

Montage 43:

Machine asynchrone triphasée à cage alimentée par onduleur de tension : mise en évidence des caractéristiques à fréquence variable.

Autopilotage.

Matthieu Guerquin-Kern

Le 13 septembre 2006

Table des matières

1	Introduction
2	Cadre de l'étude
3	Modélisation et dimensionnement du montage en vue de l'établissement de la loi de commande
3.1	Le redresseur triphasé-continu
3.2	L'onduleur de tension
3.3	La MAS
4	Variation de la vitesse sans contrôle du couple
4.1	Principe de la commande en U/f
4.2	Pilotage pleine onde
4.3	Pilotage en modulation de largeur d'impulsions (MLI)
4.4	Caractéristiques à fréquence variable
5	Contrôle du couple
6	Conclusion
7	Bibliographie
8	Annexes
8.1	M-files
8.2	Schémas blocs simulink

1 Introduction

De nombreux problèmes de conversion électromécanique nécessitent un contrôle du couple mécanique, voire de la vitesse. Parmi ceux-ci on peut citer la traction ferroviaire, les laminoirs, ou bien encore les machines-outil. On a très longtemps utilisé la machine à courant continu pour répondre à ces problématiques car elle offre un modèle aisément commandable et ne nécessite pas de convertisseur de fréquence. Ainsi, sa mise en œuvre est extrêmement simple. Cependant, le système même qui fait son génie (la commutation mécanique des courants grâce aux balais et aux collecteurs), apporte ses limitations. En effet, ce type de machine va nécessiter un entretien régulier pour maintenir des contacts corrects entre balais et collecteurs. On ne retrouve pas ce type de soucis d'entretien dans les machines synchrones à aimants permanents et asynchrones. Pour ce qui est de la machine asynchrone, sa simplicité de structure, lui confère une robustesse et un prix de revient inégalés. Comme (presque)

tout a un prix, la machine asynchrone n'est pas parfaite. Elle est sans doute, l'une des machines les plus complexes à piloter. Aux raisons économiques de sa préférence d'emploi, s'opposent celles de la complexité de modélisation et donc du coût de la commande. C'est pourquoi, elle n'est utilisée dans les applications dont nous parlions que depuis relativement peu de temps.

Nous proposons dans ce montage de voir et mettre en œuvre un ensemble de stratégies de commandes de la machine asynchrone, regroupées sous l'appellation de commandes scalaires, destinées à agir sur le couple et la vitesse de l'arbre moteur.

4

2 Cadre de l'étude

Le titre du montage nous impose un certain cadre que nous nous emploierons à préciser ici, en accord avec le matériel à disposition.

Tout d'abord, nous nous intéressons à une machine asynchrone triphasée à cage. Cette machine est à distinguer des machines asynchrones à rotor bobiné qui offrent la possibilité d'avoir accès aux courants rotoriques. Nous devrons nous contenter d'estimer les courants rotoriques. Notons, que la plupart des machines asynchrones utilisées industriellement sont des machines à cage.

Ensuite, le mode d'alimentation est imposé. Nous utiliserons un onduleur (triphasé) de tension. Celui-ci, nous permettra d'avoir accès à deux degrés de liberté sur les tensions d'entrée : l'amplitude du fondamental et sa fréquence. C'est en imposant la tension que nous agiront sur les courants. D'autres modes d'alimentations eussent pu être utilisés, par exemple, un onduleur triphasé de courant ou bien un cyclo-convertisseur.

Jusqu'à présent, le cadre qui est défini correspond parfaitement à ce qui peut être mis en œuvre, par exemple dans le cas d'une traction ferroviaire. Par la suite, nous considérerons et utiliserons uniquement la machine asynchrone en mode de fonctionnement moteur (éventuellement en mode frein au cours des décélérations!).

Nous allons chercher à mettre en œuvre un pilotage de la MAS¹ et mettre en évidence ces caractéristiques à fréquence variable. Les caractéristiques dont nous parlons ici, sont principalement la caractéristique de couple en fonction de la vitesse de l'arbre. Nous aurons donc besoin, afin de rester dans des régimes permanents, d'exercer sur l'arbre un

1. j'utiliserais par la suite cette abréviation pour : machine asynchrone

couple résistant. Nous le réaliserons par l'intermédiaire de la MCC chargée d'une résistance.

La plaque signalétique de la MAS indique les éléments suivants :

Tension nominale	127 V (triangle) 220 V (étoile)
Fréquence nominale	50 Hz
Puissance nominale	1.5 kW
Vitesse nominale $\cos(\phi)$	1400 tours/min 0.84

TABLE 1 – Plaque signalétique de la MAS.

De ces données, on peut déduire plusieurs informations importantes.

A vide (faible glissement), pour une alimentation sinusoïdale de fréquence environ égale à 50 Hz, on a une vitesse de 1400 tours/min, soit 146.6 rad/s ou encore 23.3 tour/s. On en déduit, par la relation $p\Omega = \omega_s(1 - g)$, que le nombre de paires de pôles p de cette machine est 2.

La tension nominale sur les phases étant de 127 V, le courant nominal est d'environ 5.8 A, en couplage étoile. ($P = 3UI \cos \phi \eta$, avec $\eta \approx 0.8$).

Le banc comporte également une génératrice tachymétrique de gain 20 mV * min/tour, soit 0.19 Vs/rad. On pourra l'utiliser pour estimer la vitesse de l'arbre. Mais, son signal étant fortement bruité, on préférera, pour le pilotage, tenir compte des données issues de l'encodeur de position (éventuellement dérivées pour obtenir la vitesse de rotation).

3 Modélisation et dimensionnement du montage en vue de l'établissement de la loi de commande

3.1 Le redresseur triphasé-continu

L'alimentation de notre onduleur de tension requiert une source de tension continue. Afin de créer une telle source dont on ne dispose pas directement, nous proposons un classique montage de redresseur triphasé, à partir d'une source triphasée réglable grâce à un auto-transformateur triphasé. Ce degré de liberté nous permettra d'agir sur la valeur de tension continue de la source de tension réalisée.

La source de tension réalisée ne sera pas parfaite. La tension va présenter une certaine ondulation, dont le premier harmonique sera à 150 Hz en triphasé. Afin de réduire cet effet indésirable, on propose de mettre en sortie du redresseur un filtre L-C qui permettra de filtrer les harmoniques de tension et permettra de respecter les lois d'association des sources. Nous disposons d'une capacité polarisée de la valeur $1200\mu F$ acceptant une tension à ses bornes jusqu'à la valeur de 400 V, largement supérieure à la tension maximale que nous utiliserons (180 V). Nous souhaitons filtrer au maximum tous les harmoniques et conserver la composante continue. Choisissons donc une fréquence de coupure de la cellule L-C entre 0 et 150 Hz. Ainsi, d'après la fréquence de coupure d'un filtre L-C en $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, nous cherchons à avoir une inductance de valeur bien supérieure à 10 mH. Dans les inductances dont nous disposons et qui acceptent

un courant convenable (de l'ordre de la dizaine d'ampères), on en choisit une de valeur 30 mH.

Au cours du montage, on peut montrer l'ondulation de la tension continue en cours de fonctionnement.

Enfin, il est important de prendre en compte le fait que la MAS devra, au cours de ses phases de freinage, restituer de l'énergie au réseau. L'onduleur de tension, réversible en courant, sera à même de permettre cette restitution, mais ce n'est pas le cas du redresseur de tension triphasé. Sans autre mesure, une phase de freinage engendrerait donc un courant dans la capacité de la cellule L-C, faisant par là-même augmenter de manière incontrôlée la tension à ses bornes. Ce phénomène est à éviter absolument, c'est pourquoi nous aurons recours à un module de freinage. Il se placera aux bornes du condensateur et déclenchera la déviation du courant dans une résistance dès que la tension aura atteint une valeur seuil (au dessus de 200 V).

Dans la suite, nous considérerons cette partie du montage comme une source parfaite de tension continue dont la valeur pourra être réglée par l'intermédiaire de l'auto-transformateur triphasé en amont.

3.2 L'onduleur de tension

L'onduleur de tension triphasé est un convertisseur statique. Son fonctionnement est proche de celui d'un hacheur. On va venir, par l'intermédiaire de fonctions de connexion (commandes logiques entre 0 V et 15 V), commander la fermeture des divers interrupteurs, de manière à imposer les tensions entre phases. Ici, nous nous intéressons aux tensions entre phases car nous proposons de câbler la MAS en triangle.

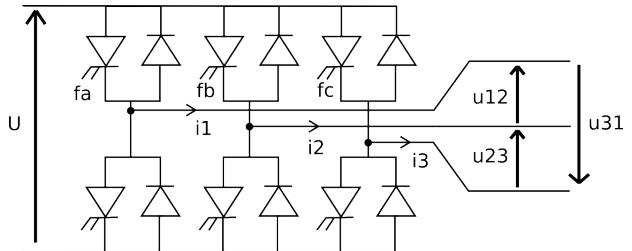


FIGURE 2 – Schéma de l'onduleur de tension.

On voit immédiatement que pour un même bras d'onduleur, nous ne pouvons pas nous permettre de commander la fermeture des deux interrupteurs au même moment, car on court-circuiterait la source de tension continue et dès lors, un fort courant s'établirait, provoquant possiblement la destruction du matériel. C'est pourquoi, on utilise pour ces interrupteurs une commande complémentaire. D'où, le fait que le système onduleur ne possède que trois commandes logiques f_{c1} , f_{c2} et f_{c3} , pour ses trois bras.

Si on note U , la valeur de la tension de la source continue, on peut exprimer les tensions entre phases au moyen de ces fonctions de connexion :

$$\begin{bmatrix} u_{12} \\ u_{23} \\ u_{31} \end{bmatrix} = U \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{c1} \\ f_{c2} \\ f_{c3} \end{bmatrix} \quad (1)$$

On aura alors trois tensions possibles aux bornes des phases : 0 V, $-U$ et $+U$. De prime abord, ce peut sembler

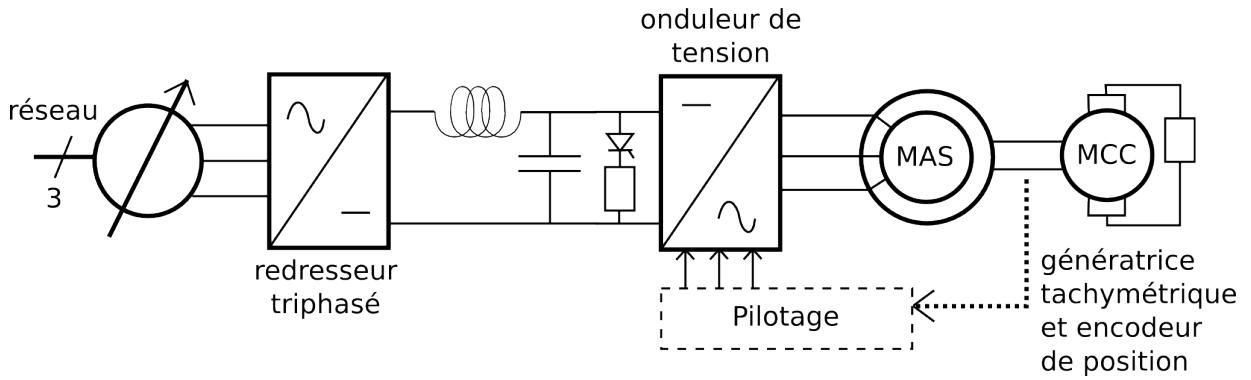


FIGURE 1 – Schéma synoptique du montage.

assez limitant. Cependant, la MAS peut-être vue comme une charge assez inductive. Ainsi, les courants vont être lissés par rapport aux tensions. Ceci autorise alors d'espérer provoquer des courants de formes sinusoïdales dans les phases, permettant d'être en accord avec des hypothèses du modèle de la MAS que nous adopterons et que nous précisons dans la section suivante.

L'onduleur tension peut être commandé avec différentes stratégies. On adoptera la modulation de largeur d'impulsion, ainsi que la commande 'pleine onde'.

On peut montrer qu'avec ce type de convertisseur, la tension efficace maximale entre phase et neutre (réel ou fictif) sera de $U/(2\sqrt{2})$. La tension nominale sur les phases étant de 127 V (on choisit un couplage triangle de la MAS) pour éviter d'avoir une trop grande tension sur la partie continu) et les tensions étant censées être sinusoïdales, nous fixeront la valeur de la tension de cette source continue au maximum à $U = 2\sqrt{2}127/\sqrt{3}$, soit 207 V.

3.3 La MAS

Nous cherchons à mettre en œuvre des commandes de la MAS de type scalaires. Or, ces commandes ont la particularité de s'appuyer sur un modèle de la machine asynchrone valable en régime permanent sinusoïdal équilibré. Ainsi, on ne peut pas espérer réaliser une commande efficace pour des changements de couple ou de vitesse rapides. A chaque instant, on se considérera comme à une position d'équilibre. Pour plus de performance en régimes transitoires, une commande de type vectoriel sera utilisée, qui s'appuie sur un modèle dynamique de la MAS.

Bien entendu, nous n'appliquerons pas aux bornes des phases des tensions sinusoïdales, étant donné le convertisseur utilisé, mais nous ne considérerons que les termes fondamentaux. L'hypothèse faite ici, est que les harmoniques ont un effet négligeable devant celui du fondamental.

L'hypothèse du régime permanent sinusoïdal équilibré nous permet d'une part de s'affranchir du temps en utilisant les notations complexes et d'autre part de considérer indépendamment les trois phases qui se comportent de manière équivalente.

Nous supposerons également la machine non saturée magnétiquement.

La MAS considérée est à cage, son rotor est donc en court-circuit.

Tout ceci nous autorise donc à adopter le classique modèle équivalent monophasé, entre phase et neutre (réel ou fictif), de la MAS en convention récepteur avec fuites ma-

gnétiques localisées au rotor. Ce modèle est résumé par le schéma suivant :

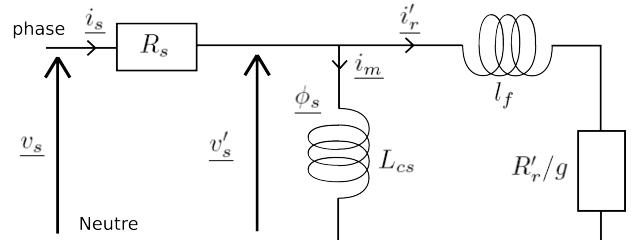


FIGURE 3 – Schéma équivalent monophasé de la MAS en régime sinusoïdal équilibré.

avec,

- v_s la tension aux bornes d'une phase (du stator évidemment, puisque le rotor n'est pas bobiné !),
- i_s le courant absorbé par une phase,
- i_r' , un courant fictif rotorique à la pulsation ω_s (au lieu du courant réel à la pulsation ω_r),
- v'_s la tension fictive statorique qui impose le flux,
- i_m le courant magnétisant,
- R_s la résistance d'un enroulement statorique,
- R'_r la résistance modélisant les pertes fer statoriques (problématique puisque dépendante de la valeur de la pulsation statorique, donc que nous ne prendrons pas en compte du fait de son impédance élevée.),
- L_{cs} inductance cyclique statorique ou inductance magnétisante,
- ϕ_s flux statorique,
- l_f inductance de fuites,
- R'_r/g résistance rotorique modélisant la puissance mécanique et les pertes Joule rotoriques,
- g le glissement, défini par $g = \frac{\omega_r}{\omega_s}$,
- ω_s la pulsation statorique,
- ω_r la pulsation rotorique, aussi donnée par $\omega_s - p\Omega$,
- p le nombre de paires de pôles du stator,
- Ω la vitesse de rotation de l'arbre.

Ce modèle fait intervenir des grandeurs fictives. Cependant, les puissances mises en jeu sont bien réelles.

Ainsi, dans le but de déterminer une expression du couple mécanique fourni par la MAS, nous allons effectuer un bilan de puissance.

Notons :

- P_e la puissance électrique absorbée par la MAS ($P_e = 3V_s I_s \cos(\phi_s)$),
- P_{Js} les pertes Joule statoriques ($P_{Js} = 3R_s I_s^2$),
- P_{fs} les pertes fer statoriques ($P_{fs} = 3\frac{V_s^2}{R_f}$)
- P_{tr} la puissance transmise au rotor ($P_{tr} = 3\frac{R'_r}{g} I_r'^2$),
- P_{Jr} les pertes Joule rotoriques ($P_{Jr} = 3R'_r I_r'^2$),
- P_m la puissance mécanique totale ($P_m = C\Omega$),
- P_u la puissance mécanique utile ($P_u = C_u \Omega$),
- P_p les pertes mécaniques ($P_p = C_r \Omega$).

On peut remarquer que l'on ne parle pas ici de pertes fer statoriques. En effet, on se permet de les négliger car, en fonctionnement normal de la MAS, on aura toujours $\omega_s \gg \omega_r$.

Par bilan de puissance, on a $P_{tr} = P_{Jr} + P_m$, ce qui conduit à l'expression suivante du couple développé par la MAS :

$$C = \frac{3pR'_r I_r'^2}{\omega_r} \quad (2)$$

Une loi des mailles, sur la partie rotor, nous fournit une expression du courant $i'_r = \frac{j\omega_r \phi_s}{R'_r + jl_f \omega_r}$. D'où $I_r'^2 = \frac{\omega_r^2 \phi_s^2}{R'_r^2 + l_f^2 \omega_r^2}$. Alors, on obtient une nouvelle expression du couple en fonction de la pulsation rotorique et du flux :

$$C = \frac{3pR'_r \omega_r \Phi_s^2}{R_r'^2 + l_f^2 \omega_r^2} \quad (3)$$

Notons que le couple est maximal lorsque $\omega_r = R'_r/l_f$, alors $C_{max} = \frac{3pR'^2 \Phi_s^2}{2l_f}$.

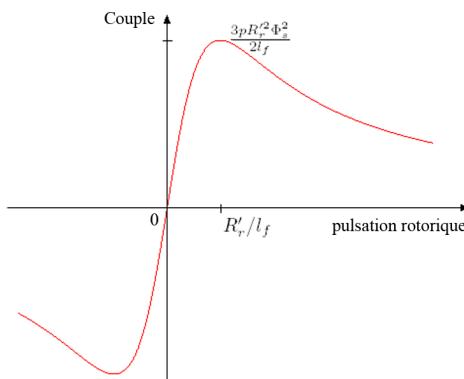


FIGURE 4 – Allure du couple créé par la MAS en fonction de la pulsation rotorique.

On constate que l'on a pu dégager une expression du couple en fonction des grandeurs de la machine. Le couple dépend du flux statorique et de la pulsation rotorique. On aimerait bien, en vue de la commande, déterminer l'expression du couple en fonction des grandeurs imposées au stator, à savoir les tensions sur les phases et la pulsation statorique.

Le modèle nous donne immédiatement : $v'_s = j\omega_s \underline{\phi}_s$.
Donc $\Phi_s = V'_s / \omega_s$.

En supposant la chute de tension négligeable au stator ($V'_s \approx V_s$), on peut modéliser le comportement de notre machine sous la forme suivante, avec des grandeurs scalaires efficaces :

2. j'adopte la convention : $X = |x|$

Attention ! Ce schéma utilise un modèle qui est valable en régime permanent, en même temps que le modèle issu de la dynamique mécanique de la machine. On supposera qu'il restera valable pour les faibles accélérations de vitesse angulaire.

Forts de cette modélisation de la MAS et de son mode d'alimentation, nous pouvons désormais envisager des lois de commande pour agir sur le couple et donc la vitesse.

4 Variation de la vitesse sans contrôle du couple

Les lois de commande peuvent être réalisées, dans les cas les plus simples, au moyen de systèmes analogiques. Mais, étant donné la facilité que cela représente, nous utiliseront un traitement numérique par l'intermédiaire de la carte *Dspace*. La programmation se fera grâce à *Simulink*, sous forme de schémas blocs.

4.1 Principe de la commande en U/f

Nous cherchons à agir sur une grandeur, le couple, et nous disposons de deux degrés de liberté grâce à notre mode d'alimentation : les tensions sur les phases et la pulsation statorique. Il nous est donc permis d'optimiser la commande. On peut par exemple essayer de minimiser les pertes Joule rotoriques. Elle peuvent s'exprimer de la manière suivante : $P_{Jr} = 3R'_r I_r'^2$. Alors, on peut montrer que, pour un couple C donné, $P_{Jr} = \frac{C^2 R'_r}{3p^2 \Phi_s^2} \frac{R'_r^2}{R'_r^2 + l_f^2 * \omega_r^2}$. On a déjà vu que la pulsation rotorique sera faible pour un point de fonctionnement donné. On pourra donc supposer $R'_r \gg l_f * \omega_r$. D'où l'expression suivante des pertes Joule rotoriques : $P_{Jr} \approx \frac{C^2 R'_r}{3p^2 \Phi_s^2}$. Dès lors, on justifie immédiatement l'intérêt de piloter notre MAS à flux constant égal au flux nominal $\Phi_{SN} \approx V_{SN} / \omega_{SN}$ ³.

C'est là le principe de la commande en U/f. Le flux va être proportionnel au rapport de la tension aux bornes des phases avec la fréquence statorique. On agira sur la vitesse en commandant la pulsation statorique, tout en gardant ce flux constant. On veillera bien entendu à ne pas dépasser ainsi la tension nominale de la machine. La loi est résumée dans le schéma suivant :

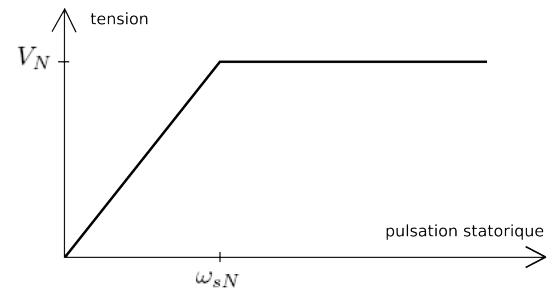


FIGURE 6 – Evolution de la tension en loi de commande U/f.

3. on sait qu'au flux nominal, on ne peut plus considérer le circuit magnétique de la MAS comme non saturé, cependant, nous supposerons que cette erreur de modèle n'aura que peu d'influence sur la performance de la commande.

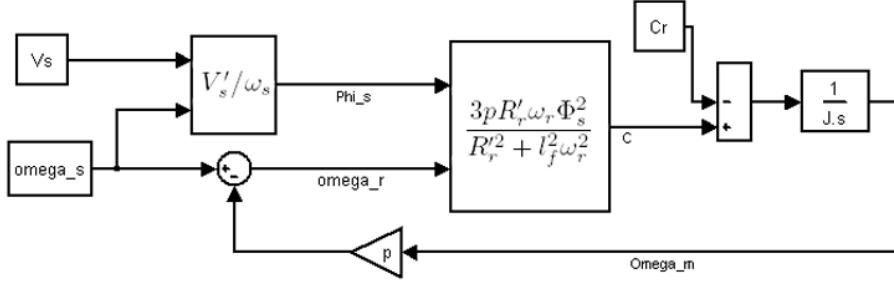


FIGURE 5 – Schéma bloc scalaire de la MAS.

4.2 Pilotage pleine onde

L'idée de ce type de pilotage est extrêmement simple. On va commander la tension aux bornes des phases par des créneaux de pulsation ω_s commandable et correctement déphasés. Alors, pour une valeur de tension de la source continue, on aura une valeur de tension du fondamental (on rappelle que le modèle ne tient compte que du terme fondamental). Évidemment, on ne pourra pas avec cette loi de commande réaliser effectivement la loi U/f, cependant on pourra faire varier la vitesse de l'arbre moteur en jouant sur ω_s .

La figure 7 présente le schéma bloc Simulink de pilotage que je propose pour cette partie. Il est en fait dérivé de celui de la partie suivante, mettant en oeuvre un vrai pilotage U/f. Les sous-blocs sont présentés dans les annexes.

Remarque : la valeur de consigne est appliquée de manière externe à l'ADC de la carte Dspace, via une tension continue issue par exemple d'un GBF. Les réglages que je propose sont tels que pour une consigne de 5V, on atteigne une tension et un flux nominaux. Ces réglages sont conservés par la suite.

Les harmoniques de tension ne seront pas négligeables. Ceux de courant non plus, d'autant plus que, pour chaque harmonique on doit définir un glissement différent : $g_n = \frac{n\omega_s - p\Omega}{n\omega_s}$ ⁴. On voit qu'à vitesse de rotation donnée, le glissement tend vers 1 pour les harmoniques d'ordre élevé. Or, la résistance vue par le courant rotorique est en R'_r/g_n . Ainsi, le gain courant rotorique / tension statorique sera d'autant plus élevé que l'harmonique considérée sera grande.

On observe sur la figure 8 la présence d'harmoniques non négligeables en courant.

4.3 Pilotage en modulation de largeur d'impulsions (MLI)

La MLI est une commande destinée à éloigner les premiers harmoniques autour d'une fréquence élevée. On commande les commutations des interrupteurs de l'onduleur par un créneau de fréquence élevée (par rapport à 50 Hz), dont on ajuste à chaque période le rapport cyclique de manière à faire correspondre la valeur moyenne de la tension sur la période à la valeur de consigne.

La carte Dspace intègre déjà la commande MLI. Sous Simulink, il suffit d'entrer dans le bloc correspondant les valeurs des rapports cycliques désirés (valeurs comprises entre 0 et 1).

En construisant numériquement des sinusoides triphasées à la pulsation ω_s et d'amplitude correspondante selon la loi U/f, on peut donc mettre en place correctement cette

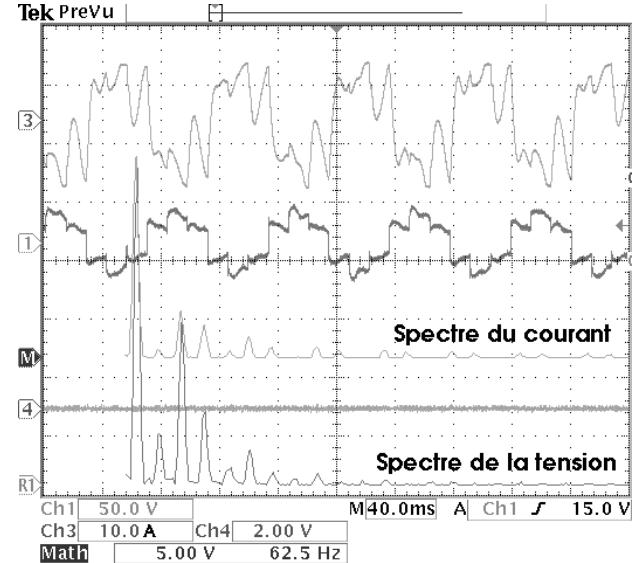


FIGURE 8 – Allures et spectres du courant et de la tension sur une phase en commande pleine onde.

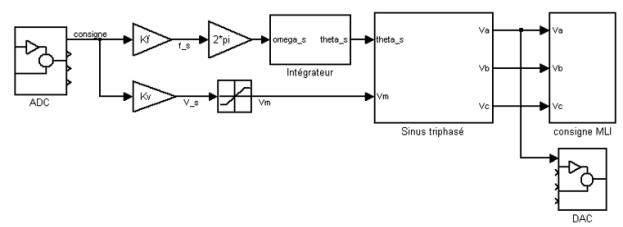


FIGURE 9 – Schéma bloc du pilotage en U/f avec commande MLI.

commande. La figure 9 présente le schéma bloc que je propose pour cette commande.

J'ai choisi pour la fréquence de la MLI sa valeur maximale : 10 kHz. A titre de comparaison avec la commande pleine onde, nous observons les tensions et courants ainsi que leurs harmoniques. Les figures 10 et 11 présentent ces résultats. On vérifie bien que les harmoniques principaux sont ceux multiples de la fréquence 10 kHz.

4.4 Caractéristiques à fréquence variable

Nous venons de mettre en place des commandes pour agir sur le couple et la vitesse de la MAS. Nous pouvons nous en servir pour mettre en évidence les caractéristiques à fréquence variable de la MAS.

J'ai cherché à mettre en évidence les caractéristiques à flux statorique constant et à pulsation statorique réglable

4. n est l'ordre de l'harmonique.

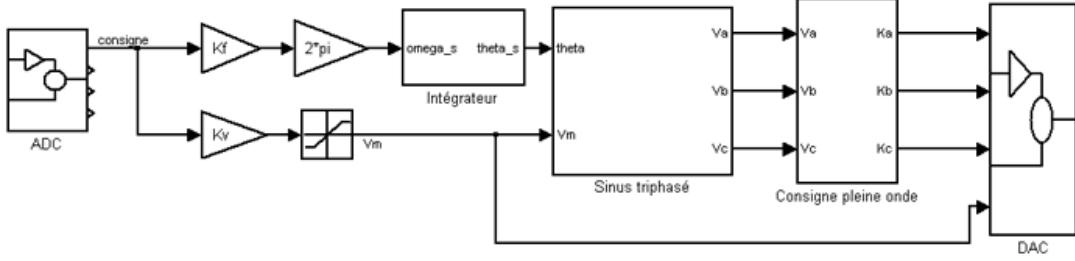


FIGURE 7 – Schéma bloc du pilotage en pleine onde.

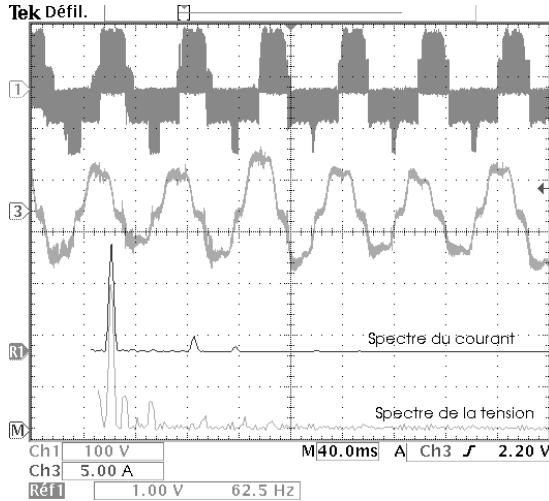


FIGURE 10 – Allure des courants et tensions et leur spectre basse fréquence.

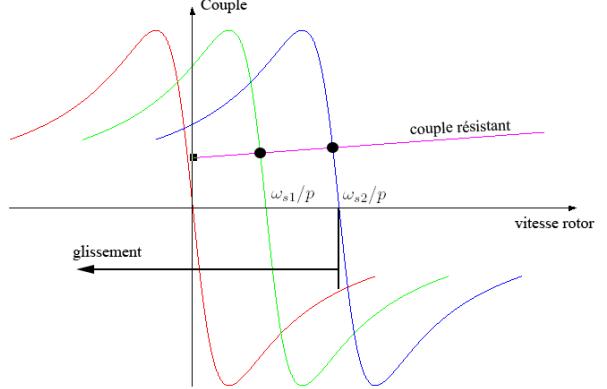


FIGURE 12 – Caractéristiques théoriques Couple Vitesse pour plusieurs pulsations statoriques, à flux constant.

que nous utilisons pour la commande en U/f.

La figure 12 présente une série de courbes théoriques Couple-Vitesse à pulsation statorique constante, pour un flux donné.

A l'aide de la commande U/f réalisée, on peut agir sur la pulsation statorique en conservant le flux constant.

Ayant à disposition un banc de montage constitué d'une MAS et d'une MCC à aimants permanents accouplées mécaniquement, nous créerons les couples résistants en chargeant la MCC par différentes résistances. On calcule aisément que la MCC peut alors être modélisée comme un frottement fluide supplémentaire de coefficient $f = K^2/(R_{ch} + r)$, avec R_{ch} la résistance de charge, r la résistance série de la MCC et K sa constante de couple (ou de f.e.m).

On peut relever plusieurs points de fonctionnement et ainsi faire apparaître les caractéristiques. Le courant traversant la MCC sera image du couple et la génératrice tachymétrique nous fourni une image de la vitesse de l'arbre moteur.

La figure 13 présente les relevés réalisés. On constate que les courbes ont à peu près l'allure attendue. On peut bien vérifier qu'en extrapolant les courbes à leurs intersections avec l'axe de la vitesse de rotation (couple nul), le point de fonctionnement correspond bien à une vitesse de ω_s/p . D'autre part, on remarque que, contrairement à ce qu'on attendait, les différentes courbes ne ressemblent pas à des versions translatées horizontalement d'une même courbe. Notamment, les valeurs maximales ne sont pas les mêmes. Cela nous indique que nous ne sommes pas parvenus à travailler en imposant un flux constant. Les raisons peuvent être liées au fait que notre modèle nous a conduit à négliger la chute de tension au stator. Or dans le cas des faibles vitesses ou de couples importants, celle-ci n'est plus négligeable.

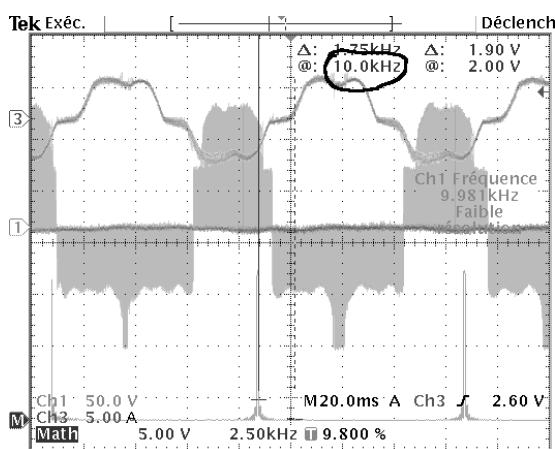


FIGURE 11 – Allure des courants et tensions et leur spectre haute fréquence.

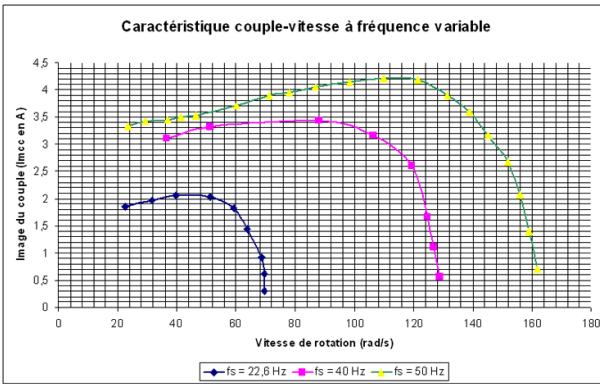


FIGURE 13 – Caractéristiques relevées Couple Vitesse pour plusieurs pulsations statoriques, à flux censé être constant.

5 Contrôle du couple

Nous avons vu dans les sections précédentes que nous sommes capables d'agir sur le couple et la vitesse de la MAS, et ce en adoptant une stratégie de commande limitant les pertes Joule rotoriques. Cette commande a été réalisée sans asservissement. Or, dans les systèmes industriels, la précision sur le couple et la vitesse nécessite la présence d'asservissements et notamment un retour d'information sur la vitesse de l'arbre.

On a vu que, pour la MAS, le couple est dépendant de la pulsation rotorique et du flux (cf. équation 3). La stratégie que nous avons adoptée nous impose un flux constant maximal. La grandeur sur laquelle il nous faut agir pour régler le couple est donc la pulsation rotorique. On peut d'ailleurs constater que, considérant la pulsation rotorique toujours faible, l'approximation $R'_r \gg l_f \omega_r$ ⁵, nous permet de linéariser l'expression du couple : $C \approx 3p\Phi_s^2 \omega_r / R'_r$. Dès lors, la commande de la pulsation rotorique revient exactement à une commande en couple de la MAS. En outre, commander directement la pulsation rotorique, nous permet de nous affranchir de l'identification des paramètres R'_r et l_f , nécessaire à la commande en couple.

Mais, nous n'avons pas accès directement à la grandeur pulsation rotorique. C'est pourquoi nous faisons appel à la propriété d'auto-pilotage de la MAS qui, du fait que le champ rotorique est induit par le champ statorique, nous assure que $\omega_r = \omega_s - p\Omega$.

Par contre, nous avons accès à la vitesse de rotation de l'arbre par l'intermédiaire d'une génératrice tachymétrique et d'un codeur de position. Donc, pour imposer la pulsation rotorique, ne pouvant agir que sur la pulsation statorique, nous construirons la pulsation statorique de consigne : $\omega_{s_{cons}} = p\Omega_{mes} + \omega_{r_{cons}}$.

La figure 14 présente le schéma bloc mis en œuvre pour l'auto-pilotage.

La figure 15 illustre le fonctionnement de l'auto-pilotage. La voie 2 correspond à la tension consigne de la pulsation rotorique. On visualise bien une tension phase-neutre modulée en MLI ainsi que sa valeur de consigne. On observe que le courant dans la phase est bien d'allure sinusoïdale et à la pulsation de consigne.

5. valable pour des faibles pulsations rotoriques et donc des couples raisonnables vis-à-vis du couple maximal à flux donné.

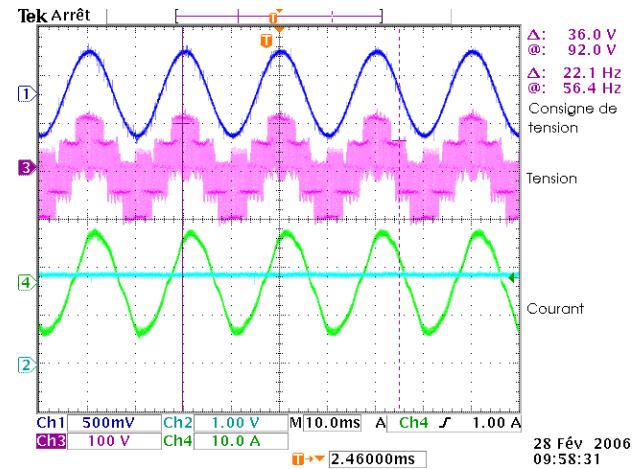


FIGURE 15 – Formes d'ondes des tensions et courants pendant l'autopilotage de la MAS.

6 Conclusion

Ce montage est assez bien fourni. Mais ne prenez pas trop peur des schémas Simulink à réaliser. En effet, "le rôle des agrégés préparateurs est de rendre les détails matériels transparents au candidat". Aussi, peuvent-il nous aider à réaliser les fonctions que l'on désire. Sinon, ce montage ne présente pas de difficulté majeure, (tout du moins ce que j'ai fait). Je n'ai pas eu l'occasion de tester l'auto-pilotage à partir de la mesure de vitesse issue de la génératrice tachymétrique, mais il paraîtrait que ça fonctionne beaucoup moins bien. Ce que nous savons en tous cas c'est que les données issues de ce capteur sont beaucoup plus bruitées que celles issue de l'encodeur de position. On peut sans doute effectuer de bien meilleurs relevés de caractéristique à fréquence variable, mais prenez garde car cela peut prendre du temps. Je ne pense pas qu'il soit nécessaire de faire l'identification des différents paramètres permettant de lier les courants ou pulsations (MAS et MCC) aux couples.

7 Bibliographie

- Modélisation et commande de la machine asynchrone, Éditions Technip, J.-P. Caron.
- Entraînement électrique à vitesse variable, Vol 1, Tec Doc, J. Bonal, moteur asynchrone p 103.
- Entraînement électrique à vitesse variable, Vol 2, Tec Doc, J. Bonal, onduleurs p 189, commande moteur asynchrone p 365.

8 Annexes

8.1 M-files

```
% Caractéristiques MAS
% Caractéristiques MCC
% Caractéristiques Montage
U_alim = V_N; %Alimentation de la MAS en triangle
```

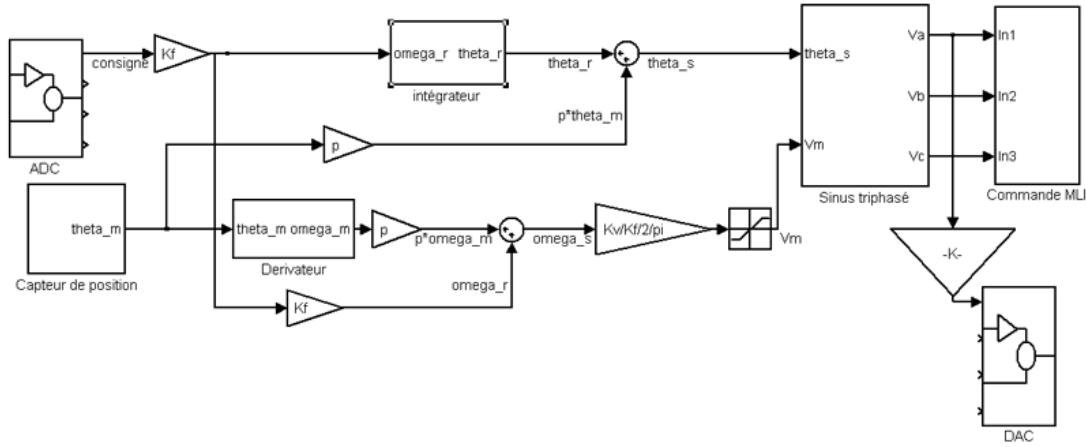


FIGURE 14 – Schéma bloc de l'auto-pilotage de la MAS.

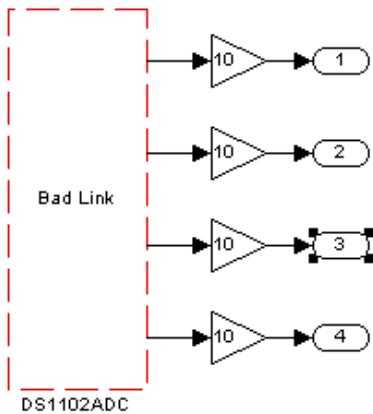


FIGURE 16 – Schéma bloc de l'ADC.

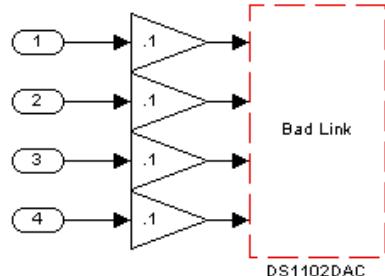


FIGURE 17 – Schéma bloc du DAC.

```
%%%%%
% Caractéristiques pilotage
%%%%%
Kf = f_N/5; % freq nominale pour 5V de consigne
Kv = V_N/5; % tension nominale pour 5V de consigne
Te = 1e-4; % fréquence de calcul de Dspace
tau = 1/2/pi/100; % filtrage passe-bas pour la vitesse
```

8.2 Schémas blocs simulink

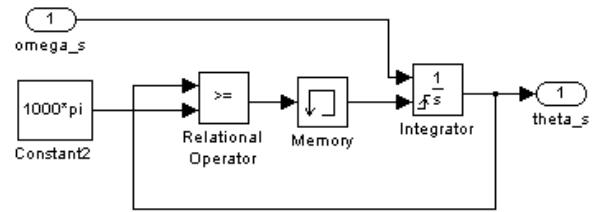


FIGURE 18 – Schéma bloc de l'intégrateur.

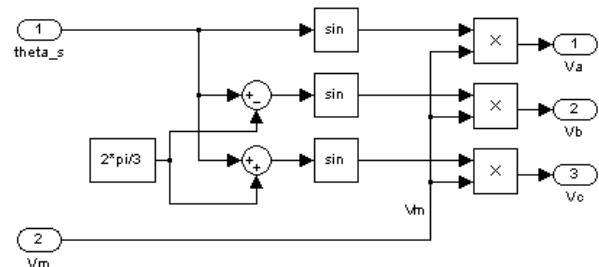


FIGURE 19 – Schéma bloc du générateur de sinus triphasé.

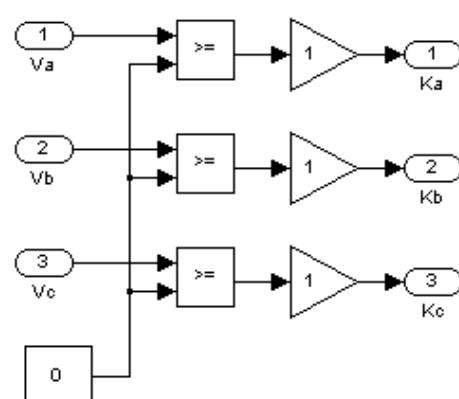


FIGURE 20 – Schéma bloc de la commande pleine onde.

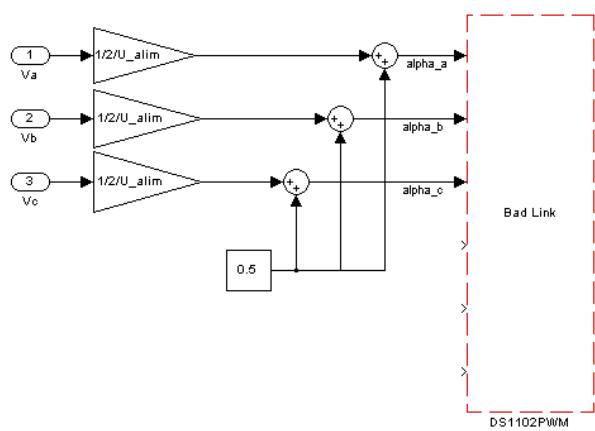


FIGURE 21 – Schéma bloc de la commande dédiée à la MLI.

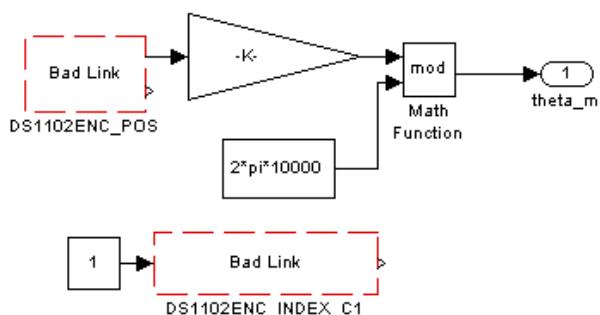


FIGURE 22 – Schéma bloc du capteur de position.

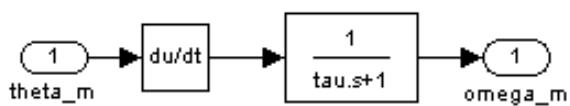


FIGURE 23 – Schéma bloc du déivateur.