

Chapitre 3.

Optimisation de la commande rapprochée du moteur.

1.Introduction.

L'objectif poursuivi dans ce chapitre consiste à analyser l'influence de la méthode de commande qui est utilisée, sur les pertes de l'onduleur.

L'étude est limitée aux pertes de l'onduleur. L'influence sur les pertes du moteur n'est pas étudiée à cause de la complexité du modèle, et en particulier celui des pertes fer.

Dans un premier temps une étude analytique sera menée pour déterminer la fréquence de commutation de l'onduleur en fonction des consignes et des paramètres de réglage de la commande.

Dans un second temps, les pertes et le rendement sont déterminés en simulation et comparés à la cartographie correspondant à la commande de référence.

Enfin, on aboutit en conclusion à la commande « parfaite » du groupe motopropulseur en terme énergétique.

2.Amélioration du modèle de la chaîne de traction de référence.

2.1.Pertes de l'onduleur de la commande de référence.

Dans ce chapitre, on détermine les pertes de l'onduleur pour différents types de commande :

- surmodulation.
- MLI à fréquence variable.
- commande directe du couple.
- pleine onde.

Les pertes sont comparées à celles obtenues avec la commande de référence (Tableau 3.1) présentée au chapitre 1 dans la plage haute de vitesse. La tension moyenne appliquée par la MLI vectorielle aux phases de la machine est limitée à 95% de la plus grande tension sinusoïdale atteignable.

Dans presque tous les cas, les pertes sont déterminées en simulation. La seule exception est la commande avec une MLI à fréquence variable : les pertes sont déterminées à partir des résultats obtenus avec la commande de référence. Les pertes par commutation sont déterminées en effectuant un rapport des fréquences de MLI, et en faisant l'hypothèse que les pertes par conduction restent constantes.

	couple (N.m)/vitesse(t/mn)	pertes / commutation(W)	p. / conduction(W)	p. onduleur (W)
basses	100/1000	547	1267	1814
vitesses	80/3000	460	1054	1514
hautes	60/5000	408	929	1337
vitesses	40/7000	360	802	1162

Tableau 3.1. Pertes de l'onduleur, avec la commande de référence.

2.2.Surmodulation.

2.2.1.Introduction.

Dans un véhicule électrique, la plage des hautes vitesses (entre 3500t/mn et 9500 t/mn) correspond à un fonctionnement à amplitude de tension constante (au sens du fondamental). Ce fonctionnement est aussi appelé défluxage car le flux est alors inversement proportionnel à la vitesse.

Pour que la tension reste sinusoïdale, la tension crête aux bornes du moteur ne doit pas dépasser la tension continue en amont de l'onduleur.

En revanche, si on accepte de déformer cette tension en l'écrêtant, alors le fondamental de la tension obtenue augmente. On dit alors que l'on fonctionne en surmodulation.

Lorsque la tension est écrêtée, la tension aux bornes du moteur est égale à la tension d'entrée de l'onduleur : le vecteur tension nul n'est alors plus appliqué pendant cette durée.

Le nombre de commutations est donc fortement réduit, et on peut donc s'attendre à une diminution des pertes dans l'onduleur. Ce mode de fonctionnement présente donc un intérêt en terme de diminution des pertes.

2.2.2.Exposé du principe de surmodulation.

La représentation vectorielle consiste à associer aux trois tensions moyennes appliquées aux phases de la machine un vecteur tension (Figure 3.1) dont l'extrémité décrit une trajectoire circulaire si les tensions sont sinusoïdales.

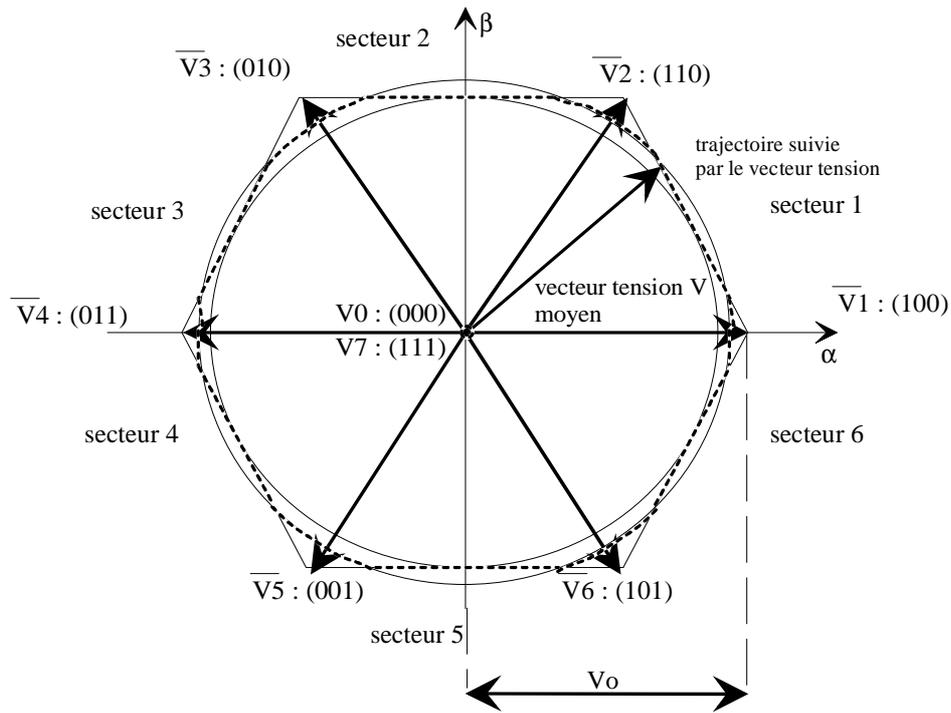


Figure 3.1. Trajectoire du vecteur tension en mode de surmodulation.

Lorsque l'extrémité du vecteur tension parcourt l'hexagone, alors le vecteur tension nul (V_0 ou V_7) n'est plus appliqué. On démontre que l'hexagone correspond à l'enveloppe de fonctionnement de l'onduleur (Cf. annexe 3.1).

Le cercle tangent à l'hexagone correspond au cas extrême où l'amplitude des tensions simples sinusoïdales est égale à $\frac{\sqrt{3}}{2} V_o$. V_o est l'amplitude des vecteurs tensions de base non nul ($V_1 \dots V_6$), et vaut $U_o \sqrt{\frac{2}{3}}$ (U_o étant la tension continue en amont de l'onduleur¹).

Lorsqu'on impose une tension $V_{\text{réf}}$ comprise entre $\frac{\sqrt{3}}{2} V_o$ et V_o , la trajectoire de l'extrémité du vecteur tension comprend des portions de cercle (les tensions sont alors sinusoïdales) et des portions d'hexagone.

¹ On rappelle que les grandeurs sont exprimées avec une convention conservant la puissance (se reporter à la nomenclature du chapitre 1)

Par convention, on appelle taux de modulation d'amplitude le rapport $ma = \frac{V_{réf}}{\frac{\sqrt{3}}{2} V_o}$. Il y a

surmodulation lorsque $1 < ma \leq \frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1.15$.

La Figure 3.2 montre l'évolution de l'amplitude du vecteur tension pour différents taux de modulation d'amplitude.

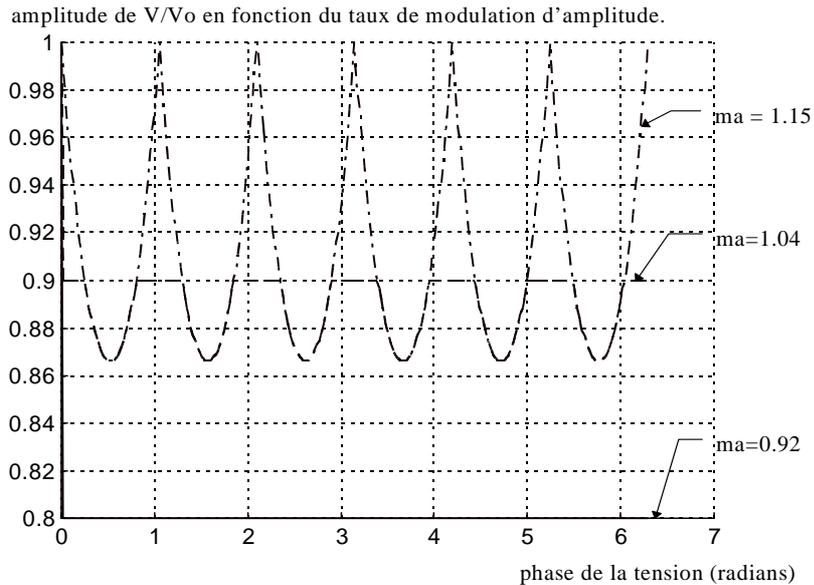


Figure 3.2. Amplitude du vecteur tension.

La Figure 3.3 représente l'allure des tensions simples correspondantes.

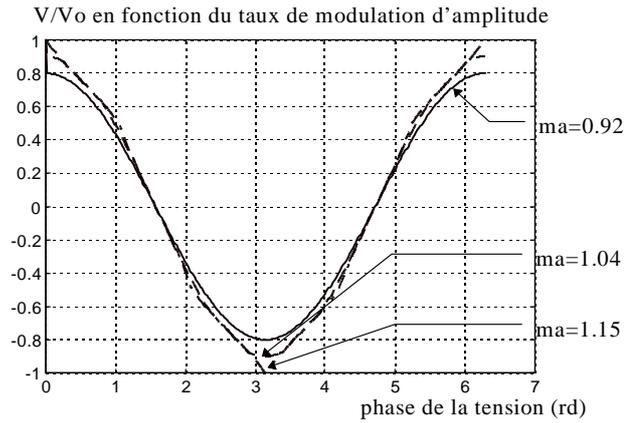


Figure 3.3. Tension moyenne phase-neutre du moteur.

L'intérêt de la surmodulation réside dans le fait que l'amplitude du fondamental des tensions appliquées aux phases de la machine est supérieur à $\frac{\sqrt{3}}{2} V_o$. En contrepartie, les tensions (et donc les courants) sont d'autant plus déformés que la modulation d'amplitude est élevée.

On s'intéresse plus particulièrement aux commutations du bras a de l'onduleur sur un demi-tour électrique (secteur 1 à 3). Lorsqu'il y a surmodulation, la trajectoire du vecteur tension et les états correspondants du bras (sur une période de MLI) sont représentés sur la Figure 3.4 et le Tableau 3.2.

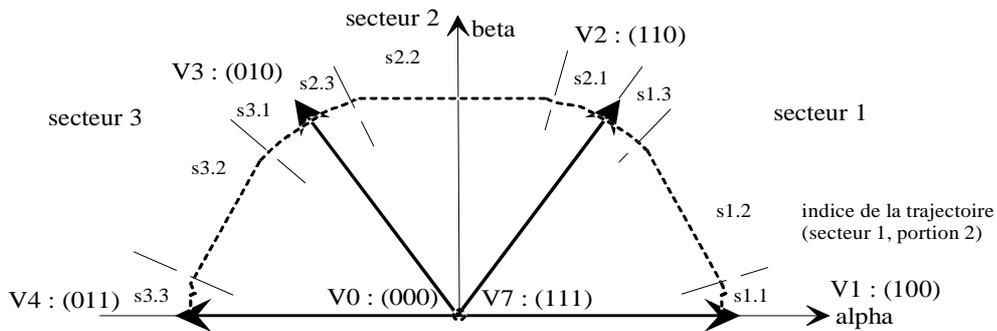


Figure 3.4. Décomposition de la trajectoire du vecteur tension

	trajectoire du vecteur tension	modulation	vecteurs tension utilisés	états du bras a	indice de la trajectoire sur la Figure 3.4
secteur 1					
	cercle	sinusoïdale	V0,V1,V2,V7	0 et 1	s1.1
	hexagone	écrêtée	V1,V2	1	s1.2
	cercle	sinusoïdale	V0,V1,V2,V7	0 et 1	s1.3
secteur 2					
	cercle	sinusoïdale	V0,V2,V3,V7	0 et 1	s2.1
	hexagone	écrêtée	V2,V3	0 et 1	s2.2
	cercle	sinusoïdale	V0,V2,V3,V7	0 et 1	s2.3
secteur 3					
	cercle	sinusoïdale	V0,V3,V4,V7	0 et 1	s3.1
	hexagone	écrêtée	V2,V3	0	s3.2
	cercle	sinusoïdale	V0,V3,V4,V7	0 et 1	s3.3

Tableau 3.2. Etat de conduction du bras a sur un demi-tour électrique.

La Figure 3.5 représente l'ordre de commande du bras a correspondant à la trajectoire du vecteur tension.

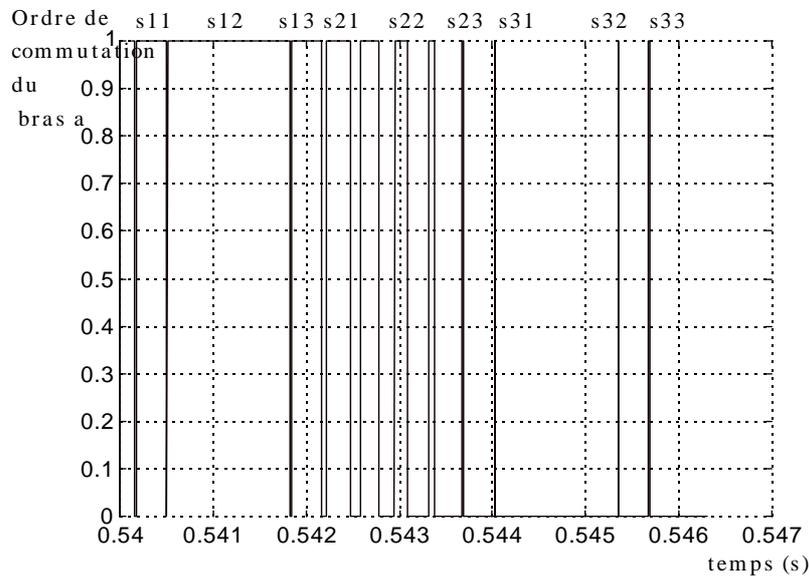


Figure 3.5. Ordre de commutation d'un bras en surmodulation.

$$(\omega_s = 600 \text{ rd/s}, f_{MLI} = 3\text{kHz}).$$

La surmodulation maximale correspond à une trajectoire du vecteur tension exclusivement hexagonale. Les vecteurs tension nulle V0 et V7 ne sont plus appliqués. Par conséquent, chaque bras ne commute à la fréquence de MLI que pendant un secteur sur trois. Les

commutations de l'onduleur sont donc potentiellement divisées par trois avec le taux de modulation d'amplitude maximum.

2.2.3. Evaluation énergétique.

Le mode de commande en surmodulation diminue les pertes dans l'onduleur pour deux raisons.

D'une part, nous avons vu dans le paragraphe précédent que le nombre de commutations est diminué, et par voie de conséquence les pertes par commutations. D'autre part, le fondamental de la tension étant plus élevé, la valeur du flux rotorique est donc plus élevée. Lorsque le courant de couple est supérieur au courant de flux, le courant de phase i et donc les pertes Joules sont également diminués pour un couple donné. Cette condition est toujours respectée avec la commande considérée².

$$\text{En effet, } \Gamma = p \cdot \varphi_{rd1} \cdot i_{sq1} = p \cdot \varphi_{rd2} \cdot i_{sq2} \quad (3.1)$$

avec $\varphi_{rd1} = L_m \cdot i_{sd1}$, $\varphi_{rd2} = L_m \cdot i_{sd2}$ et $\varphi_{rd1} = a \cdot \varphi_{rd2}$, avec $a > 1$.

$$\text{Donc } \left(i_1 = \sqrt{i_{sq1}^2 + (a \cdot i_{sd1})^2} \right) < \left(i_2 = \sqrt{(a \cdot i_{sq1})^2 + i_{sd1}^2} \right) \text{ lorsque } i_{sq1} > i_{sd1} \quad (3.2).$$

Néanmoins, la tension moyenne n'est plus sinusoïdale : les harmoniques de courant sont donc plus élevés. Une augmentation des pertes joules de l'onduleur dues à ces harmoniques supplémentaires est donc prévisible.

Des simulations ont été effectuées pour différents taux de modulation d'amplitude : $ma = 1.07$ (Tableau 3.3) et $ma = 1.15$ (Tableau 3.4).

couple (N.m)/vitesse(t/mn)	pertes / commutation(W)	gain(%)	p. / conduction(W)	gain(%)	p. onduleur (W)	gain(%)
60/5000	182	55%	826	11%	1008	25%
40/7000	156	57%	723	10%	879	24%

Tableau 3.3. Pertes onduleur, $ma = 1.07$.

couple (N.m)/vitesse(t/mn)	pertes / commutation(W)	gain(%)	p. / conduction(W)	gain(%)	p. onduleur (W)	gain(%)
60/5000	119	71%	834	10%	953	29%
40/7000	86	76%	690	14%	776	33%

Tableau 3.4. Pertes onduleur, $ma = 1.15$.

La déformation de la tension introduit peu d'harmoniques de courant supplémentaires. En revanche, le fondamental de la tension et donc le flux magnétisant étant augmentés, le

fondamental du courant tend à diminuer. Par conséquent, les pertes par conduction sont légèrement plus importantes à bas couple (donc à faible fondamental de courant) à cause de l'augmentation des harmoniques. Inversement, à fort couple, la diminution du fondamental de courant nécessaire est prépondérante et les pertes de conduction sont plus faibles.

Les pertes par commutation sont fortement diminuées dans le rapport des fréquences de commutation, comme il était prévu dans l'étude théorique, et dans un rapport supérieur à trois pour la surmodulation maximale. Cela s'explique par le fait que le nombre de commutations a été divisé par 3, et que le fondamental du courant a diminué.

Le gain de rendement apporté par cette commande n'est pas représenté car il est partout inférieur à 1%. En effet l'amélioration porte sur des points de fonctionnement où les puissances mises en jeu sont bien supérieures aux quelques dizaines de watts qui sont gagnés.

² Se reporter au paragraphe « génération des consignes » au chapitre 1.

2.3.Amélioration potentielle à apporter à cette structure : MLI à fréquence variable.

2.3.1.Introduction.

Nous nous proposons dans ce paragraphe d'utiliser une structure identique à celle qui a été présentée précédemment au niveau de la commande vectorielle, mais en ajoutant la possibilité d'avoir une fréquence de MLI variable en fonction de la vitesse. A basses et à hautes vitesses, la fréquence est fixe et respectivement égale à f_{min} et f_{max} : la MLI est alors asynchrone. Dans la plage intermédiaire de vitesse, la fréquence de MLI est m fois supérieure (indice de modulation) à la fréquence du fondamental : la MLI est alors synchrone.

Ce type de commande est généralement réservé aux entraînements de fortes puissances, pour lesquels la fréquence de commutation des composants de l'onduleur est limitée. Il est en pratique difficilement réalisable, car les modes synchrones et asynchrones de la MLI sont différents. De plus la transition entre ces deux modes est difficile à gérer.

2.3.2.Exposé du principe.

L'évolution de la fréquence de commutation est résumée sur la Figure 3.6, pour deux rapports de modulation différents. La fréquence du fondamental de tension est égale à f_v . Dans la plage intermédiaire de vitesse, la fréquence de MLI est donc :

$$f_{MLI} = m \cdot f_v \quad (3.3),$$

m étant l'indice de modulation.

La fréquence de modulation minimum f_{min} est fixée au tiers de la fréquence maximum f_{max} , qui correspond à la fréquence de la MLI de référence (6 kHz). Elle est choisie pour ne pas provoquer de résonances mécaniques. En effet, la chaîne mécanique³ présente deux fréquences de résonance à 10 et 150 Hz. La fréquence f_{min} qui est à 2 kHz induit des oscillations de couple à 4 kHz, et l'indice de modulation est assez grand (seuil fixé à 15 dans la littérature [Lab-Ség 95]) pour considérer que les sous-harmoniques ont une influence négligeable.

³ Se reporter à la modélisation de la chaîne mécanique au chapitre 1.

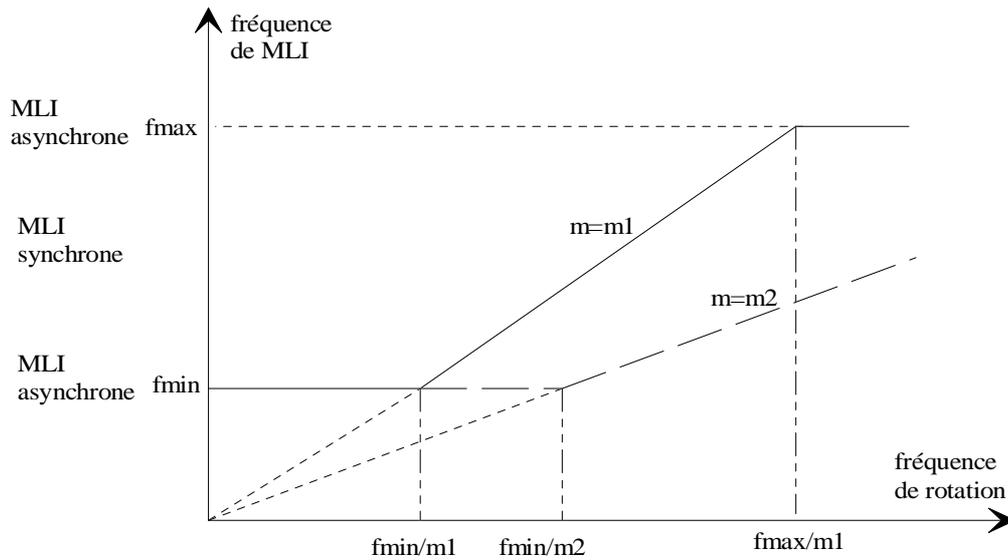


Figure 3.6. Evolution de la fréquence de modulation ($m1 > m2$).

La structure proposée est difficile à mettre en oeuvre. Néanmoins, le nombre de commutations et donc les pertes par commutation de l'onduleur sont diminuées : une diminution des pertes par commutation est donc prévisible.

Dans la structure de référence, la tension est modulée à fréquence fixe. L'indice de modulation m est donc variable : cette MLI est asynchrone. Pour minimiser l'importance des sous-harmoniques de tension qui sont introduits [Fau 93], la fréquence de MLI est assez élevée pour que m soit au dessus d'un certain seuil. Pour la vitesse de rotation maximum, ce rapport reste supérieur à 18. Dans la phase d'évaluation des pertes, on choisit donc pour le mode synchrone un indice m impair (composante continue nulle [Lab-Ség 95]) supérieur à cette valeur : 19. La MLI est donc synchrone entre 3158 et 9474 t/mn. La vitesse maximale étant de 9500 t/mn, il n'y a donc que deux modes à gérer.

2.3.3. Evaluation énergétique.

Ce paragraphe a pour objet d'évaluer les pertes de l'onduleur avec cette commande et de chiffrer le gain par rapport à la commande de référence.

Cette évaluation est effectuée à partir de la cartographie de référence, en supposant que la modification de la fréquence de MLI n'influe que de manière négligeable sur les pertes par conduction. En effet, la commande vectorielle n'étant pas modifiée, les valeurs électriques moyennes sur la période de MLI sont identiques. Dans tous les cas, on maintient un indice de modulation élevé. La variation des pertes par conduction est donc uniquement causée par la variation de l'amplitude des harmoniques de courant.

Dans le cadre de cette hypothèse, les pertes par commutation P_{com} se déduisent des pertes à la fréquence f_{max} par la formule suivante :

$$P_{com}(f_{MLI})(\text{couple, vitesse}) = \frac{f_{MLI}(\text{vitesse})}{f_{max}} \cdot P_{com}(f_{max})(\text{couple, vitesse}) \quad (3.4).$$

Il faut également noter qu'en mode de défluxage, le taux de modulation d'amplitude ma reste égal à 95 %, comme dans la commande de référence.

	couple (N.m)/vitesse(t/mn)	pertes / commutation(W)	gain(%)	p. / conduction(W)	gain(%)	p. onduleur (W)	gain(%)
modulation	100/1000	182	67%	1267	0%	1449	20%
synchrone	80/3000	153	67%	1054	0%	1207	20%
modulation	60/5000	215	47%	929	0%	1144	14%
asynchrone	40/7000	267	26%	802	0%	1069	8%

Tableau 3.5. Pertes onduleur, avec $m=19$ en mode synchrone, $f_{min}=2\text{kHz}$, $f_{max}=6\text{kHz}$.

Le Tableau 3.5 montre que les plus fortes diminutions de pertes se situent à basses vitesses, donc lorsque la MLI est asynchrone. Ce résultat n'a rien de surprenant car en dessous de 3158 t/mn la fréquence de MLI est minimum. L'amélioration du rendement qui en découle est d'autant plus importante qu'elle se situe dans des domaines de basses puissances.

L'intérêt de cette commande consiste à pouvoir imposer une fréquence de MLI faible mais suffisante à basse vitesse. L'utilité du mode de MLI synchrone est de garantir une continuité et une valeur minimum du rapport de modulation sur toute la plage de fonctionnement.

Nous avons supposé par hypothèses que les pertes par conduction étaient constantes. En réalité ces pertes augmentent lorsque la fréquence diminue, car les harmoniques de courant sont plus importants (le fondamental restant identique). La différence entre ces pertes reste très limitée (voir annexe 3.2), et on peut considérer que l'hypothèse est valable.

Les gains de pertes qui ont été déterminés sont donc légèrement supérieurs à ceux qu'on aurait trouvé en simulation.

3. Structure alternative à la commande vectorielle : le contrôle direct du couple.

3.1. Introduction

Le contrôle direct du couple d'un moteur à induction est une approche relativement récente [Tak-Kan 85] [Debenb. 88] de la commande de moteurs à induction. Elle est à présent développée industriellement par le constructeur ABB [Poh-Tii 94] [Elec -95].

La différence de fond avec la commande vectorielle à flux orienté, qui a été couramment décrite dans la littérature, réside dans le fait que l'on contrôle des grandeurs instantanées. En effet, dans le premier cas, la commande vectorielle détermine des tensions qui sont appliquées en moyenne sur une période de MLI. La commande vectorielle d'une part et la commande des bras de l'onduleur d'autre part sont des fonctions distinctes (Figure 3.7).

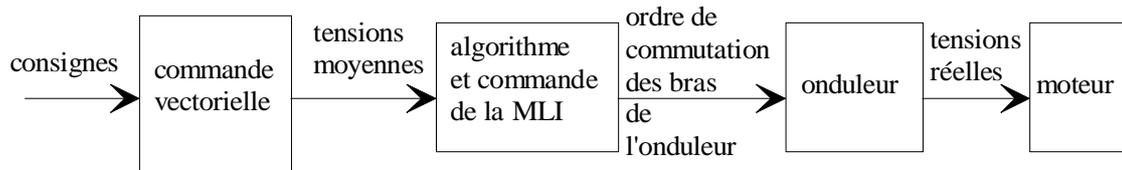


Figure 3.7. Structure du motovariateur avec commande vectorielle.

En revanche, la commande directe du couple impose les ordres de commutation des bras aux instants où c'est nécessaire. La fréquence de commutation est par conséquent variable en fonction du point de fonctionnement souhaité (Figure 3.8).

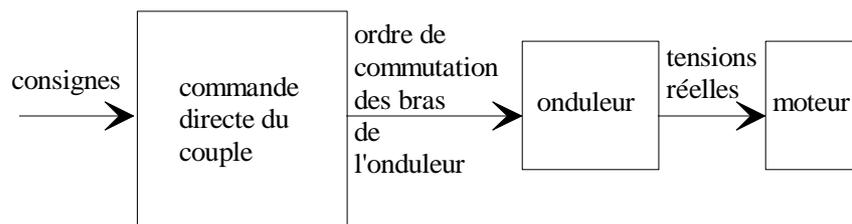


Figure 3.8. Structure du motovariateur avec commande directe du couple.

L'objectif poursuivi dans cette partie est de déterminer analytiquement et en simulation l'évolution de la fréquence de commutation de l'onduleur en fonction des grandeurs de consigne et des paramètres de réglage de la commande.

3.2.Exposé du principe.

3.2.1.Relations entre la trajectoire du vecteur flux statorique et la tension.

L'équation du vecteur tension s'écrit de la manière suivante :

$$\bar{v}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \quad (3.5).$$

En intégrant cette équation, on déduit l'expression du vecteur flux statorique :

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{s0} + \int_0^t (\bar{v}_s - R_s \cdot \bar{i}_s) \cdot dt \quad (3.6).$$

De manière instantanée, l'onduleur prend 8 configurations correspondant à autant de vecteurs tensions. Entre deux commutations successives le vecteur tension \bar{V}_i est appliqué, l'équation (3.5) devient alors :

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{s0} + \bar{V}_i \cdot t - R_s \cdot \int_0^t \bar{i}_s \cdot dt \quad (3.7).$$

Pour faciliter la compréhension, nous supposons dans un premier temps que l'influence de la résistance statorique sur la tension est négligeable (cette hypothèse est vérifiée lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée). Dans ce cas, (3.6) devient :

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{s0} + \bar{V}_i \cdot t \quad (3.8).$$

Par conséquent, comme il est indiqué sur la Figure 3.9, l'extrémité du vecteur flux statorique décrit une trajectoire rectiligne dirigée selon \bar{V}_i . Selon le choix de \bar{V}_i , cela peut correspondre à une croissance ou à une décroissance de l'amplitude du flux.

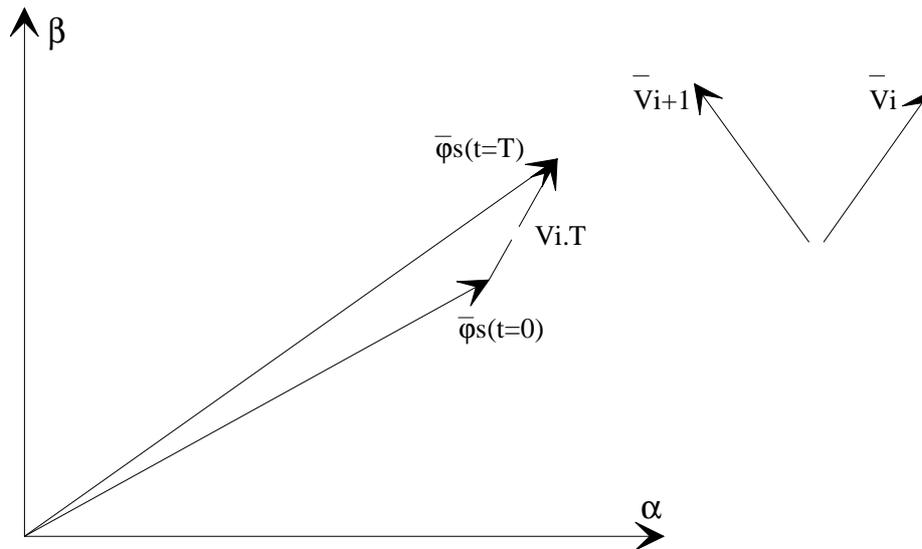


Figure 3.9. Trajectoire du flux statorique à configuration constante de l'onduleur.

On peut remarquer qu'au choix des vecteurs nuls $\bar{V}0(000)$ ou $\bar{V}7(000)$, correspond l'arrêt du flux statorique.

En conclusion, le choix approprié du vecteur tension permet de contrôler la vitesse de rotation moyenne et l'amplitude du vecteur flux statorique.

3.2.2. Structure de la commande.

3.2.2.1. Introduction.

L'amplitude du flux statorique et le couple instantané sont contrôlés séparément. La structure de commande est résumée sur la Figure 3.10.

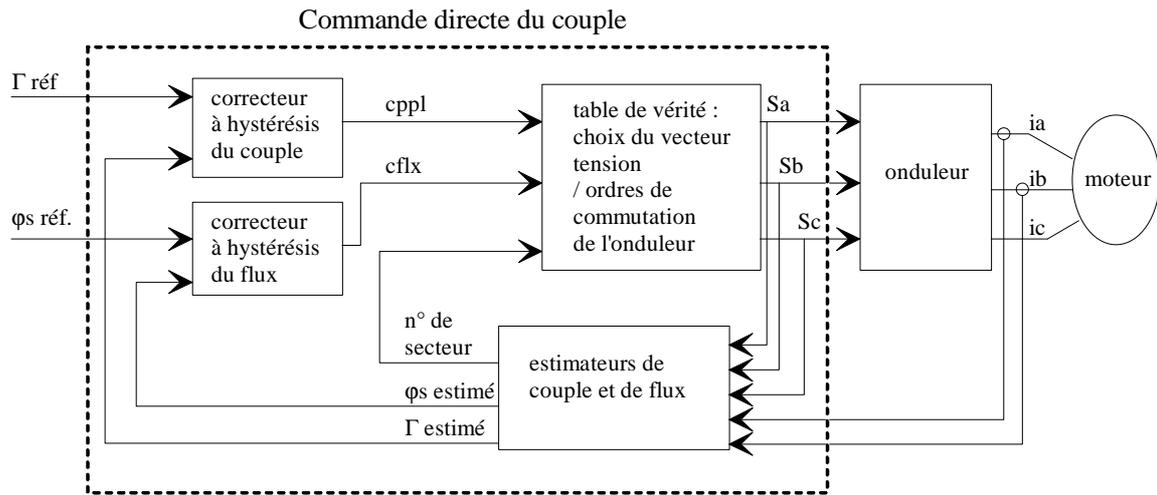


Figure 3.10. Structure de commande directe de couple.

3.2.2.2. Contrôle de l'amplitude du flux.

L'amplitude du flux est contrôlée en maintenant sa trajectoire à l'intérieur d'une couronne d'épaisseur $2\Delta\phi_s$ centrée sur le flux de référence $\phi_{s \text{ réf}}$ (voir Figure 3.11).

Pour ce faire, on met en oeuvre un correcteur à hystérésis, dont la sortie logique $cflx$ correspond à une décision d'augmentation ou de diminution du flux. A l'aide d'une table de vérité, un vecteur tension est associé à chaque décision, en fonction du secteur angulaire dans lequel se trouve le vecteur flux.

Par exemple dans le premier secteur angulaire $\left[-\frac{\pi}{6}; \frac{\pi}{6}\right]$, les vecteurs utilisés sont $\bar{V}2(110)$ qui correspond à une augmentation et $\bar{V}3(010)$ qui correspond à une diminution de l'amplitude du flux.

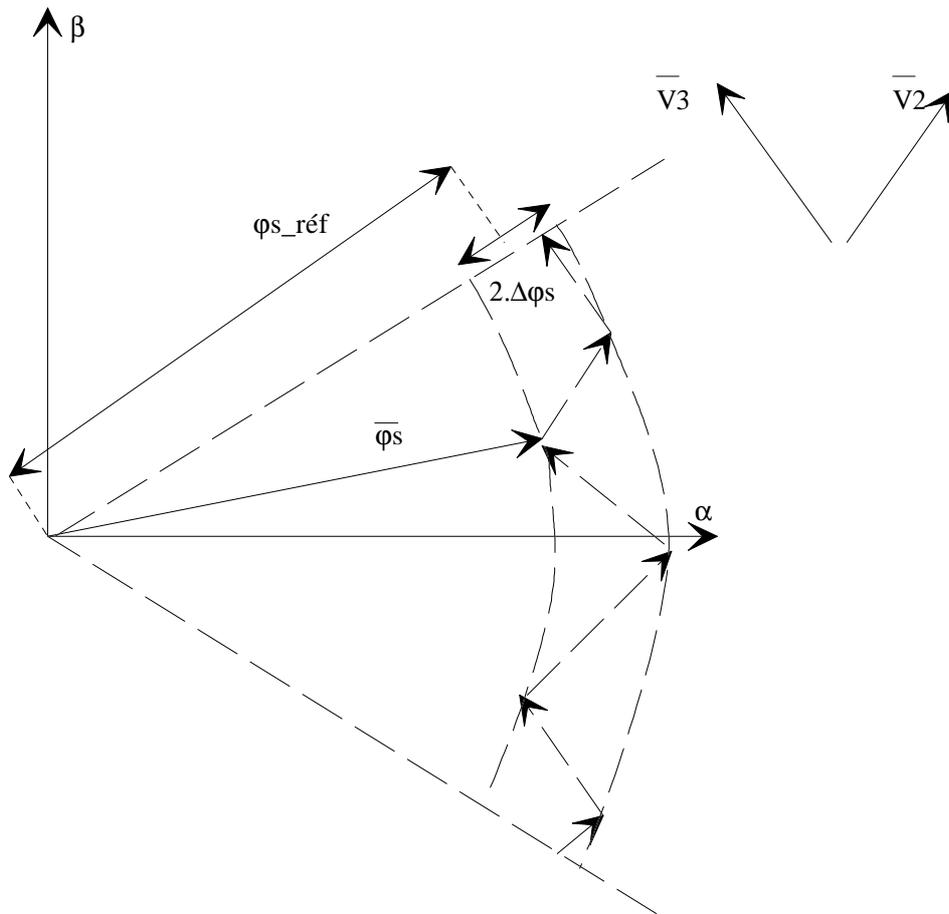


Figure 3.11. Trajectoire du flux statorique.

3.2.2.3. Contrôle du couple.

On exprime le couple de la manière suivante :

$$\Gamma = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \cdot |\bar{\varphi}_s \wedge \bar{\varphi}_r| = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \cdot |\varphi_s| \cdot |\varphi_r| \cdot \sin \gamma \quad (3.9).$$

$\bar{\varphi}_r$ est le vecteur flux rotorique, et γ l'angle entre les vecteurs $\bar{\varphi}_s$ et $\bar{\varphi}_r$. La vitesse moyenne de rotation du flux statorique quand la tension n'est pas nulle, est appelée vitesse de base $\langle \omega_{sb} \rangle$.

La constante de temps rotorique étant assez élevée devant $\tau_s = \frac{\sigma L_s}{R_s}$, on considère que le flux rotorique tourne à vitesse constante $\omega_s < \langle \omega_{sb} \rangle$ et que son amplitude φ_{r0} est constante.

Lorsque le vecteur tension sélectionné est non nul ($\bar{V}2$ ou $\bar{V}3$ pour l'exemple de la Figure 3.11), on a en moyenne :

$$\gamma = (\langle \omega s b \rangle - \omega s) \cdot t, \text{ donc le couple augmente.}$$

Lorsque le vecteur tension sélectionné est nul ($\bar{V}0$ ou $\bar{V}7$),

$$\gamma = -\omega s \cdot t, \text{ le couple diminue.}$$

Le couple est maintenu entre deux valeurs $\Gamma_{\text{réf}} - \Delta\Gamma$ et $\Gamma_{\text{réf}} + \Delta\Gamma$ en utilisant aussi un correcteur à hystérésis dont la sortie logique cppl est associée à une table de vérité dépendant du secteur angulaire où se trouve le flux statorique. Pour $cppl = 1$, on choisit un vecteur tension nul, et pour $cppl = 0$, un vecteur tension non nul.

La commande est échantillonnée. A chaque période d'échantillonnage, le vecteur tension à appliquer est donc sélectionné en fonction des sorties des correcteurs à hystérésis (Figure 3.12) et du secteur dans lequel se trouve le vecteur flux (Tableau 3.6).

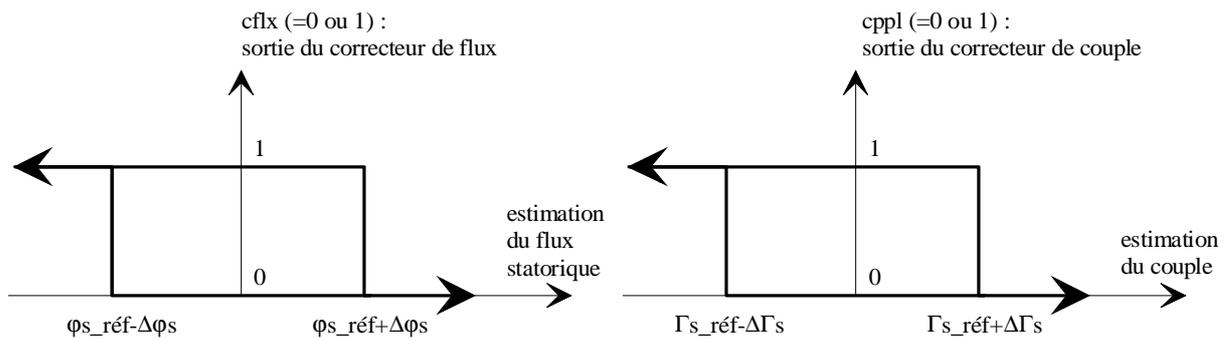


Figure 3.12. Valeurs des sorties *cflx* du correcteur de flux, et *cppl* du correcteur de couple.

<i>cflx</i>	1	0	1	0
<i>cppl</i>	0	0	1	1
vecteur tension appliqué	V7	V0	V2	V3
état des bras de l'onduleur	_111	_000	_110	_010

Tableau 3.6. Choix du vecteur tension appliqué dans le secteur 1 en fonction de *cppl* et *cflx*

3.3. Estimation analytique des fréquences de commutation au flux nominal.

3.3.1. Hypothèses d'indépendance des correcteurs de couple et de flux.

L'objet de cette partie est de déterminer analytiquement la fréquence de commutation de l'onduleur dans la plage de vitesse correspondant au fonctionnement à flux nominal (vitesse électrique inférieure à $\langle \omega_{sb} \rangle$).

La fréquence de commutation de l'onduleur f_{com} est égale à la somme des fréquences de commutation des correcteurs de couple et de flux (respectivement f_{cppl} et f_{cflx}).

$$f_{com} = f_{cppl} + f_{cflx} \quad (3.10).$$

Le couple et le flux étant contrôlés séparément, on fait l'hypothèse que les fréquences de commutation des correcteurs peuvent se déterminer indépendamment. Cela signifie que la fréquence f_{cppl} est calculée en supposant que le flux est parfaitement asservi à sa référence, et que sa vitesse de rotation (quand il tourne) est constante. On suppose de même pour le flux : le contrôle de couple n'influe pas sur sa trajectoire., donc sur sa fréquence de commutation.

Dans les paragraphes suivants, ces hypothèses seront validées de deux manières :

- en comparant les fréquences obtenues à partir des formules analytiques (déterminées avec ces hypothèses) à celles obtenues en simulation.
- en comparant deux simulations, avec des paramètres de réglage différents pour l'autre grandeur contrôlée (le couple si on étudie f_{cflx} et réciproquement). Les fréquences obtenues ne doivent pas être différentes.

Enfin, nous verrons dans quelles conditions ces hypothèses ne sont plus valables.

3.3.2. Détermination de la fréquence de commutation f_{cflx} du correcteur de flux statorique.

3.3.2.1. Détermination analytique

Hypothèse 1 :

Le contrôle du flux statorique est indépendant du contrôle du couple.

Dans le cadre de l'hypothèse 1, la trajectoire du vecteur flux statorique en régime permanent est indépendante de la vitesse. Elle ne dépend que des bornes $\varphi_{s_ré} \pm \Delta\varphi_s$ du correcteur à hystérésis. Le nombre de commutations N_s par tour de flux statorique est donc constant. La fréquence d'appel du correcteur de flux est :

$$f_{cflx} = N_s \cdot \frac{\omega_s}{2\pi} \quad (3.11), \quad \omega_s \text{ étant la pulsation moyenne de } \varphi_s.$$

Pour déterminer N_s , on se propose de calculer l'angle $\Delta\theta_s$ couvert par φ_s entre trois commutations successives du correcteur de flux, en fonction de sa position initiale θ_s (voir Figure 3.13).

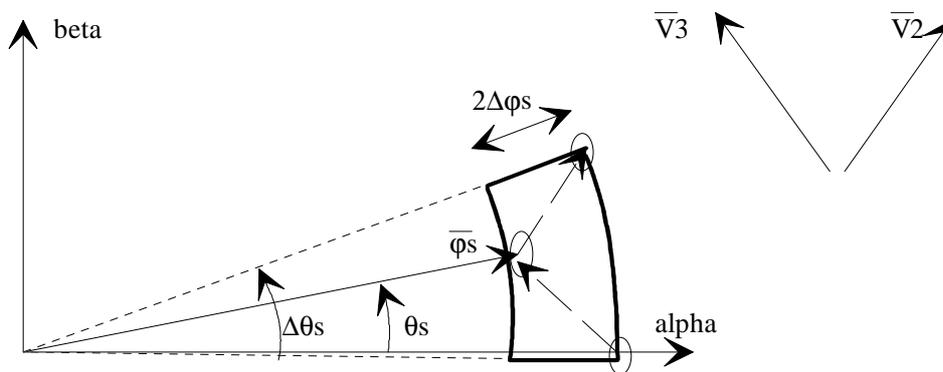


Figure 3.13. Trajectoire du flux statorique entre 3 commutations successives.

Pour déterminer cet angle, nous faisons l'hypothèse supplémentaire suivante :

Hypothèse 2 :

L'angle $\Delta\theta_s$ est suffisamment petit pour que la couronne encadrant la trajectoire du flux statorique (Figure 3.14.A) soit assimilable à un rectangle (Figure 3.14.B).

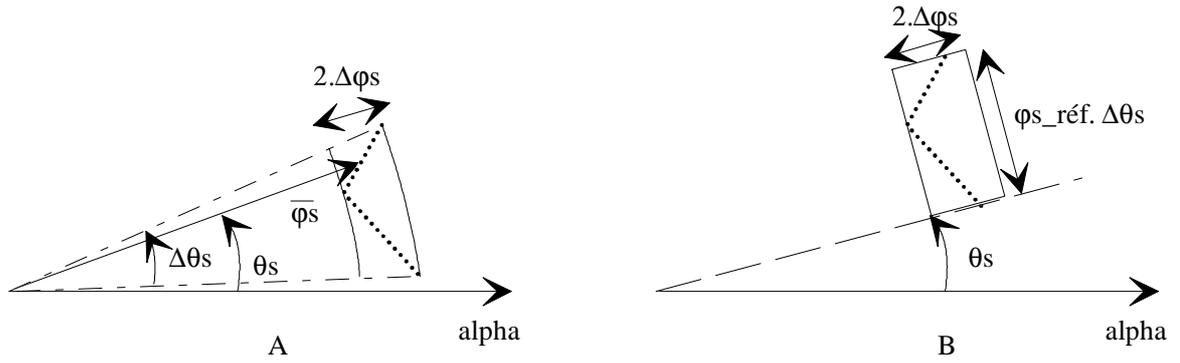


Figure 3.14. Enveloppe de la trajectoire du flux statorique avant (A) et après (B) simplification.

Sous cette hypothèse et pour le secteur 1 $\left[-\frac{\pi}{6}; \frac{\pi}{6}\right]$, on détermine que :

$$\Delta\theta_s(\theta_s) = \frac{2\Delta\phi_s}{\phi_{s_réf} \cdot f} \cdot \frac{2 \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)}{\cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + \cos(2\theta_s)} \quad (3.12)$$

On détermine ensuite la densité angulaire de commutation :

$$\frac{dN_s}{d\theta_s} = \frac{2}{\Delta\theta_s} \quad (3.13). \text{ D'où :}$$

$$N_s = \int_0^{2\pi} dN_s = 6 \cdot \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \frac{dN_s}{d\theta_s}(\theta_s) \cdot d\theta_s \quad (3.14).$$

Donc :

$$N_s = \frac{3\sqrt{3} - \pi}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\phi_{s_réf} \cdot f}{\Delta\phi_s} \quad (3.15).$$

On déduit alors :

$$f_cflx = \frac{3\sqrt{3} - \pi}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\phi_{s_réf} \cdot \omega_s}{\Delta\phi_s \cdot 2\pi} \quad (3.16).$$

3.3.2.2. Vérification de l'hypothèse 1 en simulation.

L'hypothèse 1 est confirmée en simulation. En effet, on constate sur la Figure 3.15 que la valeur du couple de référence $\Gamma_réf$ et de la largeur de l'hystérésis $\Delta\Gamma$ n'influe pas sur la fréquence de commutation du correcteur de flux f_cflx . Les courbes correspondant à

$\Delta\Gamma = 10, 20$ et 30 N.m sont pratiquement superposées, et ce pour $\Gamma_{\text{réf}} = 30$ et 120 N.m .

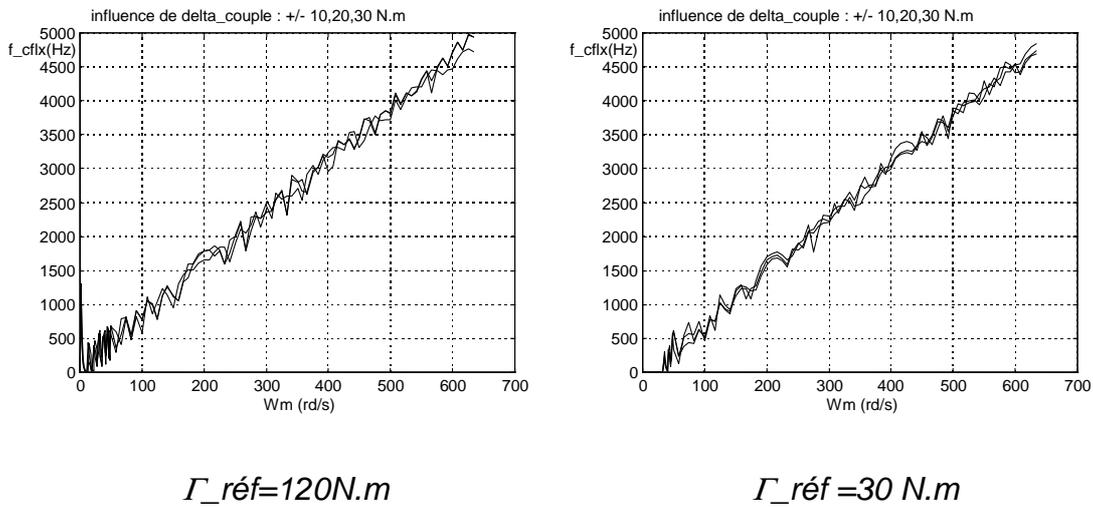


Figure 3.15. Influence de $\Delta\Gamma$ sur f_{cflx} , avec $\frac{\Delta\varphi_s}{\varphi_s} = 2.5\%$ pour différents couples de référence.

Par ailleurs, les simulations confirment aussi que la fréquence de commutation est proportionnelle à la vitesse. En particulier, pour $\frac{\Delta\varphi_s}{\varphi_s} = 2.5\%$, l'expression analytique

donne $N_s = 47$ commutations par tour. La fréquence de commutation à 400 rd/s est dans ce cas égale à $f_{\text{cflx}} = 3005\text{Hz}$, ce qui est confirmé dans les deux cas en simulation.

L'angle $\Delta\theta_s$ moyen entre trois commutations successives est inférieur à 0.07 radians : l'hypothèse 2 est validée pour la structure étudiée.

3.3.3. Détermination de la fréquence de commutation f_{cppl} du correcteur de couple.

3.3.3.1. Détermination analytique.

3.3.3.1.1. Formulation.

Rappelons que l'expression du couple est :

$$\Gamma = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \cdot |\bar{\varphi}_s \wedge \bar{\varphi}_r| = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \cdot |\varphi_s| \cdot |\varphi_r| \cdot \sin \gamma$$

avec en moyenne

$\gamma = (\langle \omega_s b \rangle - \omega_s) \cdot t$ lorsque le couple augmente (application d'un vecteur tension non nul),

et

$\gamma = -\omega_s \cdot t$, lorsqu'il diminue (application d'un vecteur tension nul).

Hypothèse 3 :

L'influence des variations de la vitesse et de l'amplitude du flux statorique sont négligeables sur le contrôle du couple.

Dans le cadre de l'hypothèse 3, on suppose que l'amplitude du flux statorique est constante et qu'il tourne à la vitesse constante $\langle \omega_s b \rangle$ (quand il n'est pas arrêté) pour déterminer la trajectoire du couple.

On fait également l'hypothèse que l'angle γ entre le flux rotorique et le flux statorique est petit :

Hypothèse 4 :

$$\sin \gamma = \gamma \quad (3.17).$$

Cette hypothèse est validée avec les paramètres du moteur étudié : $\sin \gamma_{\max} = 0.125$.

Dans le cadre des hypothèses 3 et 4, le couple évolue linéairement entre deux changements d'état du correcteur de couple cppl (Figure 3.16).

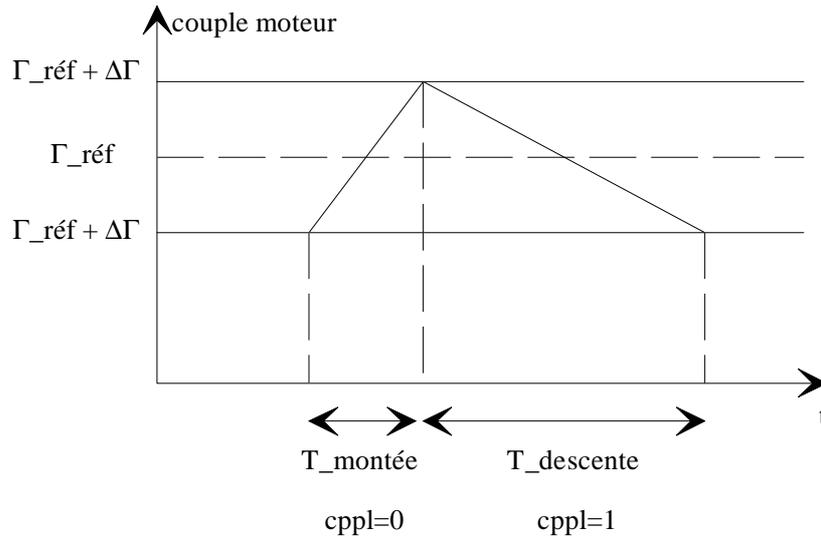


Figure 3.16. Evolution du couple instantané entre trois commutations.

On détermine alors les temps de montée et de descente du couple :

$$T_{\text{monté}} = \frac{2\Delta\Gamma}{(\langle\omega_{sb}\rangle - \omega_s)} \cdot \frac{\sigma \cdot L_r}{p} \cdot \left(\frac{L_s}{L_m \cdot \varphi_s}\right)^2 \quad (3.18).$$

$$T_{\text{descente}} = \frac{2\Delta\Gamma}{\omega_s} \cdot \frac{\sigma \cdot L_r}{p} \cdot \left(\frac{L_s}{L_m \cdot \varphi_s}\right)^2 \quad (3.19).$$

La fréquence de commutation ([Chap. 96]) f_{cppl} du correcteur de couple en fonction des grandeurs électriques du moteur est donc :

$$f_{\text{cppl}} = \frac{1}{\Delta\Gamma} \cdot \frac{p \cdot L_m \cdot \varphi_r \cdot \varphi_s}{\sigma L_s L_r} \cdot \frac{\omega_s \cdot (\langle\omega_{sb}\rangle - \omega_s)}{\langle\omega_{sb}\rangle} \quad (3.20).$$

Il reste néanmoins à exprimer cette formule à partir des grandeurs intervenant dans la commande : le couple, le flux et la pulsation statorique moyenne.

3.3.3.1.2. Détermination de la pulsation statorique de base.

La pulsation statorique de base correspond à la vitesse de rotation du flux statorique lorsqu'il tourne (application d'un vecteur tension non nul). Ce cas correspond à un fonctionnement en pleine tension de l'onduleur. En supposant que les hypothèses 1 et 2 sont respectées, on détermine que la vitesse moyenne de rotation du flux statorique entre 3 commutations successives (Figure 3.11) est égale à :

$$\omega_{sb}(\theta_s) = \frac{V_o}{\varphi_s} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{1}{\cos(\theta_s)} \quad (3.21),$$

pour $\theta_s \in \left[\frac{\pi}{6}; -\frac{\pi}{6} \right]$. Le résultat reste identique pour les autres secteurs angulaires.

On rappelle que $V_0 = |\bar{V}_1| = \dots = |\bar{V}_6|$.

La vitesse de base $\langle \omega_{sb} \rangle$ s'obtient en moyennant $\omega_{sb}(\theta_s)$ sur un secteur :

$$\boxed{\langle \omega_{sb} \rangle = k_v \cdot \frac{V_0}{\varphi_s}} \quad (3.22).$$

$$\text{avec } k_v = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot \log \left(\frac{1 + \tan \frac{\pi}{12}}{1 - \tan \frac{\pi}{12}} \right) \quad (3.23).$$

On constate que cette valeur est inférieure de 10 % à la vitesse de base atteinte si le vecteur tension appliqué était tangent à la trajectoire de $\bar{\varphi}_s$:

$$\langle \omega_{sb} \rangle \approx 0.9085 \cdot \frac{V_0}{\varphi_s}.$$

Néanmoins, cette vitesse est supérieure de 5% à celle qui est atteinte avec une onde de tension moyenne sinusoïdale d'amplitude maximale (cercle tangent à l'hexagone). Cet écart s'explique par le fait que $\omega_{sb}(\theta_s)$ n'est pas constante : les grandeurs électriques moyennes ne sont pas sinusoïdales.

3.3.3.1.3. Détermination du flux rotorique.

Dans le cas général, les relations existant entre le flux rotorique et les grandeurs de commande (valeurs moyenne pour le couple et fondamentale pour le flux statorique) sont les suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_r \cdot \sin \gamma = \frac{\sigma L_r \cdot L_s}{p \cdot L_m} \cdot \frac{\Gamma}{\varphi_s} \\ \sin \gamma = \frac{\omega_r \cdot \sigma \cdot \tau_r}{\sqrt{1 + (\omega_r \cdot \sigma \cdot \tau_r)^2}} \\ \Gamma = p \cdot \frac{\varphi_r^2 \cdot \omega_r}{R_r} \end{array} \right. \quad (3.24).$$

R_r et ω_r sont respectivement la résistance et la pulsation rotorique.

La résolution de ce système non linéaire à 3 inconnues (ω_r , $\sin \gamma$ et φ_r) nous permet de déduire l'expression de l'amplitude du flux rotorique :

$$\varphi_r = \frac{\sigma L_r \cdot L_s}{p \cdot L_m} \cdot \frac{\Gamma}{\varphi_s} \cdot \sqrt{\frac{2}{1 - \sqrt{1 - 4 \left(\frac{\sigma L_r \cdot \Gamma}{p} \cdot \left(\frac{L_s}{L_m \varphi_s} \right)^2 \right)^2}}}} \quad (3.25).$$

Lorsqu'on se place dans le cadre de l'hypothèse 4 ($\sin \gamma \ll 1$), on déduit que $\left(2 \frac{\sigma L_r \cdot \Gamma}{p} \cdot \left(\frac{L_s}{L_m \varphi_s} \right) \right)^2 \ll 1$. En faisant alors un développement limité de l'équation précédente, on obtient :

$$\varphi_r = \frac{L_m \cdot \varphi_s}{L_s} \quad (3.26).$$

3.3.3.1.4. Nouvelle formulation.

On peut à présent exprimer la fréquence de commutation du correcteur de couple :

$$f_{\text{cppl}} = \frac{1}{\Delta \Gamma} \cdot \frac{p}{\sigma L_r} \cdot \left(\frac{L_m \cdot \varphi_s}{L_s} \right)^2 \cdot \frac{\omega_s \cdot (k_v \cdot V_0 - \omega_s \cdot \varphi_s)}{k_v \cdot V_0} \quad (3.27),$$

Cette formule met en évidence les caractéristiques principales du contrôle direct du couple. D'une part, on constate que la fréquence du correcteur de couple est une fonction décroissante de la plage d'hystérésis imposée.

D'autre part, la fréquence du correcteur de couple tend à être nulle lorsque la pulsation statorique moyenne tend vers la vitesse de base ou vers 0. En effet, le flux rotorique tend à tourner aussi vite que le flux statorique : l'angle γ n'augmente (respectivement ne diminue) plus et le couple reste à sa valeur inférieure (respectivement supérieure).

3.3.3.2. vérification en simulation.

L'hypothèse 2 d'indépendance de f_{cppl} par rapport à $\Delta \varphi_s$ est confirmée en simulation. En effet, on peut voir sur la Figure 3.17 que f_{cppl} est identique pour $\frac{\Delta \varphi_s}{\varphi_s} = 2.5\%$ et

$\frac{\Delta \varphi_s}{\varphi_s} = 5\%$, et ce à deux niveaux de couple différents.

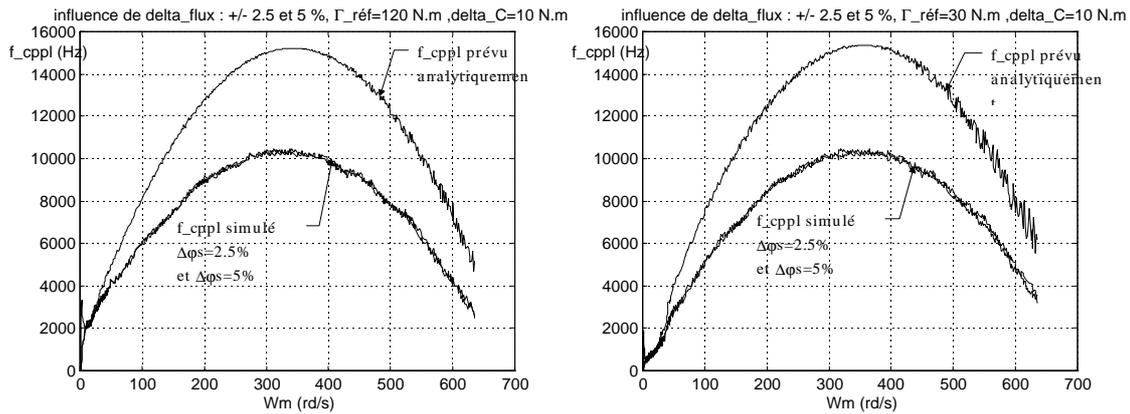


Figure 3.17. Influence de $\Delta\phi_s$ sur f_{cppl} et prévision analytique.

3.3.3.3. Mise en évidence de l'influence de l'échantillonnage de la commande.

On observe sur la Figure 3.17 une différence importante entre les valeurs de f_{cppl} observées en simulation et déterminées analytiquement (en utilisant les grandeurs électriques simulées). Cet écart s'explique par le dépassement des bornes de l'hystérésis causé par l'échantillonnage de la commande. La Figure 3.18 et la Figure 3.19 mettent en évidence ce dépassement. A basse vitesse, le couple croît rapidement et décroît lentement : le couple dépasse la borne supérieure. A haute vitesse c'est l'inverse qui se produit. A la moitié de la vitesse de base, le couple dépasse identiquement les deux bornes du correcteur : le dépassement est dans ce cas maximum.

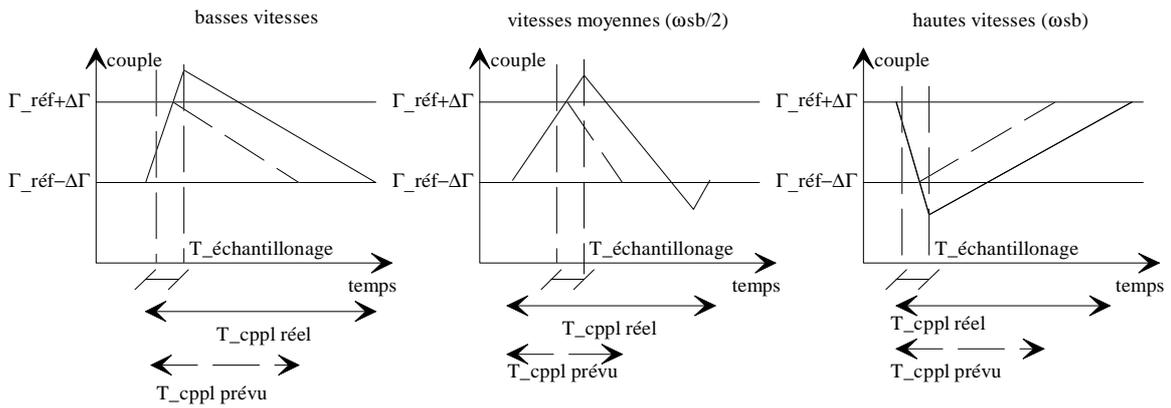


Figure 3.18. Influence de la période d'échantillonnage sur le dépassement de couple.

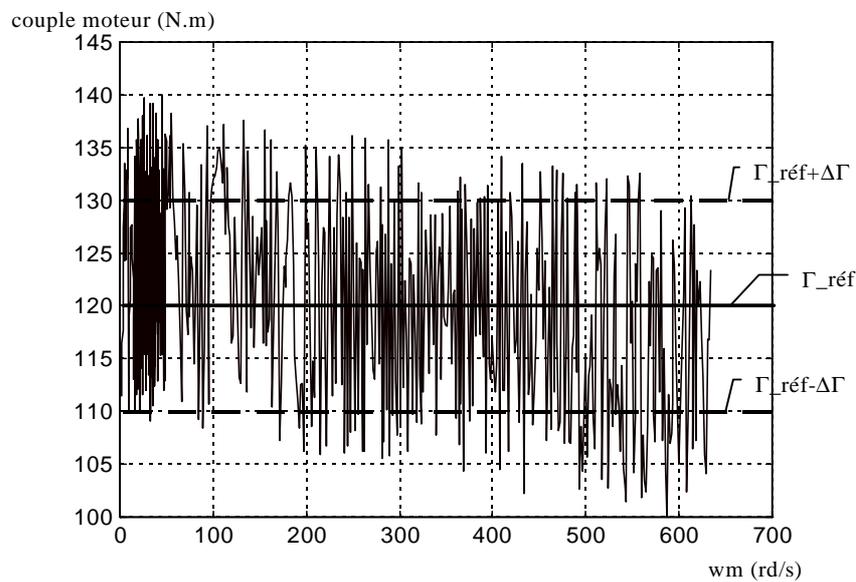


Figure 3.19. Couple moteur en fonction de la vitesse. $\Gamma_{\text{réf}}=120 \text{ N.m}$, $\Delta\Gamma=10 \text{ N.m}$, période d'échantillonnage de la commande : $10 \mu\text{s}$.

Par conséquent, le contrôle du couple s'effectue comme si la commande était paramétrée avec une bande d'hystérésis plus grande (Figure 3.18) : il est donc normal que la fréquence observée en simulation soit inférieure à celle prévue analytiquement.

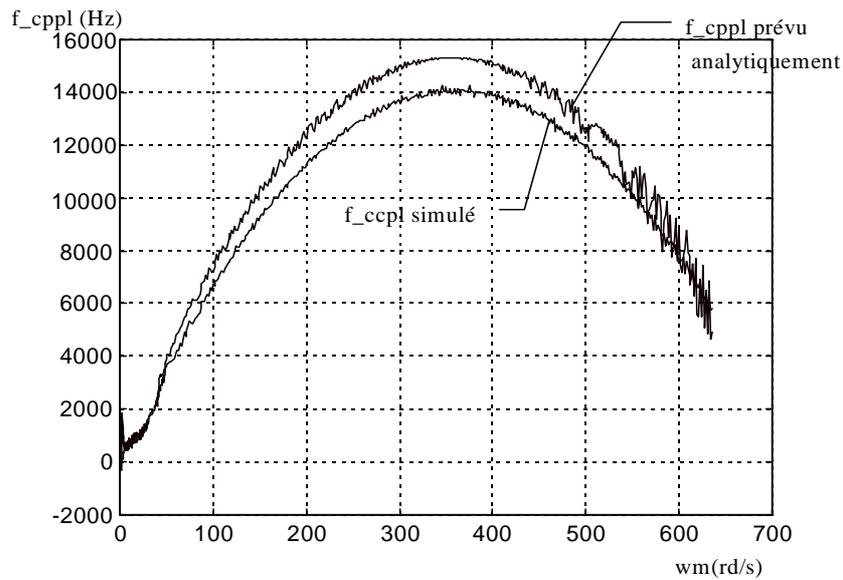


Figure 3.20. Estimation de f_{cppl} , mêmes conditions, période d'échantillonnage : $2 \mu s$.

Les fréquences tendent à se confondre lorsque la période d'échantillonnage de la commande diminue, comme le confirme la Figure 3.20 qui n'est cependant pas représentative de la réalité. En effet, avec les processeurs actuels comme le TMS320C40, une période d'échantillonnage de la commande à $25 \mu s$ est envisageable. Néanmoins, elle dix fois supérieure à celle qui considérée dans l'exemple présenté (Figure 3.20).

3.3.4. Limite de validité de l'hypothèse 1.

3.3.4.1. Mise en évidence de l'influence de R_s

Rappel de l'hypothèse 1 :

Le contrôle du flux statorique est indépendant du contrôle du couple.

Cette condition n'est pas vérifiée lorsque l'influence de la résistance statorique sur la tension n'est pas négligeable, c'est à dire à basse vitesse.

Dans ce cas, lorsque le vecteur tension nul est appliqué, donc lorsque le couple décroît, le flux recule et diminue d'amplitude à cause de l'influence de la résistance statorique. Le contrôle du couple a donc une influence sur le contrôle du flux.

En revanche, on constate qu'à 1000 t/mn et en régime établi, ce phénomène n'est plus présent. On peut donc considérer dans ce cas que le correcteur de couple n'agit pas sur la trajectoire du flux.

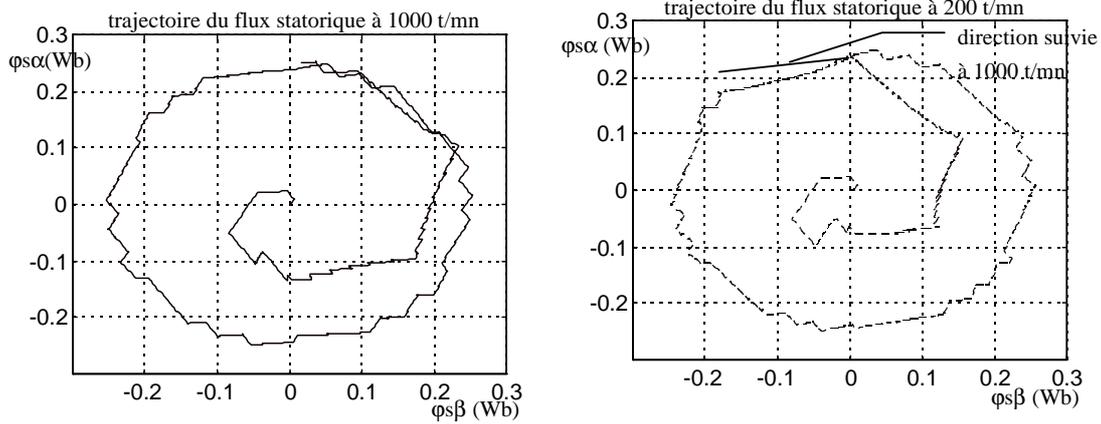


Figure 3.21. Trajectoire du flux statorique à différentes vitesses.

On vérifie sur la Figure 3.21 que la trajectoire du flux statorique est très différente en fonction de la vitesse : le recul et la diminution du flux a pour effet de modifier sa direction.

3.3.4.2. Etablissement d'une condition sur ω_s pour que l'influence de R_s soit négligeable.

Rappelons que si on fait l'hypothèse d'une évolution linéaire du couple (voir Figure 3.16), les temps de montée et de descente entre les deux seuils du correcteur à hystérésis sont donnés par :

$$T_{\text{monté e}} = \frac{2\Delta\Gamma}{(\langle\omega_s\rangle - \omega_s)} \cdot \frac{\sigma \cdot L_r}{p} \cdot \left(\frac{L_s}{L_m \cdot \phi_s} \right)^2$$

$$T_{\text{descente}} = \frac{2\Delta\Gamma}{\omega_s} \cdot \frac{\sigma \cdot L_r}{p} \cdot \left(\frac{L_s}{L_m \cdot \phi_s} \right)^2$$

Lorsque $\omega_s \rightarrow 0$, $\frac{T_{\text{monté e}}}{T_{\text{descente}}} \rightarrow 0$. Ce cas signifie qu'à vitesse nulle, le couple augmente

infiniment plus vite qu'il ne décroît. La durée pendant laquelle la tension nulle est appliquée devient alors prépondérante : le terme résistif n'est plus négligeable :

$$\frac{d\bar{\phi}_s}{dt} = -R_s \cdot \bar{i}_s \quad (3.28).$$

On en déduit alors l'évolution de $\bar{\phi}_s$, sachant que :

$$\bar{i}_s = \frac{\left(\bar{\phi}_s - \frac{L_m}{L_r} \cdot \bar{\phi}_r \right)}{\sigma \cdot L_s} \quad (3.29),$$

$$\frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} = -\frac{R_s \cdot \bar{\varphi}_s}{\sigma \cdot L_s} + R_s \cdot \frac{R_s \cdot L_m \bar{\varphi}_r}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} = -\alpha \cdot \bar{\varphi}_s + \beta \cdot \bar{\varphi}_r \quad (3.30).$$

soit :

$$\bar{\varphi}_s = e^{-\alpha t} \cdot \bar{\varphi}_{s0} + \beta \cdot \int_0^t e^{-\alpha(t-\tau)} \cdot \bar{\varphi}_r(t-\tau) \cdot d\tau \quad (3.31).$$

En considérant que T_{descente} reste faible devant la constante de temps $\frac{\sigma \cdot L_s}{R_s}$ et que le

flux rotorique est constant (en réalité il tourne à vitesse faible et son amplitude décroît lentement), l'expression précédente peut être approchée :

$$\bar{\varphi}_s(t) \approx \bar{\varphi}_{s0}(1 - \alpha t) + \beta \cdot \bar{\varphi}_{r0} \cdot t \quad (3.32),$$

avec $\bar{\varphi}_{s0}$ et $\bar{\varphi}_{r0}$ les vecteurs flux statorique et rotorique à l'instant t_0 où le vecteur nul est sélectionné.

En traction $\bar{\varphi}_r$ est en retard sur $\bar{\varphi}_s$. Dans ce cas, on constate que l'influence de la résistance statorique consiste à faire décroître et reculer $\bar{\varphi}_s$ lorsque la tension appliquée est nulle (Figure 3.22).

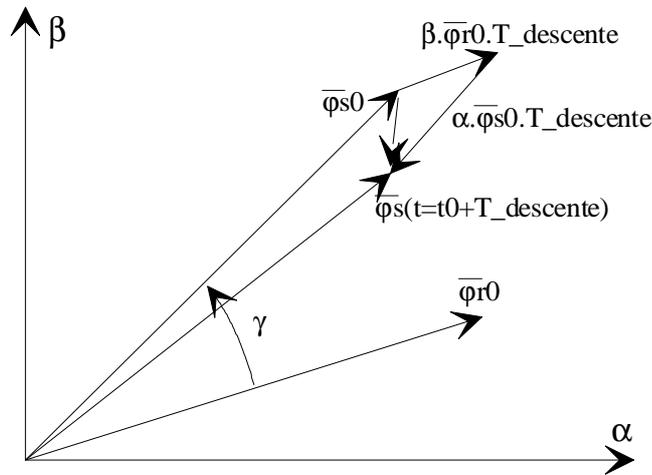


Figure 3.22. Influence de R_s sur la trajectoire du flux statorique.

Pour que l'influence de la résistance statorique devienne négligeable, il faut que la proportion de trajectoire effectuée lorsque la tension est nulle soit négligeable devant celle effectuée lorsque le flux statorique avance (Figure 3.23) :

$$T_{\text{montee}} \cdot V_0 \gg T_{\text{descente}} \cdot R_s \cdot I_s \quad (3.33).$$

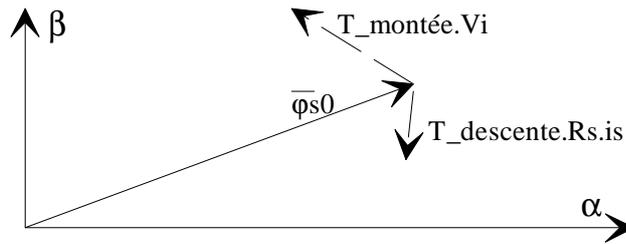


Figure 3.23. Trajectoire du flux statorique à basses vitesses.

En remplaçant les temps de montée et de descente par les expressions (3.18) et (3.19), on obtient :

$$\omega_s \gg \frac{R_s \cdot i_s}{V_o + R_s \cdot i_s} \cdot \langle \omega_{sb} \rangle \quad (3.34).$$

En utilisant la valeur maximum du courant, on obtient une majoration de cette expression : 100 t/mn.

3.3.5. Limite de validité de l'hypothèse 3.

Rappel de l'hypothèse 3 :

L'influence des variations de la vitesse et de l'amplitude du flux statorique sont négligeables sur le contrôle du couple.

Si on considère l'expression (3.27), la fréquence f_{cppl} est nulle lorsque la vitesse est nulle. Cela correspond au fait que lorsque le flux statorique s'arrête, l'angle γ avec le flux rotorique (qui ne tourne pas) ne diminue pas : le couple reste donc à sa valeur maximum et il n'y a pas de commutation lorsque $cppl=0$. En réalité, comme nous l'avons vu précédemment, le flux statorique décroît à cause de R_s et sort de la plage d'hystérésis. L'hypothèse 3 n'est donc plus valable car l'amplitude du flux statorique n'est pas égale à sa référence.

Lorsque la vitesse du flux rotorique est proche de la vitesse de base, le temps de montée de couple est élevé. Dans ce cas, les variations de la vitesse instantanée du flux se répercutent sur le couple dont la montée n'est plus linéaire.

3.4. Analyse du mode défluxé.

La tension la plus élevée est atteinte lorsque la vitesse moyenne de rotation du flux atteint la vitesse de base. Dans ce cas la tension fondamentale maximale V_{\max} vérifie :

$$V_{\max} = \langle \omega s b \rangle \cdot \varphi s_{\text{ré f}} \quad (3.35).$$

Donc, d'après (3.22), le fondamental de tension maximum qui peut être atteint avec cette commande est $k_v \cdot V_o$.

La stratégie de défluxage adoptée consiste à maintenir l'amplitude du fondamental de la tension à une valeur constante $\alpha \cdot k_v \cdot V_o$. Par conséquent, on a $\alpha < 1$.

Pour ce faire, on diminue l'amplitude du flux statorique quand la vitesse augmente (défluxage).

Tant que le flux est maintenu à sa valeur nominale $\varphi s_{\text{ré f}}$, on a :

$$\langle \omega s b \rangle = \langle \omega s b \rangle_0 = \frac{k_v \cdot V_o}{\varphi s_{\text{ré f}}} = \text{cste}$$

Lorsque

$\omega s > \alpha \langle \omega s b \rangle_0$, on impose que la vitesse moyenne du flux $\langle \omega s b \rangle$ lorsqu'on applique un vecteur tension non nul soit égale à $\frac{\omega s}{\alpha}$. En effet, pour maintenir la tension à $\alpha \cdot k_v \cdot V_o$, la

valeur du flux statorique est :

$$\varphi s = \frac{k_v \cdot \alpha \cdot V_o}{\omega s} \quad (3.36).$$

La fréquence de commutation du correcteur de flux se déduit alors de (3.16) :

$$f_{\text{cflx}_{\text{dé fluxé}}} = \alpha \cdot \frac{k_v \cdot V_o}{\Delta \varphi s} \cdot \frac{3\sqrt{3} - \pi}{2\pi \cdot \sqrt{3}} = C2 \cdot \alpha \quad (3.37).$$

Elle est constante et égale à la valeur atteinte à la vitesse $\alpha \langle \omega s b \rangle_0$ pour laquelle on change de stratégie (Figure 3.24).

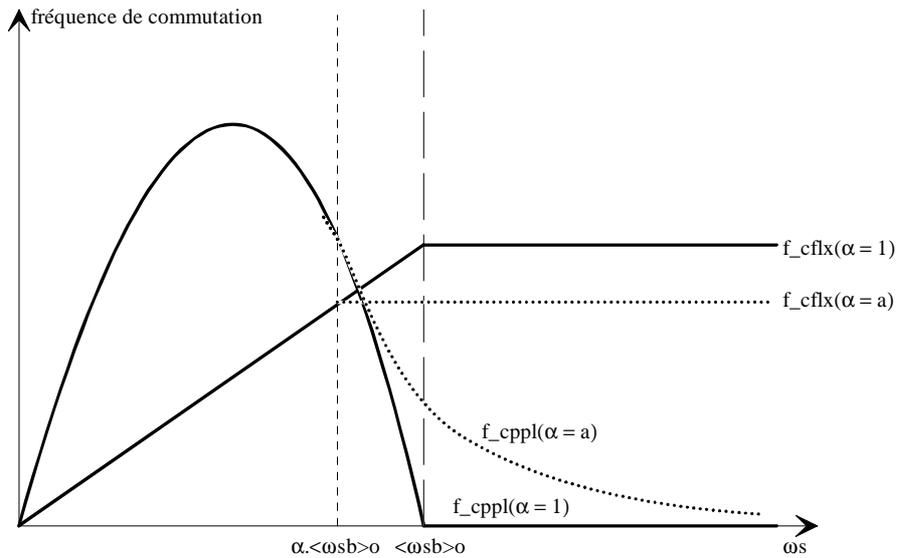


Figure 3.24. Fréquences de commutation en fonction de ωs et α

La fréquence de commutation du correcteur de couple se déduit de (3.27) sachant que

$$\langle \omega s b \rangle = \frac{\omega s}{\alpha}.$$

$$f_{cppl} = \left[\frac{1}{\Delta \Gamma} \cdot \frac{p}{\sigma L_r} \cdot \left(\frac{L_m \cdot \alpha \cdot k_v \cdot V_o}{L_s} \right)^2 \cdot (1 - \alpha) \right] \cdot \frac{1}{\omega s} = C1 \cdot \alpha^2 (1 - \alpha) \quad (3.38).$$

En mode défluxé, la fréquence de commutation totale f_{com} est donc égale à:

$$f_{com}(\alpha) = C1 \cdot \alpha^2 (1 - \alpha) + C2 \cdot \alpha \quad (3.39),$$

soit

$$\frac{df_{com}(\alpha)}{d\alpha} < 0 \text{ pour } \alpha \in \left[\frac{1 + \sqrt{1 + \frac{3C2}{C1}}}{3}; 1 \right]$$

On vérifie qu'avec les paramètres utilisés, $\frac{1 + \sqrt{1 + \frac{3C2}{C1}}}{3} \approx 0.67$.

Le nombre minimum de commutation est donc théoriquement atteint pour $\alpha = 1$, donc lorsque on n'applique pas de vecteur tension nul pendant le défluxage.

3.5. Evaluation énergétique.

L'objet de ce paragraphe est de comparer les pertes de l'onduleur à celles obtenues avec la commande vectorielle de référence. Pour se placer dans les mêmes conditions, le flux statorique de référence et le couple ont été déterminés à partir des consignes IsD^* et IsQ^* fournies par l'UCM⁴. Ils sont donc calculés de la manière suivante :

$$\phi_{s_ré f} = \sqrt{(L_s \cdot IsD^*)^2 + (\sigma \cdot L_s \cdot IsQ^*)^2} \quad (3.40).$$

$$\Gamma_{ré f} = p \cdot L_m \cdot IsD^* \cdot IsQ^* \quad (3.41).$$

On observe sur le Tableau 3.7 que les pertes par commutation sont très sensiblement diminuées. Les pertes par conduction sont globalement invariantes. Cette amélioration se traduit par un gain de 20% à 40% sur les pertes totales de l'onduleur.

couple (N.m)/vitesse(t/mn)	pertes / commutation(W)	gain(%)	p. / conduction(w)	gain(%)	p. onduleur (W)	gain(%)
100/1000	140	74%	1271	0%	1411	22%
80/3000	136	70%	986	6%	1122	26%
60/5000	51	88%	842	9%	893	33%
40/7000	37	90%	662	17%	699	40%

Tableau 3.7. Pertes onduleur, avec $\Delta C = 10N.m$ et $\Delta\phi_s = 5mWb$, $\alpha = 0.95$

3.6. Conclusion.

La commande directe du couple présente plusieurs avantages par rapport à la commande vectorielle de référence.

⁴ Unité de Contrôle Moteur

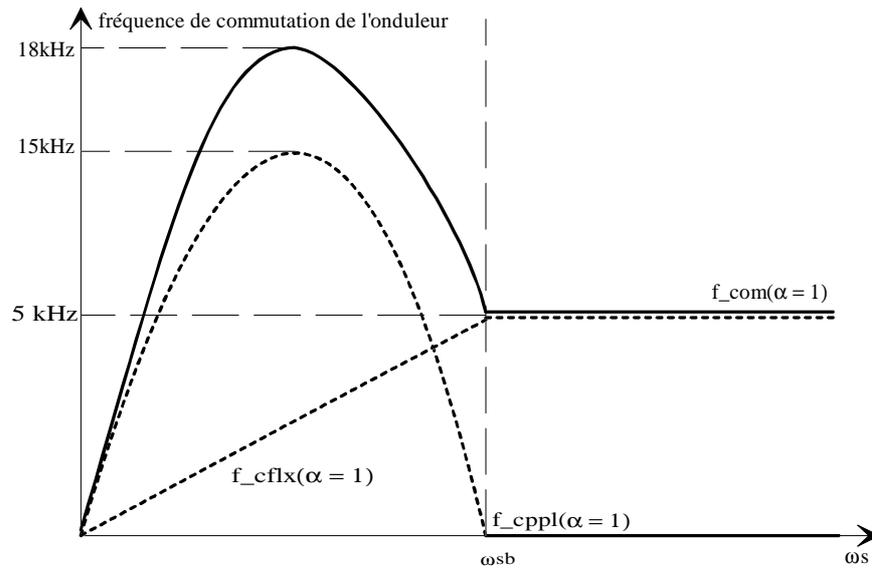


Figure 3.25. Fréquences de commutation en fonction de ω_s .

Les expressions analytiques ont montré que la fréquence de commutation de l'onduleur n'excède pas 18000 kHz (soit une fréquence de MLI équivalente égale à 3 kHz), alors qu'elle se situe à 36 kHz avec la commande vectorielle de référence (MLI à 6 kHz), tout en contrôlant l'amplitude (mais pas la fréquence) des oscillations de couple.

Cette fréquence de commutation peut être potentiellement divisée par trois quand la vitesse est supérieure à la vitesse de défluxage (≈ 5 kHz).

D'autre part, la vitesse de défluxage, peut être repoussée de 5 %, sans modifier la commande : la plage de fonctionnement du groupe motopropulseur est donc optimisée sur ce point.

4. Défluxage en mode pleine onde.

4.1. Exposé du principe.

La commande en mode « pleine onde » consiste à appliquer en sortie de l'onduleur des ondes de tension carrée (Figure 3.26).

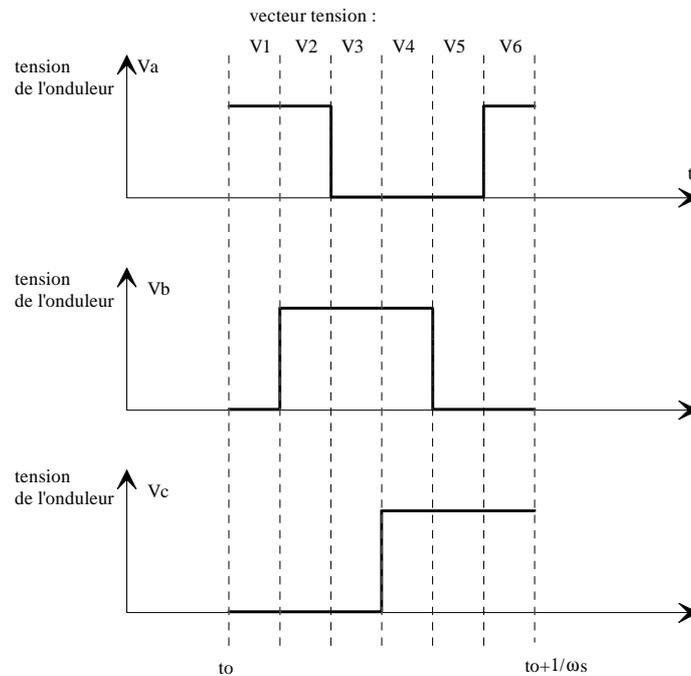


Figure 3.26. Evolution des tensions des bras de l'onduleur en mode pleine onde.

On applique successivement les six vecteurs tensions de base : la trajectoire du flux statorique est donc hexagonale (Figure 3.27). Cette commande permet donc de n'effectuer que six commutations par tour électrique, ce qui correspond au minimum possible. C'est pour cette raison qu'elle est habituellement utilisée pour des entraînements de forte puissance pénalisés par la fréquence de commutation maximum des interrupteurs statiques.

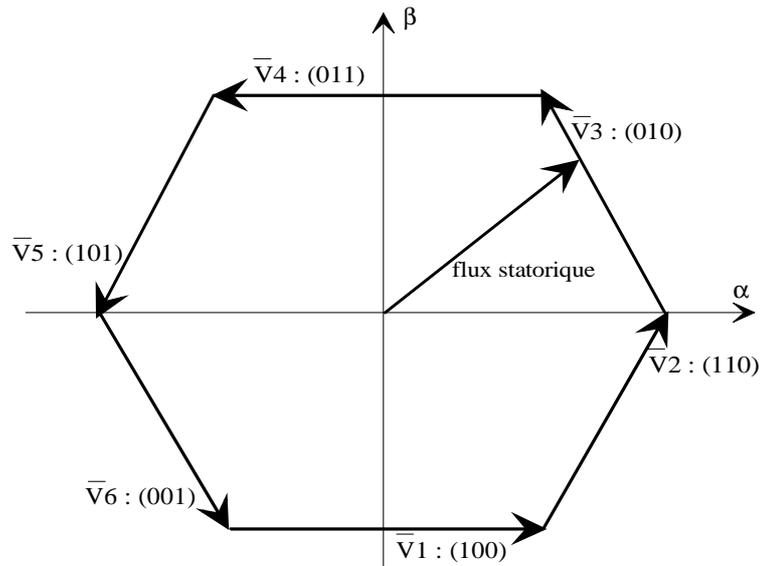


Figure 3.27. Trajectoire du flux statorique en pleine onde.

La fréquence de commutation étant minimum, les harmoniques du courant sont donc plus importants qu'avec les autres commandes. En revanche, la modulation de tension est synchrone ($m=1$), il n'apparaît donc pas d'harmoniques de basses fréquences dans le couple [Lab-Ség 95].

Appliqué à la commande vectorielle et au contrôle direct du couple, le défluxage consiste à diminuer la référence de flux lorsque la tension maximum est atteinte. L'algorithme de la commande reste inchangé, le couple et le flux restant commandés séparément.

En mode pleine onde, ce découplage n'existe pas : l'entrée de la commande correspond à une consigne de couple qui agit sur la durée d'application des différents vecteurs tension, avec une boucle d'asservissement (Figure 3.28).

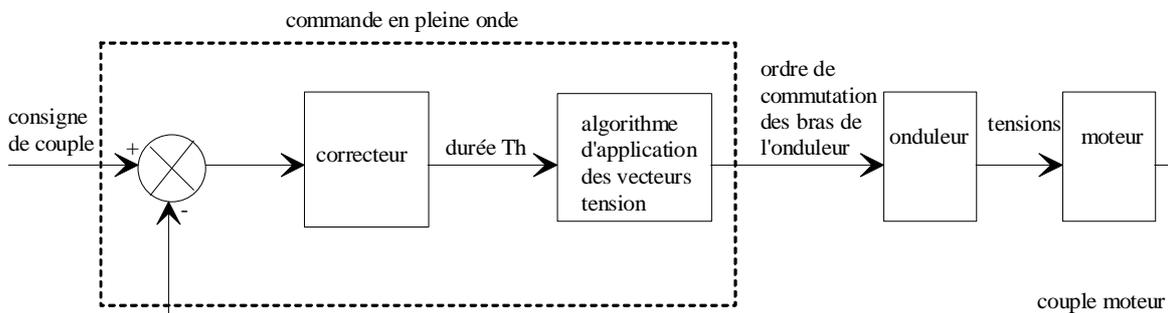


Figure 3.28. Structure de commande en pleine onde.

L'algorithme de commande consiste à les appliquer sur cette durée. Le flux est la conséquence du glissement induit.

4.2. Détermination de la fréquence de commutation.

L'objectif poursuivi dans ce paragraphe est de déterminer la fréquence de commutation de cette commande en fonction du couple et de la vitesse de rotation.

Pour y parvenir, on détermine dans un premier temps l'expression du couple moyen en régime permanent, en fonction des fondamentaux⁵ des grandeurs électriques :

$$\Gamma_f = p \cdot \frac{\varphi_{r_f}^2}{R_r} \cdot (\omega_s - \omega_m) \quad (3.42).$$

Donc, dans le cadre de l'hypothèse 4, et d'après (3.17),

$$\Gamma_f = \frac{p}{R_r} \cdot \left(\frac{L_m \cdot \varphi_{s_f}}{L_s} \right)^2 \cdot (\omega_s - \omega_m) \quad (3.43).$$

$$\varphi_{s_f} = \frac{V_{s_f}}{\omega_s} = \frac{\sqrt{6} \cdot U_0}{\pi \cdot \omega_s} = \frac{3 \cdot V_0}{\pi \cdot \omega_s} \quad (3.44).$$

$$\Gamma_f = \frac{9p}{\pi^2 R_r} \cdot \left(\frac{L_m \cdot V_0}{L_s} \right)^2 \cdot \frac{(\omega_s - \omega_m)}{\omega_s^2} \quad (3.45).$$

A vitesse mécanique donnée, le couple est une fonction croissante de la pulsation statorique :

$$\frac{\partial \Gamma_f}{\partial \omega_s} = \frac{9p}{\pi^2 R_r} \cdot \left(\frac{L_m \cdot V_0}{L_s} \right)^2 \cdot \frac{1}{\omega_s^2} \cdot \left(2 \cdot \frac{\omega_m}{\omega_s} - 1 \right) > 0 \text{ pour } \omega_s < 2 \cdot \omega_m$$

La pulsation statorique permettant d'obtenir le couple est :

$$\omega_s = \frac{9p}{2\pi^2 R_r} \cdot \left(\frac{L_m \cdot V_0}{L_s} \right)^2 \cdot \frac{1}{\Gamma_f} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{2 \cdot \Gamma_f \cdot \omega_m}{\frac{9p}{2\pi^2 R_r} \cdot \left(\frac{L_m \cdot V_0}{L_s} \right)^2}} \right) \quad (3.46).$$

La grandeur de commande du mode pleine onde est la durée d'application T_h d'un vecteur

tension V_i . La pulsation statorique moyenne étant égale à $\omega_s = \frac{\pi}{3T_h}$,

on déduit finalement la fréquence de commutation f_{com} :

$$f_{com} = \frac{27p}{2\pi^3 R_r} \cdot \left(\frac{L_m \cdot V_0}{L_s} \right)^2 \cdot \frac{1}{\Gamma_f} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{2 \cdot \Gamma_f \cdot \omega_m}{\frac{9p}{2\pi^2 R_r} \cdot \left(\frac{L_m \cdot V_0}{L_s} \right)^2}} \right) \quad (3.47).$$

Cette fréquence est de l'ordre de 1kHz à 5000 t/mn et 2 kHz à 9500 t/mn (vitesse maximum). Cette réduction de fréquence nous permet d'espérer un gain très important des pertes par commutations.

4.3. Contraintes d'utilisation du mode pleine onde.

Cette commande, qui ne fonctionne qu'à pleine tension, ne peut s'utiliser que dans la zone de défluxage. Elle est par conséquent associée à une autre commande qui assure le contrôle du couple à basses et moyennes vitesses. La transition entre ces deux commandes est délicate.

En particulier, la discontinuité du fondamental de tension provoque des transitoires de courant et de couple. Une gestion de la transition entre les deux structures est donc à prévoir.

D'autre part, la période d'échantillonnage T_{com} de la commande est a priori différente dans les deux modes. Pour la pleine onde, elle est conditionnée par la précision désirée ϵ_T sur le couple et se déduit (calculs en annexe 3.3) de (3.46) :

$$T_{com} = \frac{\pi}{3} \cdot \left(\frac{\epsilon_r}{\frac{9p}{2\pi^2 R_r} \cdot \left(\frac{L_m \cdot V_o}{L_s}\right)^2 \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{2 \cdot \epsilon_r \cdot \omega m}{\frac{9p}{2\pi^2 R_r} \cdot \left(\frac{L_m \cdot V_o}{L_s}\right)^2}}\right)} - \frac{1}{\omega m} \right) \quad (3.48).$$

Cette période est déterminée par rapport à la vitesse maximum qui est la plus contraignante.

On constate en effet qu'à 9000 t/mn, si $\epsilon_T = 10N.m$, alors $T_{com} < 2\mu s$, ce qui est dix fois inférieur à la période choisie pour le contrôle direct du couple.

Des réalisations ont néanmoins été testées avec succès, en associant le mode pleine onde à haute vitesse au contrôle direct du couple [Chap. 96], et avec une MLI vectorielle [And-Ged 91].

⁵ l'indice « f » fait référence au fondamental de la grandeur et à la valeur moyenne du couple.

4.4.Evaluation énergétique.

Les simulations ont été effectuées à partir d'une structure de contrôle de couple agissant sur la durée d'application des configurations de l'onduleur.

Les pertes par commutation sont pratiquement nulles.

Le fait d'appliquer la pleine tension diminue aussi les pertes par conduction. La diminution du fondamental de courant qui est causée par l'augmentation de tension est donc prépondérante sur l'augmentation du taux d'harmoniques de courant.

couple (N.m)/vitesse(t/mn)	pertes / commutation(W)	gain(%)	p. / conduction(W)	gain(%)	p. onduleur (W)	gain(%)
60/5000	8,72	98%	737	21%	745,72	44%
40/7000	2,96	99%	593	26%	595,96	49%

Tableau 3.8. Pertes de l'onduleur avec la commande en pleine onde.

Les pertes de l'onduleur sont pratiquement divisées par deux avec la commande en pleine onde en haute vitesse.

5. Comparaison des différentes commandes en l'absence d'application d'un vecteur tension nul.

5.1. Introduction.

Les commandes pour lesquelles on n'applique plus de vecteur tension nul à haute vitesse sont les suivantes :

- MLI vectorielle avec un taux de modulation d'amplitude maximum ($m_a = \frac{2}{\sqrt{3}}$).
- commande directe du couple à pleine tension ($\alpha = 1$).
- commande en pleine onde.

5.2. MLI vectorielle.

Dans ce cas, nous avons vu que le vecteur tension parcourt une trajectoire hexagonale à vitesse constante.

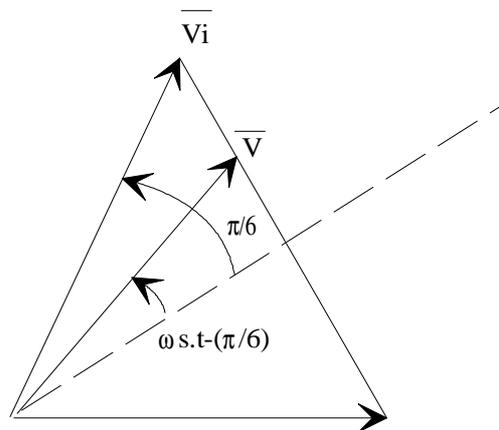


Figure 3.29. Trajectoire hexagonale du vecteur tension avec la MLI vectorielle.

Dans le secteur considéré sur la Figure 3.29, le vecteur tension peut donc s'écrire :

$$V = V_o \cdot \frac{\cos \frac{\pi}{6}}{\cos(\omega s.t - \frac{\pi}{6})} \cdot e^{j\omega s.t} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_o \cdot \frac{e^{j\omega s.t}}{\cos(\omega s.t - \frac{\pi}{6})} \quad (3.49).$$

On déduit de la même manière que pour $\langle \omega s b \rangle$ (expression (3.22)) que l'amplitude du fondamental de tension est égale à $k_v \cdot V_o$ ($\approx 0.9085 \cdot V_o$).

5.3. Contrôle direct du couple.

On peut considérer que l'amplitude du flux statorique est constante, mais que sa vitesse de rotation est variable. Dans le cadre des hypothèses 1 et 2 (qui restent valables à haute vitesse) on déduit de (3.21) l'expression suivante :

$$\varphi_s = \varphi_{s0} \cdot e^{j \left(\frac{V_o \cdot \sqrt{3}}{\varphi_{s0} \cdot 2} \cdot t \cdot \cos(\theta_s(t)) \right)} \quad (3.50).$$

La valeur de l'angle $\theta_s(t)$ est la suivante :

$$\theta_s(t) = \arcsin \left(\frac{\sqrt{3} \cdot V_o}{2\varphi_{s0}} \cdot t \right) \quad (3.51).$$

avec $t = 0$ quand $\theta_s = 0$, et $\theta_s \in \left[0; \frac{\pi}{6} \right]$

On déduit alors la valeur de la tension :

$$V = \frac{d\varphi_s}{dt} = j \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot V_o}{2} \cdot \frac{1}{\left(1 - \left(\frac{\sqrt{3} \cdot V_o}{2\varphi_{s0}} \cdot t \right)^2 \right)^{\frac{3}{2}}} \cdot e^{j \left(\frac{V_o \cdot \sqrt{3}}{\varphi_{s0} \cdot 2} \cdot t \cdot \frac{t}{\sqrt{1 - \left(\frac{\sqrt{3} \cdot V_o}{2\varphi_{s0}} \cdot t \right)^2}} \right)} \quad (3.52).$$

Le maintien de l'amplitude de φ_s à une valeur constante a pour conséquence d'imposer un vecteur tension moyen dont l'amplitude et la vitesse angulaire sont variables dans le temps.

5.4. Commande en pleine onde.

Enfin, en pleine onde, ni le flux, ni la tension ne sont à amplitude ou vitesse constante. Le vecteur tension moyen ne prend que 6 valeurs. Sa vitesse est donc nulle ou infinie. Néanmoins, c'est avec cette commande que le fondamental de tension maximum est atteint

$$: \frac{9}{\pi^2} \cdot V_o \text{ [Chap-95].}$$

5.5. Conclusion.

Le Tableau 3.9 récapitule les caractéristiques principales de ces commandes :

	amplitude du fondamental	amplitude du vecteur tension	vitesse du vecteur tension	amplitude du vecteur flux statorique	vitesse du vecteur flux statorique
surmodulation avec $m_a = \frac{2}{\sqrt{3}}$	$k_v \cdot V_o$ $\approx 0.9085 \cdot V_o$	variable	constante	variable	variable
contrôle direct du couple	$k_v \cdot V_o$ $\approx 0.9085 \cdot V_o$	variable	variable	constante	variable
pleine onde	$\frac{9}{\pi^2} \cdot V_o$ $\approx 0.9119 \cdot V_o$	constante $= V_o$	nulle ou infinie	variable	variable

Tableau 3.9. Comparaison entre les différentes commandes.

Le fondamental de tension maximum obtenu avec le contrôle direct du couple et la pleine tension est identique. Néanmoins, les grandeurs électriques n'évoluent pas de la même manière.

6.Détermination de la commande d'un moteur asynchrone minimisant les pertes de l'onduleur.

6.1.Domaine d'utilisation des différentes commandes.

Les commandes qui ont été décrites précédemment se divisent en deux familles : celles qui peuvent être utilisées sur toute la plage de vitesse, et celles qui ne peuvent être utilisées que dans la zone de défluxage (à tension constante), c'est à dire aux hautes vitesses. Le Tableau 3.10 récapitule les principales caractéristiques, ainsi que les associations réalisables entre ces commandes.

commandes utilisables sur toute la plage de vitesse	/commandes utilisables à haute vitesse	<u>surmodulation</u>	<u>pleine onde</u>
<u>commande de référence</u>		<p><u>Intérêt :</u></p> <ul style="list-style-type: none"> - augmentation du fondamental de tension - diminution du nombre de commutations est potentiellement divisé dans un rapport 3. <p><u>Réalisation industrielle :</u> Siemens [Hol-Neu 93].</p>	<p><u>Intérêt :</u></p> <ul style="list-style-type: none"> - fondamental de tension maximum et supérieur à la surmodulation. - nombre de commutation minimum possible. <p><u>Réalisation expérimentale :</u> [And-Ged 91]</p>
<u>modulation synchrone</u>		<p><u>Intérêt :</u></p> <ul style="list-style-type: none"> - augmentation du fondamental de tension - diminution du nombre de commutations est potentiellement divisé dans un rapport 3. 	<p><u>Intérêt :</u></p> <ul style="list-style-type: none"> - fondamental de tension maximum et supérieur à la surmodulation. - nombre de commutation minimum possible.
<u>contrôle direct du couple</u>		<p><u>sans intérêt :</u></p> <p>la pleine tension est atteinte sans modifier la structure de commande</p>	<p><u>Intérêt :</u></p> <ul style="list-style-type: none"> - fondamental de tension maximum et supérieur à celui obtenu avec le contrôle direct du couple. - nombre de commutation minimum possible. <p><u>Réalisation expérimentale :</u> [Chap. 96]</p>

Tableau 3.10. Association des différents types de commande.

6.2. Pertes par conduction

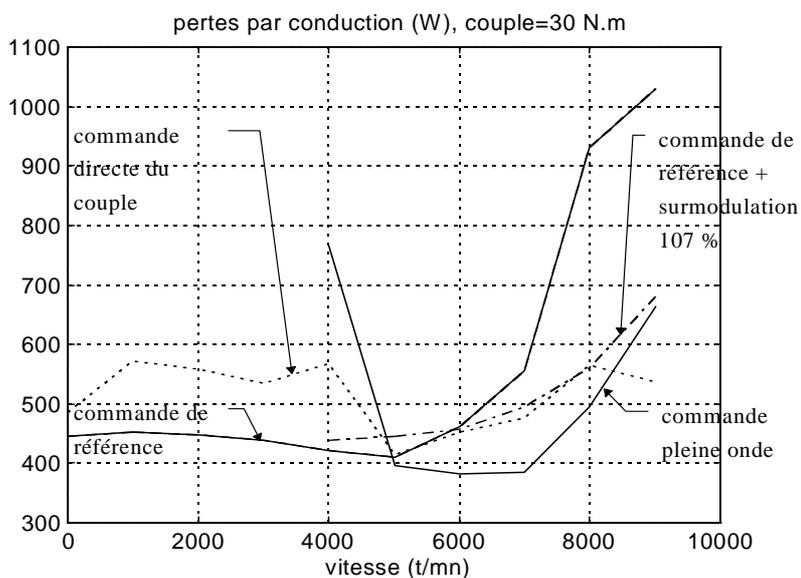


Figure 3.30. Pertes par conduction à 30 N.m.

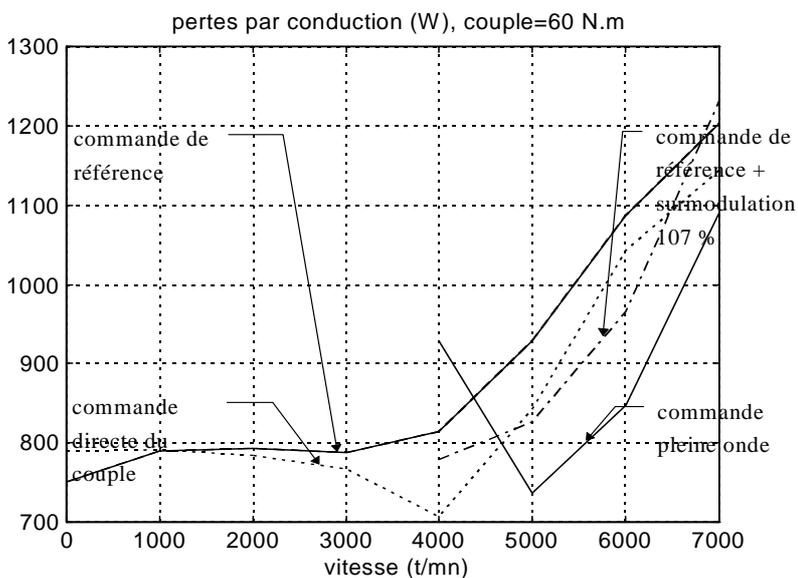


Figure 3.31. Pertes par conduction à 60 N.m.

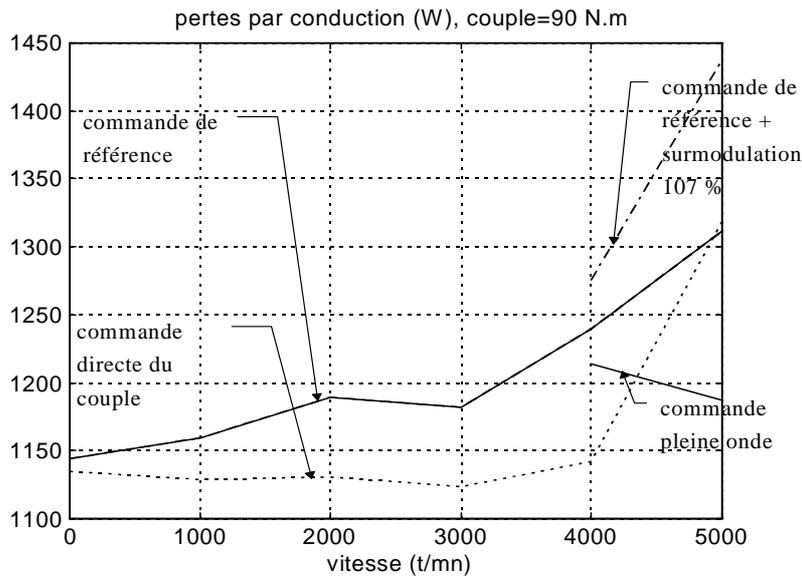


Figure 3.32. Pertes par conduction à 90 N.m.

La dispersion des pertes par conduction avec les différentes commandes est relativement faible : le fondamental du courant statorique qui est prépondérant pour les pertes varie relativement peu. Par exemple, à 6000 t/mn et à 30 N.m, on constate que l'écart de perte maximum est de 70 W.

En revanche, la MLI vectorielle (commande de référence) a les pertes les plus faibles à bas couple. En effet, dans ce cas, les harmoniques de courant sont prépondérants dans les pertes, par rapport au fondamental qui est approximativement identique avec les autres commandes. La fréquence de commutation étant maximum avec cette commande, ces harmoniques sont minimum.

Néanmoins, la commande en pleine onde fonctionnant à la tension maximale, donc avec un fondamental de courant plus faible est la plus performante à partir de 5000 t/mn.

6.3. Pertes par commutation

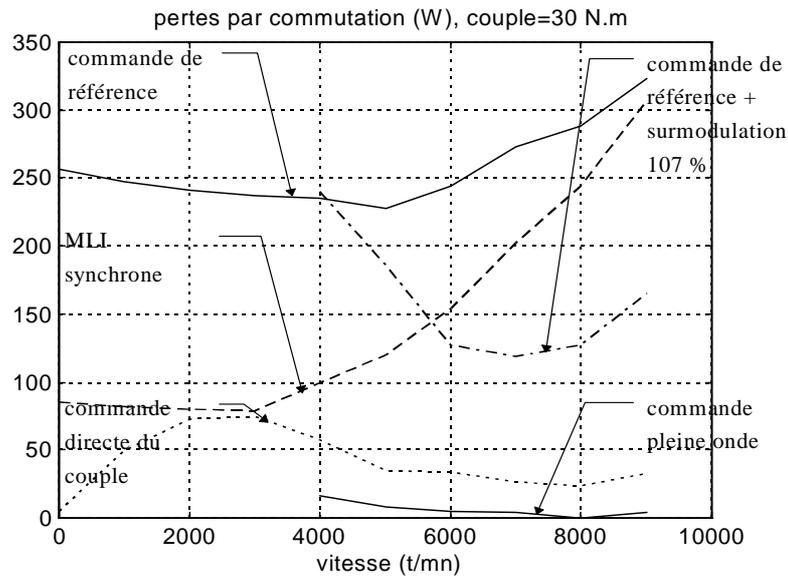


Figure 3.33. Pertes par commutation à 30 N.m

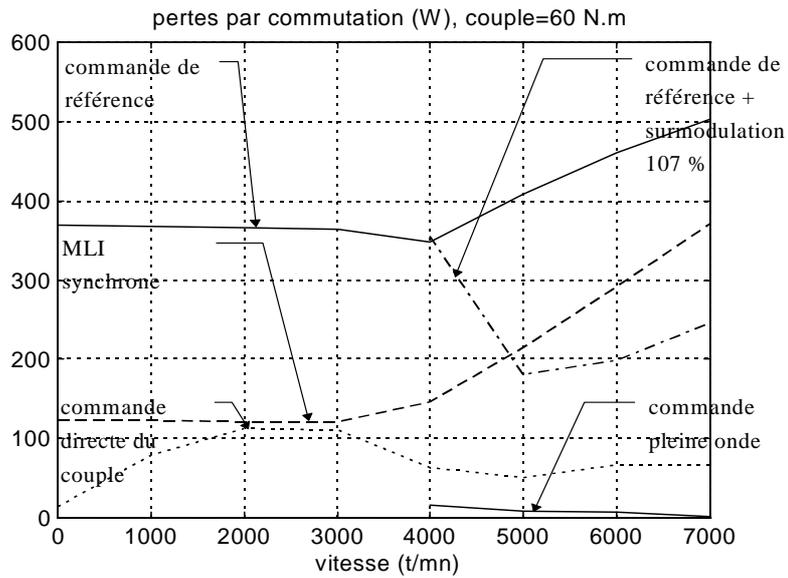


Figure 3.34. Pertes par commutation à 60 N.m.

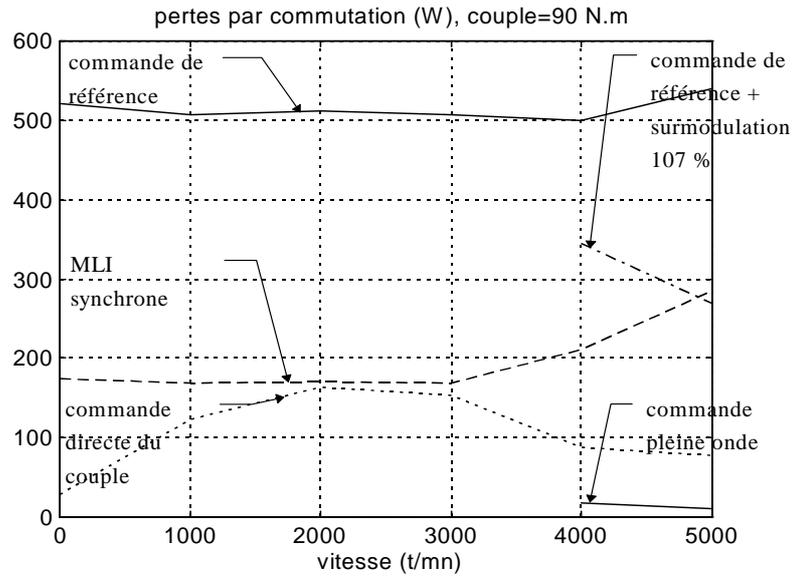


Figure 3.35. Pertes par commutation à 90 N.m.

La commande directe de couple et la commande en pleine onde produisent les pertes par commutation minimum, ce qui en accord avec les estimations analytiques.

6.4. Pertes totales de l'onduleur.

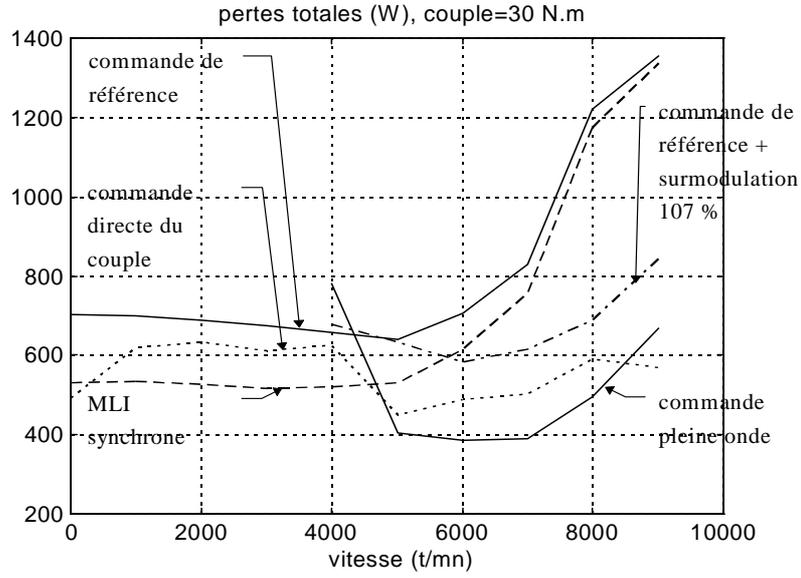


Figure 3.36. Pertes totales de l'onduleur à 30 N.m

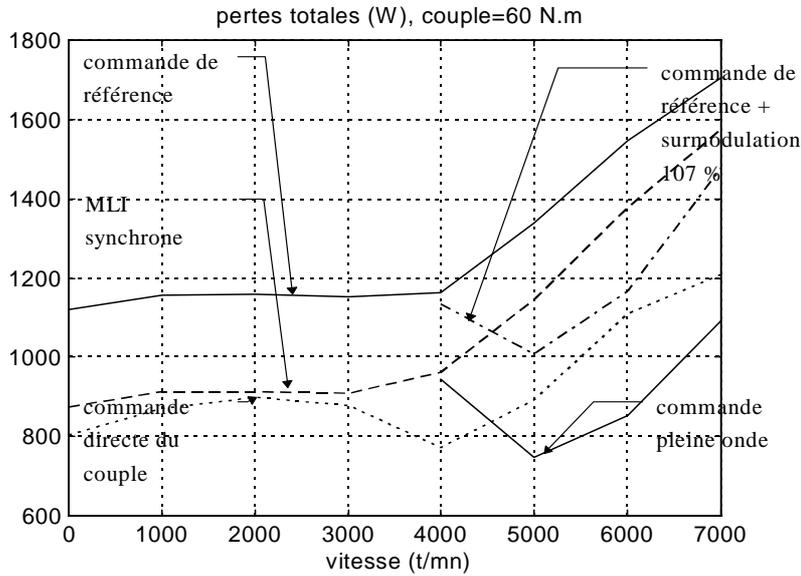


Figure 3.37. Pertes totales de l'onduleur à 60 N.m.

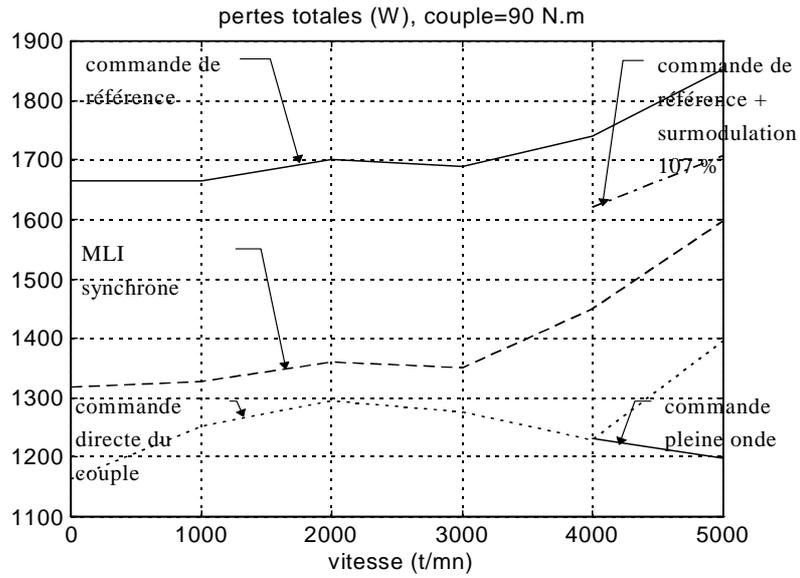


Figure 3.38. Pertes totales de l'onduleur à 90 N.m.

Les commandes qui minimisent les pertes de l'onduleur en dessous de la vitesse de défluxage sont la commande vectorielle utilisant une MLI synchrone et la commande directe du couple.

7. Conclusion : choix de la commande minimisant les pertes de l'onduleur.

Les gains énergétiques (à couple et à commande donnés) réalisés sont approximativement constants en fonction de la vitesse. Les gains de rendement sont donc très importants lorsque celle-ci est faible.

La commande qui minimise les pertes de l'onduleur dans la zone de défluxage est sans conteste le mode pleine onde. Des gains de l'ordre de 200 W à 500 W pour une puissance nominale de 15 kW sont réalisés sur l'ensemble de la plage d'utilisation.

La commande minimisant les pertes de l'onduleur pour l'ensemble étudié est donc l'association commande directe du couple à basses vitesses et mode pleine onde dans la zone de défluxage. Outre le gain énergétique, l'abaissement de la fréquence de commutation présente l'avantage de diminuer les contraintes sur les composants de l'onduleur. Une des conséquence pourrait être alors un abaissement des coûts.

Néanmoins, la transition entre les deux modes est délicate [Chap. 96].

Un compromis gain énergétique / complexité consiste à utiliser la commande directe du couple sur toute la plage de vitesse. Cette commande est une structure unique qui peut être utilisée sur toute la plage de vitesse et qui minimise les pertes de l'onduleur, et qui est éprouvée industriellement [Poh-Tii 94].