

Filière Systèmes industriels Orientation Power and Control

Diplôme 2008

François Sauthier

*Nouvelle topologie de
commande d'une machine
Brushless DC (BLDC)*

Professeur Hans-Peter Biner
Expert Serge Lillo

Confidentiel / Vertraulich

 oui / ja non / nein

<input checked="" type="checkbox"/> FSI <input type="checkbox"/> FTV	Année académique / Studienjahr 2007/2008	No PS / Nr. PS pc/2008/39
Mandant / Auftraggeber <input checked="" type="checkbox"/> HES—SO Valais <input type="checkbox"/> Industrie <input type="checkbox"/> Ecole hôte	Etudiant / Student François Sauthier	Lieu d'exécution / Ausführungsort <input checked="" type="checkbox"/> HES—SO Valais <input type="checkbox"/> Industrie <input type="checkbox"/> Ecole hôte
Professeur / Dozent Hans-Peter Biner	Expert / Experte (données complètes) Serge Lillo ALRO Engineering SA, Rue de l'Ancienne Pointe 24, 1920 Martigny	

Titre / Titel

Nouvelle topologie de commande d'une machine Brushless DC (BLDC)

Description et Objectifs / Beschreibung und Ziele

Le rendement des systèmes d'entraînement classiques utilisant des machines asynchrones n'est pas optimal pour des applications de faible puissance. Le projet consiste à développer un système d'entraînement à haute performance de 3 kW utilisant une machine BLDC. Une nouvelle topologie de commande est proposée pour augmenter le rendement de l'installation et maîtriser les courants d'alimentation de la machine BLDC. Deux régulateurs distincts pour les alternances positives et négatives de la machine permettent d'obtenir des courants constants. La commande rectangulaire est assurée par l'onduleur de sortie. Cette topologie améliore la qualité du courant tiré de la machine et réduit les variations de couple mécanique.

L'objectif du travail de diplôme est d'étudier la topologie proposée et de réaliser un prototype.

Le travail de diplôme consiste notamment à:

- Etudier et analyser la topologie proposée pour la commande rectangulaire
- Dimensionner et choisir les composants électroniques. Concevoir un prototype
- Etudier et simuler une commande sinusoïdale, pour la structure proposée
- Concevoir et réaliser la commande du système à l'aide d'un DSP
- Tester le prototype sur charges RL avec mesures de rendement
- Tester le système complet avec une machine BLDC.

Signature ou visa / Unterschrift oder Visum

Resp. de la filière

Leiter des Studieng.:

Etudiant/Student:

Délais / Termine

Attribution du thème / Ausgabe des Auftrags:
01.09.2008Remise du rapport / Abgabe des Schlussberichts:
21.11.2008, 12:00Exposition publique / Ausstellung Diplomarbeiten:
28.11.2008Défense orale / Mündliche Verfechtung:
semaine/Woche 49

Nouvelle topologie de commande d'une machine Brushless DC

Neue Topologie des Auftrags einer Brushless DC Maschine

Objectif

Les machines asynchrones, largement utilisées dans de nombreux systèmes d'entrainements, n'ont pas un rendement optimal. Leur remplacement par des machines de type BLDC permettrait de réaliser des économies d'énergie.

Ce projet consiste à étudier une nouvelle topologie de commande de machines BLDC et à réaliser un prototype. Ce dernier doit avoir un rendement élevé et permettre une commande de qualité.

Résultats

Le rendement du circuit atteint 96.8 % pour une puissance de 3 kW.

Par rapport aux autres circuits de commande, cette nouvelle topologie améliore la qualité du courant dans la machine. La variation du couple est ainsi réduite.

Les simulations ont montré qu'il était également possible d'utiliser cette méthode pour injecter des courants sinusoïdaux dans la machine.

Mots-clés

Brushless DC, économie d'énergie, système d'entrainement

Ziel

Die asynchronen Maschinen, sehr oft benutzt im zahlreichen Antriebssystem, haben keinen optimalen Ertrag. Ihr Austausch durch BLDC Maschinen wurde erlauben, eine Energieeinsparung zu verwirklichen.

Dieses Projekt besteht darin, eine neue Topologie des BLDC Maschinen zu untersuchen und einen Prototyp zu verwirklichen. Dieser Prototyp muss einen hohen Ertrag haben und erlauben, eine BLDC Maschine wirksam zu bestellen.

Resultate

Der Ertrag des Kreislaufes erreicht 96.8 % für eine Leistung von 3 kW.

Diese neue Topologie verbessert die Qualität des Stromes. Die Veränderung des Drehmoments wird so reduziert.

Die Simulationen haben gezeigt, dass es ebenfalls möglich war, diese Topologie zu benutzen, um Sinusströme in der Maschine einzuspritzen.

Schlüsselwörter

Brushless DC, Energieeinsparung, Antriebssystem

Travail de diplôme

Nouvelle topologie de commande d'une machine Brushless DC (BLDC)

Réalisé par

François Sauthier

Power & Control

Professeur : Hans-Peter Biner

1 TABLE DES MATIÈRES

1	Table des matières	2
2	Références	4
3	Annexes.....	4
4	Introduction	5
5	Historique du projet.....	5
6	Rappel sur les machines synchrones autopilotées	6
6.1	Généralités	6
6.2	Topologie classique.....	6
6.3	Terminologie.....	7
6.4	Tension induite et variation de couple	8
7	Nouvelle topologie.....	9
7.1	Généralités	9
7.2	Fonctionnement	10
7.2.1	Tension redressée et courant d'entrée	10
7.2.2	Onduleur, point neutre et abaisseurs de tension.....	11
7.2.3	En résumé.....	13
8	Simulations	13
9	Stratégie de commande des switchs	13
9.1	Onduleur	13
9.1.1	6 steps, 120°.....	14
9.1.2	12 steps.....	15
9.1.3	6 steps, 180°.....	17
9.2	Abaisseurs de tension	18
9.2.1	Taux de modulation et tension induite de la machine.....	18
9.2.2	Fréquence de commutation	19
10	Courants sinusoïdaux	20
10.1	Méthode sinusoïdale à consigne constante.....	20
10.2	Méthode sinusoïdale à consigne variable.....	21
11	Choix des composants de puissance	22
11.1	Généralités	22
11.1.1	Pertes par conduction.....	23
11.1.2	Pertes par commutation.....	23
11.2	Switchs de l'onduleur	23
11.3	Switch des abaisseurs de tension	25
11.4	Diodes point neutre	25
11.5	Diodes redresseur	26
11.6	Diodes roue libre	26
11.7	Condensateurs	27
11.8	Constatations.....	28
11.8.1	Pertes	28
11.8.2	Prix.....	28
12	Calculs thermiques.....	29
13	Aide à la commutation.....	31
14	Réalisation du circuit de commande	32
14.1	Généralités	32

14.2	Circuit de puissance	32
14.3	Buffer de courant	32
14.3.1	Plage de mesure	32
14.3.2	Bande passante	34
14.4	Buffer de tension	34
14.4.1	Plage de mesure	34
14.4.2	Bande passante	36
14.5	Overload	37
14.6	Alimentations	38
14.7	Alimentation des drivers	38
14.8	Commande des switches	39
14.9	I/O DSP	39
14.10	Encodeur et sondes de Hall	39
14.11	Economie d'énergie	40
15	Régulation	40
15.1.1	Machine BLDC	40
15.2	Régulateur de courant	40
15.2.1	Système à réguler	40
15.2.2	Dimensionnement du régulateur	41
15.3	Régulateur de vitesse	43
15.3.1	Système à réguler	43
15.3.2	Dimensionnement du régulateur	45
15.4	Onduleur	45
16	DSP	46
16.1	Généralités	46
16.2	Programmation	46
16.3	Interface Matlab	46
17	Tests et résultats	47
17.1	Charge	47
17.2	Point de fonctionnement	47
17.3	Instruments de mesure	47
17.3.1	Oscilloscope	47
17.3.2	Wattmètres	47
17.4	Test des abaisseurs de tension	48
17.4.1	Enclenchement	48
17.4.2	Déclenchement	49
17.4.3	Constatations	50
17.5	Forme des courants dans la charge	50
17.5.1	Généralités	50
17.5.2	Variation du courant	52
17.6	Augmentation de la tension redressée	52
17.7	Rendement du circuit sans l'étage de sortie	54
17.8	Rendement du circuit complet	55
17.8.1	Mesures à 2 wattmètres	55
17.8.2	Méthode à 1 wattmètre	57
17.9	A propos de la partie commande	59
17.10	Courant du réseau	59
18	Améliorations	59
18.1	Rendement	59
18.2	Freinage de la machine	59
18.3	Filtre de réseau	59
18.4	Alimentation	59
19	Conclusion	59
20	Remerciements	59

2 RÉFÉRENCES

Les différents documents cités dans ce rapport se trouvent sur le CD dans le dossier « Références ».

- [1] Datasheet des IGBTs de l'onduleur de type IKW25N120T2
- [2] Datasheet des IGBTs des abaisseurs de tension de type IRG4PF50WPBF
- [3] Datasheet des diodes du redresseur et du point neutre de type DSI4512A
- [4] Datasheet des diodes roue libre de type DSEI30-10A
- [5] Caractéristiques des condensateurs d'entrée de type PHB1404220KHS
- [6] Caractéristiques du refroidisseur SK-100
- [7] Datasheet des capteurs de courant de type LTSR-06-NP
- [8] Datasheet du DSP de type TMS320F2808
- [9] Norme EN/IEC 61000-3-2
- [10] Datasheet de l'Emitter Switched Bipolar Transistor de type STC08IE120HV

3 ANNEXES

1. Condensateurs d'entrée
2. Aide à la commutation
3. Schématique
4. Entrées et sorties du DSP

4 INTRODUCTION

Les machines asynchrones sont très couramment utilisées dans de nombreux domaines. En effet, tant leur simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien que leur faible coût ont assuré à ce type de machine un succès considérable.

Néanmoins, la problématique d'une utilisation optimale de l'énergie disponible ainsi que l'augmentation du coût des métaux nous amène à proposer d'autres alternatives aux machines asynchrones.

Une partie de la solution pourrait bien se présenter sous la forme d'une machine de type BLDC. En effet, cette dernière possède trois grands avantages sur les machines asynchrones. Tout d'abord, son rendement est supérieur aux machines asynchrones. Ceci est particulièrement marqué pour des machines de relativement faible puissance.

Deuxièmement, les machines BLDC peuvent faire varier leur vitesse facilement, ce qui n'est pas le cas des machines asynchrones.

Finalement, ce type de machine profite du développement des aimants permanents. Ce développement, autant technique qu'économique, permet d'obtenir de très bonnes performances à un coût raisonnable.

Malheureusement, le circuit électronique nécessaire au fonctionnement d'une machine BLDC réduit quelque peu ces avantages. En effet, les pertes sont inévitables et le rendement en fait les frais.

Ce projet consiste à tester une nouvelle topologie de commande qui permettrait de réduire au maximum les pertes au niveau de la commande électronique.

On se limitera aux machines de puissance inférieure à 3 kW.

5 HISTORIQUE DU PROJET

Lors du travail de semestre, une topologie de commande de machine BLDC contenant un abaisseur de tension suivi d'un onduleur fonctionnant sur le principe de la méthode rectangulaire, avait été étudiée. Il était alors ressorti que cette topologie ne permettait pas d'obtenir des courants totalement constants sur la durée souhaitée. De plus, il était impératif d'utiliser une inductance afin de réaliser l'abaisseur de tension. Cette dernière a le désavantage d'occuper un espace non négligeable sur le circuit.

Néanmoins, les tests effectués ont montré que cette topologie permettait d'atteindre un rendement de **96.5 %**, ce qui est évidemment un très bon résultat.

L'objectif de la topologie proposée pour ce travail de diplôme est donc de conserver un rendement comparable tout en améliorant les points négatifs du circuit précédent.

6 RAPPEL SUR LES MACHINES SYNCHRONES AUTOPILOTÉES

6.1 Généralités

Les machines synchrones autopilotées se distinguent des machines synchrones « standards » par le fait qu'elles utilisent un capteur qui transmet la position du rotor au système de commande. Celui-ci commande alors un onduleur qui alimente les bobines du moteur de façon à avoir en permanence un angle de charge optimale. En procédant ainsi, on s'affranchit totalement du risque de décrochage et on obtient le comportement d'une machine à courant continu.

6.2 Topologie classique

La Figure 6.1 représente la topologie classique de commande d'une machine synchrone autopilotée.

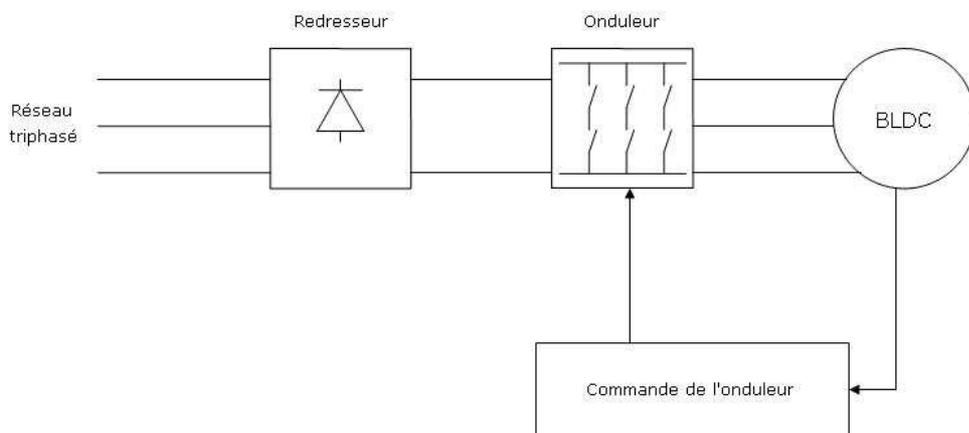


Figure 6.1 : Schéma de principe de la commande d'un BLDC

On remarque que, dans ce cas de figure, l'onduleur remplit deux fonctions :

- Il alimente les bobines du moteur à la fréquence souhaitée.
- En modulant la tension continue, il permet de modifier l'amplitude de la tension sur le moteur.

Il est donc nécessaire d'utiliser la méthode PWM, (**P**ulse **W**idth **M**odulation ; modulation en largeur d'impulsion) pour commander l'onduleur. Celle-ci consiste à faire varier le temps d'enclenchement des switchs de manière à obtenir le signal désiré. Dans le cas des machines synchrones autopilotées, cette méthode permet d'alimenter le moteur soit avec une tension sinusoïdale, soit avec une tension carrée mais d'amplitude plus faible que la tension continue alimentant l'onduleur.

Ainsi les switchs de l'onduleur doivent être capables de commuter à des fréquences de l'ordre de 20 KHz.

6.3 Terminologie

On distingue deux types de machines synchrones autopilotées à aimants permanents :

- Les machines synchrones à aimants permanents ⇒ **P**ermanent **M**agnet **S**ynchronous **M**achines (PMSM)
- Les machines à courant continu sans balais ⇒ **B**rushless **D**irect **C**urrent (BLDC)

La différence entre ces deux types de moteurs synchrones se trouve au niveau du rotor et plus particulièrement au niveau de la géométrie des pôles du rotor. Ainsi la tension induite produite par une machine de type PMSM sera sinusoïdale, tandis qu'elle sera plus ou moins trapézoïdale pour un BLDC.

On pourrait donc penser qu'un BLDC doit être obligatoirement commandé avec une tension carrée et qu'il faut fournir une tension sinusoïdale à un PMSM. Ce n'est pas le cas. Il est donc important de noter que l'on peut très bien utiliser un BLDC en utilisant une tension sinusoïdale et inversement un PMSM peut être commandé avec une tension carrée.

Remarque : Le vocabulaire concernant ces types de moteur n'est pas normalisé ! Cela peut prêter à confusion...

6.4 Tension induite et variation de couple

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$M_{em}(t) = \frac{i_{ph1}(t) \cdot u_{ind1}(t) + i_{ph2}(t) \cdot u_{ind2}(t) + i_{ph3}(t) \cdot u_{ind3}(t)}{\omega(t)}$$

Pour avoir un couple constant à une vitesse de rotation donnée, il faut que la somme du produit des courants et des tensions induites soit constante.

La tension induite d'une machine BLDC idéale est représentée à la Figure 6.2.

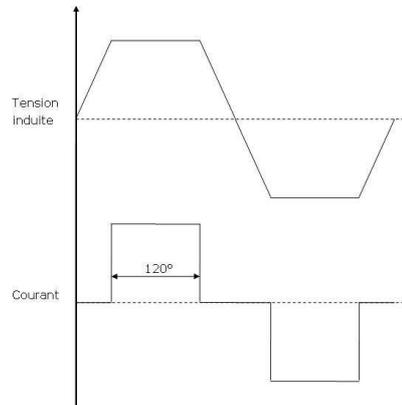


Figure 6.2 : Tension induite trapézoïdale et courant adéquat (cas idéal)

En théorie, il faut donc fournir à la machine un courant constant sur une durée de 120° pour garantir un couple constant.

En pratique les choses se compliquent un peu...

Tout d'abord, on ne peut pas produire une tension induite parfaitement trapézoïdale. En réalité, cette tension est « arrondie ». De plus même si il est possible de maintenir une tension induite quasiment constante pendant une durée proche de 120°, beaucoup de machines se contentent d'une tension constante d'une durée bien plus courte.

Ainsi la qualité de la tension induite fournie par la machine représente une première cause de la variation du couple.

On rencontre une autre difficulté au niveau de la forme du courant. En effet, ce dernier ne peut pas atteindre sa valeur finale en un temps infiniment court comme cela aurait été souhaitable. Ceci est dû à la nature inductive des enroulements du moteur qui limitent les variations de courant. Ce dernier augmentera donc avec une certaine pente.

Ainsi il faut être conscient que l'on rencontrera forcément une certaine variation du couple avec une machine de type BLDC.

7 NOUVELLE TOPOLOGIE

7.1 Généralités

La grande partie des pertes du circuit de commande classique d'une machine BLDC se situe au niveau de la commutation des switches de l'onduleur. En effet, ce type de pertes augmente avec la fréquence de commutation.

Afin d'améliorer le rendement, on utilise la méthode rectangulaire pour commander l'onduleur. Celle-ci permet de réduire considérablement la fréquence de commutation des switches. En effet, avec cette méthode, l'onduleur ne module plus la tension continue qui l'alimente afin de l'adapter aux besoins du moteur. Dans cette nouvelle topologie, l'onduleur ne joue plus qu'un seul rôle : celui d'alimenter les bobines dans le bon ordre et à la fréquence adéquate ! L'ordre de grandeur de celle-ci n'est alors que de quelques centaines de Hertz.

Il est tout de même nécessaire de pouvoir contrôler l'intensité du courant et de la tension alimentant le moteur afin d'obtenir la vitesse de rotation désirée. La tension disponible étant généralement la tension redressée du réseau triphasé, soit environ 560 V, il est impératif d'utiliser un circuit abaisseur de tension pour commander la machine.

Il faut donc abaisser la tension sur les phases de la machine tout en commandant l'onduleur avec la méthode rectangulaire. La Figure 7.1 représente le circuit permettant d'arriver à ce résultat.

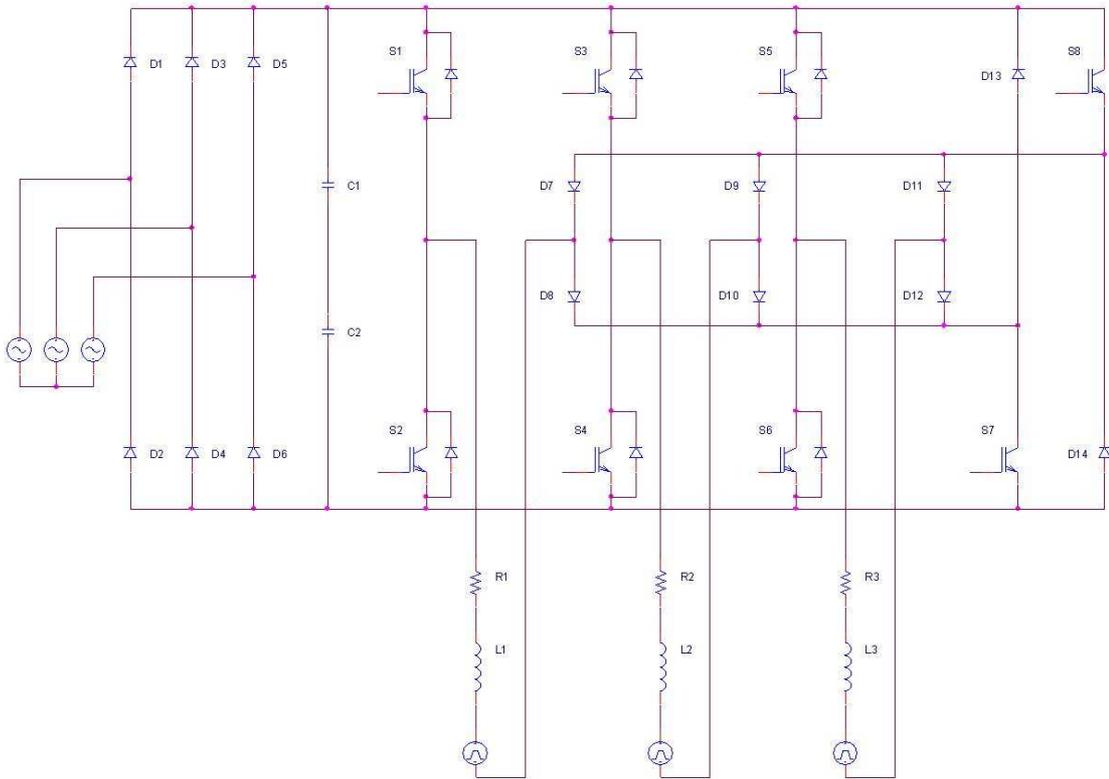


Figure 7.1 : Schéma électrique de la nouvelle topologie

Remarque : Les résistances R1 à R3, les inductances L1 à L3 ainsi que les trois sources de tensions pulsées représentent une machine BLDC.

7.2 Fonctionnement

7.2.1 Tension redressée et courant d'entrée

On redresse la tension du réseau triphasé à l'aide de six diodes en pont (D1 à D6). Comme cela a été dit plus haut, on souhaite injecter dans le moteur un courant qui soit constant pendant 120° . Cette forme de courant particulière permet non seulement de garantir un couple qui soit le plus constant possible, mais en plus elle permet de respecter les normes de compatibilité électromagnétique sans utiliser un circuit de type PFC (Power Factor Corrector). En effet, vu la puissance en jeu, on parvient à respecter ces normes en utilisant un filtre de réseau qui supprimerait uniquement les perturbations à hautes fréquences produites par la commutation des différents switches. Pour se faire, il est impératif que le réseau fournisse la totalité du courant nécessaire au fonctionnement de la machine en tout temps.

En d'autres termes, il est nécessaire de limiter la valeur des capacités situées après le pont redresseur (C1 et C2). Si celles-ci devaient être trop importantes, le réseau commencerait à fournir des pics de courant et il est probable que les normes EMC ne soient plus respectées.

A la sortie du redresseur, la tension n'est donc pas lissée. La Figure 7.2 représente la forme de la tension redressée.

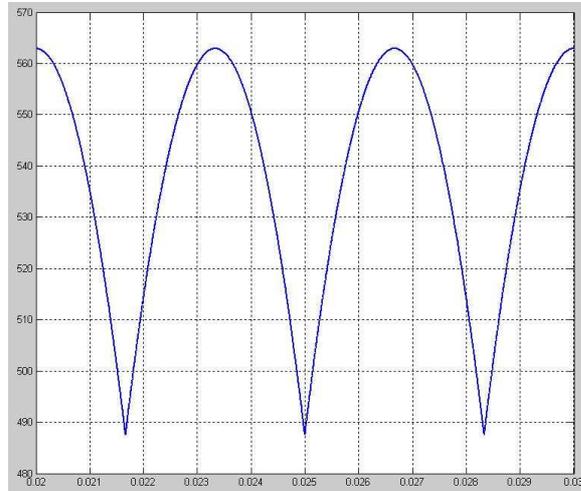


Figure 7.2 : Tension redressée

On remarque que cette tension ondule entre 487 V et 563 V.

Le circuit devant être dimensionné pour une puissance maximum de 3 kW, le courant continu d'entrée maximal vaut :

$$I_{DC\max} = \frac{P_{\max}}{U_{DC\min}} = \frac{3000}{487} = 6.1A$$

7.2.2 Onduleur, point neutre et abaisseurs de tension

Pour bien comprendre le reste du circuit, prenons l'exemple d'un courant circulant à travers l'enroulement L1 du moteur BLDC. Celui-ci doit tout d'abord circuler à travers le switch S1 puis entrer dans le pont de diodes formé par les diodes D7 à D12. On remarque que ce dernier fait en quelque sorte office de point neutre du moteur.

Ces six diodes obligent le courant à passer par le switch S7 si celui-ci est fermé. Si c'est le cas, on a une tension continue aux bornes de la bobine et le courant va augmenter linéairement selon :

$$i(t) = \frac{U_1 - U_2}{L} \cdot t$$

- avec
- U_1 : Tension redressée
 - U_2 : Tension induite du moteur
 - L : Inductance de l'enroulement
 - t : Temps

A présent, imaginons que l'on décide d'ouvrir le switch S7. La bobine est alors forcée d'évacuer l'énergie qu'elle a stockée à travers la diode D13 qui joue le rôle de roue libre. Le courant va donc diminuer linéairement selon :

$$i(t) = \frac{-U_2}{L} \cdot t$$

En faisant le même raisonnement avec le switch S8, on observe exactement le même comportement. La seule différence étant que le courant traversant S7 circule de manière positive dans la machine tandis que le courant traversant S8 y circule de manière négative.

Ainsi en plaçant deux capteurs de courant, l'un entre la diode D12 et le switch S7 et l'autre entre D11 et S8, on peut connaître la valeur du courant circulant positivement, respectivement négativement, dans les enroulements du moteur. Il ne nous reste donc plus qu'à commander S7 et S8 de manière appropriée et à une fréquence adéquate pour contrôler la valeur moyenne du courant qui aura alors la forme présentée à la Figure 7.3.

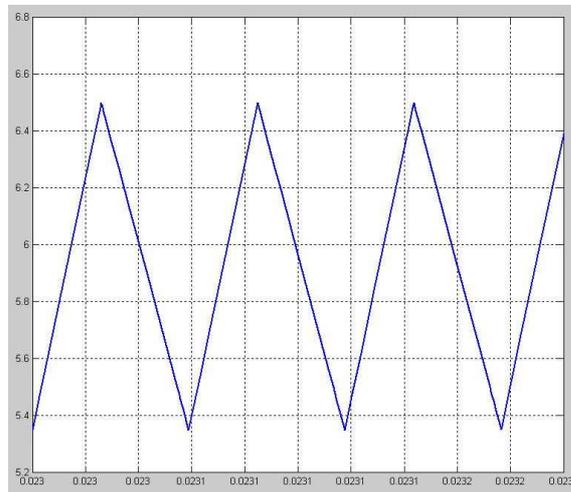


Figure 7.3 : Forme du courant régulé

S7 et S8 contrôlent donc la valeur moyenne du courant tout en abaissant la tension sur les phases du moteur !

Il reste tout de même deux autres cas à traiter. Reprenons l'exemple d'un courant positif circulant dans la phase 1 de la machine. Imaginons ensuite que le switch S1 s'ouvre. Si le switch S7 est fermé la bobine peut se décharger en injectant un courant qui traverserait ce switch ainsi que la diode roue libre du switch S2.

Si S7 est ouvert, la bobine doit se décharger en passant par la diode roue libre de l'abaisseur de tension (D13) jusqu'aux condensateurs d'entrée. Elle a également la possibilité de se décharger par le switch S8, si ce dernier est fermé, et d'injecter un courant dans un autre enroulement de la machine.

7.2.3 En résumé...

Les deux switches abaisseur de tension régulent le courant entrant dans l'onduleur et commutent donc à une fréquence relativement élevée. La répartition de ce courant dans les phases de la machine est assurée par les six switches de l'onduleur qui commutent à une fréquence nettement plus basse, de l'ordre de la centaine de Hertz.

En comparant ce circuit à la topologie classique, on peut faire les observations suivantes :

- Deux switches seulement commutent à une fréquence relativement élevée en lieu et place de six
- Les normes EMC sont respectées sans pour autant ajouter de PFC ou un filtre important
- Ajout de 8 diodes et de deux switches

Notons également que ce circuit ne contient aucune inductance !

8 SIMULATIONS

Une partie importante de ce projet de diplôme a été l'étude et l'analyse du circuit proposé.

L'utilisation du programme Matlab, Simulink a permis de tester les différentes possibilités offertes par la nouvelle topologie de commande. Ainsi les simulations présentées dans ce rapport ont été effectuées à l'aide de ce programme.

Les paramètres de simulation correspondent à la réalité. Le circuit est ainsi alimenté par un réseau triphasé 3 X 400 V. La charge représente une machine BLDC ayant 3 paires de pôle, une inductance de 7.86 mH et une résistance de 0.846 Ω . La tension induite de celle-ci est trapézoïdale et vaut 180 V à sa valeur maximale.

9 STRATÉGIE DE COMMANDE DES SWITCHS

9.1 Onduleur

Les six switches de l'onduleur doivent être commandés à l'aide de la méthode rectangulaire de manière à créer un champ tournant à l'intérieur de la machine. On dispose pour cela de trois méthodes.

9.1.1 6 steps, 120°

C'est la méthode la plus courante pour commander une machine BLDC. Elle consiste à créer un champ tournant en 6 étapes de 60° chacune. A chaque étape deux bobines seulement sont alimentées, comme on peut le voir sur la Figure 9.1. On parle de méthode à 120° car chaque bobine conduit le courant pendant 120° deux fois par période. A chaque étape, le champ magnétique du stator (représenté par un vecteur situé en dessous des bobines) avance de 60° électrique.

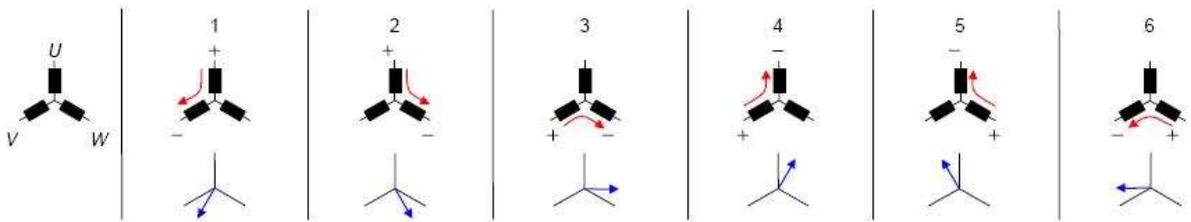


Figure 9.1 : Description de la méthode 6 steps, 120°

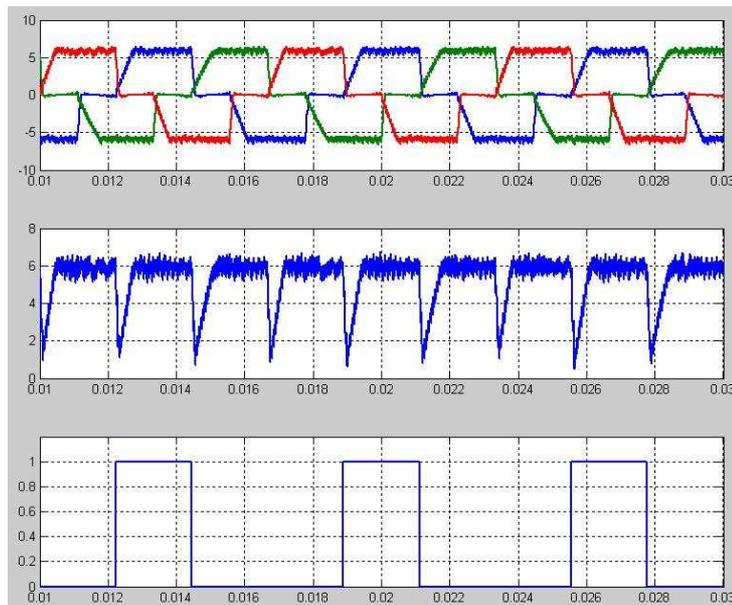


Figure 9.2 : Courants dans la machine, courant réglé et commutation du switch S1 avec la méthode 6 steps, 120°

Sur la Figure 9.2, on peut voir les trois courants de phase de la machine (en haut), ainsi que le courant régulé par un des deux switchs abaisseur de tension (au centre). Comme prévu les courants ne montent pas instantanément dans les enroulements du moteur à cause de l'inductance des bobines. A l'aide des équations vues un peu plus haut, on peut affirmer que ce phénomène est d'autant plus marqué que la valeur de la tension induite est importante.

Dans la partie inférieure de la figure, on voit le comportement du switch S1. Celui-ci commute à 150 Hz.

Cette méthode présente plusieurs avantages :

- La régulation du courant est relativement aisée puisqu'il suffit de donner une consigne constante au régulateur (dans cet exemple 6A).
- Seulement deux mesures de courant sont nécessaires.

9.1.2 12 steps

Cette méthode reprend les 6 étapes de la méthode précédente, mais en intercalant une étape supplémentaire entre chacune d'elles. Le but étant d'adoucir la rotation.

On constate que lors des étapes « intermédiaires » toutes les bobines sont alimentées. Chaque bobine conduit le courant pendant 150° deux fois par période. On remarque qu'à chaque étape, le champ magnétique du stator avance de seulement 30° électrique.

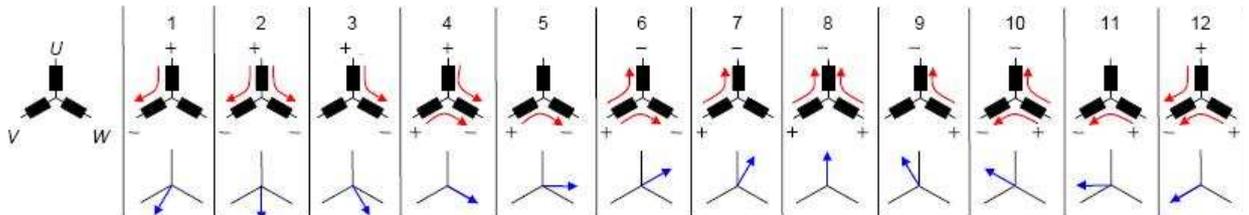


Figure 9.3 : Description de la méthode 12 steps

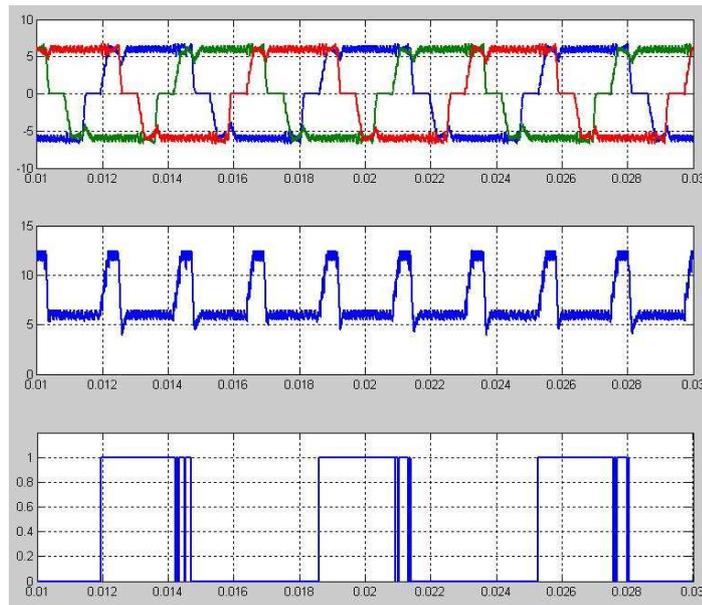


Figure 9.4 : Courants dans la machine, courant régulé et commutation du switch S1 avec la méthode 12 steps

La Figure 9.4 présente le résultat obtenu. L'intérêt de cette méthode réside dans le fait que l'on donne au courant plus de temps pour atteindre sa valeur finale. En effet, on n'observe plus « d'écarts » entre les courants de deux phases successives, bien que la tension induite soit toujours la même ($U_{ind} = 180 \text{ V}$).

Notons tout de même que la commande est un peu plus complexe avec cette méthode. En effet, la consigne doit être adaptée à chaque fois que deux phases conduisent le courant dans le même sens. De plus les switchs de l'onduleur participent eux aussi à la régulation, ce qui augmente quelque peu les pertes par commutation.

De plus, cette méthode nécessite l'emploi de 5 mesures de courant (deux pour les switchs des abaisseurs ainsi que trois autres pour chaque phase du moteur), ce qui augmente fortement le coût du circuit. Elle devrait néanmoins permettre d'augmenter le couple moyen et de réduire quelque peu les variations de ce dernier.

9.1.3 6 steps, 180°

Cette méthode consiste à utiliser uniquement les étapes paires de la méthode précédente. Toutes les bobines sont donc alimentées en permanence. On parle de méthode à 180° car chaque bobine conduit le courant pendant 180° électrique dans un sens et puis dans l'autre. Comme pour la méthode à 120°, le champ magnétique du stator avance de 60° électrique à chaque étape.

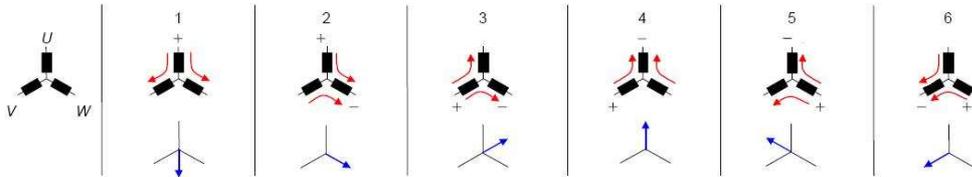


Figure 9.5 : Description de la méthode 6 steps, 180°

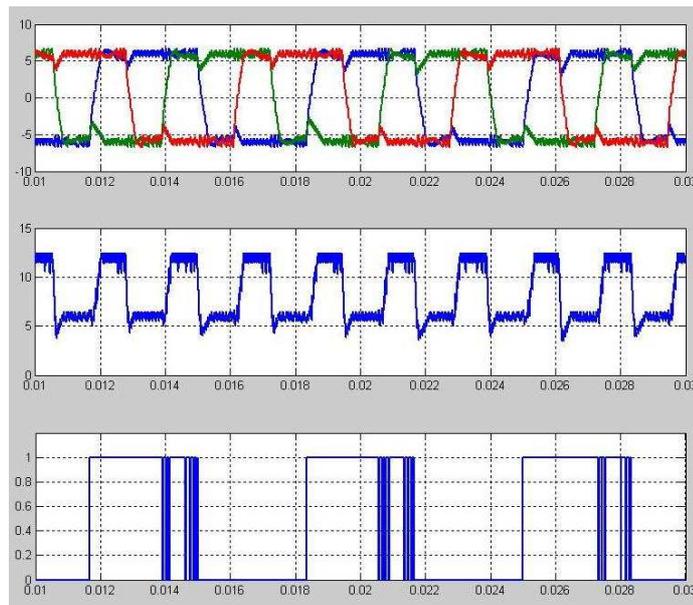


Figure 9.6 : Courants dans la machine, courant réglé et commutation du switch S1 avec la méthode 6 steps, 180°

Cette méthode n'est pas vraiment adaptée à notre application. En effet, les switches conduisent pendant la moitié du temps ce qui augmente les pertes par conduction. De plus on conserve les désavantages de la méthode 12 steps sans pour autant apporter d'améliorations. On constate également que le nombre de commutation de l'onduleur est plus élevé que pour les autres méthodes, comme on peut le voir sur la Figure 9.6.

9.2 Abaisseurs de tension

9.2.1 Taux de modulation et tension induite de la machine

Comme on l'a vu, ces deux switches contrôlent l'intensité du courant dans les phases du moteur. Afin d'éviter un court-circuit sur la tension redressée du réseau, il est important que ces derniers ne conduisent jamais en même temps. Pour se faire, on limite le taux de modulation à une valeur maximale de 50%. Ceci réduit donc la tension que l'on est capable d'appliquer sur une phase du moteur à $U_{DC}/2$.

Ce point est extrêmement important puisqu'il nous renseigne également sur la tension induite maximale que doit posséder la machine BLDC. En effet, pour faire augmenter le courant dans la machine, il est impératif que la tension fournie par le circuit soit plus importante que la tension induite de la machine. Comme on vient de le voir un peu plus haut, la tension redressée n'est pas constante puisqu'on utilise une capacité très faible. Au point le plus bas, sa valeur est de 487 V. Ainsi la tension induite maximale de la machine ne doit pas dépasser 243.5 V à la vitesse maximale.

La Figure 9.7 montre le résultat obtenu si ce point n'est pas respecté. (Tension induite = 260 V).

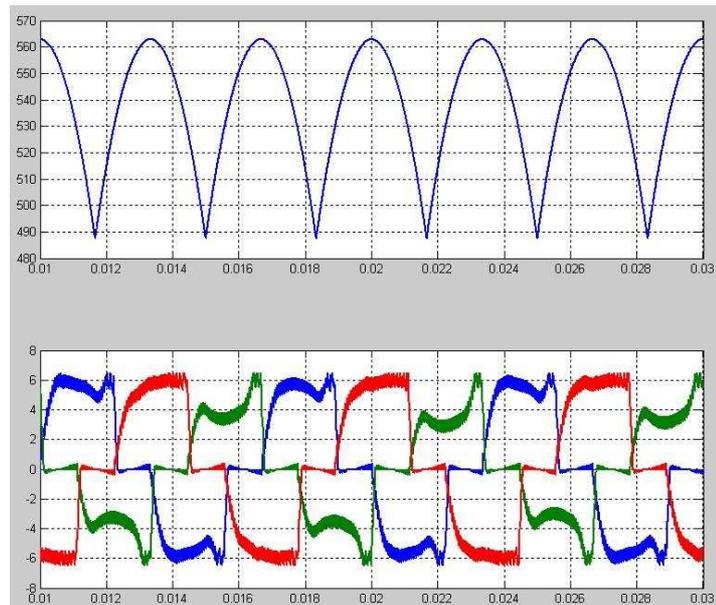


Figure 9.7 : Tension induite trop élevée et courants dans la machine

La courbe du haut représente la tension redressée disponible. En dessous, on trouve les courants dans les trois phases de la machine (phase 1 en rouge, phase 2 en vert et phase 3 en bleu). On observe au temps 0.022 que le courant dans la phase 2 est en train d'augmenter alors que la tension redressée est quasiment à son point le plus bas. Bien que le régulateur donne son maximum, le courant est forcé de se stabiliser à une valeur plus faible que la valeur de consigne jusqu'à ce que la tension augmente. On remarque également que le courant de la phase 3 diminue lorsque la tension disponible est au plus bas. Le courant de la première phase n'est quasiment pas touché par ce phénomène puisqu'il augmente toujours lorsque la tension est relativement élevée.

9.2.2 Fréquence de commutation

La fréquence de commutation est déterminée à l'aide de l'équation décrivant la diminution du courant lorsque la bobine se décharge.

$$\Delta i^- = \frac{U_2}{L} \cdot T_{off} = \frac{U_2}{L} \cdot (1-m) \cdot T = \frac{U_2}{L} \cdot (1-m) \cdot \frac{1}{f}$$

Ce qui revient à

$$f = \frac{U_2}{L \cdot \Delta i^-} \cdot (1-m)$$

avec $L = 7.86$ mH, inductance d'une bobine moteur

Δi^- , diminution du courant

$m = 0.5$, taux de modulation maximal

$U_2 = 245$ V, tension induite maximale de la machine

Ainsi en imposant Δi^- , on obtient la fréquence de commutation. Ce paramètre a été fixé à 1 A, ce qui donne une fréquence de 15.6 kHz. Afin d'avoir une marge de sécurité on commute à 20 kHz.

10 COURANTS SINUSOÏDAUX

Dans certaines applications, notamment lorsque l'on désire réguler la position de la machine, il est préférable d'utiliser des courants sinusoïdaux. Ce qui suit présente deux méthodes pour parvenir à ce résultat.

10.1 Méthode sinusoïdale à consigne constante

Avec cette méthode, les deux switches abaisseur de tension jouent exactement le même rôle que dans la méthode 6 steps, 120°. Ils fixent la valeur du courant à une valeur constante. Ce sont les switches de l'onduleur qui commutent afin d'obtenir la forme désirée. La Figure 10.1 montre le résultat obtenu.

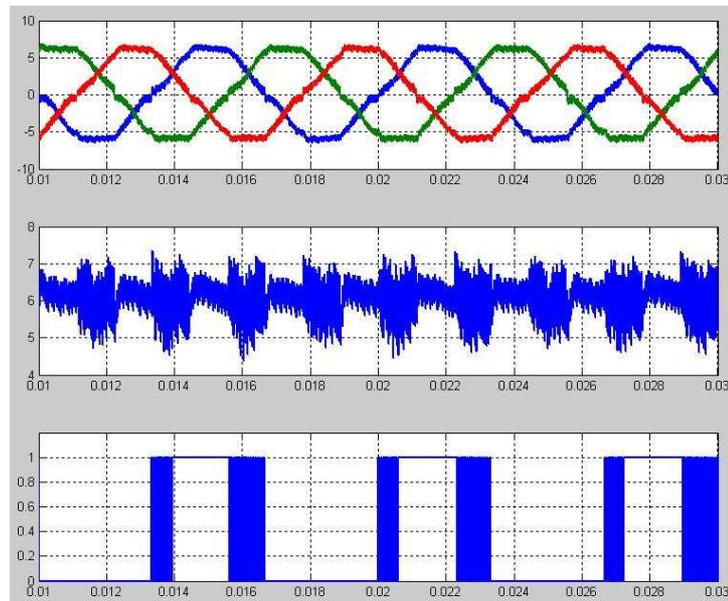


Figure 10.1 : Courants dans la machine, courant régulé et commutation du switch S1 avec la méthode sinusoïdale à consigne constante

On voit que cette méthode permet d'obtenir une forme de courant tout à fait acceptable. Néanmoins le nombre de commutation des switches de l'onduleur est élevé, comme on peut le voir sur la dernière partie de la figure. Ceci est bien évidemment néfaste au niveau des pertes de commutation.

10.2 Méthode sinusoïdale à consigne variable

Pour améliorer la forme du courant sans perdre plus de puissance, il faut changer quelque peu la façon de travailler des switchs abaisseur de tension. En effet, ces derniers commutent de toute façon à environ 20 kHz et on ne peut donc pas diminuer la puissance perdue par ces éléments. Par contre il est possible de les faire travailler plus efficacement ! Au lieu de donner une consigne constante, on fournit aux switchs de l'abaisseur une consigne qui soit un peu plus adaptée.

En effet, en donnant au régulateur de courant une consigne correspondant à l'addition des trois alternances positives, respectivement négatives d'un système triphasé, on laisse le soin aux switchs abaisseur de tension de s'occuper de la majeure partie de la régulation. L'onduleur ne commute alors que lorsque cela est vraiment nécessaire, c'est-à-dire en début et en fin de conduction.

La Figure 10.2 correspond à la consigne à fournir au régulateur.

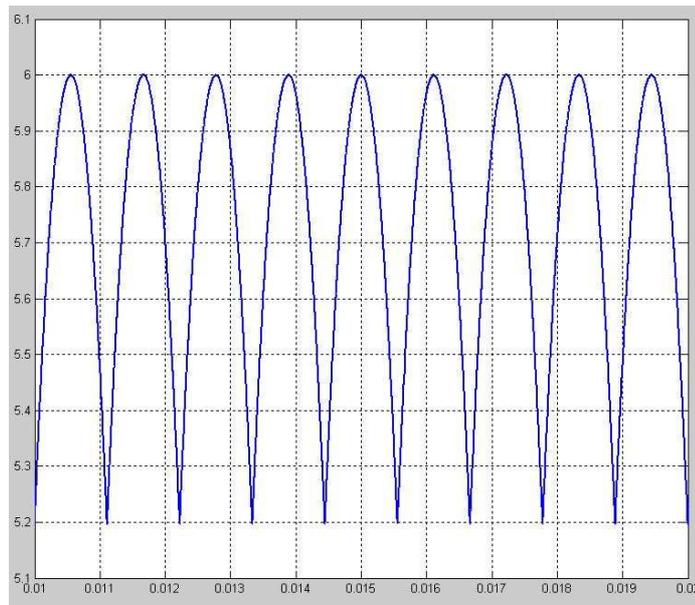


Figure 10.2 : Consigne variable

Le résultat obtenu est représenté à la Figure 10.3. On remarque une diminution du nombre de commutation du switch de l'onduleur par rapport à la méthode précédente. De plus la forme des courants est de meilleure qualité.

Pour cette simulation, le temps de commutation de l'onduleur a été limité à 40° au début et à la fin de l'alternance.

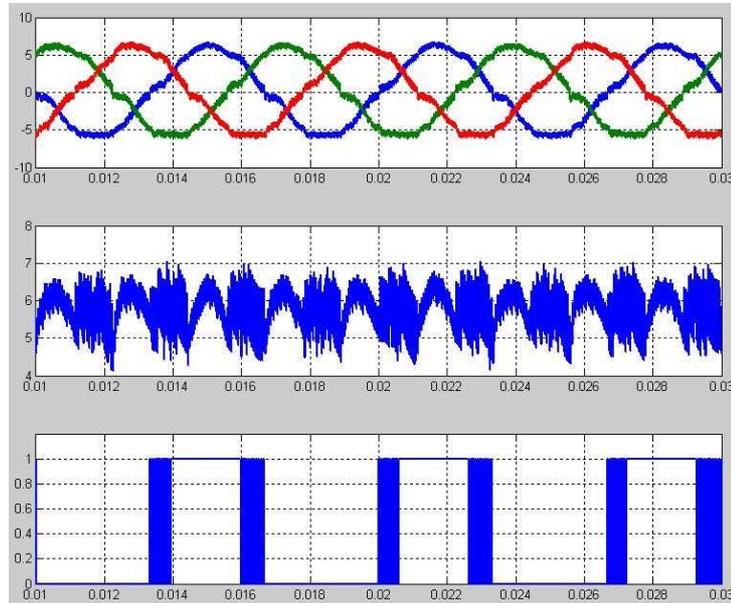


Figure 10.3 : Courants dans la machine, courant régulé et commutation du switch S1 avec la méthode sinusoïdale à consigne variable

11 CHOIX DES COMPOSANTS DE PUISSANCE

11.1 Généralités

Il existe deux sortes de pertes dans les composants électroniques :

- Les pertes par conduction
- Les pertes par commutation

L'objectif de ce projet étant l'amélioration du rendement du système de commande, le choix des composants doit tenir compte en priorité de ces deux facteurs de pertes. Il est cependant nécessaire de prendre en considération le prix et la disponibilité des composants. En effet, un circuit possédant un excellent rendement mais coûtant un prix exorbitant ne serait d'aucune utilité. De plus, le temps à disposition pour la réalisation de ce travail de diplôme étant limité, il est impératif de choisir des composants livrables dans les meilleurs délais.

11.1.1 Pertes par conduction

Les pertes par conduction représentent les pertes dues au passage du courant à travers le composant. Elles se calculent à l'aide de la formule suivante :

$$P_{conduction} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u(t) \cdot i(t) \cdot dt$$

Dans notre cas, c'est le point de fonctionnement de la machine qui détermine le courant traversant le composant. Afin de diminuer ce type de pertes, il est donc nécessaire d'agir sur la chute de tension instantanée qui apparaît aux bornes de l'élément. Ceci est réalisé en surdimensionnant les semi-conducteurs.

Si l'on prend l'exemple d'un IGBT, on peut dire que les fabricants essaient d'avoir une chute de tension aux bornes de l'élément de l'ordre de 1.6 V à 2 V lorsque son courant nominal le traverse. En utilisant ce composant en dessous de son courant nominal, on a logiquement une tension plus faible à ses bornes et donc une perte moins importante.

Il faut néanmoins être conscient que surdimensionner les composants augmente fortement le coût du circuit.

11.1.2 Pertes par commutation

Les pertes par commutation représentent la puissance perdue lors de la mise en conduction ou lors du blocage des switches. Elles sont données par l'expression suivante :

$$P_{commutation} = f_{commutation} \cdot (E_{on} + E_{off})$$

avec $f_{commutation}$: fréquence de commutation

$E_{on, off}$: Valeurs fournies par le fabricant représentant les pertes d'énergie lors du passage à l'état de conduction, respectivement de blocage

11.2 Switchs de l'onduleur

La commande de l'onduleur évolue fortement selon la méthode de commande utilisée. D'une part, le temps de conduction des switchs change d'une méthode à l'autre et d'autre part l'onduleur est amené à commuter à 20 kHz pendant un certain temps suivant la méthode de commande.

Le tableau suivant présente les différences entre les méthodes :

Méthode	Temps de conduction	Commutation à 150 Hz	Commutation à 20 kHz
6 steps, 120°	120°	100 %	0%
12 steps	150°	83.3 %	16.7 %
6 steps, 180°	180°	66.7 %	33.3 %
Sinus	90°	77.8 %	22.2 %

En utilisant les différents paramètres du tableau dans la formule suivante, on parvient à calculer les pertes sur l'onduleur :

$$P = \left(I_{\max} \cdot V_{CE} \cdot \frac{t_{\text{conduction}}}{360^\circ} + E_{\text{tot}} \cdot \left(\frac{T_1}{100} \cdot 150 + \frac{T_2}{100} \cdot 20 \cdot 10^3 \right) \right) \cdot 6$$

La fréquence de 150 Hz correspond à une vitesse de 3000 tours par minute pour un moteur BLDC possédant 3 paires de pôle. T_1 et T_2 correspondent au pourcentage de commutation à 150 Hz, respectivement 20 kHz.

En ce qui concerne la méthode sinusoïdale, le switch conduit réellement pendant 180°. Mais contrairement aux autres méthodes, le courant qui y circule est sinusoïdal. La puissance perdue vaut donc approximativement 1/4 de la puissance perdue avec un courant de forme carrée. Notons que c'est la méthode sinusoïdale à consigne variable qui est présentée ici.

Le composant retenu est l'IGBT IKW25N120T2 fabriqué par INFINEON (voir Références [1]), dont voici quelques caractéristiques :

- 1200 V / 25 A
- V_{CE} à 6 A = 1,1 V
- E_{tot} à 6 A = 1.4 mJ
- $R_{\text{thJA}} = 40$ [°K/W], $R_{\text{thJC}} = 0.43$ [°K/W], $R_{\text{thCS}} = 0.2$ [°K/W]
- 3.44 .- pour une commande supérieure à 2000 pièces

Au niveau des pertes, on a :

Méthode	Perte sur l'onduleur [W]
6 steps, 120°	14.46
12 steps	45.55
6 steps, 180°	73.34
Sinus	48.21

On voit que la puissance perdue augmente rapidement dès que l'on commence à commuter. Néanmoins la faible chute de tension aux bornes du composant permet de limiter les pertes par conduction et ainsi avoir un résultat tout à fait acceptable.

11.3 Switch des abaisseurs de tension

Au niveau des abaisseurs, la fréquence de commutation est constante et vaut 20 kHz. On doit donc s'attendre à des pertes de commutation bien plus élevée que pour l'onduleur.

Le temps de conduction maximal des switch est lui aussi constant et ne dépend donc pas de la méthode de commande utilisée. En effet, c'est le taux de modulation maximal (50%) qui fixe le temps de conduction. On doit donc diviser par deux la puissance instantanée pour trouver la puissance perdue sur le switch. On a ainsi :

$$P = \left(\frac{I_{\max} \cdot V_{CE}}{2} + f \cdot E_{tot} \right) \cdot 2$$

Le composant retenu est l'IGBT IRG4PF50WPBF fabriqué par International Rectifier (voir Références [2]), dont voici quelques caractéristiques :

- 900 V / 28 A
- V_{CE} à 6 A = 1.6 V
- E_{tot} à 6 A = 600 μ J
- $R_{thJA} = 40$ [$^{\circ}$ K/W], $R_{thJC} = 0.64$ [$^{\circ}$ K/W], $R_{thCS} = 0.24$ [$^{\circ}$ K/W]
- 2.85 EUR pour une commande supérieure à 25 pièces, soit environ 4.3 .-

Ce qui nous donne une puissance de 33.6 W perdue sur les deux switchs abaisseur de tension pour toutes les méthodes.

11.4 Diodes point neutre

Ces diodes possèdent le même temps de conduction que les switchs de l'onduleur. Ce type de composants n'étant pas sujet aux pertes de commutation, on a :

$$P = I_{\max} \cdot V_f \cdot \frac{t_{conduction}}{360^{\circ}} \cdot 6$$

Comme on l'a observé lors de l'analyse du circuit, ces diodes ne conduisent pas un courant à haute fréquence, il n'est donc pas nécessaire de choisir une diode rapide. Pour la même raison, les pertes dynamiques peuvent être négligées.

Le composant retenu est la diode DSI45-12A fabriqué par IXIS (voir Références [3]), dont voici quelques caractéristiques :

- 1200 V / 48 A
- V_F à 6 A = 0.65 V
- $R_{thJA} = 40$ [°K/W], $R_{thJC} = 0.55$ [°K/W], $R_{thCS} = 0.2$ [°K/W]
- 2.7.- pour une commande supérieure à 25 pièces

Ce qui nous donne au niveau des pertes :

Méthode	Perte sur le point neutre [W]
6 steps, 120°	7.8
12 steps	9.75
6 steps, 180°	11.7
Sinus	5.85

11.5 Diodes redresseur

Le courant fourni par le réseau étant réparti équitablement dans les trois phases, on peut dire que ces éléments conduisent le courant un tiers du temps. Tout comme les diodes du point neutre, ces composants n'ont pas besoin d'être rapides. Ces éléments devant répondre aux mêmes exigences que les diodes du point neutre, il est logique d'utiliser le même composant, c'est-à-dire la diode DSI45-12A fabriqué par IXIS.

Les pertes se calculant de la même manière qu'au point précédent, on trouve une perte totale de 7.8 W pour les six diodes du redresseur.

11.6 Diodes roue libre

Tout comme les switchs des abaisseurs de tension, le temps de conduction maximal est limité par le taux de modulation. On a donc :

$$P = \frac{I_{\max} \cdot V_f}{2} \cdot 2 = I_{\max} \cdot V_f$$

Dans ce cas de figure, il est nécessaire de choisir une diode rapide. En effet, le courant circule à travers la diode à une fréquence de 20 kHz. Le composant doit donc être capable de passer de l'état de conduction à celui de blocage le plus rapidement possible afin de limiter le courant inverse et donc les pertes. En d'autres termes, le temps de recouvrement inverse (reverse recovery time ; t_{rr}) doit être le plus faible possible.

Le composant retenu est la diode DSEI-30 10A fabriqué par IXIS (voir Références [4]), dont voici quelques caractéristiques :

- 1000 V / 30 A
- V_F à 6 A = 1.4 V
- $R_{thJA} = 35$ [°K/W], $R_{thJC} = 0.9$ [°K/W], $R_{thCS} = 0.25$ [°K/W]
- 8.35.- pièce

Ce qui nous donne une perte totale de 7.8 W pour les deux diodes roue libre de l'abaisseur. Cette puissance n'inclut pas les pertes dynamiques sur la diode lors des changements d'état. Ce type de pertes dépend évidemment de la diode utilisée, mais également du reste du circuit. Pour cette raison, il est difficile d'estimer les pertes totales sur ce composant.

11.7 Condensateurs

Les condensateurs formant le demi-pont n'occasionnent aucune perte mais font néanmoins partie du circuit de puissance. Comme on l'a vu, ces derniers sont indispensables au bon fonctionnement du circuit. Ils récupèrent l'énergie stockée dans les enroulements de la machine lorsque ceux-ci se déchargent et la réinjectent par la suite. La valeur de ces capacités est ainsi très importante. En effet, pour se décharger, l'inductance de la machine injecte un courant dans les condensateurs, ce qui fait augmenter la tension selon :

$$u_C = \frac{1}{C} \cdot \int i_C(t) \cdot dt$$

Ainsi la tension aux bornes d'une capacité trop faible atteindrait rapidement une valeur capable de détruire le circuit !

La valeur de cette capacité a été fixée à 2.2 μ F (deux demi-pont en parallèle, composé chacun de deux condensateurs de 2.2 μ F en série). Les calculs du dimensionnement se trouvent en Annexes au point 1 : Condensateurs d'entrée

L'élément retenu est le condensateur PHB1404220KHS fabriqué par ICEL (voir Références [5]), dont voici quelques caractéristiques :

- 400 V, 10.5 A_{RMS}
- 2.2 μ F
- $du/dt = 55$ V/ μ s
- 121 A_{peak}
- 2.65.- pièce

11.8 Constatations

11.8.1 Pertes

En additionnant les pertes des différents éléments, on obtient le tableau suivant :

Méthode	Perte [W]	Pourcentage sur 3 kW [%]
6 steps, 120°	72.06	2.40
12 steps	105.10	3.50
6 steps, 180°	134.84	4.49
Sinus	103.86	3.46

La méthode 6 steps, 120° est la meilleure méthode au niveau du rendement, alors que la méthode 6 steps, 180° donne le plus mauvais résultat. Les deux autres méthodes sont comparables et ont un rendement tout à fait acceptable.

11.8.2 Prix

Le prix des composants évolue en fonction de la quantité commandée. Ce dernier a ainsi été calculé de manière à avoir le cas le plus défavorable, c'est-à-dire le cas où l'on ne commande que la quantité nécessaire à la réalisation d'un seul circuit.

On obtient un total de 105.- CHF pour la partie puissance.

12 CALCULS THERMIQUES

Les schémas équivalents utilisés pour calculer l'augmentation de température des différents éléments, avec et sans refroidisseur sont représentés à la Figure 12.1.

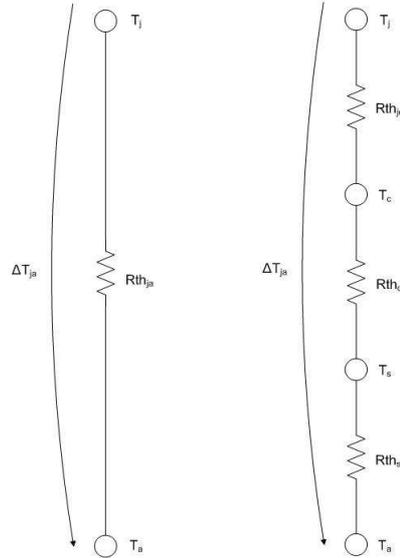


Figure 12.1 : Schéma thermique équivalent sans refroidisseur (à gauche) et avec refroidisseur (à droite)

L'objectif étant de connaître l'augmentation de température de la jonction afin de déterminer le besoin et la qualité du refroidisseur. On utilise donc la relation :

$$\Delta T_{JA} = Pertes \cdot R_{thJA}$$

Pour connaître la température maximale de l'environnement on fait le calcul suivant :

$$T_{amb.max} = T_{Jmax} - \Delta T_{JA}$$

Les différents composants utilisés ont tous une température de jonction maximale de 150°C, exceptés les switches de l'onduleur qui ont une température de jonction maximale de 175°C. Pour garder une marge de sécurité, tous les calculs ont été effectués avec une température de jonction maximale plus faible de 25°C que celle indiquée par les fabricants.

Sans refroidisseur, on a le résultat suivant :

Composant	Pertes sur l'élément [W]	ΔT_{JA} [°C]	$T_{amb.max.}$ [°C]
Switch de l'onduleur	8	321.422	-171
Switch abaisseur	16.8	672	-547
Diode point neutre	1.625	65	60
Diode redresseur	1.3	52	73
Diode roue libre	4.2	168	-43

Un refroidisseur est donc indispensable pour les switches de l'onduleur, des abaisseurs de tension ainsi que pour les diodes roue libre !

L'augmentation de température avec un refroidisseur se calcule de la façon suivante :

$$\Delta T_{JA} = Pertes \cdot (R_{thJC} + R_{thCS} + R_{thSA})$$

Le refroidisseur disponible est le SK100 fabriqué par FISCHER ELEKTRONIK. Sa résistance thermique vaut 1 °K/W (voir Références [6]). Comme on peut le voir dans le tableau suivant, ce dernier fait parfaitement l'affaire.

Composant	Pertes sur l'élément [W]	ΔT_{JA} [°C]	$T_{amb.max.}$ [°C]
Switch de l'onduleur	8	13	137
Switch abaisseur	16.8	31.6	93.4
Diode point neutre	1.625	2.84	122.16
Diode redresseur	1.3	2.28	122.72
Diode roue libre	4.2	8.4	116.6

13 AIDE À LA COMMUTATION

Pour réduire les pertes par commutation sur les switches abaisseur de tension, il est nécessaire d'ajouter le circuit d'aide à la commutation présenté sur la Figure 13.1.

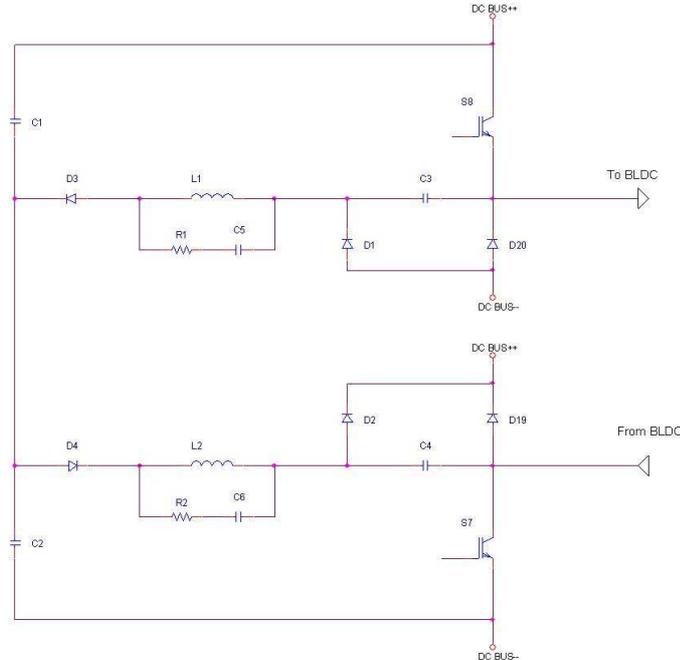


Figure 13.1 : Circuit d'aide à la commutation

On remarque qu'il y a en fait un circuit d'aide à la commutation pour chaque switch. On utilise ainsi un pont capacitif (C1 et C2) pour diviser la tension redressée par deux.

Ce circuit va réduire les pertes par commutation lors du blocage de l'IGBT. Il fonctionne en deux étapes. Lorsque le switch est fermé, le circuit résonnant composé de L1 et C3 (respectivement L2 et C4) est alimenté en continu, ce qui provoque la charge du condensateur. Cette étape est interrompue par la diode D3 qui bloque lorsque le courant dans le circuit résonnant devient négatif.

Le condensateur ne pourra se décharger que lors du blocage de l'IGBT. En effet, à ce moment il pourra injecter un courant dans la machine BLDC grâce à la diode D1. La tension aux bornes du condensateur diminuera linéairement tandis que la tension sur le switch augmentera avec la même pente. Il faut noter que, lors de l'augmentation de cette tension, aucun courant ne circule dans le switch puisque c'est le condensateur qui fournit le courant aux enroulements de la machine. On ne perd donc pas de puissance sur l'IGBT !

En plus de son rôle d'aide à la commutation, ce circuit permet de protéger les switches abaisseur de tension d'une surtension. On rencontre ce phénomène lors de la commutation au blocage. Les semi-conducteurs de puissance sont très sensibles aux surtensions. Un seul dépassement de la tension maximale de blocage, même pendant un temps très court, suffit à détruire le composant. En règle générale, on choisit des composants pouvant supporter ces surtensions. C'est ce qui a été fait pour la plupart des composants de ce circuit. En effet, ils peuvent supporter une tension de 1000 V à 1200 V alors qu'en fonctionnement normal, ils ne doivent bloquer qu'une tension inférieure à 600 V.

Le fonctionnement détaillé de ce circuit est présenté en Annexe au point 2 : Aide à la commutation.

14 RÉALISATION DU CIRCUIT DE COMMANDE

14.1 Généralités

La schématique se trouve en Annexe au point 3 : Schématique.

Le routage de la carte a été réalisé par M. Carmin Arcudi.

14.2 Circuit de puissance

Le circuit de puissance est représenté aux pages Grid Rectifier, Bucks, Inverter, Neutral Point.

14.3 Buffer de courant

14.3.1 Plage de mesure

Cinq mesures de courant sont nécessaires au fonctionnement du circuit. Deux pour les abaisseurs de tension et trois autres pour chacune des phases du moteur. Les capteurs utilisés sont les LTSR 6-NP fabriqués par LEM (voir Références [7]). Ceux-ci ont l'avantage de fournir un signal bien protégé des perturbations extérieures.

La relation entre le courant réel et la tension de sortie du capteur est :

$$u_{out} = \frac{0.625}{I_N} \cdot i$$

avec U_{out} : Tension fournie par le capteur

I_N : Courant nominal (ici 6A)

i : courant mesuré

Cette tension attaque l'amplificateur différentiel représenté sur la Figure 14.1.

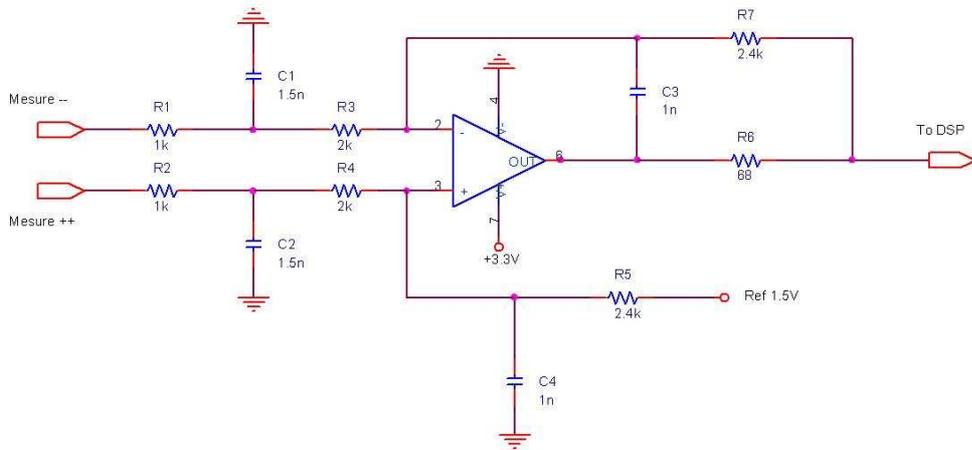


Figure 14.1 : Amplificateur différentiel pour la mesure des courants

Le gain de ce montage a été fixé à :

$$Gain = \frac{R7}{R1 + R3} = \frac{2.4k}{1k + 2k} = 0.8$$

Les entrées analogiques du DSP travaillant entre 0 et 3 V, il a été nécessaire de placer un shift de 1.5V sur la mesure, afin de pouvoir traiter l'alternance négative du courant.

Ainsi, en multipliant le gain du capteur avec celui de l'amplificateur et en prenant compte du shift, on a la plage de mesure suivante :

Courant réel		DSP
6 A	=>	2 V
2 A	=>	1.67 V
0 A	=>	1.5 V
-2 A	=>	1.33 V
-6 A	=>	1 V

Remarque : Le shift de 1.5 V est présent sur toutes les mesures, même sur les deux courants régulés par les abaisseurs, bien que ceux-ci ne soient jamais négatifs. En effet, lorsque le DSP est amené à réguler un courant de faible intensité, il est préférable qu'il travaille avec une tension proche de 1.5 V plutôt qu'une tension proche de 0 V.

14.3.2 Bande passante

Les fréquences de coupure d'entrée et de sortie du filtre se calculent de la façon suivante :

$$f_{Cin} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{R1 \cdot R3}{R1 + R3} \cdot C1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{1 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3} \cdot 1.5 \cdot 10^{-9}} = 159.3kHz$$

$$f_{Cout} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R7 \cdot C3} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2.4 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-9}} = 66.3kHz$$

Dans ce cas, le rôle des filtres est simplement d'éliminer les perturbations. En effet, il est nécessaire de garder une bande passante relativement élevée pour conserver une régulation de qualité.

14.4 Buffer de tension

14.4.1 Plage de mesure

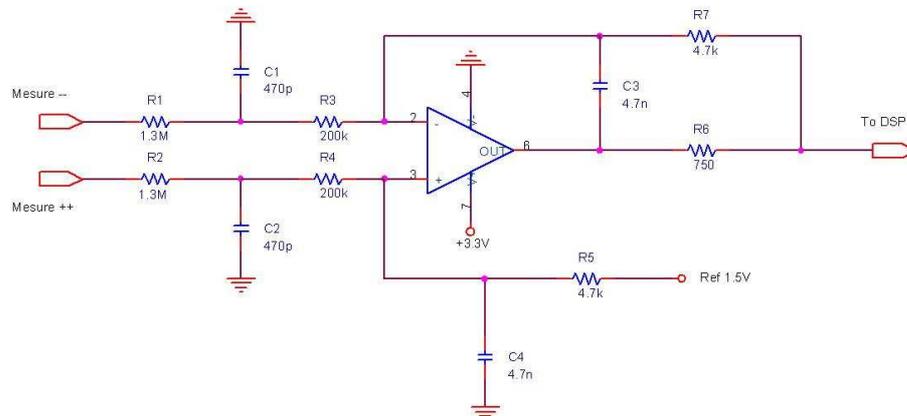


Figure 14.2 : Amplificateur différentiel pour la mesure des tensions

Le gain de ce montage vaut :

$$Gain = \frac{R7}{R1 + R3} = \frac{4.7k}{1.3M + 200k} = \frac{1}{319.15} \cong \frac{1}{320}$$

En ce qui concerne les tensions de phase du moteur, un shift de 1.5 V et à nouveau nécessaire afin de traiter les valeurs négatives. On a donc :

Tension réelle	=>	DSP
400 V	=>	2.75 V
280 V	=>	2.375 V
100 V	=>	1.82 V
0 V	=>	1.5 V
-100 V	=>	1.188 V
-280 V	=>	0.625 V
-400 V	=>	0.25 V

La tension redressée n'étant en aucun cas négative et n'étant pas régulée par le DSP, il n'est pas nécessaire de placer un shift sur la mesure. Le gain restant le même, on a :

Tension réelle	=>	DSP
960 V	=>	3 V
560 V	=>	1.75 V
200 V	=>	0.625 V
0 V	=>	0 V

14.4.2 Bande passante

La mesure sur les tensions de phases de la machine doit impérativement être filtrée. En effet celle-ci a la forme suivante :

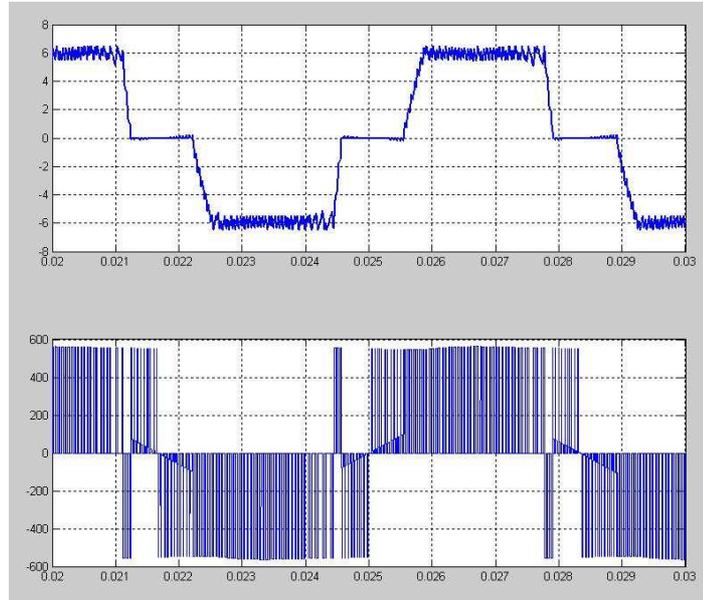


Figure 14.3 : Courant (en haut) et tension dans la phase 1 (en bas)

Cette tension est pulsée à une fréquence de 20 kHz. On fixe donc la fréquence du filtre d'entrée à 2 kHz, soit une décade plus bas, afin de ne garder que la valeur moyenne de la tension.

$$C1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{R1 \cdot R3}{R1 + R3} \cdot f_{cin}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{1.3 \cdot 10^6 \cdot 200 \cdot 10^3}{1.3 \cdot 10^6 + 200 \cdot 10^3} \cdot 2 \cdot 10^3} = 459 \text{ pF}$$

On prend donc un condensateur de 470 pF.

La mesure des tensions redressées n'a pas besoin d'être filtrée. La fréquence de coupure du filtre vaut 13.5kHz.

La fréquence du filtre de sortie est fixée à 7.2 kHz pour toutes les mesures de tension.

14.5 Overload

Afin de détecter rapidement un courant trop important qui pourrait endommager le circuit, on utilise le système suivant :

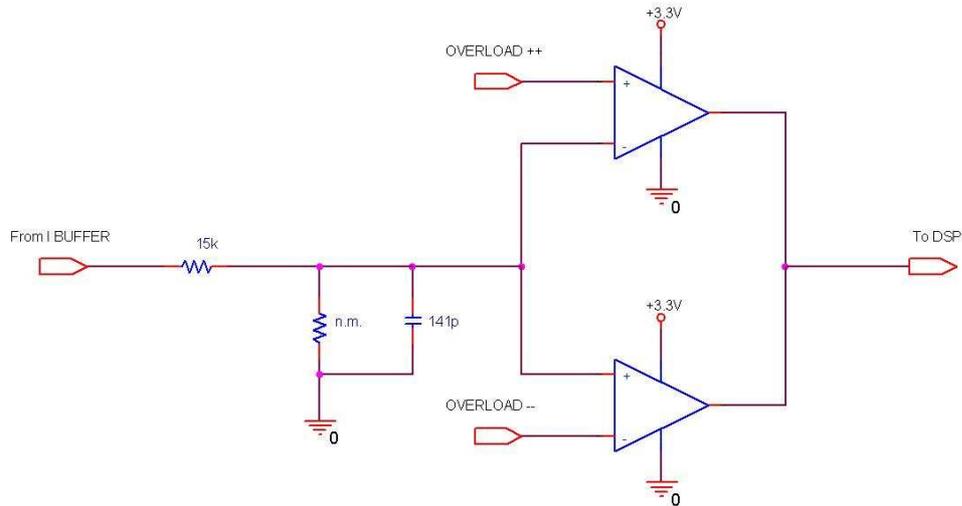


Figure 14.4 : Overload

La fréquence de coupure du filtre est fixée à 75 kHz afin de limiter les perturbations tout en conservant la bande passante de la mesure.

Trois cas peuvent se présenter :

Etat de la mesure	Sortie vers DSP
Mesure > Overload ++	0
Overload -- < Mesure < Overload ++	1
Mesure < Overload --	0

Le signal envoyé au DSP est donc actif à l'état bas.

14.6 Alimentations

Plusieurs niveaux de tension sont nécessaires au fonctionnement du circuit :

5 V : Alimentation des capteurs de courant, des drivers des sondes de Hall et de la carte DSP.

24 V : Alimentation des drivers des switches. Il est nécessaire d'avoir 5 alimentations séparées car les émetteurs des switches ne sont pas tous connectés au même potentiel.

3.3 V analogique : Alimentation des ICs.

3.3 V digital : Alimentation de l'encodeur.

3 V : Tension de référence. Utilisée pour régler le niveau des overloads.

1.5 V : Tension de référence. Utilisée pour le shift sur les mesures.

Remarque : Il est nécessaire de séparer les masses digitales et analogiques. En effet, le 3.3 V digital est utilisé pour commander les switches et est donc utilisé à une fréquence de 20 KHz. Les nombreux changements de niveaux perturberaient la masse analogique.

Ainsi une alimentation de laboratoire alimente le circuit en 15 V et 5 V. La tension 15 V est convertie en 24 V par 5 convertisseurs DC/DC (voir External Alim). La tension 5 V alimente directement la carte DSP et c'est cette dernière qui fournit les tensions 3.3 V analogiques et digitales ainsi que les références 3 V et 1.5 V.

L'utilisation de plusieurs convertisseurs DC/DC alimentés par une alimentation de laboratoire ne représente pas une solution optimale. En effet, il aurait été préférable d'utiliser un convertisseur de type « Flyback ». Néanmoins, la méthode utilisée a le mérite d'être simple et bien plus rapide à mettre en œuvre.

14.7 Alimentation des drivers

Ne disposant que d'une tension de 24 V, il est nécessaire d'utiliser deux diodes Zener pour alimenter les drivers en +15 V et -5.1 V afin de s'assurer de la conduction, respectivement du blocage des IGBTs.

Il est alors nécessaire de dimensionner correctement la résistance à placer entre la source de tension et les diodes afin de limiter le courant et ainsi limiter les pertes.

Dans notre cas, un courant minimum de 5mA doit circuler à travers les diodes Zener pour s'assurer une tension de 20.1 V à leurs bornes. De plus, 8 mA sont nécessaire à l'alimentation des drivers. Un courant minimum de 13 mA doit donc être fourni par la source 24 V. Dans le cas typique on trouve une chute de tension de 3.9 V sur la résistance. Avec une valeur de 220 Ω , on a un courant de 17 mA.

La résistance R118 est plus faible puisqu'elle alimente 4 drivers.

14.8 Commande des switches

On doit isoler galvaniquement le circuit de commande et le circuit de puissance. Pour ce faire, on utilise un optocoupleur pour chaque switch. Celui-ci est commandé par le DSP.

Pour calculer les valeurs des différentes résistances, il faut connaître le courant que peut fournir le driver. Dans notre cas, nous utilisons le TLP 251 fabriqué par TOSHIBA. Ce dernier est capable de fournir un courant de 250 mA (valeur typique).

Pour la résistance d'enclenchement on a donc :

$$R_{ON} = \frac{U_{ON}}{I_{typ}} = \frac{15}{0.25} = 60\Omega$$

On prend $R_{ON} = 68 \Omega$.

Durant la phase de déclenchement, la capacité de l'IGBT se vide au travers des deux résistances. On a donc :

$$R_{OFF} = \frac{R_{ON} \cdot U_{OFF}}{R_{ON} \cdot I_{typ} - U_{OFF}} = \frac{68 \cdot 5.1}{68 \cdot 0.25 - 5.1} = 29\Omega$$

On choisit $R_{OFF} = 33 \Omega$

La valeur de ces résistances influe fortement sur les pertes de commutation. En effet, plus la résistance est élevée, plus la tension aux bornes de l'IGBT mettra de temps à chuter, respectivement à monter. Ainsi on augmente le temps pendant lequel tension et courant sont présents simultanément, ce qui bien sûr n'est pas souhaitable.

14.9 I/O DSP

La liste des entrées et sorties du DSP se trouve en Annexes au point 4 : Entrées et sorties du DSP

14.10 Encodeur et sondes de Hall

Il existe plusieurs façons de connaître la position du rotor. Le moteur à disposition est équipé de sondes de Hall ainsi que d'un encodeur. Un système de jumper permet de passer d'un système à l'autre.

14.11 Economie d'énergie

Afin de ne pas consommer d'énergie inutilement, il est nécessaire de placer plusieurs switches qui coupent les alimentations des drivers, des ICs, des capteurs de courant ainsi que de l'encodeur lorsque le circuit n'est pas utilisé.

Ce sont les switches Q9 à Q14 de la page Supply DSP, ainsi que les switches Q15 à Q19 de la page Supplies drivers qui jouent ce rôle.

15 RÉGULATION

15.1.1 Machine BLDC

La machine BLDC a été fabriquée par Circle Motor AG. Elle possède les caractéristiques suivantes :

- 3000 W à l'arbre
- $L = 7.86$ mH
- $R = 0.846$
- 3 paires de pôles
- 13.6 kg

15.2 Régulateur de courant

15.2.1 Système à réguler

Les abaisseurs de tension ont pour tâche la régulation du courant dans les enroulements de la machine. Pour calculer les paramètres du régulateur, on doit tout d'abord connaître le système à réguler. Celui-ci est représenté à la Figure 15.1.

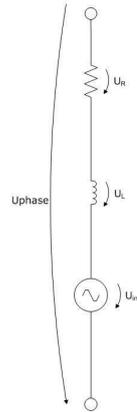


Figure 15.1 : Représentation du système à réguler par les abaisseurs de tension

Le seul moyen de fixer la valeur du courant dans la machine est d'agir sur la différence de tension entre U_{phase} et U_{ind} . On a donc la fonction de transfert suivante :

$$F(s) = \frac{I}{U} = \frac{1}{R + s \cdot L} = \frac{\frac{1}{R}}{1 + s \cdot \frac{L}{R}}$$

La constante de temps du système est donnée par la valeur de l'inductance et celle de la résistance. Elle vaut 9.3 ms.

La fréquence d'échantillonnage ainsi que celle de la PWM sont fixées à 20 kHz, c'est-à-dire une période de 50 μs . Le rapport entre ces deux constantes de temps étant supérieur à 100, on a choisi d'utiliser la méthode pseudo-continue pour dimensionner le régulateur. Cela signifie que l'on modélise le régulateur ainsi que le système par des fonctions de transfert en « S » alors que pour un système échantillonné on devrait normalement passer par la transformée en « Z ».

15.2.2 Dimensionnement du régulateur

Avec un tel système, il est judicieux d'utiliser un régulateur PI afin d'obtenir un résultat optimal. La fonction de transfert de ce régulateur est :

$$G(s) = \frac{1 + s \cdot \frac{K_p}{K_I}}{s} \cdot K_I$$

avec K_p et $K_I \Rightarrow$ les paramètres du régulateur

On remarque qu'un tel régulateur ajoute un zéro au numérateur. Celui-ci va avoir une influence néfaste sur la réponse indicielle puisqu'il est à l'origine d'un dépassement de la consigne. Pour s'affranchir de ce problème, on place un filtre passe-bas sur la consigne. Ce dernier, pour compenser le zéro, doit avoir la fonction de transfert suivante :

$$K(s) = \frac{1}{1 + s \cdot \frac{K_p}{K_I}}$$

Le schéma de la régulation de courant est représenté à la Figure 15.2.

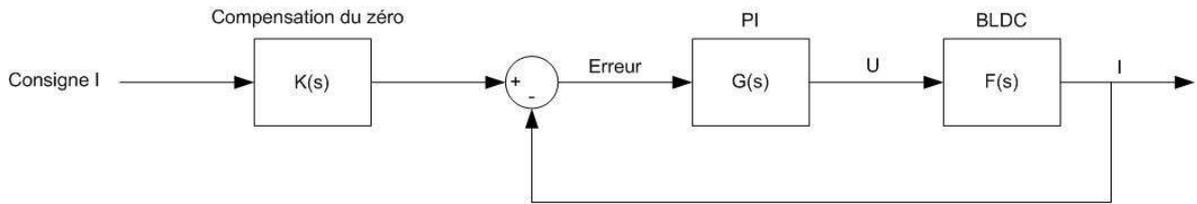


Figure 15.2 : Schéma de la régulation de courant

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donc :

$$H(s) = \frac{I(s)}{w(s)} = \frac{\frac{K_I}{L}}{s^2 + s \cdot \frac{R + K_p}{L} + \frac{K_I}{L}}$$

avec $w \Rightarrow$ consigne

On remarque que le gain statique du système régulé vaut bien 1 !

Il s'agit à présent de dimensionner correctement K_p et K_I . Pour ce faire, on compare le dénominateur de $H(s)$ avec la fonction objectif pour un système du deuxième ordre :

$$s^2 + s \cdot \frac{a_1}{b_1} \cdot \omega_g + \frac{\omega_g^2}{b_1}$$

avec $\omega_g \Rightarrow$ pulsation propre [rad/s]

$a_1, b_1 \Rightarrow$ coefficients correspondant à la fonction à réaliser (Bessel, Butterworth...)

La comparaison des coefficients donne :

$$K_p = \omega_g \cdot \frac{a_1}{b_1} \cdot L - R$$

$$K_I = \frac{\omega_g^2}{b_1} \cdot L$$

On a donc deux degrés de liberté : ω_g et le type de fonction.

Pour éviter un dépassement de la valeur de consigne, une fonction dite à amortissement critique est utilisée. Pour réaliser une telle fonction, le coefficient b_1 doit être égal à 1 et le coefficient a_1 doit être égal ou plus grand que 2. Plus ce dernier sera grand plus le système sera amorti et donc plus lent.

Le paramètre ω_g représente la rapidité du système. On le fixe donc de manière à avoir la vitesse de régulation désirée.

Lors des tests, on s'est aperçu que le choix de la méthode pseudo-continu n'était pas vraiment adapté à la régulation du courant. En effet, le paramètre K_I devient rapidement très trop important et dépasse la limite imposée par la fréquence d'échantillonnage.

Le régulateur parvient tout de même à supprimer l'erreur statique mais le temps de régulation ne correspond plus avec celui fixé.

Pour améliorer cette situation, il faut se résoudre à travailler en Z. Par manque de temps, ceci n'a pas pu être accompli.

15.3 Régulateur de vitesse

15.3.1 Système à réguler

Il faut exprimer la vitesse de la machine en fonction du courant la traversant. Ceci est réalisé à l'aide de l'équation du mouvement :

$$f \cdot \omega + J \cdot \frac{d\omega}{dt} = M_{el} - M_r = K \cdot I - M_r$$

avec f => coefficient de frottement

ω => vitesse de rotation de la machine [rad/s]

J => inertie de la machine [kg.m²]

M_{el} => couple électromagnétique [Nm]

M_r => couple résistant [Nm]

K => constante de couple [Nm/A]

On voit que l'on peut modifier la vitesse en agissant sur la différence entre couple électromagnétique et couple résistant et donc sur l'intensité du courant. Ainsi en appliquant la transformée de Laplace, on sort :

$$\frac{\omega(s)}{I(s)} = \frac{K}{f + s \cdot J} = \frac{\frac{K}{f}}{1 + s \cdot \frac{J}{f}}$$

La constante de temps du système est donnée par l'inertie et par le coefficient de frottement. Cette dernière est de l'ordre de la centaine de millisecondes. Ce système est donc beaucoup plus lent que le système précédent ! Dans ce cas, une régulation en pseudo-continu ne devrait pas poser de problème.

Pour réguler la machine en vitesse, un PI est encore une fois tout à fait adapté. On a donc le schéma présenté à la figure suivante :

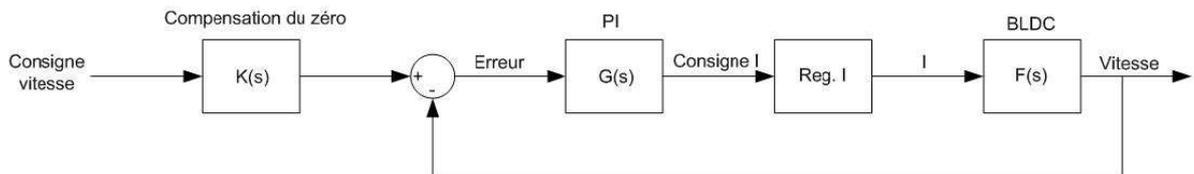


Figure 15.3 : Schéma de la régulation de vitesse

Pour calculer les différents paramètres du régulateur, le bloc correspondant à la régulation du courant est remplacé par un gain de 1. En effet, le système électrique (régulation du courant) est beaucoup plus rapide que le système mécanique (régulation de vitesse). Ainsi la régulation du courant est en quelque sorte « invisible » pour le régulateur de vitesse.

La fonction de transfert en boucle fermée vaut donc :

$$H(s) = \frac{\frac{K \cdot K_I}{L}}{s^2 + s \cdot \frac{f + K_p}{L} + \frac{K \cdot K_I}{L}}$$

Comme pour la régulation de courant, il a été nécessaire de compenser le zéro introduit par le régulateur.

15.3.2 Dimensionnement du régulateur

On applique la même méthode que pour la régulation de courant. Ceci nous donne les coefficients suivants :

$$K_p = \omega_g \cdot \frac{a_1}{b_1} \cdot J - f$$

$$K_I = \frac{\omega_g^2}{b_1} \cdot \frac{J}{K}$$

En utilisant les coefficients d'une fonction à amortissement critique et en fixant la constante de temps du système régulé à 10 ms, on trouve un Kp de 4.13 ainsi qu'un Ki de 1306.74.

15.4 Onduleur

Comme cela a été dit plus haut, l'onduleur participe à la régulation avec la plupart des méthodes de commande. Une technique pour commander efficacement ces six switches est l'utilisation d'une « look-up table ». En effet, dans tous les cas de figure, l'onduleur a une certaine intensité de courant à disposition fournie par les switches abaisseur de tension. Il doit alors adapter son taux de modulation pour prendre uniquement le courant nécessaire. On peut dire que l'onduleur devra prendre à chaque fois la même part du courant à disposition pour obtenir la forme et l'intensité désirée. Ainsi en donnant le taux de modulation adéquat aux switches de l'onduleur, on parvient à contrôler le courant circulant dans la machine.

Par exemple, pour la méthode sinusoïdale à consigne variable on commande le switch S1 en lui donnant le taux de modulation suivant :



Figure 15.4 : Commande des switch de l'onduleur

Ce qui permet d'obtenir les courants sinusoïdaux présentés au point 10.2. A proprement parler, il n'y a pas de régulation de la part de l'onduleur, c'est plutôt une commande.

16 DSP

16.1 Généralités

Le DSP utilisé est le TMS320F2808 fabriqué par Texas Instrument (voir Références [8]).

La carte DSP, le code nécessaire au fonctionnement d'une machine BLDC ainsi que l'interface informatique permettant d'envoyer et de recevoir des informations ont été fournis par M. Blaise Evéquo.

16.2 Programmation

La programmation du DSP se fait à l'aide du programme Code Composer Studio.

Le code permettant d'utiliser le circuit se comporte en fait comme une machine d'état. Pour ce projet, 3 états ont dû être utilisés.

Wait : Dans cet état, les alimentations des ICs, des capteurs de courants et de l'encodeur sont coupées. C'est en quelque sorte l'état de veille.

Modulator : Lorsque l'on se trouve dans cet état, on commande le taux de modulation des abaisseurs de tension. Cet état est donc tout indiqué pour la mise en service du circuit.

Torque Regulator : On peut choisir de réguler la machine BLDC en vitesse ou en couple. Courant et couple étant liés par la constante de couple, il suffit de fixer la valeur de cette dernière à 1 pour pouvoir tester le régulateur de courant.

Il existe bien entendu un état **Speed Regulator**. Celui-ci correspond à la régulation de vitesse et donc à l'état principal de la machine. Malheureusement, par manque de temps, il a été impossible d'effectuer les tests sur la machine BLDC.

16.3 Interface Matlab

A l'aide du programme Matlab, il est possible de communiquer avec le DSP. Ceci se fait via le port série du PC. On est alors capable de voir l'état dans lequel se trouve le DSP, ainsi que différentes informations sur le circuit telles que la tension du bus DC, le courant dans la charge ou encore la fréquence de commutation de l'onduleur. Les changements d'état se font également à l'aide de cette interface.

Il est également possible d'envoyer une consigne de courant ou de vitesse grâce à des générateurs de signaux prévus à cet effet.

17 TESTS ET RESULTATS

17.1 Charge

Les tests suivants ont été effectués sur charge RL, l'inductance valant 7mH et la résistance 31 Ω . Le choix d'une valeur élevée de résistance (par rapport à un moteur standard) permet de se rapprocher le plus possible du comportement de la machine. En effet, lorsqu'un courant circulera dans la charge RL, une tension relativement élevée apparaîtra aux bornes de la résistance afin de « simuler » la contre-tension due à la rotation de la machine. Si l'on avait choisi une résistance de valeur équivalente à celle du moteur à disposition, il n'y aurait eu que peu de chute de tension sur la résistance et donc une faible contre-tension, ce qui n'est pas du tout le cas dans la réalité.

17.2 Point de fonctionnement

Les différents tests présentés ci-dessous ont été effectués avec un courant de 6 A circulant dans la charge. La tension maximale du bus DC a été fixée à 563 V, ce qui correspond à la tension redressée du réseau triphasé 400 V.

17.3 Instruments de mesure

17.3.1 Oscilloscope

L'oscilloscope LT344L fabriqué par LeCroy a été utilisé afin de visualiser les différents signaux présentés ci-dessous.

17.3.2 Wattmètres

Deux wattmètres ont été utilisés lors des différentes mesures de puissance :

Le LMG500 de Zimmer Electronic Systems et le PA4400A de AVPower.

Tous deux possèdent 4 canaux de mesures.

17.4 Test des abaisseurs de tension

17.4.1 Enclenchement

La figure suivante présente l'évolution de la tension aux bornes d'un des switches abaisseur de tension ainsi que du courant le traversant lors du passage de l'état de blocage à celui de conduction.

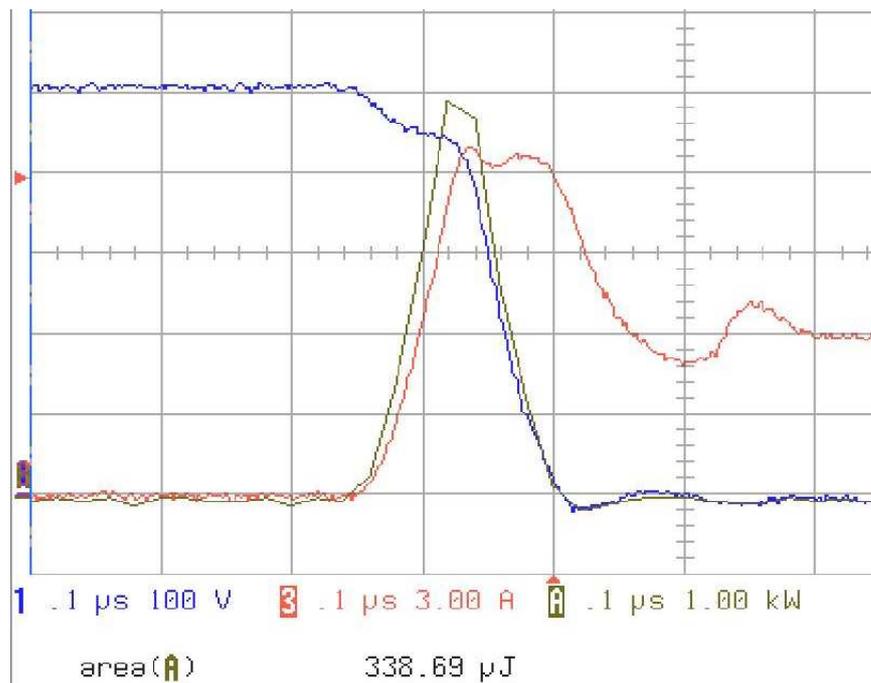


Figure 17.1 : Enclenchement du switch abaisseur de tension

La trace bleue représente la tension entre le collecteur et l'émetteur de l'IGBT (V_{CE}). La trace rouge correspond au courant circulant dans le switch. On mesure cette valeur à l'aide d'une pince ampèremétrique entre les bornes J36 et J37 (voir schématique, BUCKs). On mesure donc le courant circulant dans la machine mais également le courant inverse de la diode. Bien entendu, ces deux courants traversent l'IGBT.

La trace verte correspond à la multiplication des deux signaux précédents. Elle représente donc la puissance perdue sur le switch lors de la commutation.

Ainsi on remarque que la tension V_{CE} passe de la valeur du bus DC à zéro en environ $0.15 \mu s$. Pendant ce temps, la diode roue libre qui conduisait le courant quelques instants auparavant, doit bloquer. Cette opération ne peut se faire instantanément et l'on voit apparaître un courant inverse dans la diode. Dans notre cas, celui-ci a une valeur maximale de 6 A. C'est lui qui est à l'origine de la majeure partie des pertes lors de l'enclenchement, comme on peut l'observer sur la trace verte. Pour connaître précisément les pertes, on calcule l'énergie perdue en intégrant la puissance. On obtient ainsi environ $350 \mu J$.

La puissance perdue sur les deux switches à l'enclenchement vaut donc :

$$P_{\text{enclenchement}} = 2 \cdot f \cdot E_{\text{perdue}} = 2 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 350 \cdot 10^{-6} = 14W$$

17.4.2 Déclenchement

La Figure 17.2 représente les mêmes signaux que la figure précédente, mais cette fois lors du déclenchement.

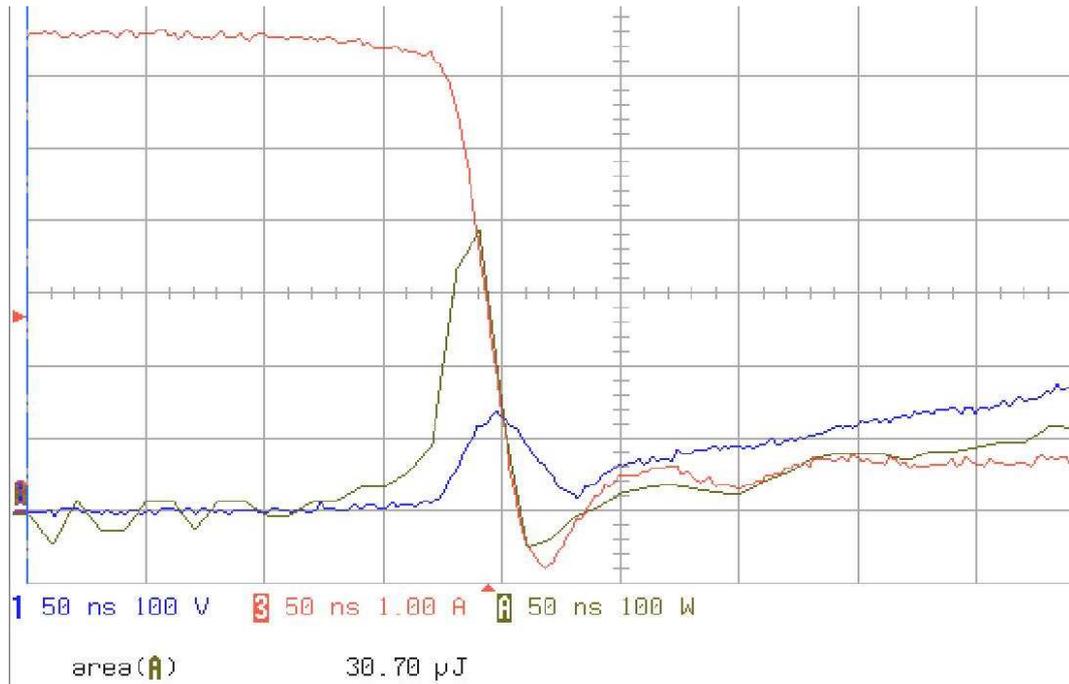


Figure 17.2 : Déclenchement du switch abaisseur de tension

On remarque que le courant dans le switch diminue très rapidement (environ 50 ns). La tension n'augmentant que lorsque le courant est proche de zéro, les pertes sont très limitées. L'énergie perdue lors du déclenchement n'est que de 30 à 40 µJ.

On a ainsi :

$$P_{\text{déclenchement}} = 2 \cdot f \cdot E_{\text{perdue}} = 2 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 40 \cdot 10^{-6} = 1.6W$$

Ce bon résultat est bien évidemment dû au circuit d'aide à la commutation qui empêche courant et tension de se retrouver simultanément sur le switch !

17.4.3 Constatations

En rajoutant les pertes par conduction calculées au point 11.3, on obtient une puissance perdue de 24.6 W. Soit 0.82 % de 3kW. Ce résultat est donc tout à fait satisfaisant.

17.5 Forme des courants dans la charge

17.5.1 Généralités

Les deux figures suivantes montre le résultat obtenu lors qu'un courant de 3 A et de 6 A circule dans la charge.

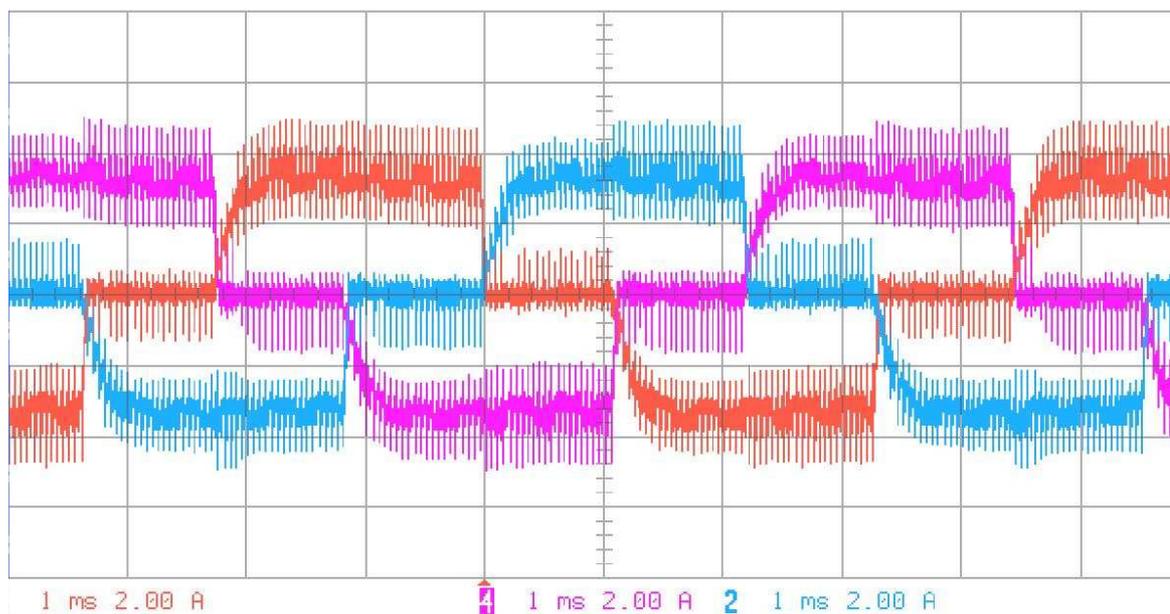


Figure 17.3 : Courant de 3 A circulant dans la charge

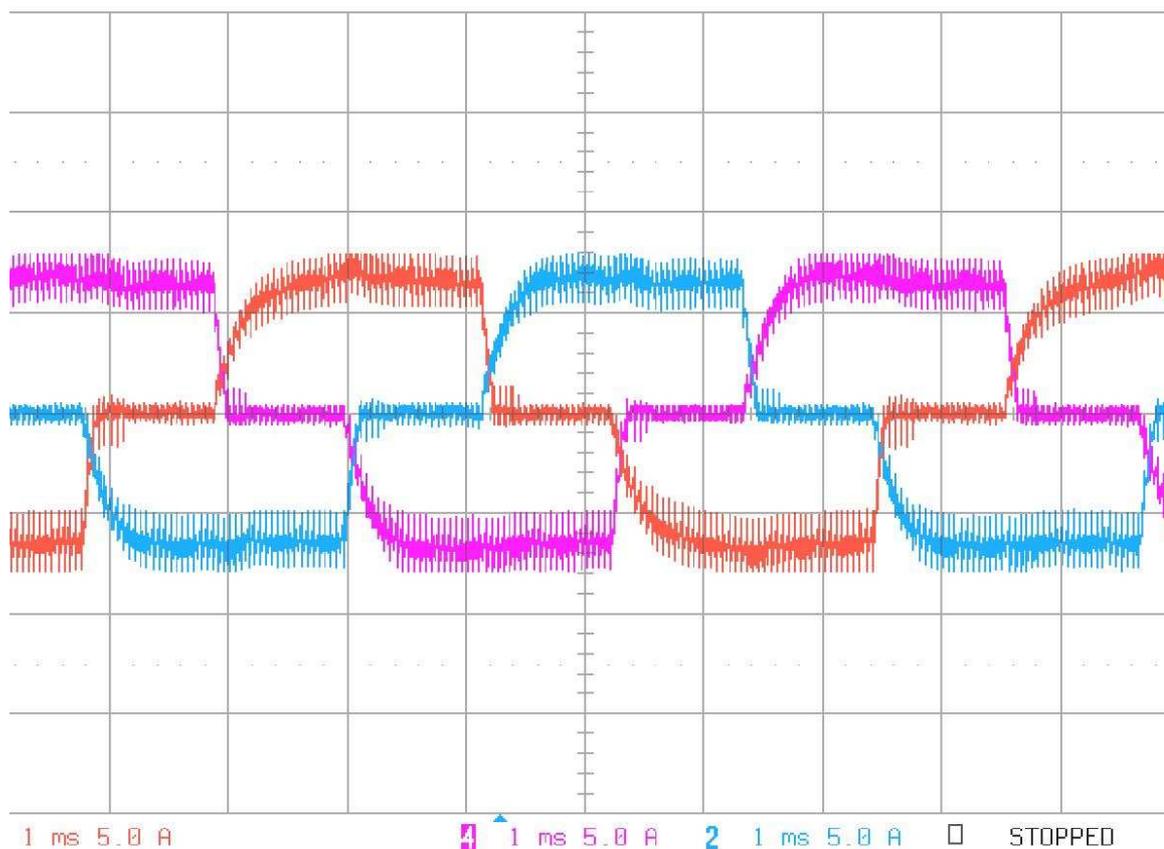


Figure 17.4 : Courants de 6 A circulant dans la charge

Contrairement aux courants obtenus avec la topologie étudiée au travail de semestre, ceux-ci ne sont pas influencés par les commutations de l'onduleur et sont donc quasiment constants sur la durée souhaitée. Ainsi la variation du couple électromagnétique est réduite. Cette dernière n'apparaîtra alors que lors des changements d'étapes. Ceci à cause de l'inductance de la machine qui empêche une montée immédiate du courant.

17.5.2 Variation du courant

En agrandissant la courbe de la figure précédente, on voit mieux le comportement du courant.

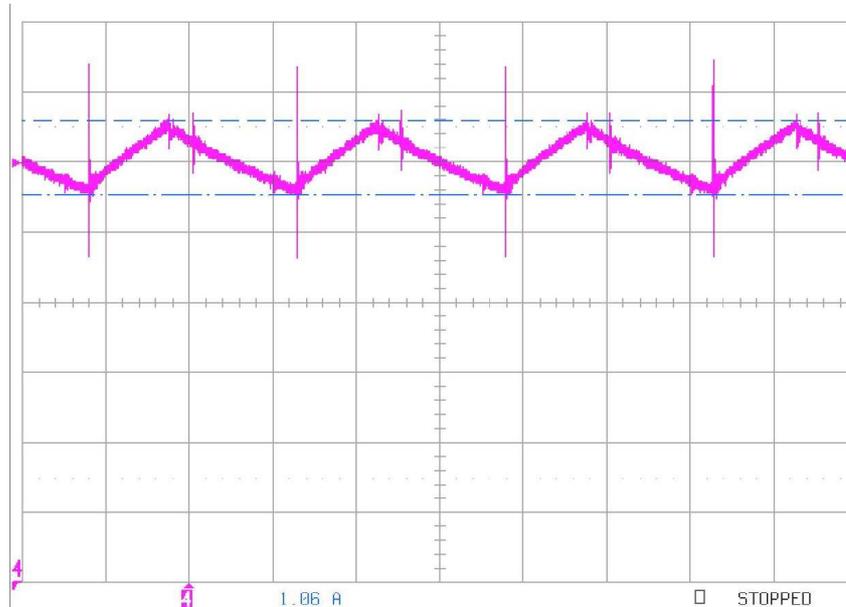


Figure 17.5 : Variation du courant dans la charge

Comme prévu celui-ci a une forme triangulaire et « oscille » autour de sa valeur moyenne (6 A). La mesure de la variation du courant donne 1 A.

Les pics de courant visible lorsque le courant se met à augmenter sont dus à la commutation des switches.

17.6 Augmentation de la tension redressée

Comme prévu, la décharge des inductances de la charge perturbe la tension redressée. On constate également que ce phénomène apparaît à une fréquence de 900 Hz, c'est-à-dire 6 fois plus vite que la fréquence de commutation des IGBTs (voir Figure 17.6).

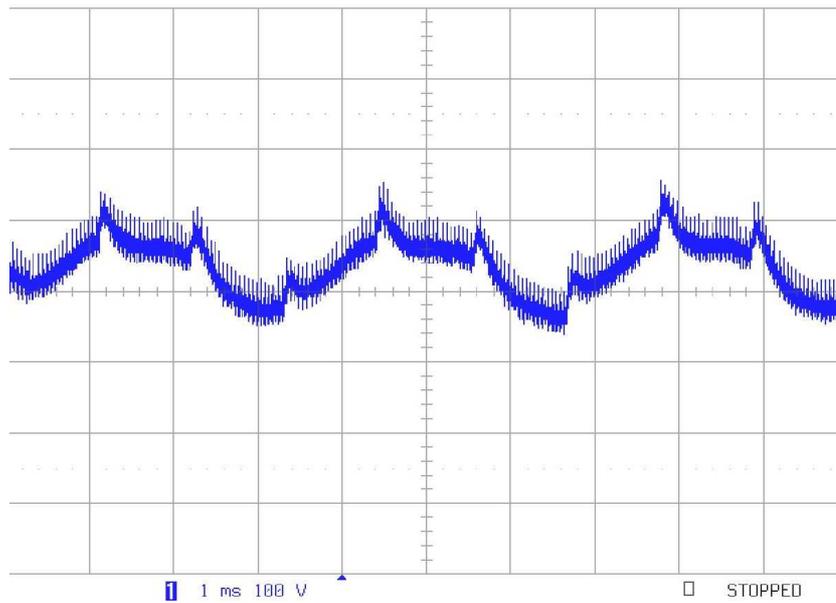


Figure 17.6 : Tension redressée

En agrandissant quelque peu la courbe, il est possible de chiffrer l'augmentation de la tension. La figure suivante présente un des pics de la figure précédente (en bleu). Cette mesure étant fortement bruitée, une trace correspondant au signal lissé a été ajoutée.

On parvient ainsi à mesurer une augmentation 42 V, ce qui correspond aux calculs.

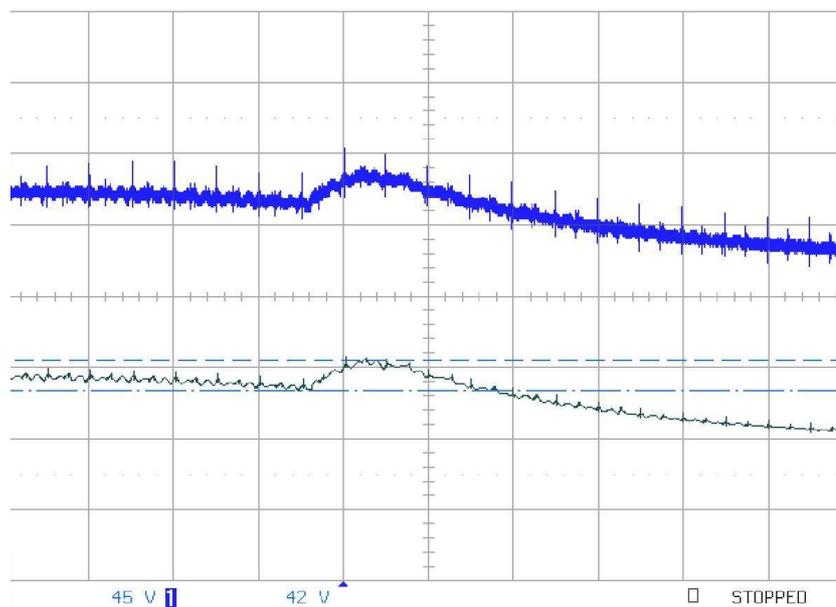


Figure 17.7 : Augmentation de la tension redressée

17.7 Rendement du circuit sans l'étage de sortie

Afin de connaître plus précisément les pertes sur les différentes parties du circuit, il a été nécessaire de modifier quelque peu le circuit. La Figure 17.8 montre les changements apportés.

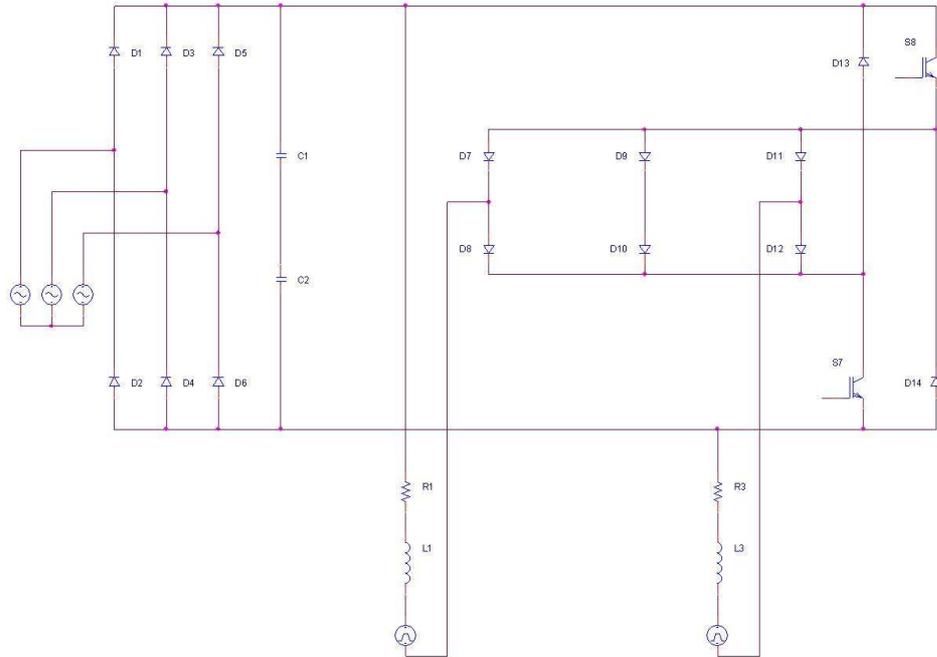


Figure 17.8 : Modifications du circuit pour la mesure du rendement sans l'étage de sortie

En connectant une des phases au potentiel positif du bus DC et une autre au potentiel négatif du bus, on parvient à court-circuiter l'onduleur. On peut ainsi mesurer le rendement du circuit sans l'étage de sortie.

Pour se faire, on utilise la méthode Aaron pour la puissance d'entrée. On mesure donc les courants circulant dans les phases 1 et 3 ainsi que les tensions U_{12} et U_{32} . L'addition des deux puissances calculées à l'aide de ces valeurs correspond à la puissance d'entrée.

Pour la puissance de sortie, il suffit de mesurer courant et tension des deux phases allant vers les charges RL. Quatre canaux de mesure étant nécessaires, il est possible de n'utiliser qu'un seul wattmètre, dans ce cas le LMG500.

Le résultat obtenu est présenté à la figure suivante :

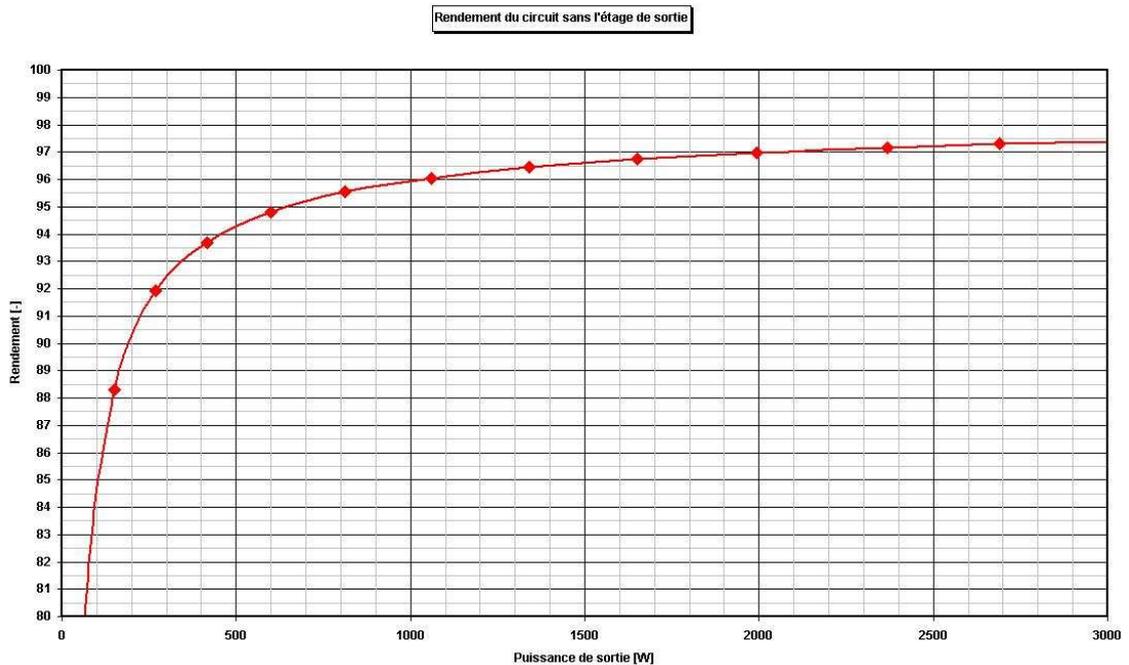


Figure 17.9 : Rendement du circuit sans l'étage de sortie

On obtient un rendement de **97.3 % à 3 kW**.

17.8 Rendement du circuit complet

17.8.1 Mesures à 2 wattmètres

Le rendement du circuit complet ne peut pas être mesuré avec 2 montages Aron. En effet, contrairement à un système triphasé standard, il n'y a pas de réel point neutre en sortie du montage. Il est donc nécessaire de mesurer chacune des trois phases alimentant la charge pour connaître la puissance de sortie.

Ainsi avec un montage Aron en entrée et trois mesures de puissance en sortie, il est nécessaire d'utiliser un wattmètre possédant 5 canaux. Ceci pose un problème puisque les wattmètres à disposition possèdent seulement 4 canaux chacun. Il a ainsi été nécessaire de séparer les mesures de puissance d'entrée et de sortie sur deux appareils.

La puissance d'entrée est mesurée sur trois canaux du wattmètre AVPower. Ce wattmètre ne parvient pas à mesurer correctement les signaux contenant des fréquences élevées. Ainsi il a été nécessaire de placer un filtre afin d'avoir une mesure convenable. Celui-ci est représenté sur la figure suivante :

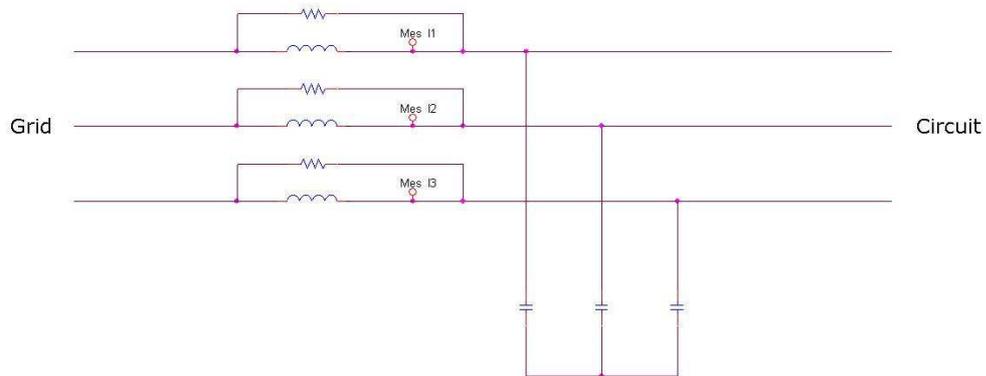


Figure 17.10 : Filtre sur le réseau

Ce filtre est composé de 3 inductance de 3 mH chacune, de trois capacité de 6 μ F et de trois résistances de 10 Ω qui joue le rôle d'amortissement.

L'objectif de ce filtre est donc simplement d'atténuer la partie HF du courant circulant sur le réseau et causée par la commutation des différents switches. Il ne représente donc pas une solution optimale au niveau des normes de compatibilité électromagnétique.

On mesure les courants dans chaque phase juste après l'inductance. Ceci permet de mesurer un courant qui n'est pas trop perturbé par la HF. Les tensions sont mesurées sur les condensateurs et par rapport au neutre artificiel.

En sortie, le LMG500 mesure les tensions et courants de chaque phase. Contrairement à l'appareil de mesure précédent, celui-ci est capable de mesurer des signaux à fréquence élevée.

Le résultat obtenu est présenté à la Figure 17.1 :

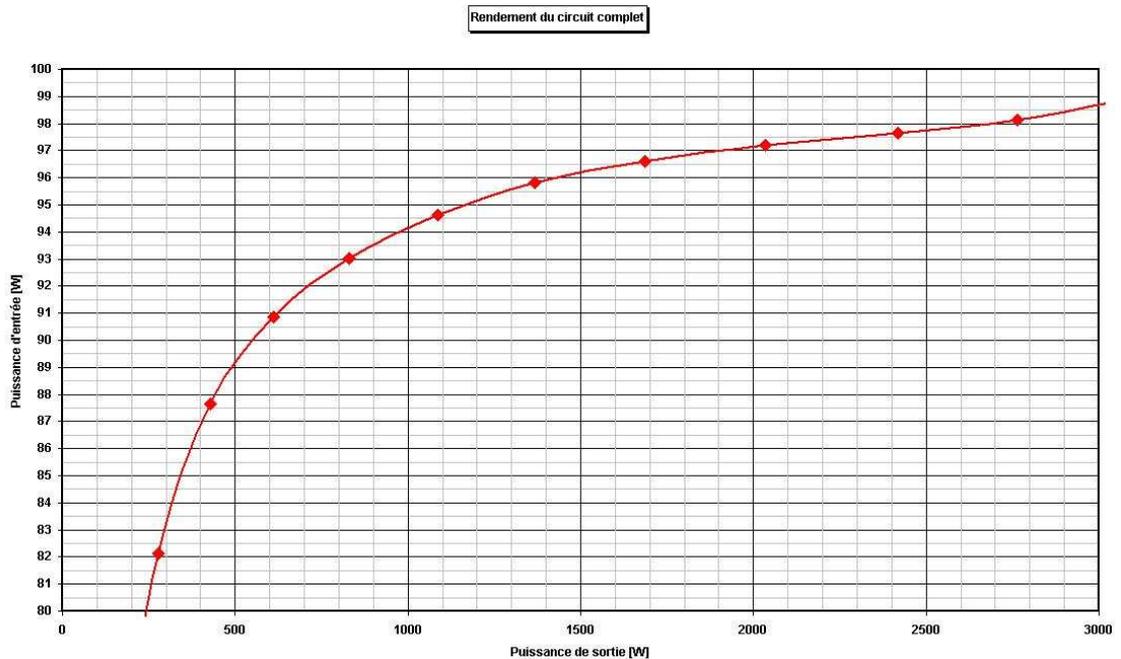


Figure 17.11 : Rendement du circuit complet mesuré avec la méthode à 2 wattmètres

On remarque que ces mesures indiquent un rendement supérieur à celui obtenu uniquement avec les abaisseurs de tension, ce qui n'est bien entendu pas réaliste !

Il est probable que le wattmètre AVPower fournisse une mesure erronée.

17.8.2 Méthode à 1 wattmètre

Pour n'utiliser qu'un seul wattmètre (le LMG500), il est nécessaire de se contenter de deux phases de sortie. Il est ainsi possible d'utiliser un montage Aron pour la mesure de la puissance d'entrée et de mesurer chacune des phases de sortie séparément sur les deux canaux restants.

Le circuit a dû être adapté afin de conserver des pertes équivalentes tout en fonctionnant avec un nombre de phases de sortie réduit. Ces modifications sont représentées sur la figure suivante :

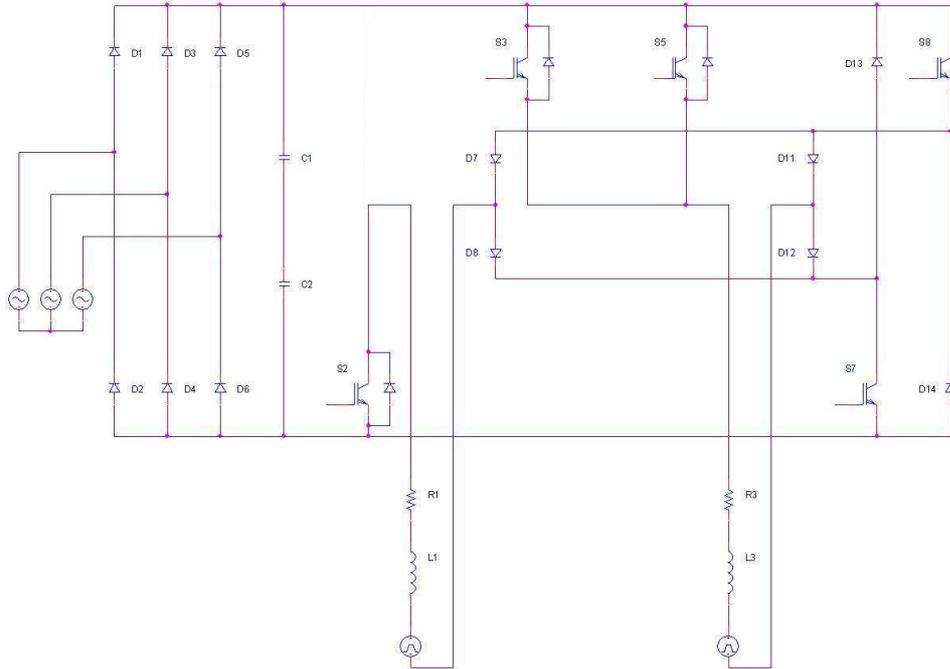


Figure 17.12 : Circuit utilisé pour la mesure du rendement total

On voit que seulement 3 switches sont utilisés et que les émetteurs de S3 et S5 sont connectés sur la même phase. La commande des switches a également dû être adaptée. Ainsi S2 est enclenché en permanence, ce qui a pour conséquence qu'un courant continu circule négativement dans la charge de la phase 1.

Les switches S3 et S5 commutent l'un après l'autre à une fréquence de 150 Hz. Le courant circule donc dans un switch la moitié du temps. La charge de la phase 3 voit donc un courant continu circuler positivement.

Au niveau des pertes par conduction du circuit complet, on avait 6 switches conduisant le courant un tiers du temps soit :

$$P_{cond} = \frac{V_{CE} \cdot I}{3} \cdot 6 = V_{CE} \cdot I \cdot 2$$

Avec les modifications apportées, on a un switch conduisant en permanence et deux switch conduisant la moitié du temps, soit :

$$P_{cond} = V_{CE} \cdot I + \frac{V_{CE} \cdot I}{2} \cdot 2 = V_{CE} \cdot I \cdot 2$$

Les pertes par conduction sont donc strictement identiques sur l'onduleur.

Les pertes de commutation sont par contre faussées par cette méthode de mesure. En effet, il n'y a plus que deux switches qui commutent en lieu et place de six. Néanmoins la fréquence de commutation qui n'est que de 150 Hz permet de négliger cette erreur de mesure.

On rencontre une dernière différence avec le circuit complet au niveau de la décharge des inductances de la charge. Avec cette méthode de mesure, celles-ci sont alimentées en permanence et n'ont donc aucun besoin de se décharger périodiquement à travers une des diodes roue libre, comme c'était le cas avec le circuit complet lorsqu'un des switch de l'onduleur se mettait en état de blocage. Mais cette fois encore l'erreur de mesure est tout à fait acceptable.

Le résultat obtenu est présenté à la figure suivante :

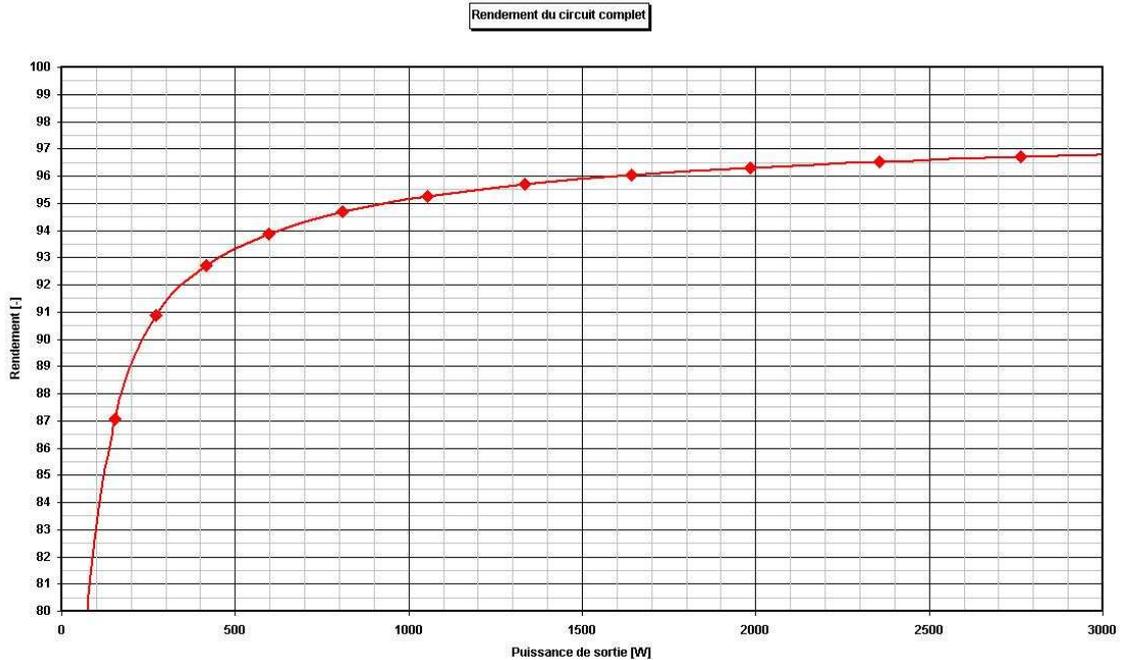


Figure 17.13 : Rendement total du circuit

On obtient un rendement de **96.8 %** à 3 kW.

17.9 A propos de la partie commande

Les rendements présentés (que ce soit au niveau des abaisseurs ou au niveau du circuit complet) correspondent à la partie de puissance du circuit. La partie commande, qui comprend entre autres les mesures, les overloads ou encore le DSP, n'est pas incluse dans la mesure des pertes.

Idéalement un convertisseur Flyback devrait fournir les différents niveaux de tension. L'utilisation de plusieurs convertisseurs DC/DC représente donc uniquement une solution temporaire pour l'alimentation d'un prototype. C'est pour cette raison que les pertes sur cette partie du circuit ne sont pas comptabilisées avec les pertes de la partie puissance.

Néanmoins la mesure de la puissance fournit par l'alimentation de laboratoire donne les résultats suivants :

La partie 15 V de l'alimentation fournit un courant de 240 mA, tandis que la partie 5 V fournit 448 mA. Le courant fourni est constant pour ces deux niveaux de tension quelque soit le point de fonctionnement choisi.

On a donc une puissance de 5.84 W perdue sur la partie commande. Cela représente donc 0.2 % de 3 kW.

17.10 Courant du réseau

Comme vu plus haut, le courant du réseau doit avoir une forme bien particulière afin de respecter les normes de compatibilité électromagnétique (voir Références [9]). La figure suivante montre le courant tiré du réseau par ce circuit.

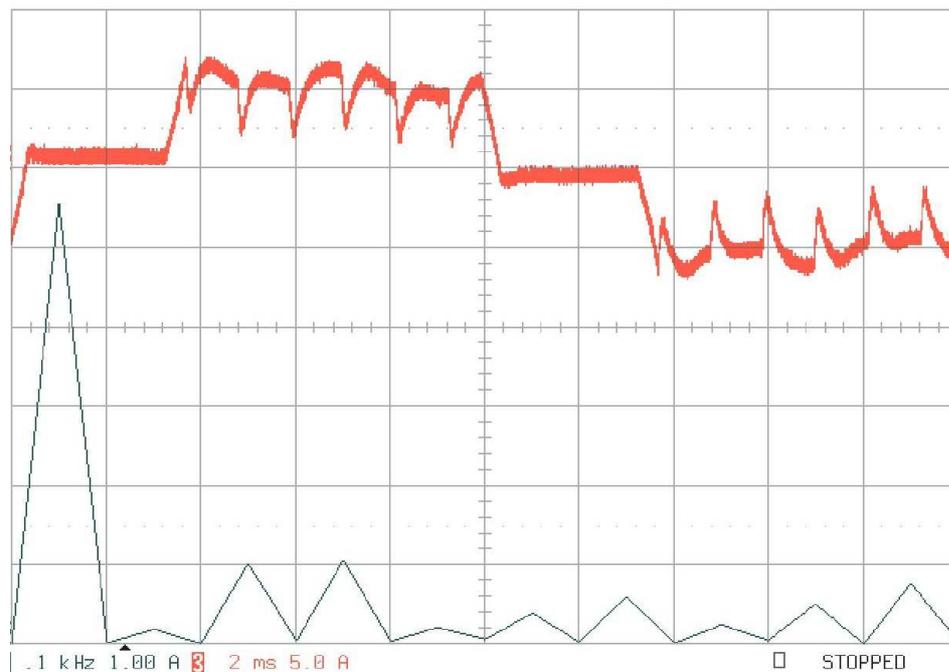


Figure 17.14 : Courant du réseau

La courbe orange représente le courant provenant du réseau. La trace située en dessous correspond à la FFT de ce courant (100 Hz par division, 20 premières harmoniques).

Lors de cette mesure, le circuit était équipé du filtre de réseau présenté un peu plus haut. Au vue de la forme du courant, on peut dire que ce dernier n'est pas optimal.

Cependant, le résultat obtenu est tout de même encourageant. Même si la septième harmonique ainsi que les harmoniques impaires supérieures à 10 ne respectent pas les normes, l'utilisation d'un filtre de meilleure qualité devrait permettre d'obtenir un courant de meilleure qualité.

18 AMÉLIORATIONS

18.1 Rendement

L'utilisation d'ESBT (**E**mitter **S**witched **B**ipolar **T**ransistors) pourrait encore améliorer le rendement de ce circuit. Ce type d'interrupteur électronique a la structure présentée à la Figure 18.1.

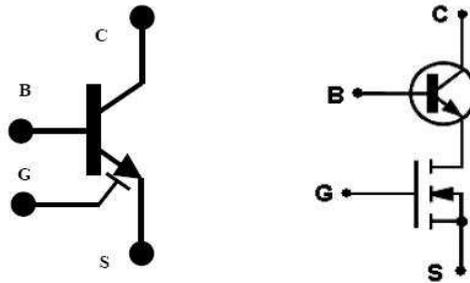


Figure 18.1 : Emitter Switched Bipolar Transistor

Ce composant a l'avantage d'allier la faible chute de tension aux bornes du transistor bipolaire avec la rapidité et les faibles pertes de commutation associées au MOSFET. Notons tout de même que les pertes dynamiques sont relativement élevées avec ce type de switch. En effet, à l'enclenchement la tension V_{CS} atteint une valeur bien plus élevée que la valeur de saturation.

Prenons l'exemple du STC08IE120HV fabriqué par STMicroelectronics (voir Références [10]) qui possède les caractéristiques suivantes et qui conviendrait tout à fait aux exigences du circuit :

- 1200 V / 8 A
- V_{CS} à 6 A = 0.5 V
- $V_{CS \text{ peak (dynamique)}}$ à 6A = 6 V

Ainsi les pertes par conduction sont de 1 W pour les switch de l'onduleur et de 1.5 W pour les switchs abaisseur de tension.

En admettant que la tension dynamique passe de 6 V à la tension de saturation en 4 μs (ce qui correspond aux informations fournies par le datasheet), on obtient une énergie perdue à la commutation :

$$E = \int_0^T I_C \cdot \left(U_{CSpeak} + \frac{U_{CSpeak} - U_{sat}}{T} \cdot t \right) \cdot dt = \int_0^{4\mu s} 6 \cdot \left(6 + \frac{0.5 - 6}{4\mu s} \cdot t \right) \cdot dt = 115.8 \mu J$$

La puissance perdue à 150 Hz vaut donc 17 mW et est donc négligeable. A 20 kHz, cette dernière vaut seulement 2.3 W. L'utilisation de ce type de composant permettrait donc de réduire encore les pertes.

Ce type de composant nécessite néanmoins une commande plus complexe. En effet, la base nécessite d'être alimentée en permanence afin de saturer le transistor bipolaire, tandis que l'on alimente la grille du MOSFET pour commander l'ouverture ou la fermeture du switch. Cependant le gain au niveau du rendement justifierait l'utilisation d'ESBT.

18.2 Freinage de la machine

Dans l'état actuel du circuit, un freinage de la machine est impossible. En effet, dans ce cas de figure, la machine fonctionne en génératrice et injecte un courant dans les condensateurs d'entrée. L'augmentation de tension est alors capable de détruire le circuit.

L'utilisation de thyristors est tout à fait envisageable pour la réalisation de cette tâche.

18.3 Filtre de réseau

Pour pouvoir respecter les normes de compatibilité électromagnétique, il est nécessaire d'ajouter un filtre au circuit. Celui-ci devra donc être dimensionné afin de prendre le moins de place possible tout en étant efficace.

18.4 Alimentation

Il serait préférable que l'alimentation actuelle utilisant plusieurs convertisseurs DC/DC soit remplacée par un convertisseur Flyback. Ceci permettrait d'alimenter le circuit de commande en prélevant de l'énergie au réseau sans avoir besoin d'une alimentation de laboratoire.

19 CONCLUSION

Les tests ont montré que cette nouvelle topologie de commande permet d'atteindre un rendement de **96.8 %**.

Ils ont également mis en évidence le fait que les courants injectés dans la machine sont de très bonne qualité. Par rapport aux autres méthodes, la variation du couple mécanique devrait être réduite.

Les simulations ont également démontré que cette topologie permettait de commander une machine BLDC avec des courants sinusoïdaux tout en limitant le nombre des commutations de l'onduleur.

20 REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier toute l'équipe du laboratoire AE02 qui m'a aidé durant ce travail de diplôme.

Je souhaite également remercier en particulier M. Blaise Evéquoz pour l'aide qu'il m'a apporté tout au long du projet, M. Carmin Arcudi pour le routage de la carte et M. Hans-Peter Biner pour ses nombreuses explications.

Sion, le 21 novembre 2008

Sauthier François

.....