double étoile [BER 04] [NEZ 05]. Pour avoir de bonne réponse dynamique en vitesse et en courant de la machine, il à été appliquée un régulateur de type PI. Le système de la figure IV.12 est constitué du modèle de la machine, la structure de commande et la boucle de régulation.

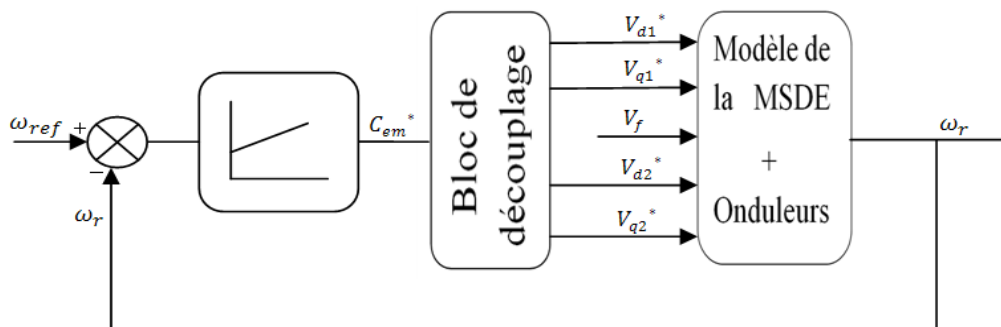


Figure IV.12 : Boucle de régulation de vitesse de la MSDE

IV.3.2.1. Calcul du régulateur de vitesse

a) Détermination de la fonction de transfert

A partir des équations électriques et mécaniques de la MSDE on obtient la fonction de transfert en boucle ouvert.

Le système d'équation en tension est donné par :

$$\begin{cases} V_{d1} = R_s I_{d1} + \frac{d}{dt}(L_d I_{d1} + M_d I_{d2} + M_{fd} I_f) - \omega_r (L_q I_{q1} + M_q I_{q2}) \\ V_{q1} = R_s I_{q1} + \frac{d}{dt}(L_q I_{q1} + M_q I_{q2}) + \omega_r (L_d I_{d1} + M_d I_{d2} + M_{fd} I_f) \\ V_{d2} = R_s I_{d2} + \frac{d}{dt}(L_d I_{d2} + M_d I_{d1} + M_{fd} I_f) - \omega_r (L_q I_{q2} + M_q I_{q1}) \\ V_{q2} = R_s I_{q2} + \frac{d}{dt}(L_q I_{q2} + M_q I_{q1}) + \omega_r (L_d I_{d2} + M_d I_{d1} + M_{fd} I_f) \\ V_f = R_f I_f + \frac{d}{dt}(L_f I_f + M_{fd}(I_{d1} + I_{d2})) \end{cases} \quad (IV.9)$$

$$C_{em} = p[\phi_{d1} I_{q1} + \phi_{d2} I_{q2} - \phi_{q1} I_{d1} - \phi_{q2} I_{d2}]$$

Le bloc de découpage fournir les tensions V_{d1}^* , V_{d2}^* , V_{q1}^* et V_{q2}^*

$$\begin{cases} V_{d1}^* = \frac{d}{dt}(M_{fd} I_f) - \omega_r (L_q I_{q1}^* + M_q I_{q2}^*) \\ V_{d2}^* = V_{d1}^* \\ V_{q1}^* = R_s I_{q1}^* + \frac{d}{dt}(L_q I_{q1}^* + M_q I_{q2}^*) + \omega_r M_{fd} I_f \\ V_{q2}^* = V_{q1}^* \end{cases} \quad (IV.10)$$

Dans le système président les courant I_{q1}^* et I_{q2}^* sont constant donc il devient :

$$\begin{cases} V_{d1}^* = \frac{d}{dt}(M_{fd} I_f) + \omega_r (L_q I_{q1}^* + M_q I_{q2}^*) \\ V_{d2}^* = V_{d1}^* \\ V_{q1}^* = R_s I_{q1}^* - \omega_r M_{fd} I_f \\ V_{q2}^* = V_{q1}^* \end{cases} \quad (IV.11)$$

Les courant I_{q1}^* et I_{q2}^* s'écrivent :

$$I_{q1}^* = I_{q2}^* = \frac{C_{em}^*}{2pM_{fd}I_f} \quad (IV.12)$$

$$I_{q1} = \frac{I_{q1}^*}{1+\tau_e s} \quad \text{et} \quad I_{q2} = \frac{I_{q2}^*}{1+\tau_e s} \quad (IV.13)$$

Avec : $\tau_e = \frac{Lq}{R_s}$

D'où on a :

$$C_{em} = \frac{C_{em}^*}{1+\tau_e s} \tag{IV.14}$$

A partir de l'équation mécanique :

$$C_{em} - C_r - f_r \Omega = J \frac{d}{dt} \Omega$$

On aura :

$$\Omega(s) = \frac{C_{em} - C_r}{1+\tau_m s} \quad \text{Avec : } \tau_m = \frac{J}{f_r}$$

En remplaçant le couple par la relation IV.14 on aura :

$$\Omega(s) = \frac{C_{em}^*}{f_r(1+\tau_e s)(1+\tau_m s)} - \frac{C_r}{f_r(1+\tau_m s)} \tag{IV.15}$$

$$\Omega(s) = F_{bo} C_{em}^* - F_r(s) C_r$$

D'où la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$F_{bo}(s) = \frac{\Omega(s)}{C_{em}^*} = \frac{1}{f_r(1+\tau_e s)(1+\tau_m s)} \tag{IV.16}$$

La figure IV.13 montre le schéma structurel de système à régler en boucle ouverte.

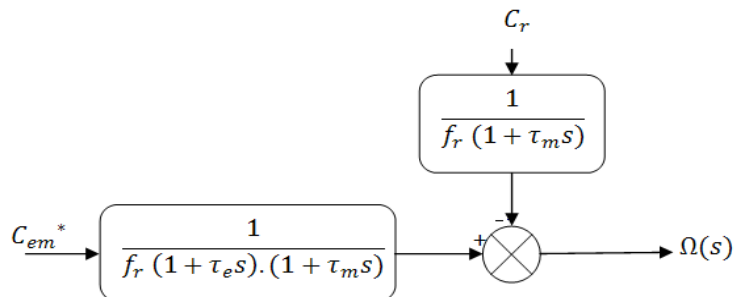


Figure IV.13: schéma structurel de système à régler en boucle ouverte

En insérant un régulateur de type PI dans la boucle de régulation de système, le schéma structurel en boucle fermée sera donc comme l'indique la figure IV.14.

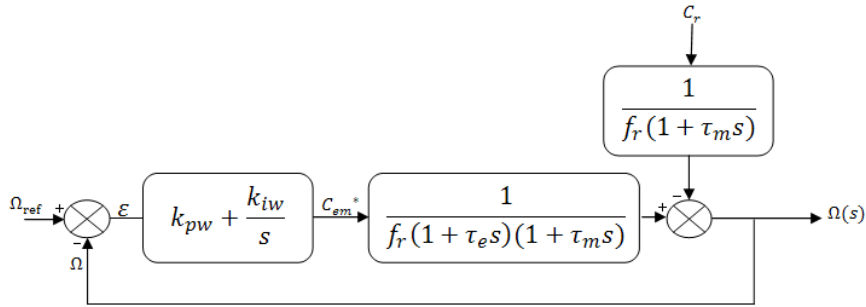


Figure IV.14: Schéma structurel en boucle fermée

La fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$F_{tbo}(s) = \left(k_{pw} + \frac{k_{iw}}{s}\right) \left(\frac{1}{f_r(1+\tau_e s)(1+\tau_m s)}\right)$$

b) Dimensionnement de régulateur de vitesse

On a :

$$\Omega(s) = F_{tbo}(s) (\Omega_{ref}(s) - \Omega(s)) - F_{ro}(s) C_r$$

Donc :

$$\Omega(s) = \frac{F_{tbo}(s)}{1+F_{tbo}(s)} \Omega_{ref} - \frac{F_r(s)}{1+F_{tbo}(s)} C_r \quad (IV.17)$$

$$\Omega(s) = F_{tbf}(s) \Omega_{ref} - F_{rf}(s) C_r$$

D'où :

$$F_{tbf}(s) = \frac{(k_{pw}s+k_{iw})}{J\tau_e s^3 + (J+f\tau_e)s^2 + (k_{pw}+f_r)s+k_{iw}} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (IV.18)$$

Dans notre cas :

$$J\tau_e \rightarrow 0$$

$$f_r\tau_e \rightarrow 0$$

Donc :

$$D(s) = Js^2 + (k_{pw} + f_r)s + k_{iw} \quad (\text{IV.19})$$

Pour avoir un comportement bien amorti, avec un amortisseur relatif optimal les paramètres de régulateur on été choisis par la méthode des pôles imposés :

En prenant $p_1 = -\rho + j\rho$ et $p_2 = -\rho - j\rho$.

L'équation du dominateur peut s'écrire :

$$D(s) = (s - p_1)(s - p_2) = s^2 - (p_1 + p_2)s + p_1p_2$$

Par identification on obtient :

$$\begin{cases} k_{pw} = 2J\rho - f_r \\ k_{iw} = 2J\rho^2 \end{cases}$$

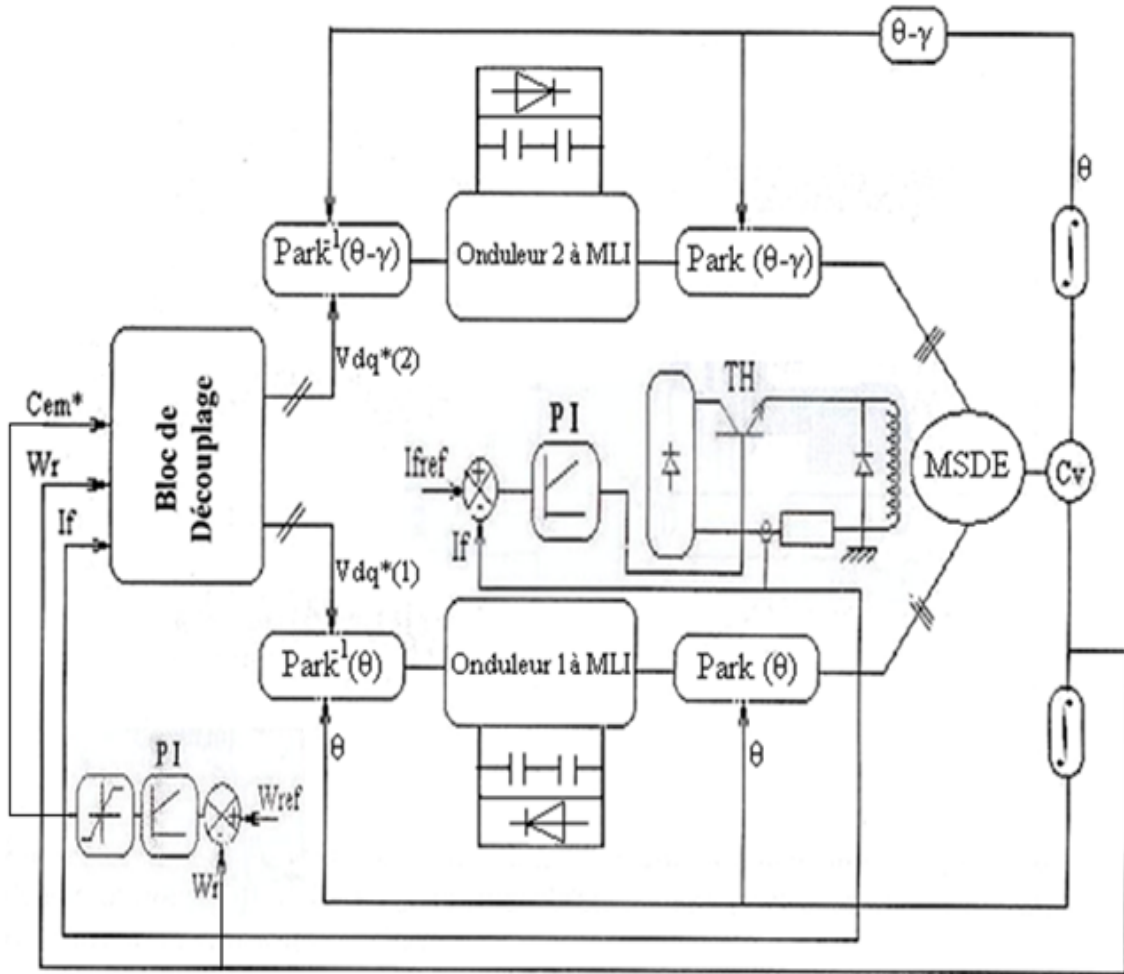


Figure IV.15: schéma de la commande vectorielle en boucle fermée de la MSDE alimentée par deux onduleurs de tension à 4 cellules commandée par la stratégie MLI triangulo-sinusoidale

IV.3.2.2. Réglage des courants I_{d1} et I_{d2}

La relation qui existe entre V_d et I_d donner par la relation (IV.19), permet d'avoir un régulateur de courant I_d pour améliorer les performances de la MSDE. [BUH 88]

$$V_d = (R_s + sL_d)I_d \quad (IV.20)$$

La fonction de transfert pour cette régulation est :

$$F_i(s) = \frac{k_{pd}s + k_{id}}{L_d s^2 + (R_s + k_{pd})s + k_{id}} \quad (IV.21)$$

Le schéma bloc de la régulation est représenté par la figure suivant :

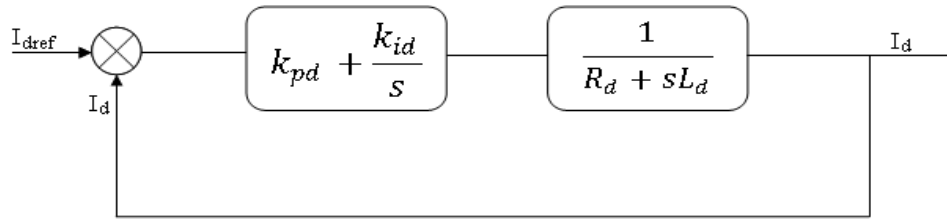


Figure II.16 : boucle de régulation des courants

Pour le calcul des paramètres du régulateur PI on utilise la méthode des pôles imposés on obtient :

$$\begin{cases} k_{pd} = 2L_d\rho - R_s \\ k_{id} = 2L_d\rho^2 \end{cases}$$

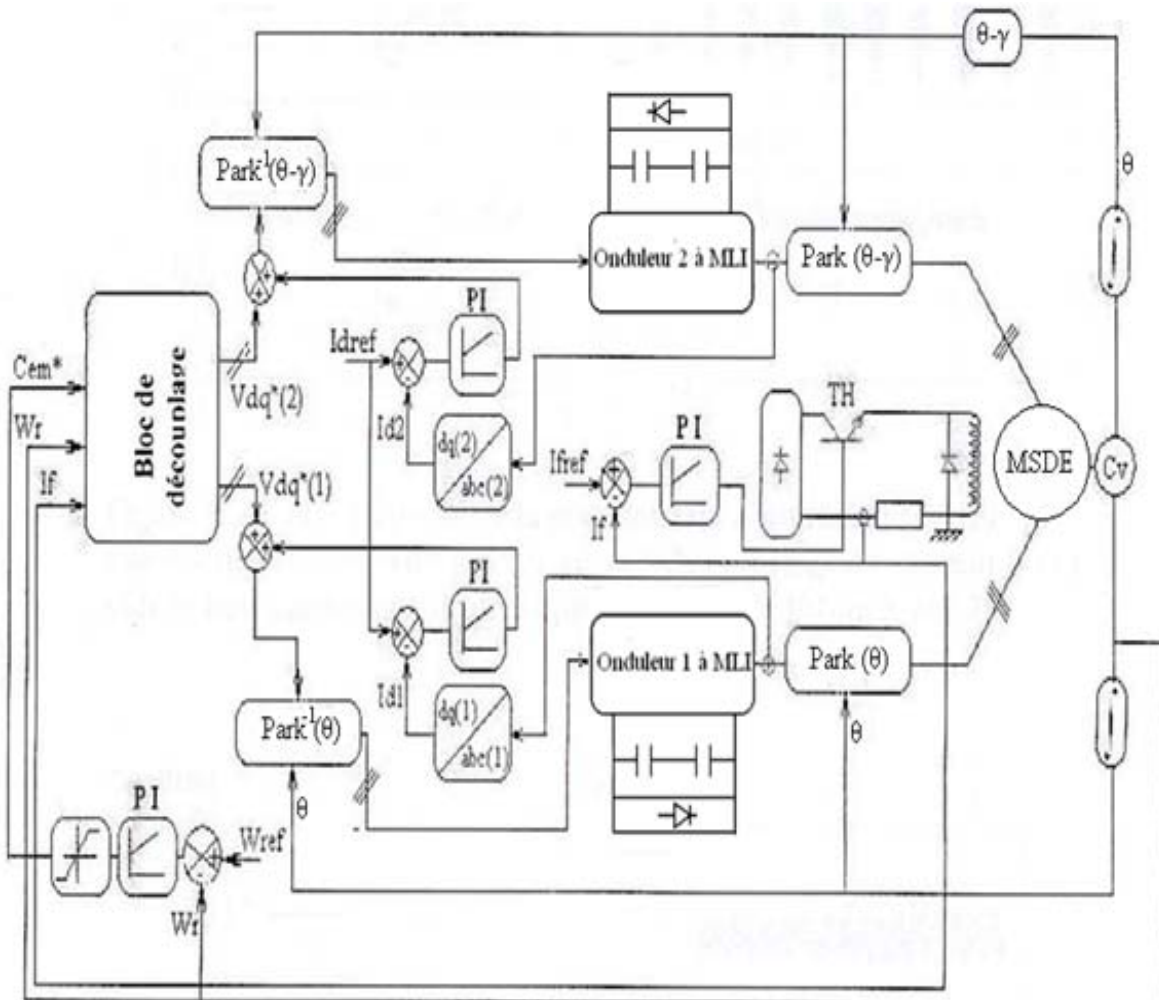


Figure IV.17 : schéma global de la commande vectorielle en boucle fermée avec régulation des courants I_{d1} et I_{d2}

IV.3.2.3. Résultat de simulation

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

- Réponse à un échelon de vitesse de 100rad/s fonctionnement à vide. figure IV.18 (a)
- Réponse à un échelon de vitesse de 100 rad/s avec application d'une charge $C_r=10N.m$ à l'instant $t=1.5s$. figure IV.18 (b)
- Réponse à une inversion de sens de marche pour 100rad/s à -100rad/s. figure IV.18 (c)

Nous remarquons que :

- La vitesse suit parfaitement sa référence et que la perturbation est rejetée.
- Le courant I_d présente des pics au démarrage et à l'instant de l'inversion de sens de marche de la MSDE puis il s'annule rapidement.
- Le régime de fonctionnement sévère imposé à la machine n'affecte guère le découplage. Ce dernière est insensible à la variation de vitesse et de la charge.

IV.4. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié la commande vectorielle de la machine synchrone à double étoile alimentée par deux onduleurs de tension à cinq niveaux commandés en tension par la stratégie MLI triangulo- sinusoïdale.

Dans notre cas cette commande est réalisée avec la stratégie I_d nul dans le but de rendre la commande de la MSDE similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Pour la technique de commande (I_d nul) nous avons montré à travers la simulation numérique, le découplage effectif entre le courant et le couple qui présente une certaine simplicité de mise en œuvre et qui nous a permis d'obtenir des performances dynamiques plus élevées, de plus nous avons montré que pour avoir de bonnes performances dynamiques il faut procéder à une régulation de la vitesse ainsi que les courants I_d et I_f .

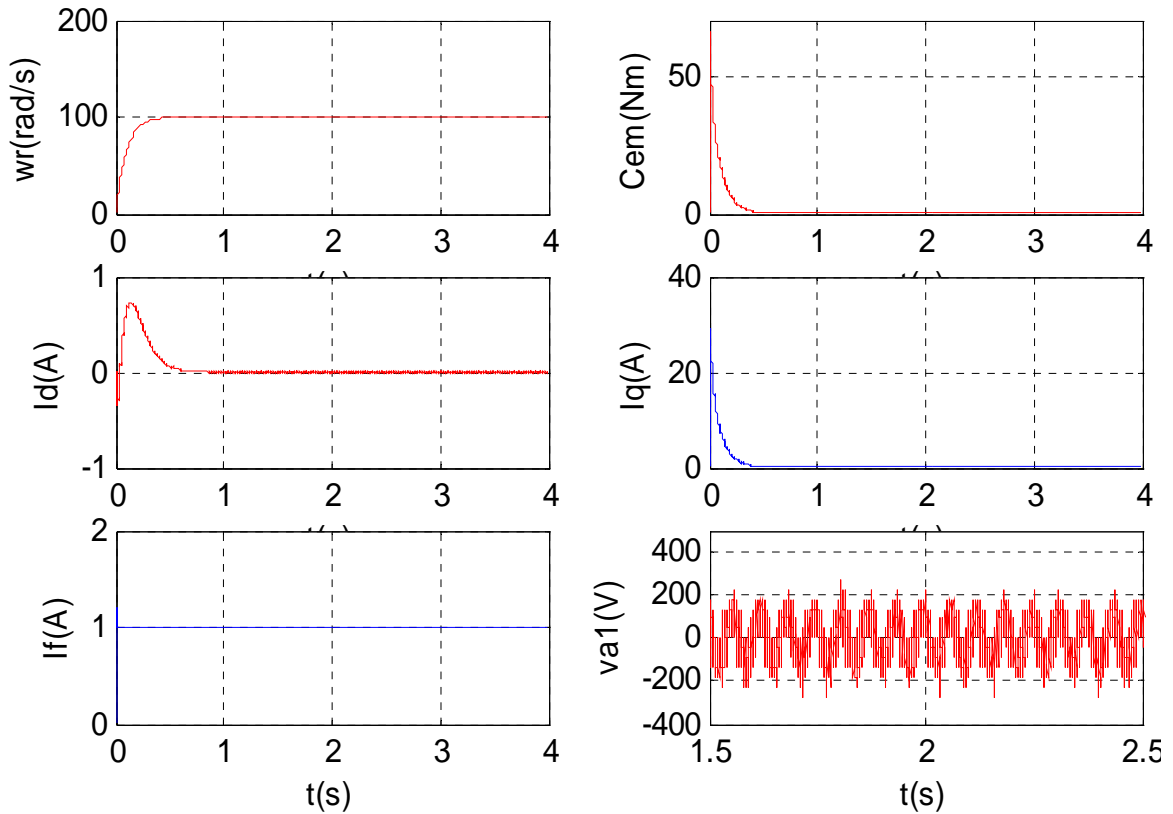


Figure IV.18 (a) : Commande vectorielle en boucle fermée de la MSDE alimenté par deux onduleurs à quatre cellules contrôlées en tension, avec le réglage de I_d et I_f , sens direct

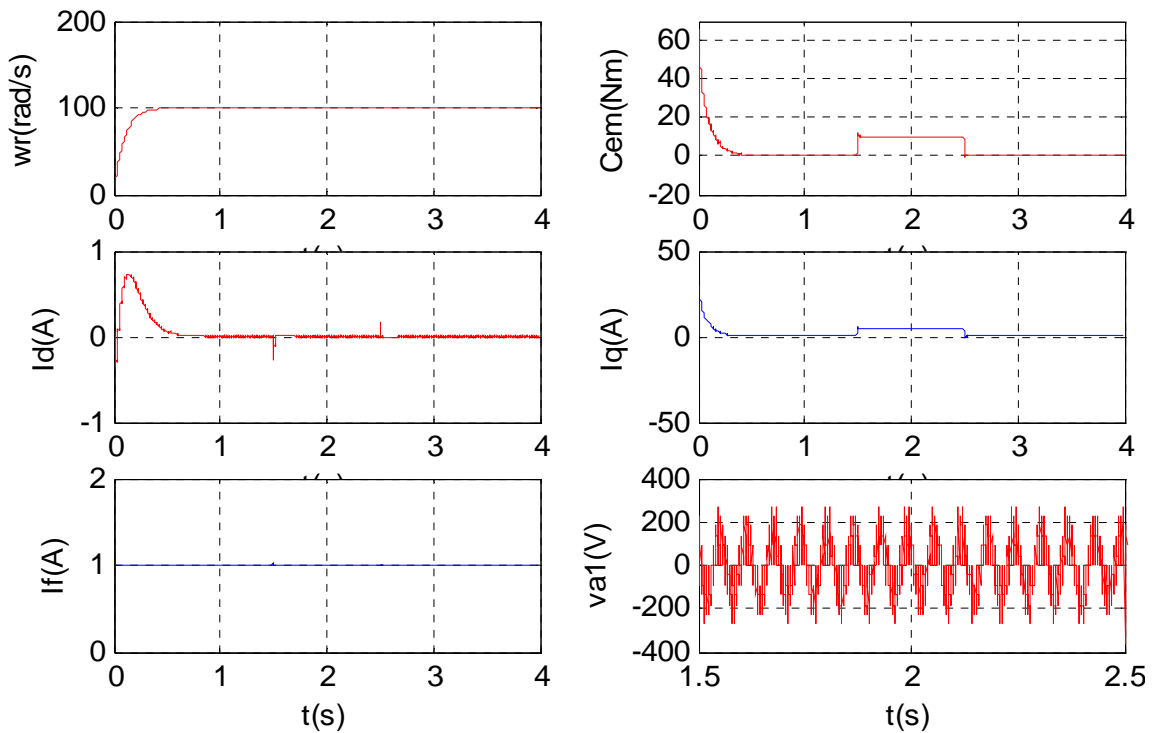


Figure IV.18 (b) : Commande vectorielle en boucle fermée avec réglage de I_d et I_f , et l'application d'un couple de charge $C_r=10\text{N.m}$ à l'instant $t=1.5\text{s}$

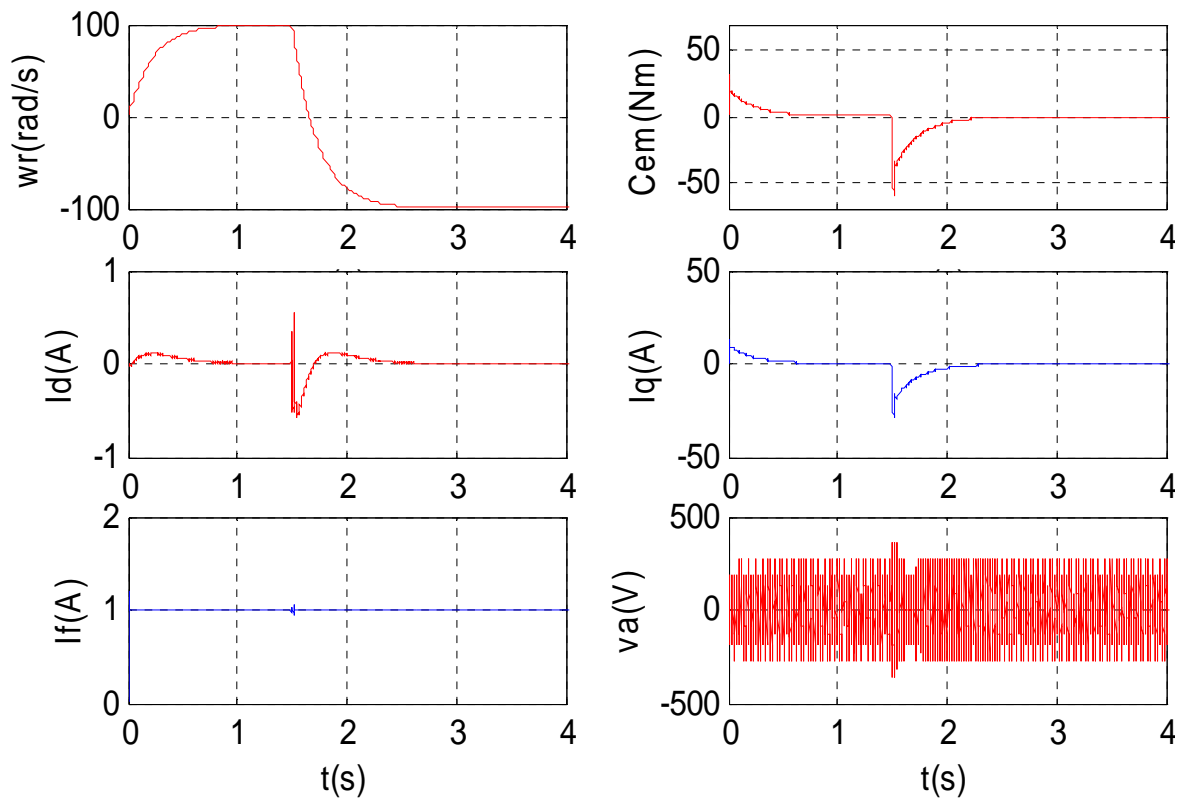


Figure IV.18 (c) : Commande vectorielle en boucle fermée avec réglage de I_d et I_f , inversion de sens de marche



Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire s'intéresse à la commande vectorielle de la machine synchrone à double étoile alimentée par deux onduleurs multicellulaires à cinq niveaux.

Le première chapitre a été consacré à la modélisation mathématique de la machine synchrone double étoile avec une application d'une alimentation idéale. En utilisant des hypothèses simplificatrices habituelles et l'utilisation de la transformation de Park a permis de simplifier ce modèle et d'éliminer la complexité du modèle vis-à-vis de la variation des paramètres de la machine en fonction de la position.

Dans le deuxième chapitre nous avons présenté les principales topologies d'onduleurs multiniveaux, on distingue trois types :

- les onduleurs basés sur la mise en cascade d'onduleurs à deux niveaux
- les onduleurs à structure NPC
- les onduleurs multicellulaires série.

Cependant, la stabilité des tensions aux bornes des condensateurs flottants qui assurent la génération des niveaux intermédiaires doit être assurée. Dans la topologie multicellulaire série, il a été montré qu'un fonctionnement optimal est obtenu lorsqu'un déphasage régulier est appliqué à chaque porteuse et si tous les rapports cycliques appliqués aux différentes cellules de commutation sont identiques.

Dans le troisième chapitre nous avons présenté la structure générale de l'alimentation de la MSDE ainsi que la structure de l'onduleur multicellulaire à cinq niveaux commandé par la technique MLI triangulo-sinusoïdale et puis l'association de ce dernier avec la machine.

Au quatrième chapitre nous avons présenté la commande vectorielle à I_d nul de la machine synchrone double étoile alimentée par deux onduleurs multicellulaires à cinq niveaux.

On a pu ramener le comportement de la machine synchrone double étoile à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, les résultats de simulation obtenus ont montrés que la commande vectorielle donne des résultats satisfaisants de point de vue découplage de la machine.

Pour l'étude en boucle fermée nous avons proposée le régulateur de type PI pour le réglage de la vitesse. Les résultats obtenus ont montrés des performances satisfaisantes au régime statique et dynamique.

Notre travail est loin d'être achevé et pourra être prolongé dans plusieurs directions en particulier :

- l'utilisation des techniques intelligentes telles que la logique floue, les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques.
- réalisation d'une plate forme expérimentale en utilisant soit des cartes DSP très performantes ou des circuits intègres spécifiques (FPGA, ASIC,



ANNEXE

ANNEXE

Les paramètres de la machine synchrone double étoile sont :

- Puissance nominale $p_n = 5kW$
- Tension nominale $V_n = 232V$
- Résistance d'une phase statorique $R_s = 2.35\Omega$
- Résistance rotorique $R_f = 30.3\Omega$
- Inductance sur l'axe d $L_d = 0.1961H$
- Mutuelle sur l'axe d $M_d = 0.185H$
- Inductances sur l'axe q $L_q = 0.1105H$
- Mutuelle sur l'axe q $M_q = 0.1005H$
- Inductance rotorique $L_f = 15H$
- Mutuelle (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 $\gamma = 30^\circ$



BIBLIOGRAPHIE

- [AIM 03] : M.AIME « Evaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques Application aux nouvelles structures multicellulaires » Thèse de Doctorat, INPT de Toulouse,France, 2003.
- [BAK 75]: R. H. Baker and L. H. Bannister « Electric power converter » US Patent 3 867 643, 1975.
- [BER 04] : D.BERIBER « machine asynchrone à double stator alimenter par onduleur à trois niveaux à structure NPC » mémoire de magister, ENP, 2004.
- [BUH 88] : H.BUHLER «Conception de systèmes automatiques » Presses polytechnique, Romandes, Lausanne, 1988.
- [D 3176] : H. FOCH, F.FOREST«Onduleurs de tension Structures. Principes. Applications » Technique d'ingénieur.
- [GAT 97] : G. GATEAU « Contribution à la commande des convertisseurs statiques multicellulaires série » Thèse de Doctorat, INPT, Toulouse,France,1997.
- [HAD 01]: D. HADIOUCHE «Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure» Thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy, 2001.
- [MAH 96] : 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 magrébine COMIEI'96 ,Vol 3.Décembre 1996.
- [MOU 06] : A. MOUALDIA « Commande vectorielle de la machine à double étoile alimentée en tension » mémoire de magister, Médéa, 2006.
- [NEZ 05] : L.NEZLI, MO .MAHMOUDI, MS .BOUCHRIT, M .DJAMAI, « on vector control of double star synchronous machine with current fed inverted »the Mediterranean Journal of measurement and control, vol.1,n°.3,2005.

- [TLE 07] : A.TLEMÇANI « Contribution à l'application des commandes adaptatives par les systèmes flous à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un convertisseur multicellulaire série » thèse doctorat, ENP, 2007.
- [TAC 98] : O. TACHON « Commande découplante linéaire des convertisseurs multicellulaires série » Thèse de Doctorat, INPT, Toulouse,France, 1998.
- [YOU 07] : M.YOUSFI, Z.BOUHENAF « commande directe du couple de la machine synchrone double étoile alimentée par deux types d'onduleurs » PFE, ENP, 2007.