



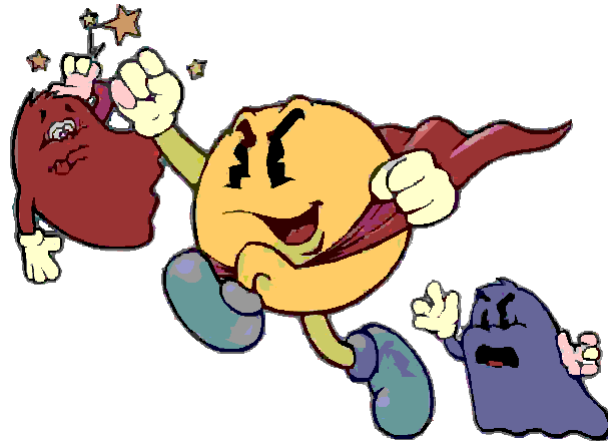
Université Catholique de Louvain
Faculté des Sciences Appliquées

12 février 2004

ELEC - 2660

Electronique de puissance

Commande de moteurs “Brushless”



Projet Mécatronique - PacMan

Groupe N° 1	
Jean-Yves KAISER	ELME22M
Thierry PAUWELS	ELME22M
Cédric SIMON	ELME22M
Benjamin WINDAL	ELME22M

Tuteur: Christophe VLOEBERGH

Année académique 2003 - 2004

Table des matières

1	Introduction	2
2	Développement de l'architecture	2
2.1	Introduction au problème	2
2.2	Première idée	3
2.3	Amélioration	4
2.4	Solution finale	5
3	Conception du boost	6
3.1	Choix du schéma	6
3.2	Calcul des différents éléments	8
3.3	Simulation	9
3.4	Génération des signaux de commande	10
3.5	Problèmes à résoudre	11
4	Conception de l'onduleur	12
4.1	Schéma électrique du circuit	12
4.2	Commande de l'onduleur	13
5	Commande des transistors MOS	14
5.1	Avantages du bootstrap	14
5.2	Dimensionnement de ses périphériques	14
6	Retards de commutation	15

1 Introduction

Dans le cadre du projet intégré en mécatronique, nous devons concevoir un dispositif robot autonome. Pour assurer la mobilité de l'ensemble, nous utilisons des moteurs à courant continu à commutation électronique.

Afin d'obtenir une vitesse de déplacement maximale, nous utilisons deux moteurs Maxon brushless de 20W. De tels moteurs ont l'avantage de ne pas utiliser un dispositif mécanique de commutation par balais et collecteurs.

La disparition de ce mécanisme permet d'augmenter sensiblement le rendement et la durée de vie des moteurs à courant continu. Le seul bémol que l'on peut attribuer à la commutation électronique est qu'elle nécessite l'utilisation d'un dispositif de commande plus complexe pour en garantir le bon fonctionnement.

L'objet de ce rapport est d'étudier la partie "électronique de puissance" de la commande de ces moteurs. Nous allons donc définir une architecture de puissance qui nous permettra de commander nos moteurs. Nous pourrons ensuite dimensionner les différents composants utilisés.

La partie "logique de commande" ne fait pas partie de cette étude. Nous supposons donc que les signaux logiques sont disponibles pour assurer le bon fonctionnement de l'ensemble.

2 Développement de l'architecture

Pour aboutir à l'architecture finale de notre installation de puissance, nous avons parcouru un long chemin de réflexions et de modifications successives de notre dispositif.

Le meilleur moyen de comprendre les raisons qui nous ont poussées à choisir notre architecture finale (page 6), est de suivre ce cheminement.

2.1 Introduction au problème

Pour l'utilisation que nous souhaitons faire de nos moteurs, nous devons en contrôler la vitesse de rotation. Cela demande une régulation de la tension appliquée aux enroulements du moteurs. Il nous faudra donc un dispositif permettant de moduler cette tension selon nos besoins.

Les moteurs Maxon qui nous sont fournis ont une tension nominale de 24V. Comme la seule alimentation dont dispose notre robot est un ensemble d'accumu-

lateurs offrant une tension de 12V, il est nécessaire de prévoir un moyen d'obtenir de la puissance électrique sous une tension de 24V.

De plus, il faudra prévoir l'électronique nécessaire pour assurer la bonne commutation des enroulements de ces moteurs de type brushless.

Ces deux derniers problèmes trouvent chacun une solution relativement simple quand on les prend en dehors de notre contexte.

- Un dispositif éleveur de tension de type "boost" permet facilement d'obtenir 24V au départ des 12V disponibles.
- Un onduleur triphasé en pont permet d'assurer la bonne commutation aux enroulements d'un moteur brushless.

Le but de cette réflexion sur l'architecture de notre électronique de puissance est de voir comment on peut combiner ces éléments pour obtenir une bonne commande de la vitesse de rotation des moteurs Maxon.

2.2 Première idée

Le premier besoin qu'il nous a fallu combler est l'obtention d'une tension de l'ordre de 24V. Rappelons que la tension produite par un circuit "boost" est fonction du rapport des temps de conductions des interrupteurs commandés qui le constituent. Si ces interrupteurs sont commandés de manière complémentaire, un signal carré unique permet de piloter le circuit. La valeur de la tension de sortie est alors fonction de la largeur de pointe de ce signal carré.

Le PIC dont nous disposons offre deux possibilités de sortie PWM¹. Ces sorties semblent tout indiquées pour piloter le boost. La vitesse de rotation du moteur étant fonction de la tension d'alimentation de ses enroulements, l'adjonction d'un fonctionnement en réducteur de tension à notre boost de départ, nous permet d'obtenir une tension variable entre 0 et 24V, commandée directement par le PIC.

Cette solution très alléchante de par sa simplicité conceptuelle, couplée avec un onduleur afin d'assurer la bonne commutation des enroulements offre un système simple de commande de la vitesse des moteurs.

Un schéma bloc de cette architecture est dessiné à la Fig. 1.

Le gros problème de ce dispositif est qu'il requiert l'emploi de deux montages buck-boost qui, comme on le verra lors du dimensionnement (section 3), nécessite des composants de grandes valeurs pour ses condensateurs et ses selfs. La présence de ces "grands" éléments nous permet de prévoir une dynamique relativement lente pour ce circuit.

¹PWM : Peak Width Modulation, modulation de la largeur de pointe d'un signal carré.

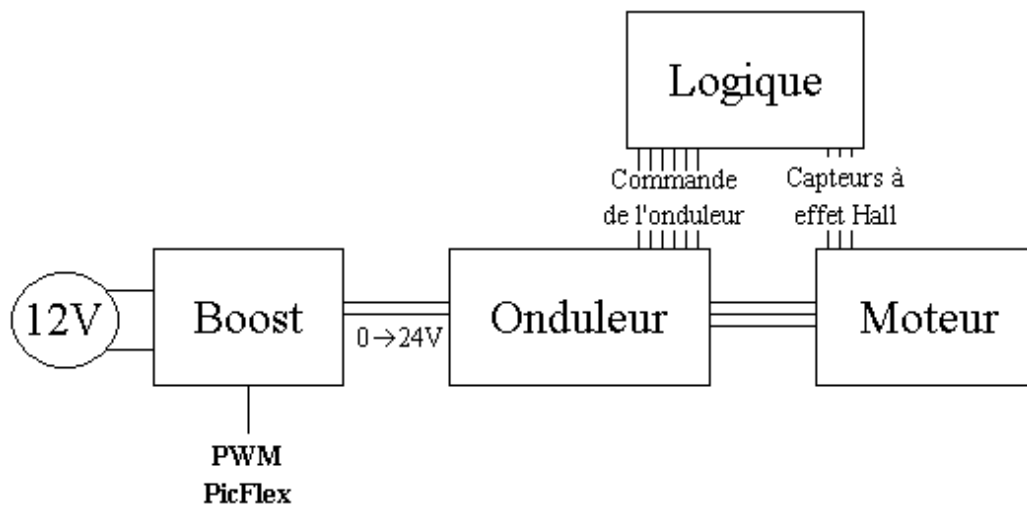


FIG. 1 – Première idée d'architecture de commande.

Il ne semble donc pas très judicieux de mettre en œuvre un tel dispositif pour la commande des moteurs qui doivent entrainer notre robot puisqu'on est en droit d'en espérer une réponse rapide aux commandes appliquées.

Cette solution n'est donc pas satisfaisante et demande à être améliorée.

2.3 Amélioration

Le problème principal de notre première idée était l'utilisation simultanée de deux circuits élévateur de tension. Ces circuits ayant une dynamique trop lente, la commande des moteurs n'aurait pas été acceptable.

L'évolution logique est donc de n'utiliser plus qu'un seul circuit "boost" pour produire une tension de 24V constante. La modulation de la vitesse de rotation du moteur viendra donc d'un autre circuit.

A posteriori, cela présente certains avantages très intéressants :

- Le regroupement de la production de "haute tension" en un seul circuit ne peut qu'améliorer la qualité de la transformation. (Meilleur rendement, égalité des tension maximales pour tous les circuits, ...)
- Le boost peut fonctionner de manière autonome sur base d'un réglage préalable, mais non variable. (Utilisation d'une petite horloge locale, réglage de la tension de sortie avec un potentiomètre, ...)
- Le fonctionnement autonome permet d'éloigner le boost au plus loin du reste de l'électronique plus sensible. Cela limitera donc un maximum les interférences dues aux circuits de puissance.

- On utilise deux fois moins de composants d'électronique de puissance. Ces composants étant tout de même onéreux, la diminution du coût n'est pas négligeable.

Tout cela est très joli, mais nous avons perdu notre moyen de commande de la vitesse de rotation du moteur. En toute logique, regardons s'il est possible d'obtenir le résultat recherché en confiant cette tâche supplémentaire à notre deuxième sous-circuit : l'onduleur.

Celui-ci se voit donc confier deux missions très importantes :

1. L'onduleur doit s'assurer de la bonne commutation des tensions appliquées aux enroulements du moteur.
2. L'onduleur doit diminuer la tension appliquée aux enroulements par rapport à sa tension d'alimentation (24V).

Si la première tâche qui lui est confiée correspond pleinement au but d'un tel circuit, la deuxième est, a priori, un peu moins évidente.

Cependant, la construction de l'onduleur étant en pont triphasé, elle permet également le fonctionnement en hacheur de tension afin d'offrir une commande sur la tension appliquée aux bornes des enroulements.

2.4 Solution finale

Cette solution est très intéressante car elle comble effectivement les manques de notre première idée et ne présente pas d'inconvénient majeur.

Un schéma bloc de cette solution est repris à la Fig. 2.

Cette architecture semble donc bien convenir à nos besoins. Le boost se comporte alors comme une source de tension constante de 24V et l'onduleur se charge de la commutation des enroulements du moteurs. Comme chaque bras de l'onduleur correspond à un hacheur unipolaire, ils peuvent également se charger du réglage des tensions appliquées aux enroulements.

En combinant la logique de commutation au signal PWM indiquant la tension à appliquer, on obtient les signaux qui permettent une commande de la vitesse de rotation du moteur. De plus, cette solution s'adapte parfaitement aux ressources dont nous disposons. Les signaux de commandes peuvent s'obtenir très facilement sur base des capteurs à effet Hall et des sorties PWM du Pic.

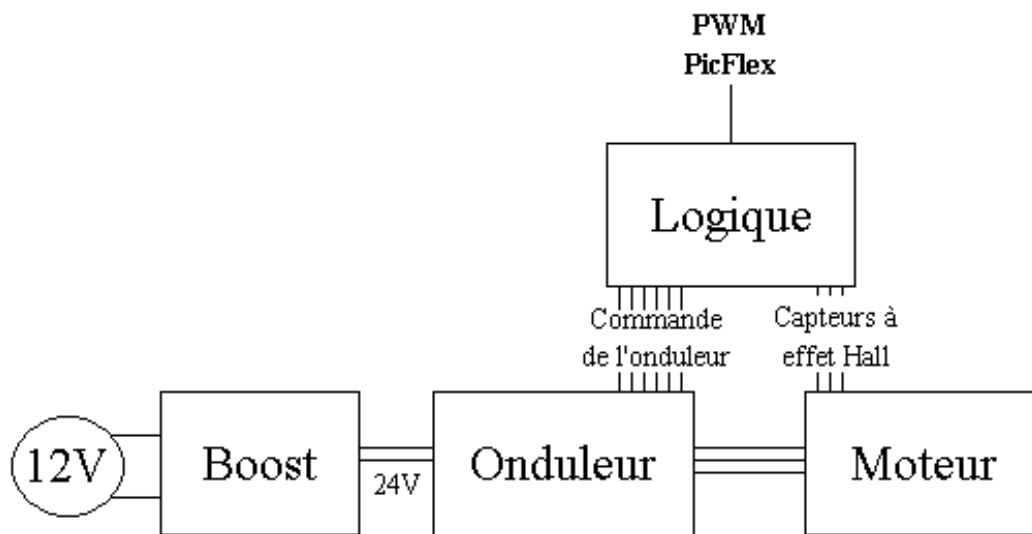


FIG. 2 – Architecture finale de notre dispositif de commande.

3 Conception du boost

Le but du boost est donc de fournir une tension continue de 24V à partir d'une source de tension continue de 12V. Ceci se fait en hachant le courant.

3.1 Choix du schéma

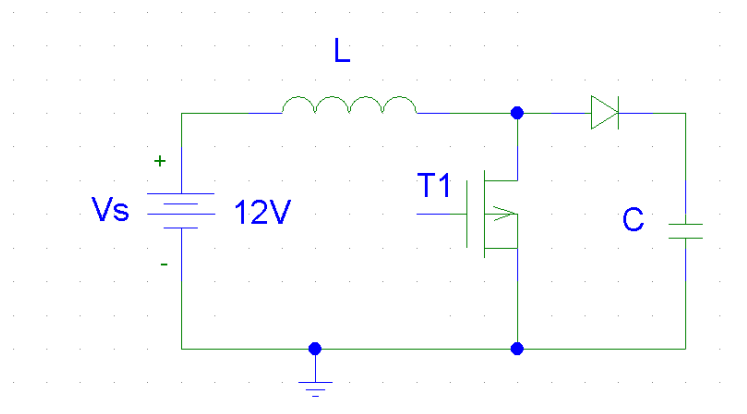


FIG. 3 – Boost non réversible

Le schéma le plus simple que l'on puisse utiliser est un hacheur parallèle comme

décrit à la figure 3. La tension moyenne aux bornes de la charge vaut alors :

$$U_c = \frac{U_s}{(1 - \alpha)} \quad (1)$$

α est la fraction de la période de temps durant laquelle le transistor conduit.

Un tel boost aurait suffi si notre moteur ne faisait que tourner. Malheureusement l'utilisation des moteurs ne se borne pas à l'entraînement des roues, elle s'étend également au freinage de celles-ci. Il nous faut donc utiliser un schéma un peu plus compliqué afin de pouvoir supporter les conditions d'utilisations. Ce schéma est issu de l'association d'un hacheur série et d'un hacheur parallèle, comme décrit à la figure 4.

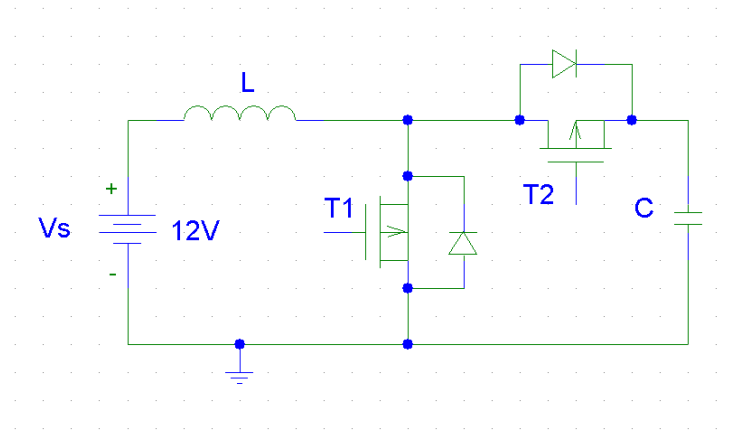


FIG. 4 – Boost réversible en courant

Ce nouveau boost est réversible en courant et nous permet de travailler dans deux cadrants : en moteur ou en frein, ce qui est suffisant pour l'utilisation que nous avons à en faire. Le choix du sens de rotation du moteur, se fait par le biais de la commande de l'onduleur. Il ne faut donc pas prévoir de réversibilité en tension du boost.

Ce circuit réversible en courant comporte en plus l'avantage de s'autoréguler, en effet si la tension sur la charge est trop importante, celle-ci diminuera d'elle même en renvoyant du courant vers la source. La tension moyenne aux bornes de la charge est toujours donnée par le formule :

$$U_c = \frac{U_s}{(1 - \alpha)}$$

De t à $t + \alpha T$, le transistor 1 conduit et le transistor 2 est bloqué et inversement de $t + \alpha T$ à $t + T$. T étant la période de hachage.

3.2 Calcul des différents éléments

Il nous faut maintenant déterminer les valeurs de l'inductance et du condensateur.

Calcul de l'inductance

L'inductance permet de réduire l'ondulation de courant demandé à la batterie. En régime permanent, le courant dans la self passe de $I_{L,min}$ à $I_{L,max} = I_{L,min} + \Delta I_L$. On va calculer la valeur de l'inductance en imposant un ΔI_L maximum.

De t à $t + \alpha T$, le transistor 1 conduit, une tension E est appliquée à la self. On a dès lors :

$$U_s = L \frac{dI_L}{dt} \quad (2)$$

$$I_L = I_{L,min} + \frac{U_s t}{L} \quad (3)$$

En $t = \alpha T$, le courant est maximum dans l'inductance et vaut :

$$I_{L,max} = I_{L,min} + \frac{U_s \alpha T}{L} \quad (4)$$

Ce qui nous permet de trouver la variation de courant :

$$\Delta I_L = I_{L,max} - I_{L,min} = \frac{U_s \alpha T}{L} \quad (5)$$

Nous fixons comme critère que $\frac{\Delta I_L}{I_{L,nom}}$ doit être plus petit que 10%. En introduisant les différentes valeurs dans cette dernière équation, on trouve :

$$L > \frac{U_s \alpha T}{I_{L,nom} \cdot 0,1} = \frac{12 \cdot 0,5 \cdot 10^{-5}}{2,8 \cdot 0,1} = 210 \mu H \quad (6)$$

Notons que $I_{L,nom} = 2,8$ A est trouvé sous 12V en supposant que l'on a 1,4A sous 24V et que la puissance est conservée. On obtient 1,4A en prenant le courant

nominal dans le moteur, qui vaut 0,7A et en tenant compte du fait que nous avons deux moteurs.

Pour le montage de notre circuit, nous avons utilisé la self qui nous a été fournie et qui a une inductance de 3.3mH. Cette valeur plus élevée diminuera d'autant la variation de courant.

Calcul de la capacité

Pour choisir le condensateur, nous faisons l'hypothèse que celui-ci se charge à courant constant pendant une demi-période et se décharge à courant constant durant l'autre demi-période. Pour calculer les variations de tension aux bornes du condensateur, on va utiliser la formule suivante :

$$i_c(t) = C \frac{dV_C(t)}{dt} \quad (7)$$

Afin d'obtenir une alimentation assez stable, on limite la variation de tension au dixième de volt. Nous prenons comme valeur de courant, le courant nominal du moteur, soit $2 \times 0,7 = 1,4A$. On peut alors déterminer la valeur de la capacité :

$$C = \frac{i \Delta t}{\Delta V_c} = \frac{1,4 \cdot 0,5 \cdot 10^{-5}}{10 \cdot 10^{-3}} = 700\mu F. \quad (8)$$

3.3 Simulation

Après avoir calculé les valeurs des différents éléments, nous avons effectué des simulations sur P-spice. La première simulation est faite avec les valeurs calculées. Le graphe de la figure 5(a), qui donne la tension aux bornes du condensateur, montre que le temps nécessaire pour atteindre le régime est de l'ordre de 15 à 20 ns. La valeur de α qui devrait être théoriquement égal à 0,5 pour obtenir 24V en sortie a du être fixé à une valeur plus importante.

Nous avons également effectué une simulation avec les valeurs des différents éléments qui nous ont été fournis et nous obtenons un temps pour arriver en régime du même ordre que pour les valeurs calculées, comme on peut le voir sur le graphe 5(b).

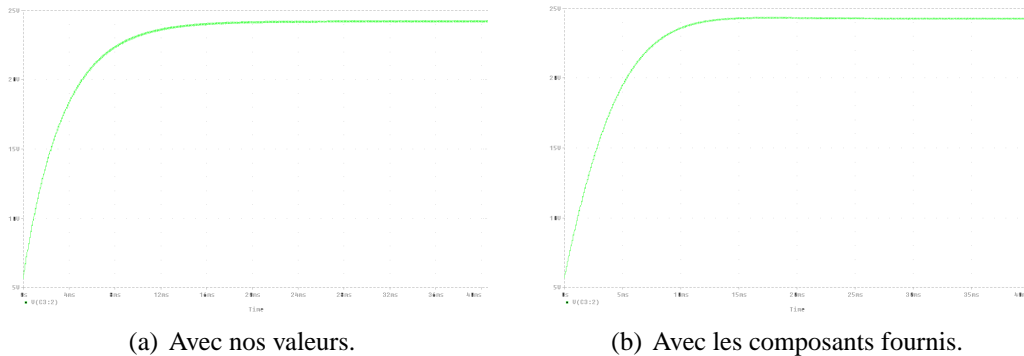


FIG. 5 – Simulations P-Spice.

3.4 Génération des signaux de commande

Comme nous l’avons dit au point 2.3 de ce rapport, nous voulons que le boost fonctionne indépendamment du boîtier PicFlex. Cela peut se faire en réalisant un petit circuit autonome qui s’occupe de commander les transistors et que l’on règle une fois pour toutes.

Le réglage de ce circuit consistera à définir la valeur de α et la valeur de la fréquence de fonctionnement. Il nous faut donc générer un signal rectangulaire, comme le fonctionnement des deux transistors sont complémentaires, il suffira d’utiliser un inverseur pour générer le signal de commande de l’un à partir du signal de commande de l’autre.

Une première manière de réaliser ce circuit est de générer un signal carré à l’aide d’un trigger de Schmitt comme illustré à la figure 6

Une seconde manière de faire, plus simple est d’utiliser un circuit intégré timer 555 qui permet, entre autre, de générer un signal carré modulable. En effet, le temps durant lequel la valeur du signal est haute et le temps durant lequel la valeur du signal est basse peuvent être tous deux réglés grâce à un condensateur et deux résistances extérieures. De cette manière il nous est facile de régler la fréquence de fonctionnement ainsi que le paramètre α .

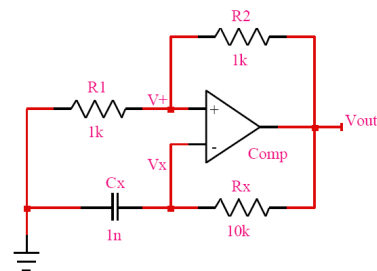


FIG. 6 – Génération des signaux de commande à l’aide d’un Trigger.

Ce circuit, illustré à la figure 7 nécessite un peu d’explication. La tension sur le

condensateur oscille et est comparée à $1/3$ et $2/3$ de l'alimentation, obtenus grâce à un diviseur résistif. Lorsque le condensateur se charge, grâce à la bascule RS, Q1 est bloqué et la sortie est haute. Le courant passe par R_a et R_b et la constante de temps de charge vaut $\tau = (R_a + R_b) C$.

A partir du moment où la tension aux bornes du condensateur est égale à $2/3$, toujours grâce à la bascule RS, Q1 devient passant et la tension de sortie est basse. Le condensateur se décharge et le courant de décharge passe par R_b et Q1 avec une contante de temps $\tau = R_b C$. Dès que la tension aux bornes du condensateur est égale à $1/3$ de l'alimentation, on revient dans le cas où le condensateur se charge et ainsi de suite.

Après quelques calculs que l'on ne détaille pas ici, on trouve que :

$$\begin{aligned} T_c &= 0,69 (R_a + R_b) C \\ T_d &= 0,69 (R_b) C \\ T_{cycle} &= 0,69 (R_a + 2R_b) C \end{aligned}$$

Pour un α de 0.5 à une fréquence de 100kHz, on trouve $R_a=0$, $R_b=725 \Omega$ et $C=10\text{nF}$.

C'est cette dernière solution que nous avons choisi et mis en œuvre, en utilisant des potentiomètres comme résistances afin de pouvoir effectuer un réglage plus fin de notre circuit.

3.5 Problèmes à résoudre

Il y a deux problèmes qu'il nous reste encore à résoudre, le premier est qu'il faut éviter que le deux transistors conduisent en même temps, ce qui court-circuiterait le condensateur et provoquerait un courant trop important dans les transistors ainsi que dans le condensateur au risque de les endommager.

Le second problème est que pour commander les transistors il faut avoir une tension assez élevée, en effet la source du deuxième transistor est à 12V lorsqu'il

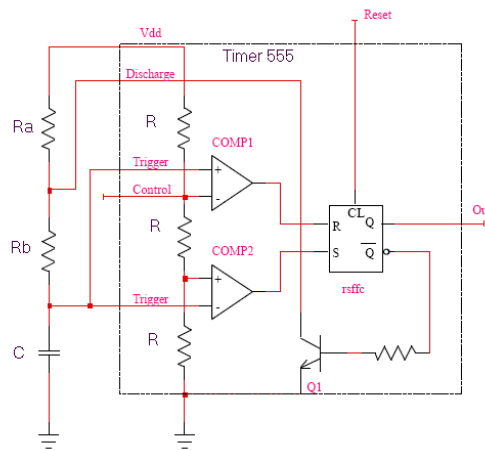


FIG. 7 – Génération des signaux de commande à l'aide d'un Timer 555.

faut le rendre passant, il nous faut donc une tension plus haute que 12V. De plus il faut pouvoir fournir des courants de pointe lors de la commande de ces transistors.

La solution au premier problème consiste à introduire des délais supplémentaires, comme expliqué plus longuement à la section 6. La solution au second problème consiste en l'utilisation de bootstraps, tel que décrit à la section 5.

4 Conception de l'onduleur

Le but de l'onduleur est de permettre au moteur de fonctionner en assurant une commutation correcte de l'alimentation de ses enroulements.

4.1 Schéma électrique du circuit

Le schéma de la figure 8 représente la connectique de base pour notre étude. Comme on peut le voir, il s'agit d'une structure en pont triphasé.

Pour répondre aux besoins du moteur en terme de commutations, chaque interrupteur est constitué de la mise en parallèle d'une diode et d'un transistor MOS.

L'utilisation de transistors de type NMOS tant sur la partie supérieure que sur la partie inférieure des bras de l'onduleur est rendue possible et même très aisée par l'emploi de "bootstrap driver" dont le fonctionnement et l'emploi sont détaillés à la section 5.

Les diodes placées en parallèle avec les transistors sont importantes. Sans celles-ci, lorsque les transistors formant un bras de l'onduleur sont ouverts simultanément, aucun courant ne pourrait passer par ce bras. L'ouverture de ces transistors risquerait de couper le courant dans la source de courant que forme l'enroulement du moteur commandé par ce bras. Cela n'aurait pour conséquence que de mener à la destruction du moteur. La présence de la diode permet de régler ce problème en laissant toujours un chemin libre au courant vers l'alimentation.

Comme le moteur alimenté par ce circuit présente les caractéristiques d'un filtre (les enroulements sont essentiellement des selfs), il ne faut pas prévoir de

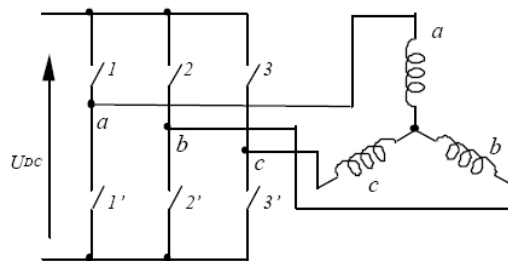


FIG. 8 – Schéma de base de l'onduleur.

dispositif de lissage de la tension ou du courant de sortie. Pour ce qui est de son alimentation, ce circuit sera connecté au boost décrit à la section 3. Ce dernier dispose déjà des éléments de filtrage nécessaire à une alimentation correcte de l'onduleur.

Le circuit de la figure 9 représente donc le schéma électrique de l'onduleur à réaliser.

4.2 Commande de l'onduleur

Sans entrer dans les détails de la logique de commande, il convient tout de même de préciser quelque peu la commande des transistors qui composent l'onduleur.

La logique de commutation des enroulements est suivie par le FPGA du boîtier PicFlex. Les signaux provenant du boîtier ont une tension maximale de 3,6V. Cette tension n'est malheureusement pas suffisante pour commander directement les bootstraps qui gèrent les transistors MOS (Voir section 5). Il faut donc prévoir un interface qui s'occupera de la mise à niveau des tensions pour le bon fonctionnement de l'ensemble.

Dans notre cas, ce rôle d'interface est rempli par des inverseurs à trigger de Schmitt (HEF40106). Lorsqu'on les alimente à une tension de 5V, ceux-ci se comportent tout à fait normalement avec un signal de 3,6V d'amplitude.

Les sorties de ces inverseurs sont en full-swing. Le signal est donc restauré lors de cette inversion et le problème de commande des bootstraps est ainsi réglé. Il s'agit tout de même de ne pas oublier que toutes les entrées du circuit sont, de ce fait, inversées. Il faudra donc fournir un 1 logique (3,6V) pour ouvrir un transistors et un 0 logique (0V) pour le fermer. mais cela ne pose pas de problème majeur et s'implémente facilement dans le FPGA.

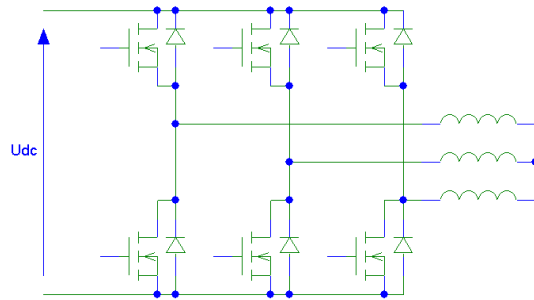


FIG. 9 – Schéma électrique de l'onduleur.

5 Commande des transistors MOS

L'utilisation de transistors de puissance demande de disposer de signaux qui soient suffisamment puissants que pour fournir les courants de pointe nécessaires à la charge et la décharge de la capacité grille.

5.1 Avantages du bootstrap

De tels courants sont disponibles aisément si on utilise un "driver" pour commander les transistors. Parmi le choix de composants qui nous sont proposés, figure un circuit appelé "bootstrap". Ce circuit intégré remplit plusieurs fonctionnalités intéressantes.

1. Il peut fournir des courants importants pour la commande des grilles des transistors de puissances.
2. Il peut atteindre une tension de commande élevée par le biais d'une pompe de charge interne.
3. Il permet la commande de deux transistors dont un peut être à une tension de source élevée et variable.

Le point 2 est très utile car cette fonctionnalité permet de commander des transistors placés sur une tension de source élevée. On peut donc commander un circuit de puissance fonctionnant à 24V avec une tension de commande de 12V.

Le point 3 présente un grand intérêt. En effet, la tension qui commande le transistors est celle présente entre la grille et la source. Lors de l'utilisation en pont de tels transistors, celui de la partie supérieure de la branche voit la tension de sa source varier avec la tension de sortie. La tension de commande appliquée à la grille de ce dernier dépend alors de la tension de source et peut s'avérer difficile à générer.

Le bootstrap s'occupe tout seul de régler la tension de grille du transistor supérieur et en assure la bonne commutation. Il n'y a donc plus de difficulté à utiliser deux NMOS pour les branches d'un onduleur.

5.2 Dimensionnement de ses périphériques

Le seul paramètre extérieur à choisir est le condensateur C_{boot} qui sert de réserve d'énergie pour la commande du transistor supérieur. Le choix de la capacité

de ce condensateur se fait aisément sur base des informations présentes dans la datasheet du bootstrap.

Le condensateur C_{Boot} doit permettre la charge de la grille du transistor. La capacité de grille se calcule facilement par

$$C_g = \frac{Q_g}{V_g} \quad (9)$$

Les transistors NMOS que nous utilisons ont une charge de grille de 25nC et la tension maximale que la grille peut supporter est de 20V. Cela nous donne une capacité de grille de $C_g = 1,25\text{nF}$. Il est indiqué que C_{Boot} doit être beaucoup plus grand que C_g . Si on prend une valeur 100 fois plus grande, la chute de tension due à la commutation est seulement de 200mV. Une valeur de 150nF semble donc tout à fait acceptable.

6 Retards de commutation

Lors de la mise en œuvre de système d'électronique de puissance, il convient toujours de vérifier les bonnes commutations des interrupteurs utilisés. C'est-à-dire qu'il faut vérifier que l'on ne court-circuite jamais une source de tension ou qu'on ne déconnecte jamais une source de courant.

Si l'architecture présente ce risque, il faut prendre des précautions afin de s'assurer qu'un tel accident ne se produise pas. Le moyen le plus simple est d'introduire des retards de commutation.

Comme on peut le constater, la possibilité de court-circuiter des sources d'alimentation se présente à plusieurs endroits de notre installation de puissance. Pour éviter cela, on rajoute des délais à l'enclenchement afin de s'assurer que le transistor qui doit s'ouvrir ait bien eu le temps de finir sa commutation.

Implémentation du délai à l'enclenchement

Un moyen simple pour implémenter de tels délais est d'utiliser un condensateur que l'on charge et décharge lors des transitions. Si on permet une décharge rapide du condensateur, l'ouverture du transistor ne souffrira d'aucun délai. Il suffit ensuite de ralentir la charge de ce même condensateur pour retarder l'instant de fermeture du transistor.

La mise en parallèle d'une résistance et d'une diode permet cette fonctionnalité. Un schéma tel celui de la figure 10 rempli bien cette fonction.

Pour un passage de 1 à 0, le condensateur chargé se décharge au travers de la diode polarisée en sens passant. Cette décharge se fait donc rapidement et aucun délai significatif n'est ajouté.

Lors d'un passage de 0 à 1, la diode est bloquée et le condensateur ne peut se charger qu'au travers de la résistance. Le temps de charge impose donc un délai à l'enclenchement.

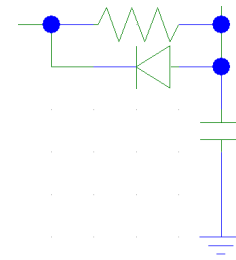


FIG. 10 – Implementation d'un délai à l'enclenchement.

Choix des valeurs

L'analyse des données présentent dans les datasheets des différents composants que nous utilisons nous donne les renseignements suivants :

- Le temps d'ouverture d'un transistor est au maximum de 55ns.
- Les temps de commutations du bootstrap sont identiques dans les deux sens.

Cela veut dire qu'il faut prévoir un délai d'au moins 55ns. Afin de prendre une marge de sécurité, nous multiplions cette valeur par quatre et nous implémentons dès lors un délai de l'ordre de 220ns.

Le condensateur se charge selon l'équation suivante :

$$V_c(t) = V_{cc} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{RC}})$$

dans laquelle V_{cc} est la sortie de l'étage précédent et vaut le niveau de sortie des inverseurs de l'onduleur, soit 5V ou le niveau de sortie du timer pour le boost, soit 10V.

Les datasheets du bootstrap nous donne un V_{il} de 1,5V, niveau de transition minimale pour passer d'un 0 à un 1 logique. On trouve dès lors une valeur pour la constante de temps $\tau = RC$ qui doit vérifier $V_c(220ns) = 1,5V$. On détermine ainsi les valeurs de R et C qui permettent d'introduire les délais pour le boost et l'onduleur.

Ces valeurs sont de $1k\Omega$ et 670pF pour l'onduleur et $1k\Omega$ et 220pF pour le boost.