

**ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE  
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC**

**MÉMOIRE PRÉSENTÉ À  
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE**

**COMME EXIGENCE PARTIELLE  
À L'OBTENTION DE LA  
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE  
M. Ing.**

**PAR  
François LESSARD**

**CONCEPTION ET MISE AU POINT D'UN ÉMULATEUR DE MACHINE  
SYNCHRONNE TRAPÉZOÏDALE À AIMANTS PERMANENTS**

**MONTREAL, LE 16 DÉCEMBRE 2010**

**©Tous droits réservés, François Lessard, 2010**

**PRÉSENTATION DU JURY**  
**CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ**  
**PAR UN JURY COMPOSÉ DE :**

**M. Kamal Al-Haddad, directeur de mémoire**  
**Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure**

**M. Amrish Chandra, président du jury**  
**Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure**

**M. Jean Bélanger, examinateur externe**  
**Opal-RT**

**IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC**

**LE 8 DÉCEMBRE 2010**

**À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE**

## **REMERCIEMENTS**

Le travail accompli durant les deux dernières années existe uniquement en raison de l'ambition de M. Jean Bélanger à repousser les limites de la simulation en temps réel. Je remercie alors Opal-RT de m'avoir fait confiance et d'avoir investi en moi. Parmi les gens d'Opal-RT, je tiens à souligner le support fourni par M. Pierre-François Allaire durant ces dernières années.

De même, je remercie mon directeur M. Kamal Al-Haddad, l'ÉTS et le CRSNG de m'avoir soutenu financièrement. Leur aide m'a permis de me concentrer à temps plein à mes recherches.

Je suis reconnaissant à M. Kamal Al-Haddad de m'avoir laissé une grande latitude dans mes travaux tout en s'assurant que je maintenais bien le cap.

Les derniers remerciements reviennent à mes collègues de laboratoire qui ont partagé les hauts et les bas de mon projet et qui ont participé à plusieurs remue-méninges pour le faire avancer. Leur présence et les interactions entre nous donnent tout son sens aux termes Groupe de Recherche. Merci à Maxime, Luc-André et Handy.

# CONCEPTION ET MISE AU POINT D'UN ÉMULATEUR DE MACHINE SYNCHRONNE TRAPÉZOÏDALE À AIMANTS PERMANENTS

François LESSARD

## RÉSUMÉ

Le développement de la technologie mène inévitablement vers la complexification des systèmes et des procédés auxquels les ingénieurs font face. Au fil du temps, des outils sont souvent développés parallèlement aux systèmes principaux pour s'assurer de leur mise en fonction et de leur pérennité. Le travail présenté dans ce mémoire fournit un nouvel outil pour le test d'entraînements de moteur.

De manière générale, le projet de ce mémoire s'inscrit dans la lignée des charges actives, c'est-à-dire des charges aux dynamiques complexes émulées électroniquement avec un convertisseur statique. Plus précisément, ce mémoire propose et implémente un système dont la raison d'être est de recréer le comportement d'une machine synchrone trapézoïdale à aimants permanents. L'objectif final est de brancher un entraînement de moteur quelconque aux trois bornes de cet émulateur de moteur, tel qu'on le ferait avec un vrai moteur. La réponse du système alors obtenue, lorsque soumis aux perturbations de l'entraînement de moteur, est idéalement identique à celle du moteur réel. L'émulateur de moteur conduit à une versatilité importante d'un banc d'essai puisque les paramètres électriques et mécaniques de l'application peuvent être aisément modifiés.

Le travail est divisé en deux pans principaux : le convertisseur statique et la simulation en temps réel. Globalement, ces deux entités forment une simulation en temps réel PHIL (*Power Hardware-in-the-loop*). Le convertisseur statique permet d'échanger de la puissance réelle entre l'entraînement de moteur et la simulation en temps réel. Cette dernière confère à l'application l'intelligence requise pour interagir avec l'entraînement de moteur de manière à recréer le comportement d'un moteur. Le partenaire principal de ce projet, Opal-RT, en assure d'ailleurs le développement.

**Mots-clés :** émulateur de moteur, PHIL, simulation en temps réel, charge électronique



# **DESIGN AND DEVELOPMENT OF A TRAPEZOIDAL PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE EMULATOR**

François LESSARD

## **ABSTRACT**

The development of technology leads inevitably to higher systems' complexity faced by engineers. Over time, tools are often developed in parallel with the main systems to ensure their sustainability. The work presented in this document provides a new tool for testing motor drives.

In general, this project refers to active loads, which are complex dynamic loads emulated electronically with a static converter. Specifically, this document proposes and implements a system whose purpose is to recreate the behaviour of a trapezoidal permanent magnets synchronous machine. The ultimate goal is to connect a motor drive to the three terminal of the motor emulator, as it would with a real motor. The emulator's response then obtained, when subjected to disturbances of the motor drive, is ideally identical to the one of a real motor. The motor emulator led to a significant versatility of a test bench because the electrical and mechanical parameters of the application can be easily modified.

The work is divided into two main parts: the static converter and real-time. Overall, these two entities form a PHIL (Power Hardware-in-the-loop) real-time simulation. The static converter enables the exchange of real power between the drive motor and the real-time simulation. The latter gives the application the intelligence needed to interact with the motor drive in a way which the desired behaviour is recreated. The main partner of this project, Opal-RT, ensures this development.

**Keywords:** virtual machine, PHIL, real-time simulation, electronic load

## TABLE DES MATIÈRES

	Page
INTRODUCTION .....	21
CHAPITRE 1 REVUE DE LITTÉRATURE.....	23
1.1 Type de simulations .....	23
1.1.1 Simulation en temps réel avec HIL.....	24
1.1.2 Simulation en temps réel PHIL avec banc d'essai dynamométrique.....	26
1.1.3 Simulation PHIL avec charge électronique .....	27
1.2 Émulateurs de charges .....	29
1.3 Comparaison des émulateurs de moteurs.....	36
1.3.1 Type de moteur .....	36
1.3.2 Modèles de moteur.....	37
1.3.3 Fréquence de commutation.....	38
1.3.4 Topologie de l'émulateur .....	39
1.3.5 Impédances et stratégies de contrôle.....	39
1.4 Retour sur la revue de littérature.....	39
CHAPITRE 2 DESCRIPTION GLOBALE DU PROJET .....	40
2.1 Exigences d'Opal-RT.....	40
2.2 Structure de l'émulateur.....	41
2.3 Bienfaits et inconvénients de la structure d'émulateur proposée.....	47
2.4 Retour sur la structure de l'émulateur.....	49
CHAPITRE 3 RÉALISATION DE L'ÉMULATEUR .....	50
3.1 Technologie linéaire.....	50
3.1.1 Performances du MP38.....	51
3.1.2 Fonctionnement de l'amplificateur de classe AB dans les quatre quadrants .....	54
3.1.3 Estimation du surdimensionnement de l'amplificateur de classe AB .....	57
3.1.4 Modifications de l'amplificateur de classe AB.....	60
3.2 Amplificateurs audio.....	62
3.3 Conception d'un convertisseur en commutation.....	64
3.3.1 Rétroaction d'un amplificateur de classe D .....	65
3.3.2 Convertisseurs multiniveaux.....	67
3.3.2.1 Avantages des topologies multiniveaux.....	68
3.3.2.2 Amplitude des harmoniques de commutation selon le nombre de niveaux .....	69
3.3.2.3 Bénéfices sur le filtre .....	73
3.3.2.4 Convertisseurs multiniveaux pour l'émulateur de moteur.....	75
3.4 Retour sur la topologie de l'émulateur.....	80
CHAPITRE 4 SIMULATION DE RÉFÉRENCE .....	81

4.1	Modèle du système mécanique .....	81
4.2	Modèle du moteur BLDC .....	84
4.3	Contrôleurs de position et de couple.....	89
4.4	Modulateur MLI et convertisseur de puissance .....	90
4.5	Résultats de simulation .....	94
4.6	Retour sur la simulation de référence .....	94
<b>CHAPITRE 5 CONCEPTION DU FILTRE DE L'ÉMULATEUR.....</b>		<b>99</b>
5.1	Exigences du filtre .....	99
5.2	Les filtres de Butterworth .....	101
5.2.1	Calcul des filtres de Butterworth pour l'application.....	101
5.2.2	Impact de la caractéristique du filtre sur l'émulateur .....	104
5.2.2.1	Cas #2 : Émulateur sans filtre .....	106
5.2.2.2	Cas #3 : Émulateur avec filtre de Butterworth.....	107
5.2.2.3	Cas #4 : Émulateur adapté avec filtre de Butterworth .....	109
5.2.3	Filtre de Butterworth dans l'application de référence.....	111
5.2.4	Résumé de l'influence du filtre sur la réponse de l'émulateur .....	113
5.2.5	Filtre de Butterworth d'ordre n.....	114
5.3	Conception d'un filtre pour l'émulateur de moteur .....	116
5.3.1	Fonction de transfert d'un filtre d'ordre quatre .....	116
5.3.2	Contraintes des équations selon les critères de sélection.....	118
5.3.3	Calcul des composantes du filtre .....	120
5.3.4	Performances du filtre.....	123
5.3.5	Amélioration I apportée au filtre : Augmentation de l'amortissement...	125
5.3.6	Amélioration II apportée au filtre : Augmentation de l'atténuation .....	130
5.4	Retour sur l'évolution du filtre .....	132
<b>CHAPITRE 6 CONCEPTION DE LA SOURCE DE TENSION DE L'ÉMULATEUR.....</b>		<b>134</b>
6.1	Application globale.....	134
6.2	Modules de l'amplificateur triphasé .....	136
6.3	Module d'absorption d'énergie.....	143
6.3.1	Efficacité du module .....	144
6.3.2	Déséquilibre des tensions des condensateurs.....	145
6.3.2.1	Application d'émulation de moteur .....	145
6.3.2.2	Utilisation de l'amplificateur pour d'autres applications.....	147
6.3.3	Dimensionnement des condensateurs et des résistances.....	147
6.3.3.1	Mode absorption .....	147
6.3.3.2	Mode source.....	151
6.3.4	Algorithme de contrôle du module d'absorption.....	155
6.4	Module de commande.....	157
6.4.1	Régulateur de tension et modulateur MLI .....	158
6.4.2	Implantation du régulateur de tension et du modulateur MLI .....	163
6.4.2.1	Générateur d'onde triangulaire et limiteurs de courant .....	163
6.4.2.2	Régulateur de tension.....	167

6.4.2.3	Modification expérimentale du filtre du régulateur de tension .....	170
6.4.3	Générateur de temps morts .....	171
6.5	Spécifications expérimentales.....	173
6.5.1	Réponse en fréquence de l'amplificateur.....	173
6.5.2	Efficacité, commutations douces et temps morts.....	175
6.5.3	Commutations douces et temps morts .....	179
6.5.4	Spécifications de l'amplificateur .....	182
6.6	Retour sur la conception de l'émulateur .....	183
CHAPITRE 7	SIMULATION EN TEMPS RÉEL .....	184
7.1	Simulations en temps différé et en temps réel .....	184
7.1.1	Adaptation de la simulation en temps différé .....	185
7.1.2	Simulation temps réel .....	187
7.2	Cas de test : Variations des paramètres de simulation.....	189
7.3	Ajustements à la suite des résultats en temps réel .....	193
7.3.1	Saturation des inductances.....	193
7.3.2	Modélisation du convertisseur de puissance.....	196
7.3.3	Résumé des modifications ayant suivi l'expérimentation .....	199
7.4	Comparaison des résultats en temps réel .....	199
7.5	Retour sur l'expérimentation .....	212
CONCLUSION.....		213
RECOMMANDATIONS .....		215
ANNEXE I SCHÉMA DE LA CARTE DE COMMANDE .....		217
ANNEXE II SCHÉMA DE L'AMPLIFICATEUR.....		228
ANNEXE III SCHÉMA DU FILTRE.....		236
ANNEXE IV SCHÉMA DE LA CARTE DE RÉFÉRENCES ISOLÉES .....		241
ANNEXE V SCHÉMA DU FLYBACK.....		246
ANNEXE VI SPÉCIFICATIONS DU TRANSFORMATEUR DU FLYBACK.....		249
LISTE DE RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES .....		250

## LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau 1.1	Caractéristiques de l'émulateur de Schulte et Bracker (2008).....30
Tableau 1.2	Caractéristiques de l'émulateur de Slater, Atkinson et Jack (1998) .....32
Tableau 1.3	Caractéristiques de l'émulateur de Monti, D'Arco et Deshmukh (2008).....33
Tableau 1.4	Caractéristiques de l'émulateur de Boller et Kennel (2009).....34
Tableau 1.5	Caractéristiques de l'émulateur Srinivasa Rao et Chandorkar (2010) .....35
Tableau 1.6	Temps de calcul pour la commande ou le modèle pour les différents émulateurs .....38
Tableau 2.1	Spécifications du moteur à émuler .....40
Tableau 2.2	Spécifications de l'application .....41
Tableau 3.1	Amplitude de l'harmonique de commutation selon le nombre de niveaux .....73
Tableau 3.2	Bénéfice $\Psi$ sur la bande passante selon le nombre de niveaux et l'ordre du filtre de sortie.....75
Tableau 3.3	Bandes passantes obtenues pour l'émulateur de moteur selon le nombre de niveaux et l'ordre du filtre.....78
Tableau 4.1	Paramètres numériques du système mécanique .....84
Tableau 4.2	Paramètres numériques du moteur BLDC .....87
Tableau 4.3	Paramètres numériques des contrôleurs de position et de couple .....90
Tableau 4.4	Paramètres numériques du modulateur MLI.....93
Tableau 5.1	Fonctions de transfert normalisé des filtres de Butterworth .....101
Tableau 5.2	Valeurs normalisées des composantes de filtres de Butterworth .....102
Tableau 5.3	Valeurs dénormalisées des composantes de filtres Butterworth .....103
Tableau 6.1	Capacité du bus DC selon le nombre de résistances .....150
Tableau 6.2	Pentes de tension selon la phase de fonctionnement .....162

Tableau 6.3	Identification de la fonction des composantes de la Figure 6.25 .....	165
Tableau 6.4	Identification de la fonction des composantes de la Figure 6.28 .....	169
Tableau 7.1	Paramètres de simulation du cas #1 .....	190
Tableau 7.2	Paramètres de simulation du cas #2 .....	191
Tableau 7.3	Paramètres de simulation du cas #3 .....	192

## LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1.1	Types de simulation disponibles selon leur niveau d'abstraction à la réalité. ....23
Figure 1.2	Simulation HIL avec signaux de basse tension. ....25
Figure 1.3	Simulation PHIL mécanique. ....26
Figure 1.4	Simulation PHIL avec charge électronique. ....28
Figure 1.5	Schéma bloc de l'émulateur de Schulte et Bracker (2008). ....31
Figure 1.6	Schéma bloc de l'émulateur de Slater, Atkinson et Jack (1998). ....32
Figure 1.7	Schéma bloc de l'émulateur de Monti, D'Arco et Deshmukh (2008). ....33
Figure 1.8	Schéma bloc de l'émulateur de Boller et Kennel (2009). ....34
Figure 1.9	Schéma bloc de l'émulateur de Srinivasa Rao et Chandorkar (2010). ....35
Figure 2.1	Modélisation du moteur BLDC dans le système de référence ABC. ....41
Figure 2.2	Demi-ondes triangulaires limitées en contenu harmonique. ....43
Figure 2.3	Modèle d'une machine asynchrone avec variables complexes. ....44
Figure 2.4	Séparation du modèle de moteur BLDC entre le simulateur en temps réel et la partie matérielle. ....46
Figure 2.5	Représentation d'un émulateur de moteur avec une unique inductance entre l'UUT et les tensions de BEMF. ....46
Figure 2.6	Schéma bloc global de l'application d'émulation. ....47
Figure 3.1	Schéma descriptif d'un amplificateur linéaire de classe AB. ....51
Figure 3.2	Spécifications en boucle ouverte du MP38. ....52
Figure 3.3	Modélisation d'un montage non inverseur avec amplificateur opérationnel. ....53
Figure 3.4	Modélisation d'un montage inverseur avec amplificateur opérationnel. ....53

Figure 3.5	Réponses fréquentielles du MP38 pour un gain de cinq en BF. ....	53
Figure 3.6	Puissance dissipée dans les transistors selon le quadrant de fonctionnement.....	55
Figure 3.7	Zone sécuritaire de fonctionnement du MP38. ....	57
Figure 3.8	Courant et tension du transistor Q1 lors d'un fonctionnement en mode source et en mode charge. ....	58
Figure 3.9	Modification de l'amplificateur de classe AB pour le mode charge avec utilisation de transistors bipolaires.....	61
Figure 3.10	Modification d'un amplificateur de classe AB pour le mode charge avec utilisation de MOSFET. ....	62
Figure 3.11	Signaux aux bornes de l'amplificateur breveté par Carver Corporation. Adapté de Williamson et Croft (1995).....	63
Figure 3.12	Demi-pont avec rétroaction à la sortie du filtre. ....	66
Figure 3.13	Demi-pont avec rétroaction à la sortie de l'étage de puissance. ....	67
Figure 3.14	Modulation d'une onde sinusoïdale avec convertisseurs de $S$ niveaux. ....	70
Figure 3.15	Modulation d'une onde trapézoïdale avec convertisseurs de $S$ niveaux. ....	70
Figure 3.16	Amplitude crête normalisée de l'harmonique de commutation pour des convertisseurs de $S$ niveaux.....	71
Figure 3.17	Définition des constantes de l'équation 3.6. ....	72
Figure 3.18	Illustration du bénéfice sur la bande passante en fonction de l'ordre du filtre de sortie.....	74
Figure 3.19	Convertisseur à trois niveaux <i>diode-clamped</i> . ....	76
Figure 3.20	Convertisseur à trois niveaux <i>flying capacitor</i> .....	77
Figure 3.21	Convertisseur à trois niveaux <i>cascaded H-bridge</i> . ....	77
Figure 3.22	Front d'une onde trapézoïdale avec troncation des harmoniques d'ordre supérieur. ....	79
Figure 4.1	Simulation de référence pour une application de positionnement avec moteur BLDC. ....	82



Figure 4.2	Système mécanique de l'application de positionnement. ....	83
Figure 4.3	Modèle Matlab/Simulink du système mécanique. ....	83
Figure 4.4	Circuit électrique du moteur BLDC. ....	85
Figure 4.5	Fonctions de flux et signaux des capteurs à effet Hall du moteur BLDC. ....	86
Figure 4.6	Modèle Matlab/Simulink du moteur BLDC. ....	88
Figure 4.7	Contrôleur de position et de couple de la simulation de référence. ....	89
Figure 4.8	Identification des interrupteurs du convertisseur triphasé. ....	91
Figure 4.9	Modulateur MLI de la simulation de référence. ....	91
Figure 4.10	Synchronisation des courants de phase et des signaux de grille. ....	92
Figure 4.11	Simulation de référence pour $L_S = 2\text{mH}$ , $R_S = 2\Omega$ et $E = 140\text{V}$ . ....	95
Figure 4.12	Simulation de référence pour $L_S = 2\text{mH}$ , $R_S = 2\Omega$ et $E = 80\text{V}$ . ....	96
Figure 4.13	Simulation de référence pour $L_S = 500\mu\text{H}$ , $R_S = 2\Omega$ et $E = 140\text{V}$ . ....	97
Figure 4.14	Simulation de référence pour $L_S = 500\mu\text{H}$ , $R_S = 2\Omega$ et $E = 80\text{V}$ . ....	98
Figure 5.1	Structure des filtres d'ordre $K$ . ....	102
Figure 5.2	Application monophasée avec filtre de Butterworth. ....	105
Figure 5.3	Tension et courant de simulation pour un émulateur sans filtre (Cas #2). ....	106
Figure 5.4	Tension et courant de simulation pour un émulateur avec filtre de Butterworth (Cas #3). ....	107
Figure 5.5	Impédances totales perçues par l'UUT avec l'émulateur du cas #3. ....	109
Figure 5.6	Tension et courant de simulation pour un émulateur adapté avec filtre de Butterworth (Cas #4). ....	110
Figure 5.7	Impédances totales perçues par l'UUT avec l'émulateur du cas #4. ....	110
Figure 5.8	Simulation en temps différé avec émulateurs de moteur utilisant des filtres de Butterworth ( $L_S = 500\mu\text{H}$ et $E_{UUT} = 80\text{V}$ ). ....	111

Figure 5.9	Simulation en temps différé avec émulateurs de moteur utilisant des filtres de Butterworth ( $L_S = 2\text{mH}$ et $E_{UUT} = 140\text{V}$ ).....	112
Figure 5.10	Impédance perçue par l'UUT selon l'ordre du filtre de Butterworth ( $L_S = 500\mu\text{H}$ et $R_S = 2\Omega$ ).....	114
Figure 5.11	Impédance perçue par l'UUT selon l'ordre du filtre de Butterworth ( $L_S = 500\mu\text{H}$ et $R_S = 20\Omega$ ).....	115
Figure 5.12	Impédance perçue par l'UUT selon l'ordre du filtre de Butterworth ( $L_S = 2\text{mH}$ et $R_S = 2\Omega$ ).....	115
Figure 5.13	Impédance perçue par l'UUT selon l'ordre du filtre de Butterworth ( $L_S = 2\text{mH}$ et $R_S = 20\Omega$ ).....	116
Figure 5.14	Approximation de la contrainte d'atténuation.....	118
Figure 5.15	Caractéristique du filtre selon $\omega_2$ et $\zeta_2$ .....	122
Figure 5.16	Agrandissement de la zone d'intérêt de la Figure 5.15.....	122
Figure 5.17	Impédance de l'émulateur de moteur avec le filtre.....	124
Figure 5.18	Performances en temps différé du nouveau filtre pour l'application monophasée.....	124
Figure 5.19	Comparaison des résultats en temps différé avec le nouveau filtre.....	125
Figure 5.20	Filtre d'ordre cinq avec condensateur en série avec la résistance.....	126
Figure 5.21	Gain de la fonction de transfert du filtre d'ordre cinq pour différentes valeurs résistives et $F_C = 2.87\text{kHz}$ .....	127
Figure 5.22	Gain de la fonction de transfert du filtre d'ordre cinq pour différentes valeurs de $F_C$ et $R = 5\Omega$ .....	128
Figure 5.23	Impédance de l'émulateur avec filtre d'ordre 5.....	129
Figure 5.24	Performances en temps différé du filtre d'ordre cinq dans l'application monophasée.....	129
Figure 5.25	Comparaison des oscillations de tension à la sortie de l'entraînement de moteur.....	130
Figure 5.26	Filtre d'ordre sept avec réseau sélectif en sortie.....	131
Figure 5.27	Effet de la tolérance des composantes sur la fonction de transfert.....	131

Figure 5.28	Comparaison des gains des filtres conçus selon la fréquence.....	132
Figure 5.29	Comparaison des phases des filtres conçus selon la fréquence.....	133
Figure 5.30	Impédance de l'émulateur pour les filtres conçus selon la fréquence.....	133
Figure 6.1	Schéma bloc de l'application PHIL complète.....	135
Figure 6.2	Photo de l'application PHIL finale. ....	136
Figure 6.3	Modules constituant l'amplificateur de tension. ....	137
Figure 6.4	Dessin tridimensionnel de l'amplificateur triphasé complet.....	139
Figure 6.5	Représentation tridimensionnelle du convertisseur de puissance. ....	139
Figure 6.6	Représentation tridimensionnelle du circuit imprimé de commande.....	140
Figure 6.7	Représentation tridimensionnelle du circuit imprimé du filtre d'ordre 7. ....	140
Figure 6.8	Représentation tridimensionnelle du circuit imprimé d'isolation.....	141
Figure 6.9	Représentation tridimensionnelle du circuit imprimé d'alimentations auxiliaires. ....	141
Figure 6.10	Représentation tridimensionnelle explosée de l'amplificateur de tensions complet. ....	142
Figure 6.11	Représentation tridimensionnelle de l'amplificateur de tensions assemblé. ....	142
Figure 6.12	Schéma du module d'absorption.....	144
Figure 6.13	Schéma pour le déséquilibre triphasé.....	146
Figure 6.14	Modèle équivalent moyen du module d'absorption.....	148
Figure 6.15	Flot de puissance en absorption. ....	148
Figure 6.16	Disposition globale des composantes du module d'absorption. ....	151
Figure 6.17	Modèle équivalent moyen du module d'absorption en mode source.....	152
Figure 6.18	Fluctuation de tension attendue.....	153
Figure 6.19	Tension crête de sortie garantie pour une impulsion de puissance $P$ de 0.1s et avec rapport cyclique de 10%. ....	154

Figure 6.20	Composantes principales du module d'absorption. ....	155
Figure 6.21	Schéma d'un contrôleur en boucle ouverte. ....	160
Figure 6.22	Schéma d'un contrôleur en boucle fermée avec filtre. ....	160
Figure 6.23	Schéma d'un contrôleur en boucle fermée sans filtre. ....	160
Figure 6.24	Fluctuation de la tension à la sortie du régulateur. ....	163
Figure 6.25	Schéma du contrôleur modifié pour intégrer le générateur d'onde triangulaire et les limiteurs de courant. ....	166
Figure 6.26	Connexion des circuits de contrôle au circuit de puissance. ....	167
Figure 6.27	Schéma du montage de base de l'intégrateur différentiel à deux entrées. ....	168
Figure 6.28	Régulateur de tension modifié utilisant des entrées différentielles. ....	169
Figure 6.29	Générateur de temps morts. ....	172
Figure 6.30	Formes d'onde du générateur de temps morts. ....	173
Figure 6.31	Réponse fréquentielle théorique et expérimentale de l'amplificateur. ....	174
Figure 6.32	Montage réalisé pour les mesures d'efficacité. ....	176
Figure 6.33	Efficacité selon la tension de sortie une charge de $8\Omega$ . ....	177
Figure 6.34	Efficacité de l'amplificateur pour une charge de $4\Omega$ . ....	177
Figure 6.35	Efficacité selon la puissance de sortie pour une charge de $8\Omega$ . ....	178
Figure 6.36	Efficacité selon la puissance de sortie pour une charge de $4\Omega$ . ....	178
Figure 6.37	Convertisseur monophasé à deux niveaux. ....	179
Figure 6.38	Commutations dures et douces et effet des temps morts. ....	180
Figure 6.39	Mesure du EMI de l'amplificateur selon le courant de charge. ....	181
Figure 6.40	Spécifications de l'amplificateur (1 de 2). ....	182
Figure 6.41	Spécifications de l'amplificateur (2 de 2). ....	183
Figure 7.1	Cascades de filtres sur les mesures de courant. ....	186

Figure 7.2	Modèle du moteur BLDC en temps différé avec l'ajout de filtres par rapport à la Figure 4.6.....	186
Figure 7.3	Simulation en temps différé avec délais ajoutés par rapport à la Figure 4.1.....	187
Figure 7.4	Division du modèle en temps différé pour l'application en temps réel. ....	188
Figure 7.5	Division du modèle du moteur BLDC en temps différé pour l'application en temps réel. ....	188
Figure 7.6	Valeur des inductances de 2mH utilisées avec la simulation en temps réel selon le courant. ....	194
Figure 7.7	Courant de la phase A en temps réel avec deux inductances de 2mH différentes. ....	195
Figure 7.8	Valeur de l'inductance de 500µH utilisée avec la simulation en temps réel selon le courant. ....	195
Figure 7.9	Résultats en temps réel pour deux circuits d'attaque de grille.....	197
Figure 7.10	Résultat en temps différé avec variation des temps morts. ....	198
Figure 7.11	Comparaison des résultats en temps réel et en temps différé.....	198
Figure 7.12	Comparaison des résultats pour le cas #1 avec $E_{UUT} = 80V$ , sans BEMF. ....	201
Figure 7.13	Comparaison des résultats pour le cas #1 avec $E_{UUT} = 80V$ et BEMF. ....	202
Figure 7.14	Comparaison des résultats pour le cas #1 avec $E_{UUT} = 140V$ et BEMF. ....	203
Figure 7.15	Comparaison des résultats pour le cas #2 avec $E_{UUT} = 80V$ . ....	204
Figure 7.16	Comparaison des résultats pour le cas #2 à $E_{UUT} = 140V$ . ....	205
Figure 7.17	Comparaison des résultats pour le cas #3 avec $E_{UUT} = 80V$ . ....	206
Figure 7.18	Comparaison des résultats pour le cas #3 avec $E_{UUT} = 140V$ . ....	207
Figure 7.19	Agrandissement de la Figure 7.17.....	209

Figure 7.20	Comparaison des résultats pour le cas #3 avec $E_{UUT} = 80V$ avec ajustement de la source. ....	210
Figure 7.21	Comparaison des résultats pour le cas #3 avec $E_{UUT} = 140V$ avec ajustement de la source. ....	211

## LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

AWG	American Wire Gage
BEMF	Back Electro Motive Force
BJT	Bipolar Junction Transistor
BO, BF	Boucle Ouverte, Boucle Fermée
BLDC	Brushless DC motor
CAN	Convertisseur Analogique/Numérique
CAPS	Center for Advanced Power Systems
CPLD	Complex Programmable Logic Device
CPU	Central Processing Unit
DC	Direct Current
DSP	Digital Signal Processor
DTC	Direct Torque Control
EMI	Electromagnetic Interference
ESL	Equivalent Series Inductance
ESR	Equivalent Series Resistance
FPGA	Field-Programmable Gate Array
HIL	Hardware-In-the-Loop
LQR	Linear Quadratic Regulator
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
OLS	Offline Simulation
PCB	Printed Circuit Board
PHIL	Power Hardware-In-the-Loop
PI	Proportional Integral
PID	Proportional Integral Derivative
PLL	Phase-Locked Loop
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Motor
RT-HIL	Real Time Hardware-In-the-Loop
SOA	Safe Operating Area
UUT	Unit Under Test

## LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

---

### UNITÉS DE BASE

m	mètre (unité de longueur)
kg	kilogramme (unité de masse)
s	seconde (unité de temps)
A	ampère (unité d'intensité de courant électrique)
V	volt (unité de tension électrique)
Hz	hertz (unité de fréquence)
rad	radian (unité d'angle)
°	degré (unité d'angle)
N	newton

---

### UNITÉS DE TEMPS

s	seconde
ms	milliseconde
μs	microseconde
ns	nanoseconde
τ	constante de temps
$T_S$	temps d'échantillonnage

---

### UNITÉS DE FRÉQUENCE

kHz	kilohertz
MHz	megahertz
rad/s	radian par seconde
$F$	fréquence
$F_S$	fréquence de commutation
$F_C$	fréquence de coupure
$\omega$	fréquence angulaire

---

### UNITÉS DE PUISSANCE

W	watt
kW	kilowatt
$P$	puissance

---

### UNITÉS DE GAIN

dB	décibel
ATT	atténuation

---

### UNITÉS GÉOMÉTRIQUE

m	mètre
cm	centimètre
mm	millimètre

---

### UNITÉS MÉCANIQUES

m/s	mètre par seconde
rad/s	radian par seconde
N.m	newton-mètre
$M$	masse
$T$	couple
$f_v$	coefficient de frottement visqueux
$N$	ratio d'un réducteur de vitesse
$R$	rayon d'une poulie
$F$	force externe
$\omega_r$	vitesse angulaire du rotor
$\theta_r$	angle mécanique du rotor
$\theta_e$	angle électrique du rotor
$p$	nombre de paires de pôle

---

### UNITÉS ÉLECTRIQUES

$\Omega$	ohm
H	henry
mH	millihenry
μH	microhenry
mV.s	millivolt-seconde
$Z$	impédance
$L$	inductance
$C$	condensateur
$R$	résistance
$L_S$	inductance du stator
$R_S$	résistance du stator
$E$	tension d'alimentation
$E_{UUT}$	tension d'alimentation de l'entraînement de moteur
$\eta$	efficacité
$K$	ordre du filtre
$I$	courant d'une maille
$V$	tension d'un nœud
$S$	nombre de niveaux
$N_D$	nombre de décades
$\Phi$	fonction de flux magnétique
$\lambda$	constante d'amplitude des aimants
$K_p$	gain proportionnel
$K_i$	gain intégral
$K_d$	gain dérivé



## INTRODUCTION

Les projets auxquels font face les ingénieurs d'aujourd'hui sont souvent d'une complexité élevée et requièrent l'expertise de plusieurs disciplines. Selon l'envergure du projet, la multidisciplinarité peut conduire à une division du travail entre plusieurs équipes qui veilleront à accomplir adéquatement leur partie du devis initial. Un lien de communication efficace doit être établi entre ces différents groupes afin d'atteindre les objectifs et les échéanciers fixés; on a alors avantage à avoir le meilleur lien de communication afin d'avoir le meilleur niveau de confiance lors de l'interconnexion des sous-projets.

Afin de maximiser la probabilité de succès lors de l'interconnexion, de nombreux outils ont été développés. Parmi eux, on identifie la simulation en temps réel avec le principe de *Hardware-in-the-loop* (HIL) qui rend possible l'inclusion d'appareils réels dans la maille de simulation. Ce type de simulation permet le dialogue entre un monde virtuel qui simule le fonctionnement d'un système ou d'un procédé, et un monde réel correspond à l'équipement sous test. Bien entendu, le monde virtuel est constitué de modèles mathématiques configurables, tandis que le monde réel est composé de composants réels (contrôleurs, convertisseurs de puissance, amplificateurs, etc.).

L'interface entre ces deux mondes est formée d'une section logicielle qui établit le lien avec les modèles mathématiques et d'une section matérielle qui se lie aux composants réels. Pour la simulation de systèmes peu complexes, certains conçoivent eux-mêmes cette interface avec une architecture relativement simple : par exemple, la connexion entre un DSP implémentant les modèles mathématiques du monde virtuel et un autre DSP constituant le contrôleur de ce monde virtuel. Toutefois, des compagnies telles qu'Opal-RT dSPACE et RTDS offrent des solutions disponibles immédiatement (*off-the-shelf*) et permettant la simulation en temps réel de systèmes ayant des envergures importantes.

Opal-RT est une compagnie fondée en 1997 dont la maison mère est établie à Montréal. Afin de solidifier ses assises sur un nouveau marché de la simulation des convertisseurs de

puissance, Opal-RT a établi un partenariat avec l'École de technologie supérieure (ÉTS). Le mandat confié à l'ÉTS vise le développement d'une nouvelle interface de simulation. Le travail présenté dans ce mémoire répond aux besoins de ce partenaire.

Dans les dix dernières années, Opal-RT est devenu un joueur important dans le domaine de la simulation en temps réel HIL; ses champs d'expertise sont principalement dans les domaines de l'automobile, l'aérospatial et les réseaux électriques. La simulation HIL se caractérise par des échanges d'information entre les systèmes par des signaux basse tension et faible courant. Certaines applications demandent toutefois une expansion de la simulation HIL à un échange d'énergie réel, et parfois à des puissances importantes : il est alors question de *Power Hardware-in-the-loop* (PHIL).

Bien que plusieurs applications puissent requérir une simulation PHIL, on s'intéresse dans ce travail à l'émulation de machines électriques. Ce concept d'émulation dépasse la simulation proprement dite, car en plus de faire la simulation du moteur, l'émulation permet de recréer matériellement le comportement d'un moteur virtuel; certains ont d'ailleurs utilisé les termes *Virtual Machine* pour désigner ce concept (Slater, Atkinson et Jack, 1998). L'émulateur de moteur idéal permettrait de remplacer le vrai moteur par l'émulateur sans que l'entraînement de moteur y voie de différences notables.

Comme présenté dans ce document, il est difficile d'obtenir un tel comportement et des compromis doivent être envisagés selon les applications et les caractéristiques imposées par le cahier de charge. Le présent ouvrage expose donc la méthodologie adoptée pour la réalisation d'un émulateur de machine synchrone trapézoïdale à aimants permanents, *brushless DC motor* (moteur BLDC). La machine émulée possède une puissance de 150W continue utilisée pour une application de positionnement requérant des puissances crêtes pouvant atteindre 1500W. La tension maximale de la force contre-électromotrice peut atteindre  $\pm 80V$ . Cette application correspond précisément aux exigences de l'un des clients d'Opal-RT et valide la plupart des choix de conception du prototype. Mentionnons que la méthodologie proposée s'adapte aisément à des machines plus puissantes de même type.

# CHAPITRE 1

## REVUE DE LITTÉRATURE

Le partenariat avec Opal-RT soulève une problématique intéressante dont l'émergence est récente : quelle est la meilleure manière de réaliser une charge tournante de type moteur électrique avec un convertisseur statique dont le comportement sera semblable au moteur virtuel désiré? Depuis les dix dernières années, plusieurs auteurs (Boller et Kennel, 2009; Monti, D'Arco et Deshmukh, 2008; Schulte et Bracker, 2008; Slater, Atkinson et Jack, 1998; Srinivasa Rao et Chandorkar, 2010) ont proposé des réponses à cette question. À partir de ces travaux accessibles dans la littérature, une grande question demeure : lesquels répondent le mieux aux besoins d'Opal-RT sur le plan de la performance, du coût ou du temps de développement? La section qui suit propose un survol des ouvrages pouvant orienter le choix final de la solution à privilégier pour le partenariat avec Opal-RT.

### 1.1 Type de simulations

La simulation est un outil conçu afin de prédire le comportement, aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent, d'un système physique modélisé par des équations mathématiques. Selon l'objectif, on distingue essentiellement quatre types de simulation, dont trois déjà identifiés (Bouscayrol, 2008), qui se différencient principalement par leur niveau d'abstraction/ressemblance avec la réalité (Figure 1.1).

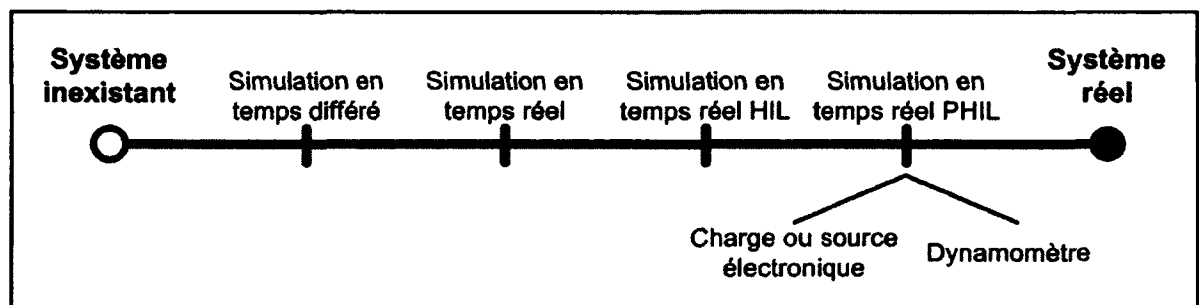


Figure 1.1 Types de simulation disponibles selon leur niveau d'abstraction à la réalité.

La simulation en temps différé, connue par *off-line simulation* (OLS), se lie à la réalité seulement par la précision avec laquelle la dynamique du modèle du système est représentée. Ce type de simulation est généralement le plus accessible vu qu'il ne requiert qu'un ordinateur avec les logiciels appropriés. Il est celui qui offre le plus de précision en raison de la complexité des algorithmes de résolution numérique qui lui sont permis, entre autres les algorithmes à pas variables. Pour réaliser ces simulations, on retrouve des logiciels commercialement disponibles tels que Matlab/Simulink, PSIM, EMTP, JMAG, SPICE, etc..

Ensuite, il y a la simulation en temps réel qui pour sa part se rattache à la réalité non seulement par le modèle, mais aussi par la contrainte de temps qui lui est imposée. En effet, cette simulation évolue de manière à ce que les résultats qu'elle présente temporellement coïncident avec ceux du système réel soumis aux mêmes perturbations. Cette contrainte temporelle oblige la plupart du temps à des simplifications du modèle du système et à l'utilisation d'un algorithme à pas fixes moins performant que ceux disponibles pour la simulation en temps différé. Toutefois, une réduction du pas de calcul permet généralement d'atteindre des résultats appréciables, dont le compromis peut être évalué en comparant une simulation OLS précise avec une simulation OLS du simulateur en temps réel.

### **1.1.1 Simulation en temps réel avec HIL**

Certains projets utilisent la simulation en temps réel pour la puissance et la rapidité de calcul qu'elle offre. Néanmoins, le passage d'une simulation OLS à une simulation en temps réel a généralement pour but d'interagir avec des composantes externes réelles. C'est à ce moment que le concept de HIL est introduit. La simulation en temps réel avec HIL (RT-HIL) ajoute des entrées/sorties (E/S) à la simulation en temps réel décrite précédemment. Cet ajout augmente substantiellement le temps de calcul minimal du simulateur en temps réel, imposant des contraintes lors de l'interfaçage avec le monde réel.

Ce type de simulation est maintenant usuel et est reconnu comme une méthode de test efficace. La simulation en temps réel est d'ailleurs utilisée dans plusieurs domaines, dont

l'automobile (Maclay, 1997), le transport ferroviaire (Terwiesch, Keller et Scheiben, 1999) et les convertisseurs de puissance (Graf *et al.*, 2008), pour n'en nommer que quelques-uns.

La simulation HIL échange de l'information entre le simulateur et le système sous test sous forme de signaux de contrôle de basses amplitudes. Des exemples concrets sont des signaux de température, des signaux MLI ou encore des signaux de contrôle numériques. Le système sous test est généralement un contrôleur tandis que la plateforme HIL contient les modèles électriques ou mécaniques du système à contrôler. La Figure 1.2 propose le schéma global d'une application HIL où la plateforme en temps réel est représentée par un simulateur en temps réel d'Opal-RT simulant un procédé quelconque. Le système sous test est quant à lui dessiné comme une plaquette de développement intégrant le contrôleur du procédé. L'information analogique ou numérique est échangée par les entrées/sorties sous forme de tensions ou de courants.

L'utilité d'une telle simulation provient du fait que le contrôleur sous test est placé dans un environnement tout à fait semblable à son environnement réel. De cette façon, le bon fonctionnement de ce contrôleur est vérifié pour plusieurs cas de figure implantés virtuellement. Le développement est alors accéléré puisque les probabilités de fonctionnement dans le montage réel sont augmentées.

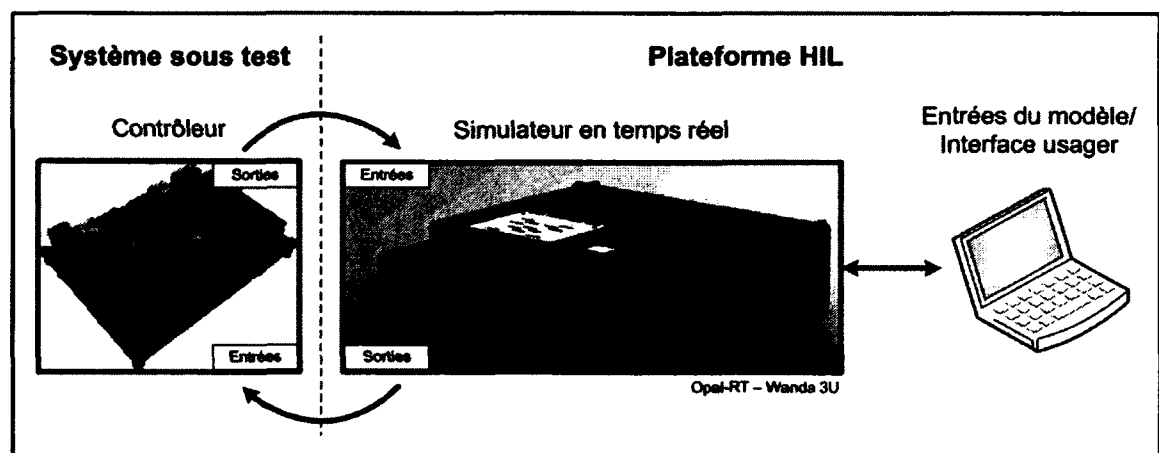


Figure 1.2 Simulation HIL avec signaux de basse tension.

### 1.1.2 Simulation en temps réel PHIL avec banc d'essai dynamométrique

La simulation en temps réel nommée *Power Hardware-in-the-loop* (PHIL) est obtenue en modifiant une simulation HIL afin de pouvoir transférer de la puissance réelle au lieu de se limiter à l'échange de signaux de contrôle. Ceci permet à certaines applications de tester un entraînement de moteur et son contrôleur dans un environnement très similaire à celui pour lequel il est conçu. Dans ce document, on réfère à ce type de simulation par les termes simulation PHIL mécanique.

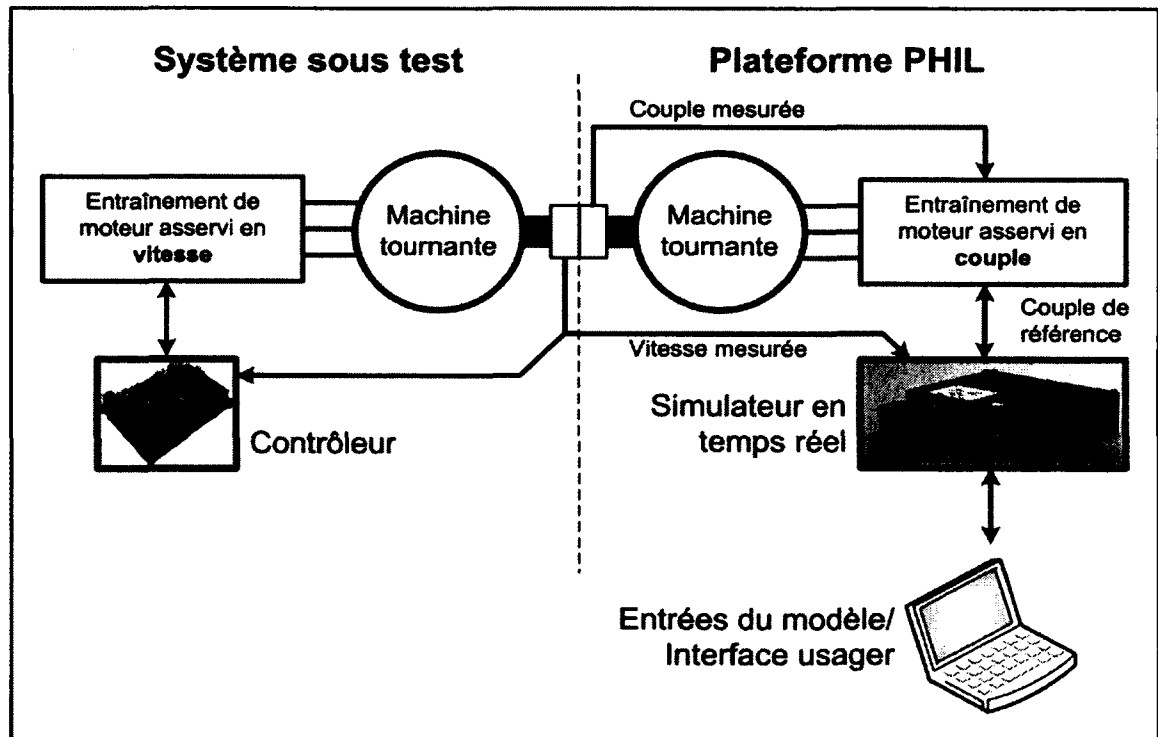


Figure 1.3 Simulation PHIL mécanique.

En se référant à la Figure 1.3, on constate que le lien entre la plateforme HIL et le système sous test est mécanique contrairement au lien électrique de la simulation HIL. Dans ce cas, le simulateur en temps réel calcule le couple mécanique selon la vitesse de rotation de l'axe mécanique et le modèle mathématique. Ce couple calculé est ensuite imposé par une machine électrique et son entraînement de moteur. Cette configuration permet alors d'imposer

différents couples selon la vitesse de l'axe mécanique contrôlée par le système sous test, et selon différents paramètres virtuels contrôlés par l'utilisateur. Par exemple, lorsque la simulation PHIL mécanique est utilisée pour la simulation d'une éolienne, le couple développé à l'axe mécanique varie selon un profil de vent, l'inclinaison des pales ou tous autres paramètres virtuels intégrés dans le modèle (Kojabadi, Liuchen et Boutot, 2004; Li *et al.*, 2006). La plateforme HIL simule alors les caractéristiques de la turbine éolienne tandis que le système sous test est constitué du générateur et de son contrôleur. Le même principe s'applique pour l'industrie automobile : la plateforme HIL simule alors les caractéristiques d'un véhicule hybride et de son environnement, tandis que le système sous test pourrait être le moteur électrique et son contrôleur (Sung Chul, 2005).

Ce principe de simulation est aussi viable pour des applications de puissance importante, comme le démontrent les installations du *Center for Advanced Power Systems (CAPS)* de l'université *Florida State University* (Steurer *et al.*, 2010). D'ailleurs, ces derniers utilisent une technologie encore plus avancée qu'un simple banc d'essai dynamométrique puisqu'ils incorporent un convertisseur de puissance dans la maille de simulation pour émuler les perturbations pouvant survenir sur un réseau électrique.

### **1.1.3 Simulation PHIL avec charge électronique**

L'implantation d'une simulation PHIL mécanique est maîtrisée depuis plusieurs années et a été facilitée par les constantes de temps importantes des composants mécaniques et des systèmes modélisés. Cette solution manque néanmoins de flexibilité puisque le banc d'essai encombrant est assemblé pour répondre à des spécifications de puissances, de vitesses, de tensions et de courants qui ne seront pas retrouvés pour une autre application. La mise en œuvre d'un banc d'essai dynamométrique est dispendieuse et n'accepte qu'une faible variation des paramètres d'utilisation.

Pour pallier ce problème de flexibilité, qui est essentiellement dû au lien mécanique, on peut imaginer un convertisseur statique du type électronique de puissance qui remplace

entièrement le banc d'essai dynamométrique. Ce convertisseur statique se branche directement au convertisseur de puissance sous test et doit se comporter comme le modèle de charge électronique qu'il émule (Figure 1.4). En comparant cette dernière figure à la Figure 1.3 de la simulation PHIL mécanique, on remarque que seules les machines tournantes ont été retirées. Le lien entre la plateforme HIL et le système sous test est effectué par la connexion électrique entre les étages de puissance de ces deux composantes.

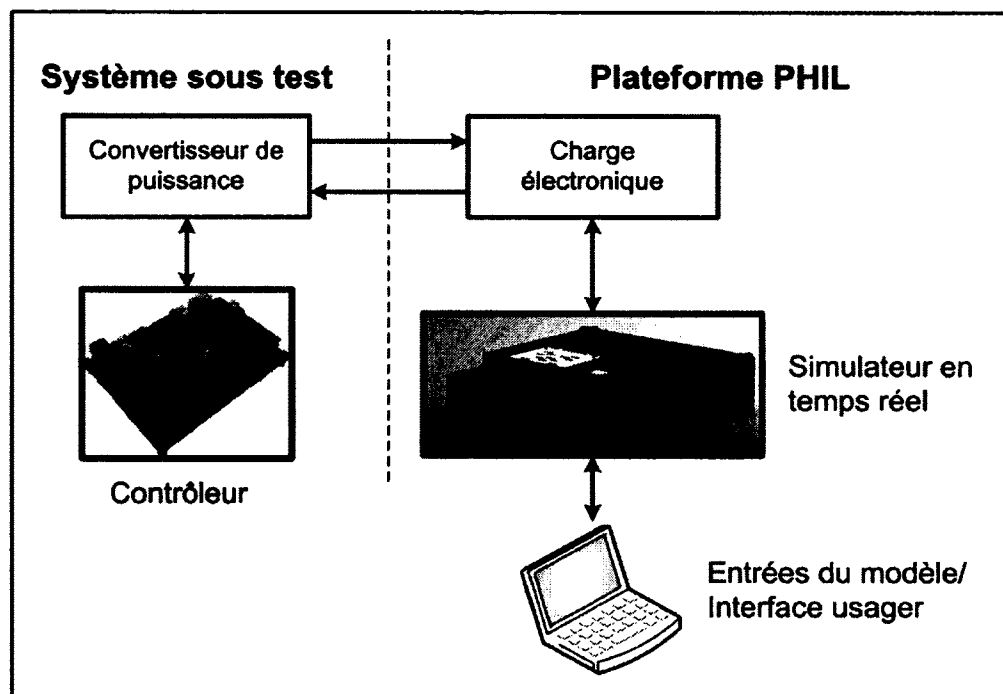


Figure 1.4 Simulation PHIL avec charge électronique.

Ce type d'application offre beaucoup plus de défi que la simulation PHIL mécanique puisque ce sont les constantes de temps électriques rapides qui gèrent en partie la maille de simulation. Ici, la plateforme HIL calcule à la fois le modèle mécanique et le modèle électrique de la charge à émuler. Ce type de simulation correspond précisément au projet de ce mémoire et est détaillé dans la prochaine section.

En plus d'une flexibilité accrue, la simulation PHIL permet de créer des conditions de fonctionnement interdites à la simulation PHIL mécanique. On pense alors à des cas de



fautes, de survitesse ou d'accélération trop importantes qui risqueraient d'endommager un banc d'essai dynamométrique.

## **1.2 Émulateurs de charges**

Les charges pouvant être émulées par des convertisseurs statiques sont diverses, allant des panneaux solaires aux charges passives. La revue de littérature présentée ci-après se concentre sur les machines électriques. Étant donné leur dualité entre leur système mécanique et électrique, ces charges sont passablement compliquées à émuler. La réalisation d'une telle charge permet alors l'émulation de la plupart des autres charges.

L'émergence de cette application a restreint la revue de littérature à cinq groupes d'auteurs principaux dont les travaux ont largement contribué au développement des émulateurs de moteur (Boller et Kennel, 2009; Monti, D'Arco et Deshmukh, 2008; Schulte et Bracker, 2008; Slater, Atkinson et Jack, 1998; Srinivasa Rao et Chandorkar, 2010). Ils sont des précurseurs dans ce domaine. Leurs travaux ont été des références pour la plupart des travaux récemment effectués sur le sujet. Les premiers travaux à ce sujet (Jack, Atkinson et Slater, 1998; Slater, Atkinson et Jack, 1998) sont d'ailleurs encore utilisés aujourd'hui comme point de comparaison (Lentijo, D'Arco et Monti, 2010) et témoignent de leur importance. La disparité des travaux et leur publication récente prouvent l'émergence de ce domaine d'application.

Les tableaux et figures qui suivent résument les technologies et techniques privilégiés pour chacun de ces travaux. Schulte et Bracker (1998) sont les premiers auteurs présentés puisque leur ouvrage couvre le même type de moteur que celui visé par ce mémoire. Ensuite, suivent chronologiquement les autres chercheurs : Slater, Atkinson et Jack (1998), Monti, D'Arco et Deshmukh (2008), Boller et Kennel (2009) et Srinivasa Rao et Chandorkar (2010).

Tableau 1.1 Caractéristiques de l'émulateur de Schulte et Bracker (2008)

<b>Type de moteur</b>	BLDC
<b>Entrées électriques du modèle Stratégie de mesure</b>	Tensions ligne-ligne de l'émulateur Suréchantillonnage des tensions avec des convertisseurs analogique/numérique (CAN) à 10MHz (100 ns)
<b>Fréquence de commutation de l'entraînement de moteur</b>	20 kHz
<b>Fréquence des courants d'intérêt</b>	Petit signal : 20 kHz Grand signal : ~230Hz
<b>Topologie de l'émulateur</b>	Amplificateurs de courant et de tension linéaires avec bande passante très élevée
<b>Impédance entre l'entraînement de moteur et l'émulateur</b>	Aucune
<b>Stratégie d'émulation</b>	Imposition des courants de référence fournis par le modèle électromagnétique du moteur Imposition de la tension de force contre-électromotrice (BEMF) lors de l'annulation d'un courant de phase

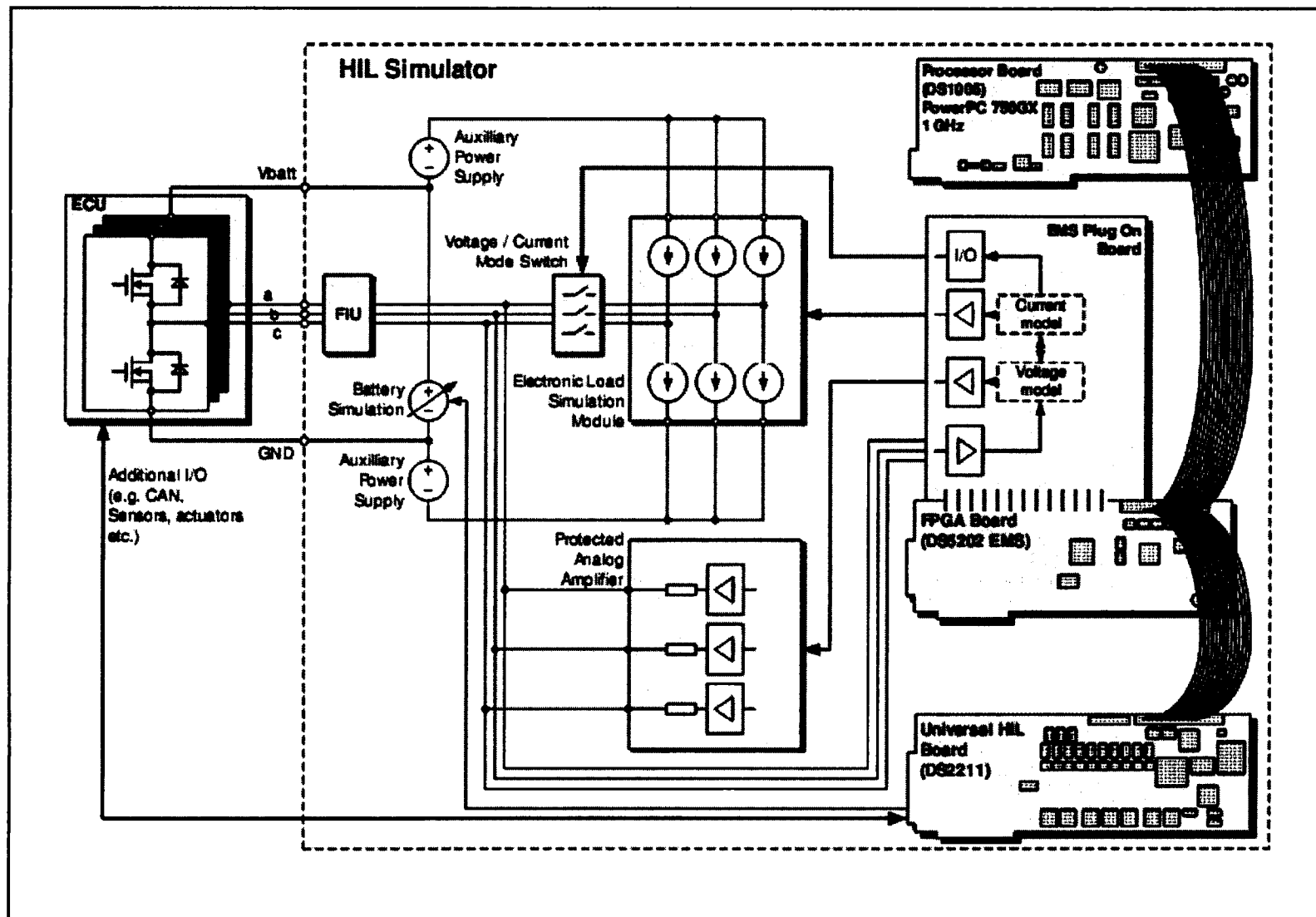


Figure 1.5 Schéma bloc de l'émulateur de Schulte et Bracker (2008).  
Tiré de Schulte et Bracker (2008)

Tableau 1.2 Caractéristiques de l'émulateur de Slater, Atkinson et Jack (1998)

<b>Type de moteur</b>	Asynchrone
<b>Entrées électriques du modèle Stratégie de mesure</b>	Tensions ligne-ligne de l'émulateur Intégrateurs analogiques à 13kHz
<b>Fréquence de commutation de l'entraînement de moteur</b>	9 kHz
<b>Fréquence des courants d'intérêt</b>	50Hz
<b>Topologie de l'émulateur</b>	Pont triphasé à 6 interrupteurs précédés d'un redresseur actif
<b>Impédance entre l'entraînement de moteur et l'émulateur</b>	Inductances de faible valeur
<b>Stratégie d'émulation</b>	Contrôle des courants de phase avec des régulateurs PI selon les références fournies par le modèle électromagnétique du moteur

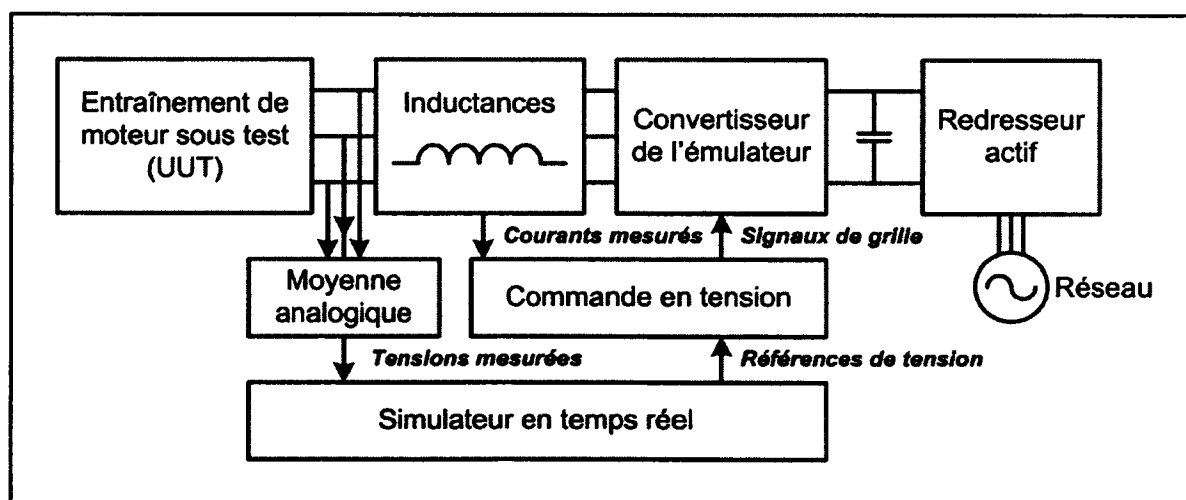


Figure 1.6 Schéma bloc de l'émulateur de Slater, Atkinson et Jack (1998).

Tableau 1.3 Caractéristiques de l'émulateur de Monti, D'Arco et Deshmukh (2008)

<b>Type de moteur</b>	Asynchrone
<b>Entrées électriques du modèle Stratégie de mesure</b>	Tensions ligne-ligne de l'émulateur Moyenne numérique des impulsions de tension soumises à l'émulateur accompagnée d'un facteur d'échelle proportionnel à la tension du bus DC de l'entraînement.
<b>Fréquence de commutation de l'entraînement de moteur</b>	8 kHz
<b>Fréquence des courants d'intérêt</b>	60Hz
<b>Topologie de l'émulateur</b>	Pont triphasé à 6 interrupteurs précédés d'un redresseur actif
<b>Impédance entre l'entraînement de moteur et l'émulateur</b>	Filtres LCL avec résistances
<b>Stratégie d'émulation</b>	Commande prédictive des courants de phase selon des variables d'état du filtre LCL et les références fournies par le modèle électromagnétique du moteur

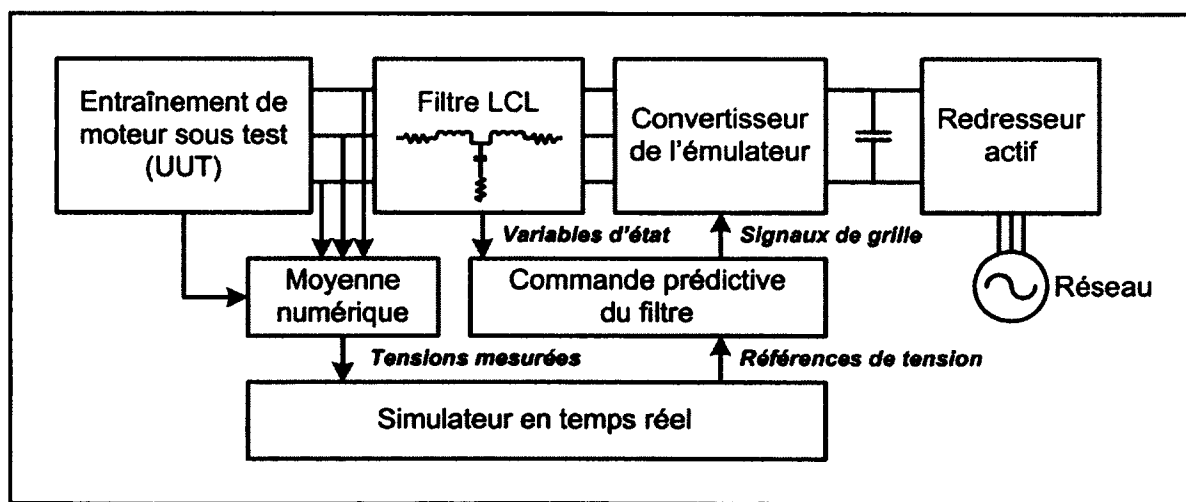


Figure 1.7 Schéma bloc de l'émulateur de Monti, D'Arco et Deshmukh (2008).

Tableau 1.4 Caractéristiques de l'émulateur de Boller et Kennel (2009)

<b>Type de moteur</b>	Asynchrone
<b>Entrées électriques du modèle</b>	Courants de phase
<b>Fréquence de commutation de l'entraînement de moteur</b>	---
<b>Fréquence des courants d'intérêt</b>	60Hz
<b>Topologie de l'émulateur</b>	Pont triphasé à 6 interrupteurs précédés d'un redresseur actif
<b>Impédance entre l'entraînement de moteur et l'émulateur</b>	Inductances de valeur identique aux inductances du stator de la machine émulée.
<b>Stratégie d'émulation</b>	Imposition de tensions, semblables aux BEMF, selon les références générées par le modèle électromagnétique du moteur reposant sur les courants de phase.

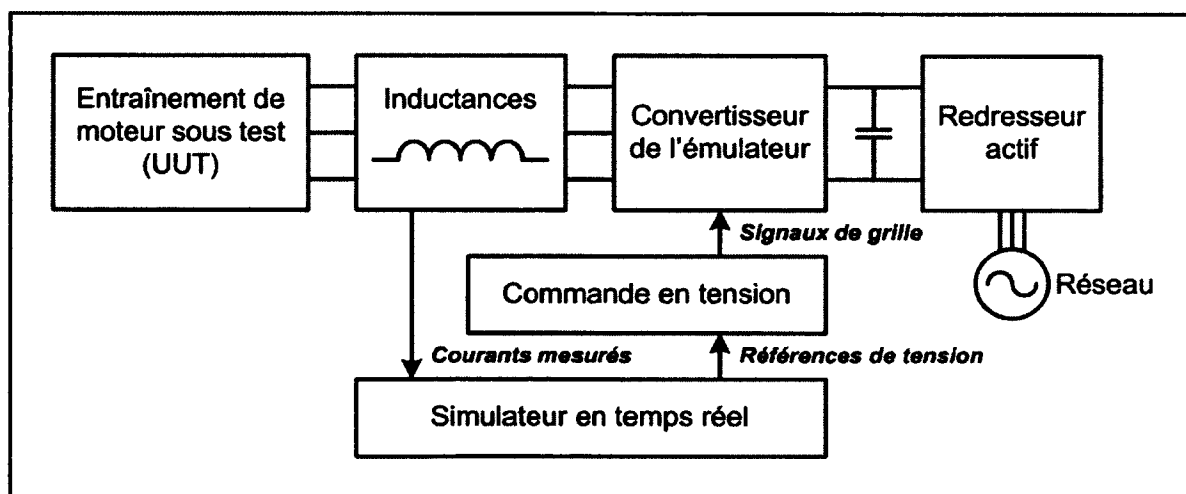


Figure 1.8 Schéma bloc de l'émulateur de Boller et Kennel (2009).

Tableau 1.5 Caractéristiques de l'émulateur Srinivasa Rao et Chandorkar (2010)

<b>Type de moteur</b>	Asynchrone
<b>Entrées électriques du modèle Stratégie de mesure</b>	Tensions ligne-ligne de l'émulateur Échantillonnage des tensions à $20\mu\text{s}$ appliquées à des PLL fournissant alors des tensions sinusoïdales propres au modèle du moteur
<b>Fréquence de commutation de l'entraînement de moteur</b>	5 kHz
<b>Fréquence des courants d'intérêt</b>	50Hz
<b>Topologie de l'émulateur</b>	Pont triphasé à 6 interrupteurs précédés d'un redresseur actif
<b>Impédance entre l'entraînement de moteur et l'émulateur</b>	Filtres LCL
<b>Stratégie d'émulation</b>	Contrôle des courants de phase à partir des variables d'état du filtre LCL avec un régulateur linéaire quadratique (LQR) selon les références fournies par le modèle électromagnétique du moteur

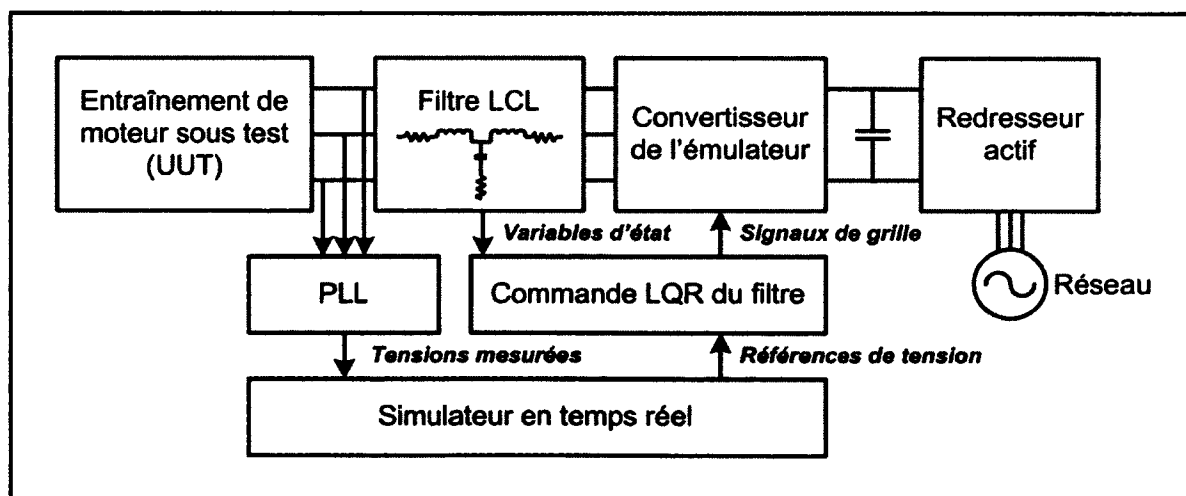


Figure 1.9 Schéma bloc de l'émulateur de Srinivasa Rao et Chandorkar (2010).

### 1.3 Comparaison des émulateurs de moteurs

Quatre des cinq groupes d'auteurs présentés dans la section précédente ont réalisé l'émulation de moteurs asynchrones. Pourtant, les méthodologies utilisées diffèrent passablement. Il convient alors de résumer les différences majeures entre ces approches.

#### 1.3.1 Type de moteur

Outre les moteurs asynchrones et synchrones sans brosses (dont fait partie le moteur BLDC), on retrouve aussi dans la littérature des émulateurs de moteur pas-à-pas (Oceguera *et al.*, 2008). Toutefois, seuls les deux premiers ont été retenus dans cette revue de littérature, compte tenu de leur ressemblance avec l'application d'intérêt.

Le moteur asynchrone et le moteur synchrone sans brosses se différencient par les commandes qui leur sont appliquées ainsi que leurs champs d'applications. Tous les émulateurs de moteurs asynchrones étudiés considèrent que l'entraînement de moteur sous test (UUT) impose en tout temps les tensions de sortie, c'est-à-dire que l'un des transistors de sortie pour chacun des bras est fermé. Cette hypothèse est valide pour la plupart des cas puisque la modulation vectorielle ou complémentaire est fréquemment utilisée.

Toutefois, pour certaines commandes contrôlant des moteurs synchrones sans brosses, l'UUT n'impose pas les tensions de sortie en tout temps, c'est-à-dire qu'il peut laisser deux transistors d'un même bras ouverts. À ce moment, lorsque le courant devient nul, la tension mesurée dépend de l'émulateur et non de l'UUT. Il faut alors un mécanisme pour appliquer correctement les entrées au modèle de moteur et fournir une sortie adéquate : seuls Schulte et Bracker ont discuté de cette problématique puisqu'étant les seuls à faire l'émulation de moteurs synchrones sans brosses. La structure privilégiée dans ce document offre naturellement une solution à ce problème (Chapitre 2).



### 1.3.2 Modèles de moteur

La plupart des émulateurs de moteur se servent du modèle deux phases D-Q avec notation matricielle pour modéliser les machines. Considérant les transformations de référentiel comme faisant partie du modèle, les entrées de ce modèle sont les trois tensions de phase qui permettent de calculer les trois sorties de courant. L'utilisation d'un tel modèle nécessite alors une stratégie de mesure des tensions d'entrées pulsées adéquate (intégrateurs analogiques, moyennes numériques ou PLL) et un émulateur de moteur se comportant comme une source de courant contrôlable.

Pour sa part, la modélisation de Boller et Kennel (2009) est effectuée à partir de variables complexes et de systèmes d'ordre un. Ceci permet d'obtenir un modèle dont les entrées sont les trois courants de phase et les sorties sont les trois tensions de phase (Holtz, 1995). Cette modélisation semble avoir été adoptée depuis longtemps (Harnefors, 2007). Il faut préciser que dans ce cas, la modélisation de la machine n'est pas complètement virtuelle puisque la dynamique du stator est émulée par des systèmes d'ordre un extérieurs, avec des inductances physiques. Cette structure ne nécessite toutefois aucune stratégie de mesure des variables d'entrées puisque celles-ci sont quasi continues par la nature du courant inductif. De plus, le convertisseur de l'émulateur est opéré en tension, simplifiant ainsi sa conception.

Le choix du modèle influence donc la nature du contrôle du convertisseur de l'émulateur. Un émulateur contrôlé en courant permet d'en assurer la protection facilement, tandis que la réalisation d'un convertisseur opéré en tension est relativement simple. Néanmoins, une source de courant permettrait d'émuler entièrement les impédances de moteur externes, tandis qu'une source de tension ne pourrait qu'en émuler la moitié (Wei, Steurer et Baldwin, 2008). Cette limitation s'explique uniquement par les erreurs introduites par l'interface entre la simulation en temps réel et l'équipement sous test. L'existence de ces erreurs est incontournable et limite l'impédance virtuelle à une valeur maximale égale à la valeur de l'impédance réelle afin de maintenir la stabilité de la simulation.

### 1.3.3 Fréquence de commutation

La commande d'un moteur par l'UUT conduit à la génération d'ondes carrées en sortie qui sont appliquées directement au moteur, ou à l'émulateur. L'émulateur idéal devrait alors réagir à tous ses changements de niveau par les dynamiques appropriées. Seuls Schulte et Bracker se sont aventurés à recréer ses dynamiques hautes fréquences en raison de leur nécessité pour le contrôle de moteurs BLDC; ceci a d'ailleurs requis des amplificateurs de courant avec une bande passante élevée. Pour les moteurs asynchrones, en raison de la complexité du modèle, de la bande passante des convertisseurs en commutation et de la valeur élevée des inductances du stator, les chercheurs se sont limités à contrôler les courants ou les tensions en valeur moyenne. Ceci permet d'augmenter grandement le temps disponible aux calculs du modèle et du contrôle. À titre comparatif, le Tableau 1.6 offre un aperçu des temps de calcul utilisés pour chaque application.

Tableau 1.6 Temps de calcul pour la commande ou le modèle pour les différents émulateurs

Auteurs	Temps de calcul
<b>Schulte et Bracker (2008)</b>	100 ns pour le modèle de moteur sur FPGA 1 $\mu$ s pour le rafraîchissement des sorties analogiques Aucune donnée pour le modèle mécanique sur CPU
<b>Slater, Atkinson et Jack (1998)</b>	153 $\mu$ s pour le modèle et la commande
<b>Monti, D'Arco et Deshmukh (2008)</b>	500 $\mu$ s pour le modèle et la commande
<b>Boller et Kennel (2009)</b>	Aucune donnée
<b>Srinivasa Rao et Chandorkar (2010)</b>	20 $\mu$ s pour la commande Aucune donnée pour le modèle de moteur

### **1.3.4 Topologie de l'émulateur**

À l'exception de Schulte et Bracker (2008), tous proposent une structure de deux convertisseurs en cascade. Un pré-régulateur bidirectionnel est relié au réseau pour contrôler la puissance générée ou absorbée. Un second convertisseur s'en alimente et accomplit les tâches de l'émulateur. Cette configuration typique pour les applications de puissance importante permet de récupérer l'énergie injectée dans l'émulateur de moteur. Dans le cas de Schulte et Bracker (2008), aucune récupération d'énergie n'est possible et l'énergie dissipée est supérieure à l'énergie que le moteur absorberait normalement (Bracker et Dolle, 2007).

### **1.3.5 Impédances et stratégies de contrôle**

L'impédance effectuant le lien entre l'émulateur et l'UUT affecte la complexité et les performances. Par exemple, l'utilisation d'une unique inductance par Slater, Atkinson et Jack (1998) permet l'utilisation de simples régulateurs PI, mais ajoute les harmoniques de commutation sur le courant de l'UUT. Monti, D'Arco et Deshmukh (2008) proposent un filtre LCL pour découpler les deux systèmes et atténuer les harmoniques de commutation. Toutefois, les algorithmes de contrôle sont nettement plus compliqués. Schulte et Bracker (2008) n'utilisent aucune impédance ce qui les conduit à la bande passante la plus élevée et à l'algorithme de contrôle le plus simple. Ceci dit, l'application finale impose des critères de choix sur l'impédance de lien qui influence ensuite la stratégie de contrôle à adopter.

## **1.4 Retour sur la revue de littérature**

La première section visait à positionner le lecteur dans le contexte de la simulation, et plus précisément de la simulation en temps réel. Ensuite, les deux autres volets ont exposé et comparé les travaux effectués à propos des émulateurs de moteur depuis les dix dernières années. Ce domaine émergent restreint la littérature disponible. Les ouvrages présentés sont des travaux de référence adoptant des approches légèrement ou diamétralement opposées. Ils ont largement contribué à aiguiller la nouvelle approche proposée dans ce mémoire.

## CHAPITRE 2

### DESCRIPTION GLOBALE DU PROJET

#### 2.1 Exigences d'Opal-RT

A priori, lors de l'établissement du partenariat avec Opal-RT, l'application concrète de l'émulateur de moteur n'était pas clairement définie, que ce soit sur le plan de la puissance, tension, du type de moteur, de la structure ou de la technologie. Toutefois, seulement quelques mois après le début du projet, un client d'Opal-RT a signifié son intérêt pour un émulateur de moteur utilisé dans une application aérospatiale. Dès lors, les paramètres de conception se sont progressivement clarifiés pour faire place à une application concrète.

Le client, dont le nom est omis aux fins de confidentialité, désirait un émulateur de moteur BLDC, dont les caractéristiques sont détaillées dans le Tableau 2.1. Dans l'application finale, cet émulateur est interfacé avec l'entraînement de moteur du client pour une application de positionnement qui requiert d'importants appels de puissance lors des accélérations et décélérations. Cependant, l'application ne nécessite qu'une faible puissance continue (Tableau 2.2). La conception de l'émulateur s'est alors orientée pour répondre à ces besoins particuliers, tout en œuvrant à conservé la flexibilité désirée pour une application PHIL.

Tableau 2.1 Spécifications du moteur à émuler

<b>Type de moteur</b>	BLDC
<b>Inductance phase-phase</b>	1mH à 4mH
<b>Résistance phase-phase</b>	4 $\Omega$ à 80 $\Omega$
<b>BEMF maximale</b>	$\pm 80V$
<b>Fréquence maximale</b>	400Hz
<b>Courant maximal</b>	$\pm 10A$

Tableau 2.2 Spécifications de l'application

Application	Positionnement
<b>Puissance maximale pendant 0.1s avec rapport d'utilisation de 10%</b>	1500W
<b>Puissance continue</b>	150W
<b>Tension du bus DC de l'UUT</b>	80V à 140V
<b>Fréquence de commutation de l'entraînement client</b>	32kHz

## 2.2 Structure de l'émulateur

La modélisation de la machine synchrone trapézoïdale à aimants permanents est réalisée soit dans le système de référence D-Q (Schulte et Bracker, 2008), ou dans le système de référence ABC. La librairie SimPowerSystems de Matlab/Simulink emploie la représentation dans le système de référence ABC. L'utilisation de ce dernier permet de travailler avec les grandeurs physiques de la machine, sans transformation a priori (Figure 2.1).

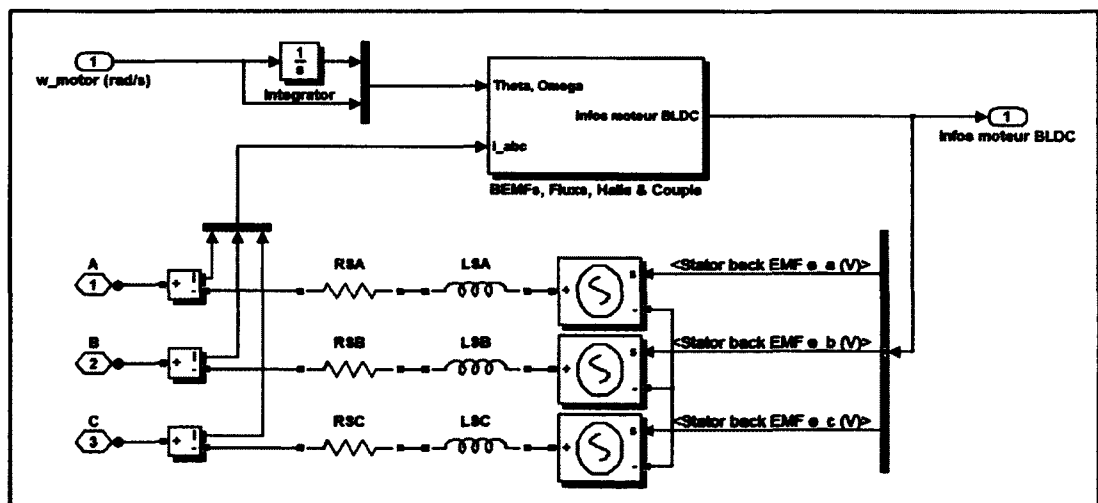


Figure 2.1 Modélisation du moteur BLDC dans le système de référence ABC.

Comme mentionné dans la revue de littérature, la plupart des auteurs utiliseraient un convertisseur piloté en courant pour émuler la représentation de la Figure 2.1. Ceci nécessiterait alors la mesure des tensions A, B et C et le calcul des circuits électriques RL. Les références de courant alors générées seraient ensuite imposées physiquement par l'émulateur. Toutefois, aucune de ces applications ne permet de recréer la dynamique de commutation de l'UUT en raison de la faible bande passante de leur convertisseur. Seuls certains travaux traitent ce cas à 20kHz où ils ont jugé nécessaire d'émuler la dynamique haute fréquence pour représenter fidèlement le comportement d'un moteur avec de faibles inductances (Schulte et Bracker, 2008). Des simulations OLS avec l'application cliente (Chapitre 4 et Chapitre 5) ont montré que cette dynamique était aussi requise pour le projet actuel afin d'obtenir un comportement semblable à la réalité. L'émulation de cette dynamique est requise pour se rapprocher du comportement de l'émulateur idéal. Toutefois, l'approche de Schulte et Bracker (2008) n'est pas retenue en raison de la technologie linéaire requise pour obtenir la bande passante désirée (Chapitre 3).

Ainsi, une structure d'émulateur offrant une bande passante élevée en courant se révèle nécessaire. Le courant d'un moteur est typiquement de forme triangulaire en raison de l'effet intégrant des inductances du stator, lorsque soumises aux ondes carrées de tension de l'UUT. Avec la Figure 2.2, on observe qu'une bande passante neuf fois supérieure à la fréquence de commutation de l'UUT est nécessaire pour émuler adéquatement le courant trapézoïdal d'une inductance. Pour l'application d'intérêt, ceci implique une bande passante d'environ 300kHz. Or, la régulation d'un courant de cette fréquence par un convertisseur en commutation requiert une fréquence de commutation excessivement élevée, non atteignable en raison des critères de tensions et de courants. L'atteinte de ces fréquences de commutation est seulement possible pour des signaux de faibles amplitudes (Lentijo *et al.*, 2004). Acceptant cette prémisse, seulement deux solutions demeurent. La première consiste à réviser les critères de conception afin de tolérer une bande passante plus faible. La seconde est d'adopter une structure différente de celle utilisée dans la littérature par la plupart des chercheurs.

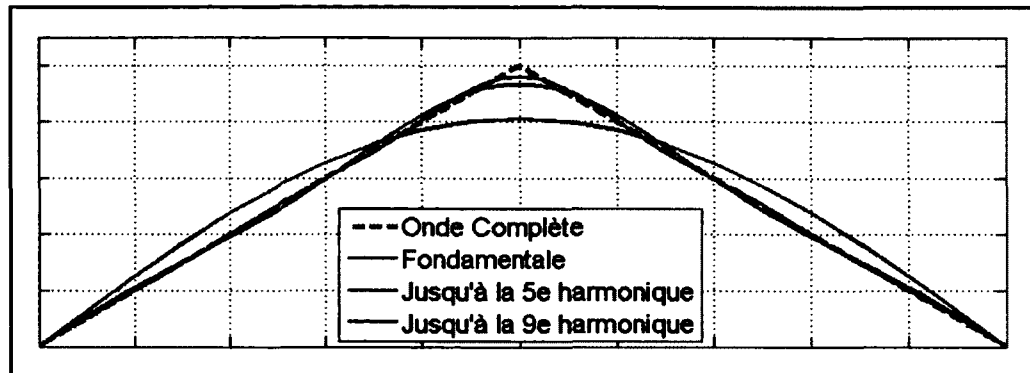


Figure 2.2 Demi-ondes triangulaires limitées en contenu harmonique.

En choisissant de ne pas abaisser nos critères de conception, il faut alors adopter une structure d'émulateur pilotée en tension et non en courant. Par conséquent, les entrées du modèle de moteur sont en courant et les sorties en tension. Cette application ressemble à celle de Boller et Kennel (2009), et en est d'ailleurs inspirée. Ces auteurs ont réalisé l'émulation d'une machine asynchrone avec l'aide de variables complexes et de systèmes d'ordre un. Ce modèle complet du moteur asynchrone est divisé en deux sections distinctes : l'une pour le stator et l'autre pour le rotor (Figure 2.3). L'adaptation de ce modèle par Boller et Kennel (2009) a mené à une séparation physique, non seulement mathématique, du stator et du rotor. Le système de premier ordre du rotor est calculé par le simulateur en temps réel, tandis que le système de premier ordre du stator est représenté physiquement par de vraies inductances dont les valeurs correspondent à celles du moteur simulé. La chute de tension dans la résistance du stator est émulée. En plus de simplifier la modélisation de la machine, la représentation matérielle du stator permet d'ajouter une impédance nécessaire entre deux convertisseurs opérés en tension : l'UUT et l'émulateur (Figure 1.8 et Figure 2.4).

Si l'on s'inspire des expériences de Boller et Kennel (2009), on reprend une approche similaire pour le moteur BLDC. La représentation du moteur BLDC de la Figure 2.1, indique que ce système est représenté par un seul système du premier ordre. Ceci est dû aux aimants permanents du rotor qui imposent un champ magnétique constant. Ceci entraîne une dynamique du rotor nulle contrairement à un moteur asynchrone à cage. La modélisation mathématique du rotor n'est alors qu'une constante au même titre que le calcul du couple et

des BEMF. Pour le modèle du moteur asynchrone, la rétroaction des courants du moteur sert au calcul du couple et du rotor. Pour le modèle du moteur BLDC, cette rétroaction sert uniquement au calcul du couple. Le détail de la modélisation est donné au Chapitre 4.

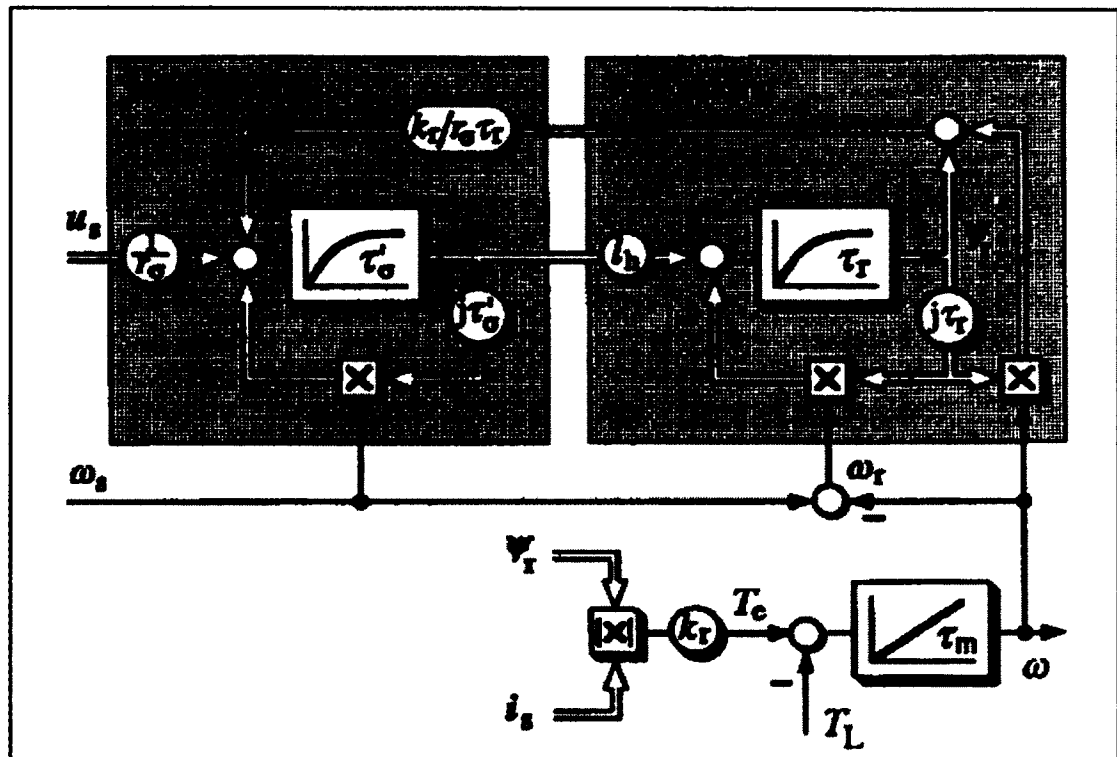


Figure 2.3 Modèle d'une machine asynchrone avec variables complexes.  
Tiré de Holtz (1995)

Si comme Boller et Kennel (2009) la représentation de premier ordre du stator est matérielle, l'émulateur se compose alors d'inductances et de résistances réelles dont les valeurs correspondent à celles de la machine émulée. Ces informations permettent de séparer la Figure 2.1 en deux groupes, l'un virtuel (simulateur en temps réel) et l'autre physique (Figure 2.4). Cette dernière figure propose presque entièrement la structure matérielle de l'émulateur proposé; seule la structure de la source de tension reste ici à déterminer. Boller et Kennel (2009) utilisent directement un pont triphasé à six interrupteurs, sans découplage entre le convertisseur de l'émulateur et du client. La Figure 2.5 expose plus en détail cette structure. Il n'est toutefois pas possible de faire de même pour l'émulation d'un moteur BLDC pour deux raisons :



- 1) Établissons premièrement que les tensions des bus DC des convertisseurs de l'UUT et de l'émulateur sont semblables afin que la BEMF puisse être reproduite sans saturation et distorsion. Supposons ensuite que les deux convertisseurs fonctionnent à la même fréquence de commutation et qu'une unique inductance est utilisée pour lier l'UUT et l'émulateur. Alors, les deux convertisseurs ont la même emprise sur le courant de l'émulateur, rendant ainsi les harmoniques non souhaitées de l'émulateur non négligeables. On augmente alors la fréquence de fonctionnement de l'émulateur, diminuant ainsi l'amplitude de ses harmoniques de commutation. Toutefois, sachant que la fréquence de fonctionnement de l'UUT est déjà relativement importante, l'émulateur ne peut opérer à une fréquence qui rendrait ses harmoniques de commutation négligeables.
  
- 2) Lorsque la tension de sortie d'une phase de l'UUT n'est pas imposée par lui-même (Section 1.3.1), la tension alors perçue devrait être continue et équivalente à la BEMF du moteur pour la phase en question. Une telle mesure aux bornes d'un émulateur construit avec un pont triphasé à six interrupteurs, se solderait par la mesure d'une onde carrée à la fréquence de commutation de l'émulateur. Cette onde ne serait que légèrement filtrée par l'impédance de sortie de l'émulateur et de l'UUT. Or, pour une commande de moteur BLDC sans capteurs (*sensorless*), utilisant la mesure de la BEMF comme rétroaction, une tension pulsée n'est pas acceptable (Johnson, Ehsani et Guzelgunler, 1999).

Ainsi, l'impédance liant l'émulateur à l'UUT doit être d'un ordre plus élevé afin de découpler les harmoniques de ces deux convertisseurs, tels que le proposent Monti, D'Arco et Deshmukh (2008) et Srinivasa Rao et Chandorkar (2010). Le choix de cette impédance n'est pas trivial et il est largement détaillé dans le Chapitre 5.

Ayant maintenant établi sommairement l'orientation et la structure de l'émulateur de moteur BLDC, ainsi que les justifications de l'approche, il est désormais possible de dresser un

portrait global de l'application d'émulation complète (Figure 2.6). Chacun des blocs de cette figure est discuté à travers les différents chapitres de ce mémoire.

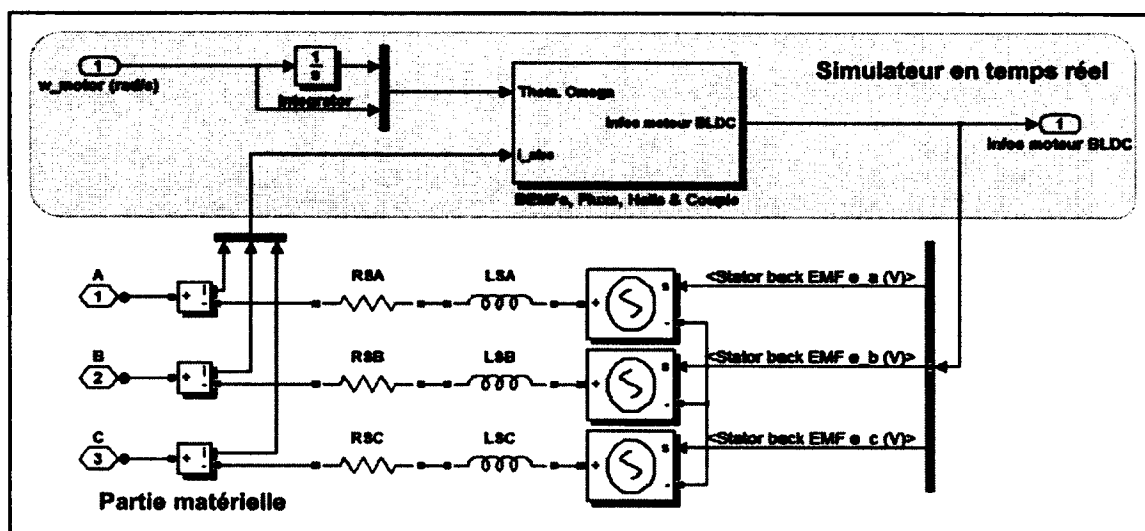


Figure 2.4 Séparation du modèle de moteur BLDC entre le simulateur en temps réel et la partie matérielle.

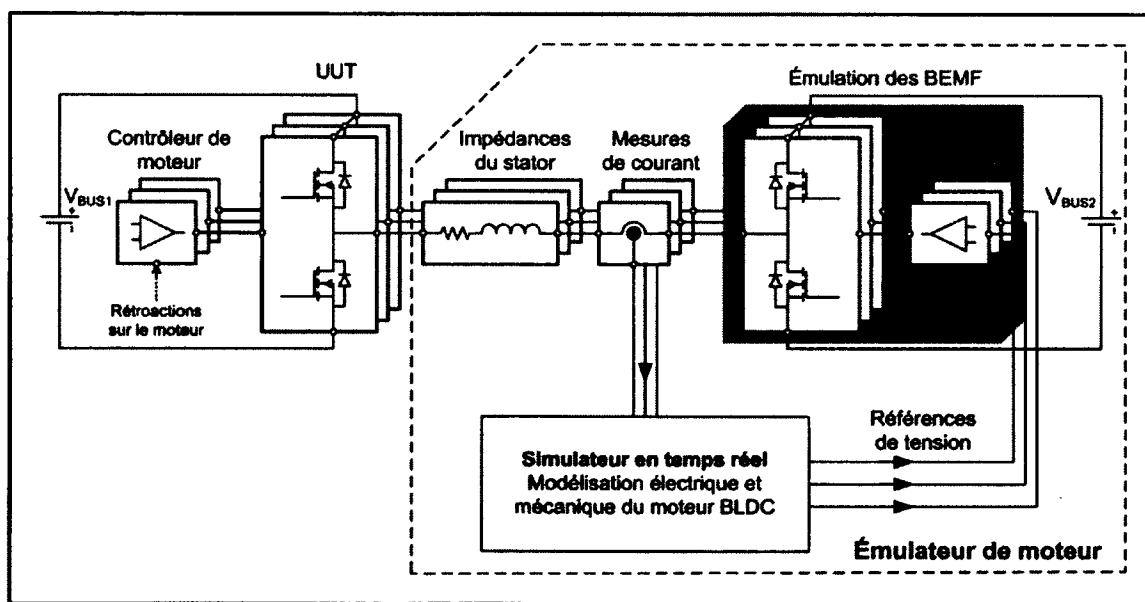


Figure 2.5 Représentation d'un émulateur de moteur avec une unique inductance entre l'UUT et les tensions de BEMF.

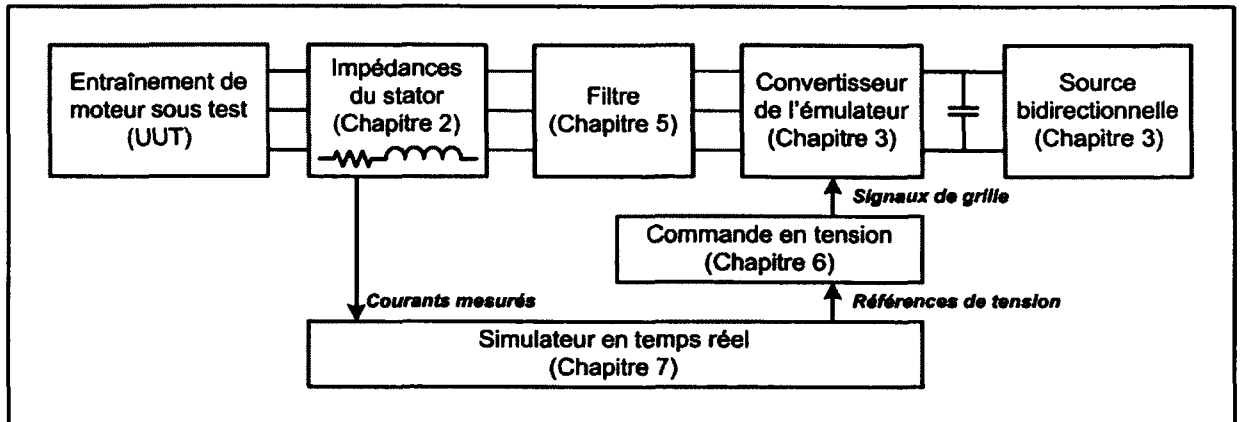


Figure 2.6 Schéma bloc global de l'application d'émulation.

### 2.3 Bienfaits et inconvénients de la structure d'émulateur proposée

Comme décrit dans la section précédente, le choix de la structure de l'émulateur repose essentiellement sur la nécessité d'émuler les dynamiques de l'émulateur à la fréquence de commutation de l'UUT. Ces dynamiques s'avèrent nécessaires pour le contrôle de moteur BLDC avec de faibles inductances puisque les oscillations en courant ne sont alors pas négligeables et influencent la réponse du contrôleur. D'ailleurs, il pourrait s'avérer nécessaire d'émuler ces dynamiques pour d'autres types de moteur si l'asservissement le nécessitait, par exemple une commande directe de couple (*Direct Torque Control* ou DTC) ou une commande de courant par hystérésis. Cette capacité est obtenue au détriment de plusieurs autres aspects du PHIL auxquels les topologies des auteurs présentées dans la littérature répondent. En voici la liste :

- 1) Une partie de la flexibilité d'émulation de différents moteurs est perdue puisque des composantes physiques doivent être modifiées matériellement. Les topologies utilisant un modèle complet de moteur et un convertisseur piloté en courant ne nécessitent que des changements logiciels.

- 2) L'utilisation d'un modèle complet de moteur permet l'implémentation de non-linéarités liées au stator, par exemple, la variation de l'inductance du stator pour un moteur synchrone à aimants permanents (PMSM). La structure proposée émule le stator à partir de composantes passives linéaires dont les caractéristiques ne peuvent être modifiées dynamiquement. L'ajout de non-linéarités nécessite des composantes appropriées ou une commande plus avancée.
- 3) L'utilisation d'une résistance équivalente à la résistance du stator diminue l'efficacité de l'émulateur, toutefois ses pertes sont équivalentes à celle du vrai moteur. De plus, il n'est pas clair que cette structure est moins efficace que d'autres utilisant des résistances d'amortissement (Monti, D'Arco et Deshmukh, 2008; Monti *et al.*, 2007; Monti et D'Arco, 2008).
- 4) Comme il en est question dans le Chapitre 5, afin de répondre aux critères de qualité de la tension de BEMF en circuit ouvert, une fréquence de commutation de l'émulateur élevée est nécessaire et diminue significativement l'efficacité du convertisseur.

Il va sans dire que le désavantage principal est la flexibilité réduite de l'approche. Cependant, les gains de fonctionnement ont été jugés suffisants dans cette application pour justifier l'emploi de la nouvelle structure, tel qu'on le constate ci-dessous :

- 5) L'émulation du moteur BLDC n'est soumise à aucun compromis. La dynamique perçue par l'UUT se rapproche au maximum de celle du modèle mathématique de ce moteur. Toutes les dynamiques de courant, que ce soit à basses, moyennes ou hautes fréquences sont recrées intégralement. Ceci est rendu possible par une émulation analogique du stator, sans quoi la bande passante requise n'aurait pas pu être atteinte.
- 6) Dans la majorité des cas, la commande d'un moteur BLDC applique des tensions seulement sur deux phases, la troisième étant laissée en circuit-ouvert. La structure d'émulation proposée couvre naturellement ce cas de fonctionnement. De plus, la BEMF

se présente alors naturellement à la borne de cette phase ouverte, sans artifice supplémentaire.

- 7) Aucun circuit de lecture ou d'approximation des tensions appliquées n'est requis puisque les rétroactions envoyées au simulateur en temps réel sont les courants de phase mesurés directement avec des capteurs physiques.
- 8) L'inutilisation d'une commande complexe pour l'émulation assure sa stabilité. La structure adoptée est le parfait reflet du modèle de moteur. Par sa nature, le moteur est nécessairement un système stable. D'ailleurs, on peut démontrer mathématiquement que les parties réelles des deux pôles de ce système d'ordre deux sont négatives. La preuve n'est pas faite dans ce document jugeant que l'on peut accepter la stabilité d'un moteur BLDC.
- 9) L'approche est simple et intuitive. Les risques de développement de cet émulateur sont ainsi bornés. Cet argument relève plutôt de l'industrie que de la recherche, mais est tout de même important pour un partenariat avec une entreprise.

#### **2.4 Retour sur la structure de l'émulateur**

D'abord, ce chapitre expose sommairement l'application à laquelle l'émulateur de moteur doit répondre. Cette application de positionnement d'un moteur BLDC avec de faibles inductances impose des choix de conception primordiaux au bon fonctionnement de l'émulateur. Ainsi, il fut décidé que l'émulation des dynamiques à la fréquence de commutation était requise, tel qu'en a jugé Schulte et Bracker (2008).

Ensuite, une structure d'émulation du moteur BLDC a été proposée. Celle-ci permet d'atteindre cet objectif au détriment de la flexibilité souhaitée pour les applications de PHIL. Ce compromis a été jugé acceptable en raison des gains qu'il apporte.

## CHAPITRE 3

### RÉALISATION DE L'ÉMULATEUR

Le choix de la topologie du convertisseur de l'émulateur a des impacts majeurs sur les performances et la complexité de l'émulateur. Aucune solution n'a été rejetée a priori et il revient au concepteur de faire un choix éclairé suivant des critères dictés par l'application et les objectifs du projet. Rappelons que la topologie retenue pour l'émulateur est décrite dans le Chapitre 2.

#### 3.1 Technologie linéaire

La première phase de travail sur le convertisseur de l'émulateur consistait à faire l'étude de l'utilisation d'amplificateurs linéaires pour implémenter la source de tension de l'émulateur. Dans un tel cas, le schéma électrique de l'émulateur serait quasi identique à celui de la Figure 2.4, où les sources de tension seraient des amplificateurs linéaires. Le lecteur connaît d'ores et déjà l'argument principal contre l'usage d'une technologie linéaire, soit son inefficacité. Par contre, les amplificateurs linéaires offrent des avantages indéniables. Par exemple, leur faible impédance de sortie et leur bande passante élevée les rendent attrayants.

Parmi les classes d'amplificateurs, on retient en premier lieu la classe AB (Figure 3.1), qui permet la génération de signaux complets avec un étage de sortie symétrique (*push-pull*) : les classes A, B, et C ne satisfaisant pas cette exigence. Le transfert d'énergie de la source jusqu'à la charge se fait uniquement par des semi-conducteurs (transistors) opérés dans leur région linéaire. L'efficacité du transfert pour une onde sinusoïdale d'amplitude  $V_{MAX}$  est donnée par l'équation 3.1, où son maximum de 78.5% est atteint lorsque  $V_{MAX} = E$ .

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{MAX}}{E} \quad (3.1)$$

Le contrôle analogique et continu de ces transistors permet l'obtention d'une bande passante très élevée, uniquement limitée par les composantes intrinsèques et parasites des transistors. De plus, l'implémentation appropriée de la rétroaction sur la sortie permet l'annulation presque complète de la résistance de sortie de l'étage, faisant de l'amplificateur linéaire de classe AB une source de tension idéale.

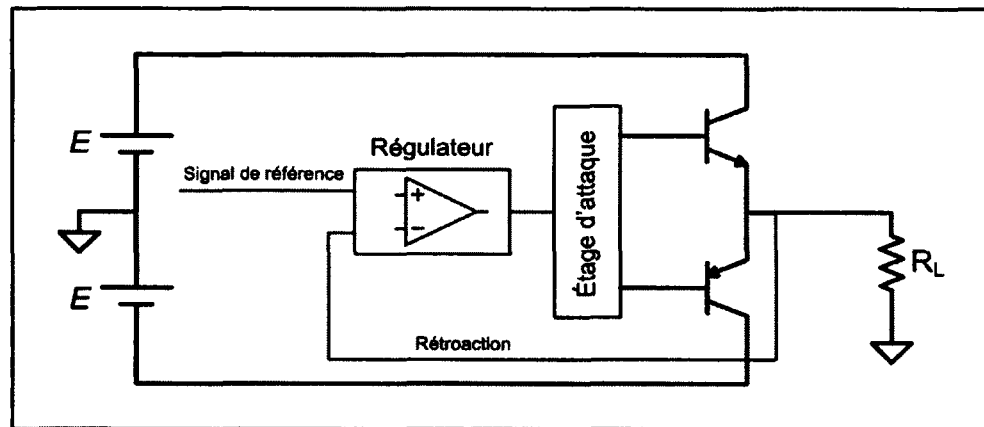


Figure 3.1 Schéma descriptif d'un amplificateur linéaire de classe AB.

### 3.1.1 Performances du MP38

Le lecteur jugera des qualités des amplificateurs linéaires avec le composant MP38, rendu disponible par la compagnie *Apex Microtechnology*, maintenant *Cirrus Logic*. Le MP38 a été choisi en raison de ses spécifications tout à fait semblables à celles recherchées ( $V_{out} = \pm 90V$  et  $I_{out} = \pm 10A$ ). La structure de construction du MP38 est identique à celle d'un amplificateur opérationnel et est alors étudiée comme telle.

Les spécifications en boucle ouverte (BO) de cet amplificateur (Figure 3.2) permettent de mesurer son gain en régime continu (DC) de 120dB ( $G_{DC}$ ) et le positionnement des deux pôles principaux de premier ordre à 3.7Hz ( $F_1$ ) et 767kHz ( $F_2$ ). Avec ces caractéristiques et les équations en boucle fermée (Éqn. 3.2 et Éqn. 3.3) obtenues à partir des modélisations des montages d'amplificateurs opérationnels non inverseur et inverseur (Figure 3.3 et Figure

3.4), on calcule les réponses fréquentielles en boucle fermée (BF) pour un gain DC de cinq. Ce gain correspond à celui nécessaire pour interfacier directement le simulateur d'Opal-RT (sorties analogiques  $\pm 16V$ ) à la source de tension ( $\pm 80V$ ). Les résultats sont présentés à la fois pour le montage non inverseur et inverseur. On apprécie ainsi le léger bénéfice du montage non inverseur sur la bande passante.

$$H(s) = \frac{\frac{G_{DC}}{\tau_1 \tau_2}}{s^2 + \frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_1 \tau_2} s + \frac{G_{DC} + Gain}{Gain \cdot \tau_1 \tau_2}} \quad \text{où } \tau_n = \frac{1}{2\pi f_n} \quad (3.2)$$

$$H(s) = \frac{\frac{G_{DC} \cdot Gain}{(Gain + 1) \cdot \tau_1 \tau_2}}{s^2 + \frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_1 \tau_2} s + \frac{G_{DC} + Gain + 1}{(Gain + 1) \cdot \tau_1 \tau_2}} \quad \text{où } \tau_n = \frac{1}{2\pi f_n} \quad (3.3)$$

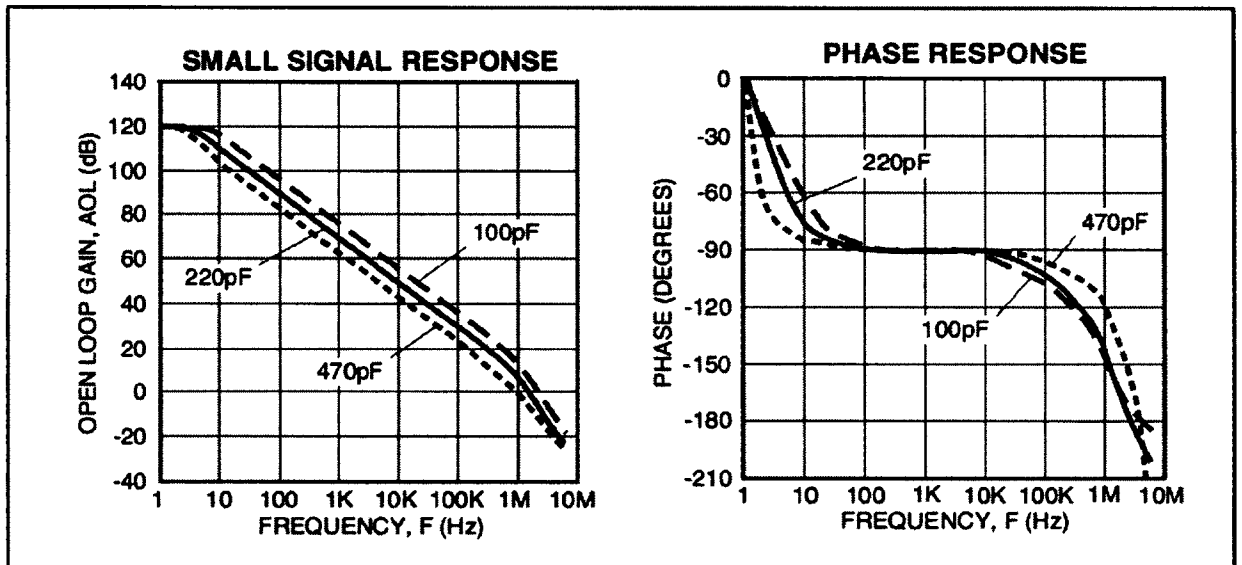


Figure 3.2 Spécifications en boucle ouverte du MP38.  
Tiré des spécifications du MP38



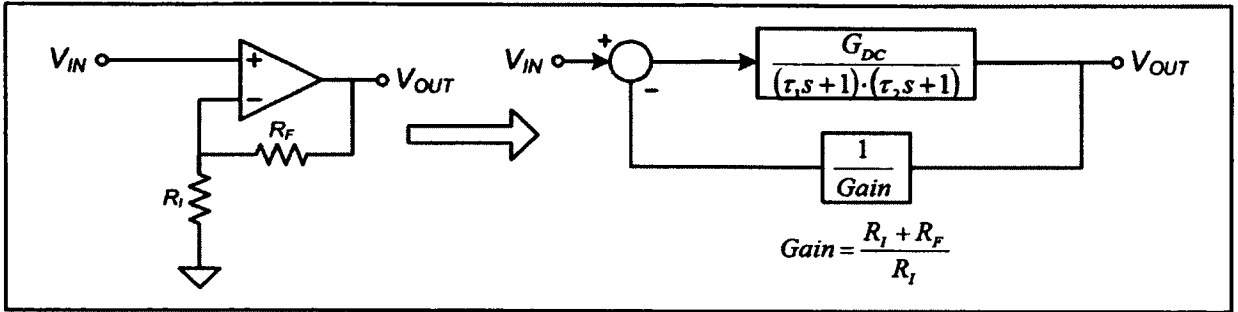


Figure 3.3 Modélisation d'un montage non inverseur avec amplificateur opérationnel.

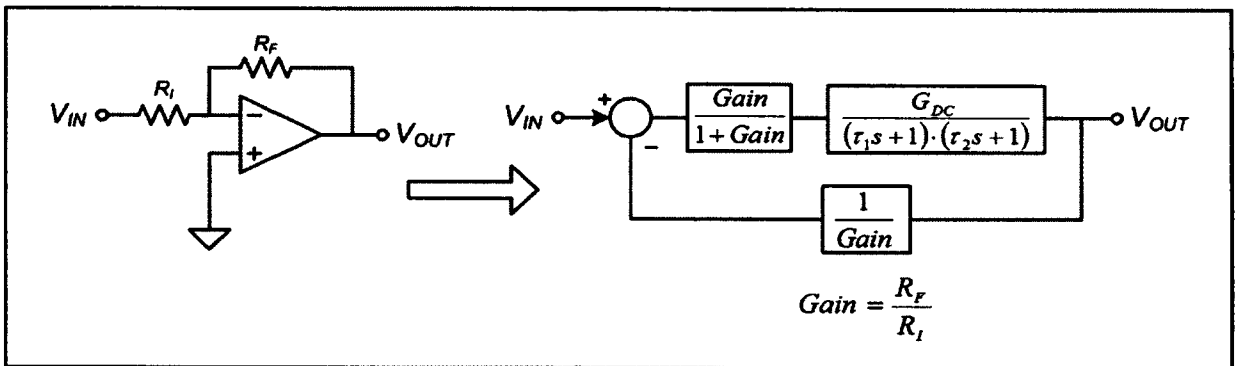


Figure 3.4 Modélisation d'un montage inverseur avec amplificateur opérationnel.

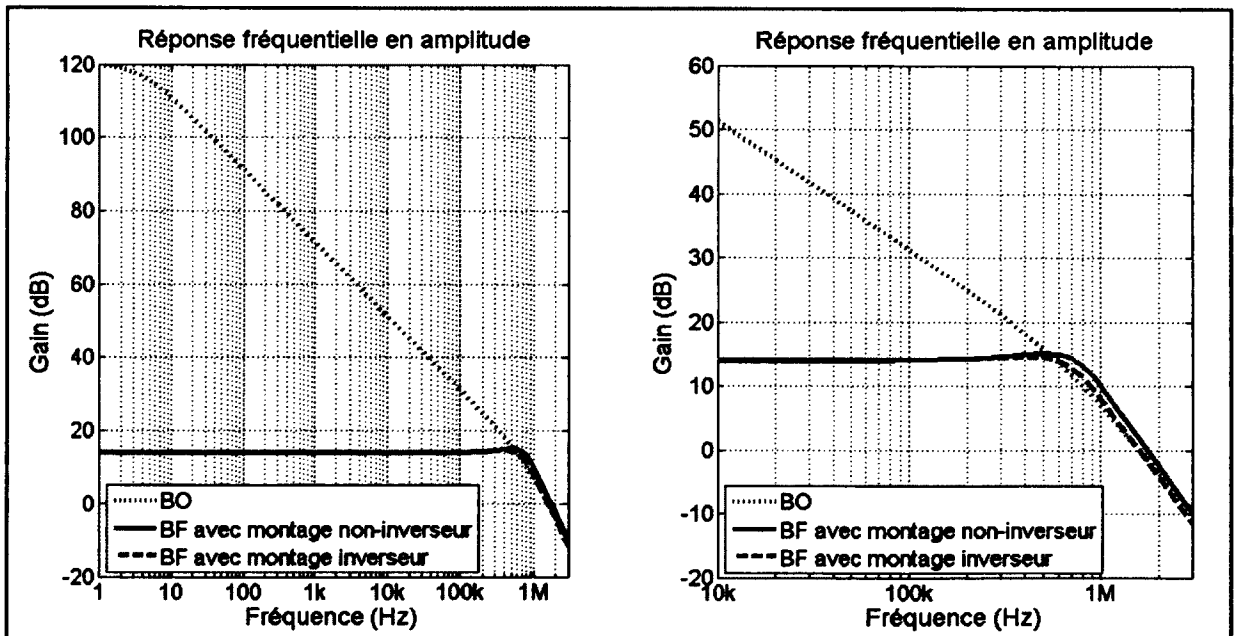


Figure 3.5 Réponses fréquentielles du MP38 pour un gain de cinq en BF.

La figure ci-dessus montre que la bande passante pour de signaux de faible amplitude est d'environ 700kHz; un lecteur averti s'aperçoit que les spécifications du MP38 garantissent une fréquence de sortie jusqu'à 20kHz pour des signaux d'amplitude maximale. Or, l'obtention d'une telle bande passante avec un convertisseur en commutation est impossible aux tensions et courants discutés puisque la fréquence de commutation est assurément en deçà de 700kHz. De plus, l'ajout d'un filtre pour atténuer les harmoniques de commutation diminue substantiellement la bande passante du convertisseur. Sans avoir couvert toutes les structures d'amplificateurs linéaires et de convertisseurs en commutation, on peut affirmer qu'en termes de bande passante, la technologie linéaire offre de meilleures caractéristiques que les technologies en commutation.

### **3.1.2 Fonctionnement de l'amplificateur de classe AB dans les quatre quadrants**

L'équation 3.1 propose une estimation de l'efficacité d'un amplificateur linéaire de classe AB utilisé en source où la puissance est transférée à une charge résistive pure. L'efficacité varie alors proportionnellement à l'amplitude de la tension de sortie et atteint des niveaux médiocres à basse tension. Compte tenu de l'application, ceci suffirait à rejeter l'utilisation de la technologie linéaire. Toutefois, l'émulation de moteur impose des modes de fonctionnement qui détériore encore plus cette efficacité et que l'on doit étudier pour bien comprendre l'ampleur de l'utilisation d'amplificateurs linéaires.

Avant de détailler ces modes de fonctionnement, on considère d'abord un premier cas simple : le fonctionnement continu à zéro tension. Pour une application typique, avec une charge résistive, les puissances d'entrée et de sortie de l'amplificateur linéaire idéal sont nulles et par conséquent, aucune énergie n'est dissipée dans l'étage de transistors. Pour une application d'émulateur de moteur, un fonctionnement continu à zéro tension indique que le moteur est à l'arrêt ou à rotor bloqué. Dans les deux cas, l'entraînement de moteur peut imposer des courants non nuls à l'émulateur afin d'appliquer un couple électromagnétique. Or, le passage de ces courants non nuls à travers les transistors de l'étage de sortie, alors que la tension à leurs bornes est de  $E$  (Figure 3.1), implique qu'il y a une dissipation d'énergie

dans l'un de ces transistors. La tension de sortie étant nulle, cette énergie ne provient pas de l'entraînement de moteur et est donc fournie par la source. Cette énergie additionnelle dissipée par les transistors leur impose des contraintes importantes quant à leur utilisation.

Étudions maintenant les principaux modes de fonctionnement de l'émulateur. La source de tension de l'émulateur opère nécessairement dans les quatre quadrants, puisque l'émulateur de moteur se comporte à la fois comme générateur ou comme moteur et que la tension de sortie est bipolaire. La Figure 3.6 expose le fonctionnement de l'amplificateur de classe AB dans les quatre quadrants ainsi que la puissance alors dissipée pour des points de fonctionnement DC.

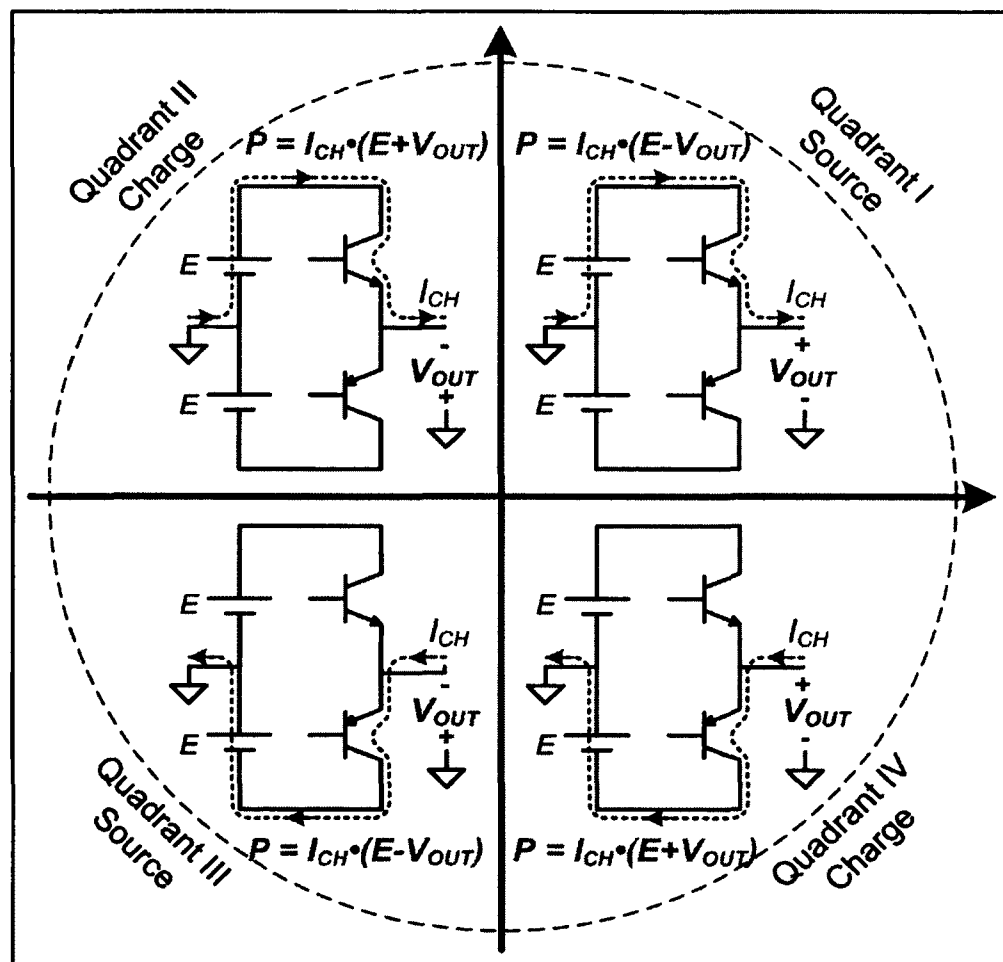


Figure 3.6 Puissance dissipée dans les transistors selon le quadrant de fonctionnement.

L'utilisation classique de l'amplificateur de classe AB prévoit un fonctionnement dans les quadrants I et III où la puissance dissipée est proportionnelle à la différence entre la tension de source et la tension de sortie. Le terme  $I_{CH} \cdot E$  correspond à la puissance provenant de la source et le terme  $I_{CH} \cdot E$  est la puissance délivrée à la charge. La différence entre les deux est la puissance perdue dans l'amplificateur.

L'application de l'émulateur de moteur nécessite un fonctionnement dans les quadrants II et IV lorsque le moteur est en traction. La puissance est alors délivrée de l'entraînement de moteur à l'émulateur. L'amplificateur de classe AB n'a aucun mécanisme pour absorber cette puissance et doit la dissiper dans ses transistors. On voit à la Figure 3.6 que la puissance dissipée dans ces quadrants est proportionnelle à la somme de la tension de source et de la tension de sortie. Le terme  $I_{CH} \cdot E$  correspond à la puissance provenant de la source et le terme  $I_{CH} \cdot V_{OUT}$  correspond à la puissance provenant de l'entraînement de moteur. La somme des deux est la puissance totale devant être dissipée dans l'amplificateur.

A priori, dans une application de positionnement, un émulateur de moteur est sollicité autant en traction qu'en régénération. Idéalement, tout comme le ferait un véritable moteur, le fonctionnement dans l'un ou l'autre des modes devraient mener à la dissipation de la même puissance. Or, comme il vient d'être démontré, ce n'est pas le cas. En valeur absolue, pour une même tension de sortie et un même courant de sortie, la puissance supplémentaire devant être dissipée lorsque le moteur est en traction est décrite par l'équation 3.4. Ainsi, la dissipation de chaleur dans les transistors n'est pas symétrique et est substantiellement plus importante lorsque l'amplificateur est utilisé en charge puisque toute l'énergie absorbée doit être dissipée par les transistors.

$$P_{QII,QIV} - P_{QI,QIII} = 2 \cdot I_{CH} \cdot V_{OUT} \quad (3.4)$$

Cette caractéristique limite grandement la plage d'utilisation des amplificateurs linéaires de classe AB. D'ailleurs, les spécifications du candidat présenté au début de ce chapitre, le MP38, représentent cet aspect par la zone sécuritaire de fonctionnement (*Safe Operating Area*, SOA). On définit les zones de fonctionnement en mode source et en mode charge

(Figure 3.7), si on suppose que la tension d'entrée  $E$  est de 80V et que la tension de sortie varie dans la plage  $\pm 80V$ . La courbe de fonctionnement DC a été utilisée pour définir ces zones puisque l'application requiert des impulsions de puissance de 100ms, ce qui est une surcharge trop longue dans le cas du MP38. On y voit que la zone de fonctionnement en charge est restreinte puisque la puissance dissipée par les transistors est importante. D'ailleurs, le courant alors acceptable est seulement d'environ 1.6A pour 0V en sortie et d'environ 0.7A pour 80V en sortie, alors que 10A sont requis. Cette figure permet de constater que le MP38 ne convient pas à l'application. Le choix d'un amplificateur de classe AB surdimensionné est nécessaire pour assurer la fiabilité de l'émulateur en mode charge.

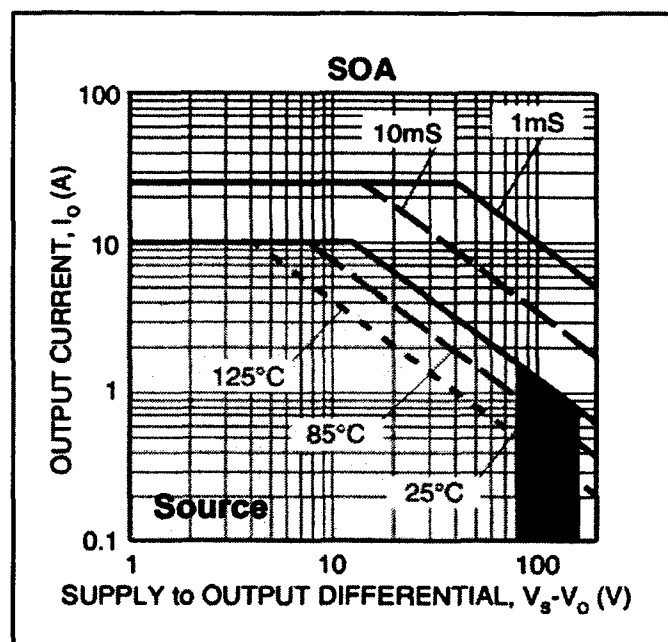


Figure 3.7 Zone sécuritaire de fonctionnement du MP38.  
Adapté des spécifications du MP38

### 3.1.3 Estimation du surdimensionnement de l'amplificateur de classe AB

La section précédente propose qualitativement une compréhension du surdimensionnement que requiert l'amplificateur de classe AB, lors qu'opéré en charge. Estimons maintenant quantitativement ce surdimensionnement.

Les formes d'onde de tension et de courant de l'émulateur ne sont pas connues a priori et dépendent de l'entraînement de moteur. On se base alors sur des ondes sinusoïdales pour obtenir un ordre de grandeur du surdimensionnement. Comme point de référence, on utilise une charge résistive pure qui offre l'efficacité maximale en mode source puisqu'à courant maximal, la tension est minimale aux bornes des transistors. Le pire cas de fonctionnement survient lorsque le courant est déphasé de 180 degrés par rapport à la tension; la tension aux bornes du transistor est alors maximale lorsque le courant est maximal. Ce mode de fonctionnement est crédible pour l'application de l'émulateur de moteur puisque le couple électromagnétique optimal est obtenu lorsque le courant et la tension sont en phase. La Figure 3.8 présente les formes d'onde idéale attendue pour un signal sinusoïdal en sortie.

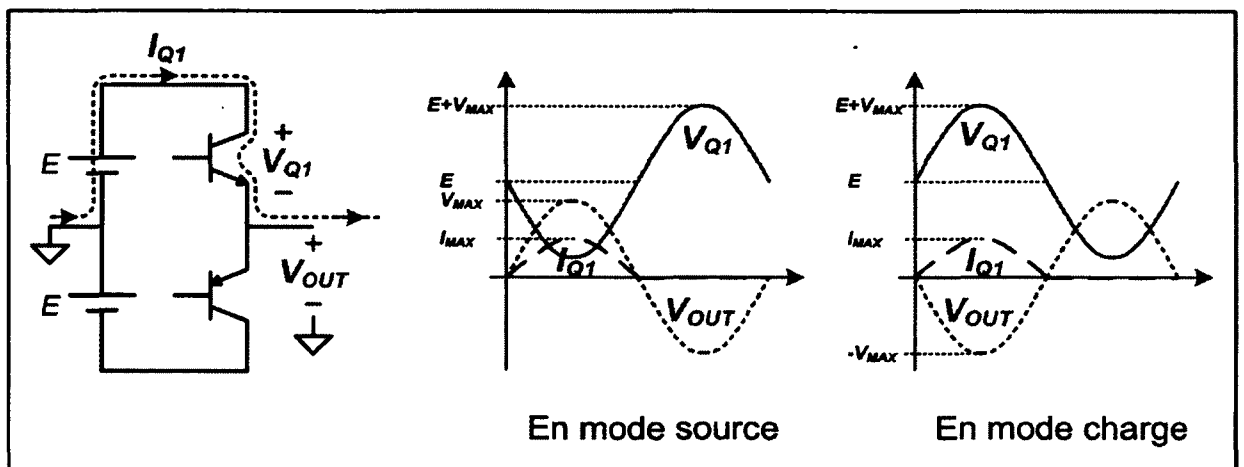


Figure 3.8 Courant et tension du transistor Q1 lors d'un fonctionnement en mode source et en mode charge.

À partir de ces formes d'onde, on calcule la puissance dissipée dans l'un des transistors ( $P_{Q1}$ ) pour les deux modes de fonctionnement. On établit ensuite le surdimensionnement de l'amplificateur de classe AB selon la puissance maximale ( $P_{MAX}$ ), soit à tension maximale ( $V_{MAX}$ ) et à courant maximal ( $I_{MAX}$ ). Dans ce cas, on définit la tension d'alimentation  $E$  selon la tension maximale de sortie avec un facteur de sécurité  $\alpha$  afin d'assurer la régulation de la sortie ( $E = V_{MAX} + \alpha$ ).

En mode source

$$V_{OUT}(\theta) = V_{MAX} \sin \theta$$

$$I_{Q1}(\theta) = \begin{cases} I_{MAX} \sin \theta & \text{pour } 0 < \theta < \pi \\ 0 & \text{pour } \pi < \theta < 2\pi \end{cases}$$

$$V_{Q1}(\theta) = E - V_{OUT}(\theta) = E - V_{MAX} \sin \theta$$

$$\begin{aligned} P_{Q1} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_{Q1}(\theta) \cdot V_{Q1}(\theta) d\theta \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{MAX} \cdot \sin \theta \cdot (E - V_{MAX} \sin \theta) d\theta \\ &= \frac{(4E - \pi V_{MAX}) \cdot I_{MAX}}{4\pi} \end{aligned}$$

En mode charge

$$V_{OUT}(\theta) = -V_{MAX} \sin \theta$$

$$I_{Q1}(\theta) = \begin{cases} I_{MAX} \sin \theta & \text{pour } 0 < \theta < \pi \\ 0 & \text{pour } \pi < \theta < 2\pi \end{cases}$$

$$V_{Q1}(\theta) = E - V_{OUT}(\theta) = E + V_{MAX} \sin \theta$$

$$\begin{aligned} P_{Q1} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_{Q1}(\theta) \cdot V_{Q1}(\theta) d\theta \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{MAX} \cdot \sin \theta \cdot (E + V_{MAX} \sin \theta) d\theta \\ &= \frac{(4E + \pi V_{MAX}) \cdot I_{MAX}}{4\pi} \end{aligned}$$

$$P_{MAX} = \frac{V_{MAX}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{MAX}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{MAX} \cdot I_{MAX}}{2}$$

En mode source

$$\begin{aligned} P_{Q1} &= \frac{[4 \cdot (V_{MAX} + \alpha) - \pi V_{MAX}] \cdot I_{MAX}}{4\pi} \\ &= \frac{\alpha \cdot I_{MAX}}{\pi} + \frac{[4 - \pi] \cdot V_{MAX} \cdot I_{MAX}}{4\pi} \\ &= \frac{\alpha \cdot I_{MAX}}{\pi} + \frac{[4 - \pi] \cdot P_{MAX}}{2\pi} \\ &= P_{MAX} \left( \frac{2 \cdot \alpha}{\pi \cdot V_{MAX}} + \frac{[4 - \pi]}{2\pi} \right) \end{aligned}$$

En mode charge

$$\begin{aligned} P_{Q1} &= \frac{[4 \cdot (V_{MAX} + \alpha) + \pi V_{MAX}] \cdot I_{MAX}}{4\pi} \\ &= \frac{\alpha \cdot I_{MAX}}{\pi} + \frac{[4 + \pi] \cdot V_{MAX} \cdot I_{MAX}}{4\pi} \\ &= \frac{\alpha \cdot I_{MAX}}{\pi} + \frac{[4 + \pi] \cdot P_{MAX}}{2\pi} \\ &= P_{MAX} \left( \frac{2 \cdot \alpha}{\pi \cdot V_{MAX}} + \frac{[4 + \pi]}{2\pi} \right) \end{aligned}$$

Ainsi, on définit le ratio de surdimensionnement  $\beta$  comme le rapport entre les deux puissances dissipées en mode source et en mode charge (Éqn. 3.5). Ce ratio permet de connaître la puissance de sortie nécessaire en mode source pour atteindre les besoins du mode charge en considérant que l'amplificateur fonctionne correctement avec les mêmes pertes dans les transistors. On obtient un ratio de surdimensionnement de 6.66 avec un facteur de sécurité plausible de  $\alpha = 5V$  et une tension de sortie maximale de 80V. Ainsi, si une application d'émulation de moteur nécessite l'absorption de 150W provenant de l'entraînement de moteur, la puissance de l'amplificateur en mode source doit être de 1kW. On remarque la diminution de  $\beta$  avec l'augmentation de  $\alpha$  (Éqn. 3.5). En pratique, on tentera

toutefois de minimiser  $\alpha$  pour diminuer les pertes dans les transistors (Éqn. 3.4) : le ratio  $\beta$  n'est pas un critère de conception, mais plutôt un point de comparaison.

$$\beta = \frac{P_{Q1}^{Charge}}{P_{Q1}^{Source}} = \frac{4 \cdot \alpha + V_{MAX}(4 + \pi)}{4 \cdot \alpha + V_{MAX}(4 - \pi)} \quad (3.5)$$

### 3.1.4 Modifications de l'amplificateur de classe AB

Certes, l'amplificateur linéaire offre des performances très intéressantes sur le plan de la bande passante et de l'impédance de sortie. Toutefois, en plus de son inefficacité connue en mode source, l'amplificateur de classe AB requiert un apport d'énergie supplémentaire de la source afin de maintenir sa tension de sortie en mode charge. L'énergie dissipée dans l'amplificateur est alors plus importante que l'énergie normalement absorbée par le moteur. Cette puissance additionnelle ajoute des contraintes thermiques supplémentaires aux transistors de l'étage de sortie qui limitent alors le courant de sortie admissible.

Le MP38 a été choisi comme candidat pour démontrer certains concepts entourant la technologie linéaire. Toutefois, la section 3.1.2 montre qu'il ne répond pas aux attentes. Le choix d'un autre amplificateur linéaire pourrait répondre aux besoins, mais un surdimensionnement important (quantifié à la section 3.1.3) est alors requis, accompagné d'une inefficacité inacceptable en charge.

L'amplificateur de classe AB est une topologie de base à laquelle on pourrait greffer plusieurs mécanismes afin d'améliorer son fonctionnement en charge. Par exemple, on peut le modifier pour le faire fonctionner en charge avec des performances semblables à la structure initiale. Si l'on couple ensuite ces deux structures, on obtient un amplificateur quatre quadrants avec de meilleures performances en charge que l'amplificateur de classe AB traditionnel. La Figure 3.9 et la Figure 3.10 exposent ces structures imaginées, sans en expliquer le détail de fonctionnement, pour des transistors bipolaires (BJT) et des transistors à effet de champ (MOSFET), respectivement.



La structure de la Figure 3.9 est réalisable uniquement avec des transistors bipolaires, tandis que la structure de la Figure 3.10 peut être implémentée avec les deux technologies. Cette dernière est une adaptation d'une technique connue de partage des courants entre amplificateurs linéaires présentée entre autres dans les spécifications du OPA454.

Ces deux structures ont l'avantage de diminuer la consommation d'énergie de l'amplificateur, lorsqu'opéré en charge. Le rendement est alors similaire dans tous les quadrants de fonctionnement, mais demeure faible. L'augmentation de la complexité et du volume du montage, ainsi qu'une flexibilité restreinte, rendent ces structures moins intéressantes et a mené à la recherche d'autres solutions.

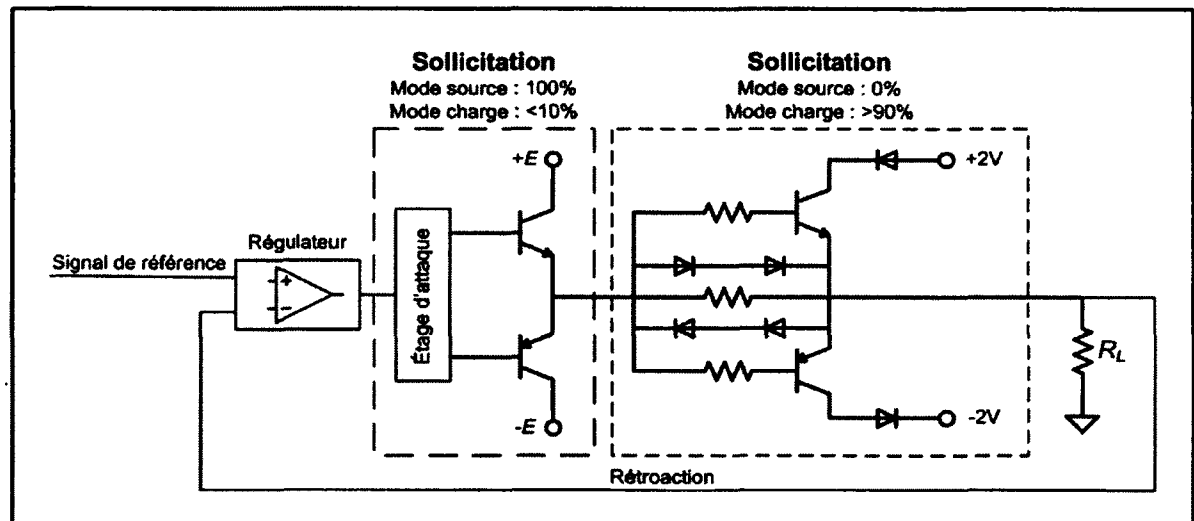


Figure 3.9 Modification de l'amplificateur de classe AB pour le mode charge avec utilisation de transistors bipolaires.

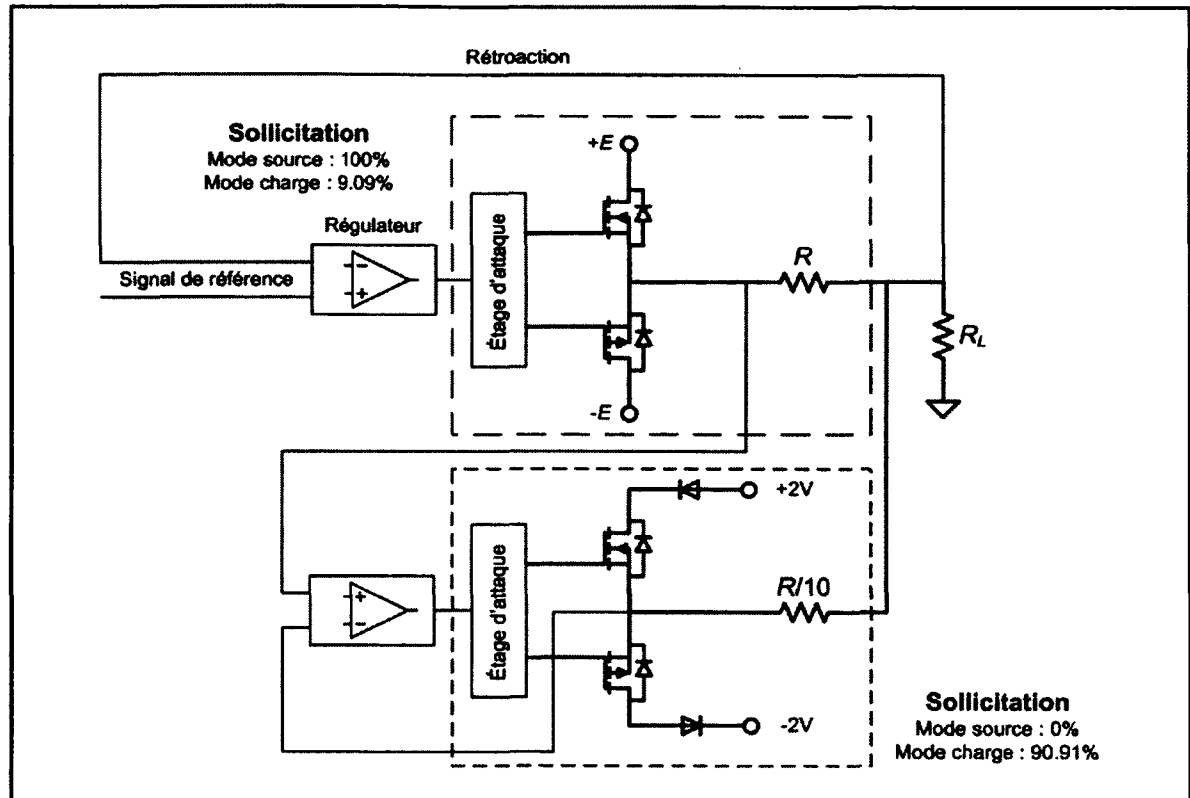


Figure 3.10 Modification d'un amplificateur de classe AB pour le mode charge avec utilisation de MOSFET.

### 3.2 Amplificateurs audio

On se questionne maintenant sur l'utilisation d'amplificateurs audio disponibles sur le marché (*off-the-shelf*). Supposant que les coûts liés à l'achat de ceux-ci sont acceptables, est-ce qu'ils pourraient convenir à l'application? La réponse dépend de la technologie préconisée. Comme il en a été question dans la section précédente, l'amplificateur de classe AB serait adéquat, mais requiert un surdimensionnement important (Section 3.1.3) entraînant des coûts tous aussi importants.

Ensuite, on pense aux amplificateurs de classe D qui fournissent un signal de sortie à l'aide de transistors en commutation, suivis d'un filtre atténuant les harmoniques de commutation. Aussi, plusieurs autres classes d'amplificateurs, que l'on appellera hybrides, ont été brevetées

par différentes compagnies. Ces classes hybrides utilisent à la fois des transistors en commutation et des transistors linéaires. Par exemple, le brevet de Carver Corporation (Williamson et Croft, 1995) implémente deux amplificateurs de classe D recréant l'enveloppe du signal intelligent (*Tracking Power Supply*) et alimentant un amplificateur de classe AB contrôlant le signal de sortie final. Ceci leur a permis d'obtenir les bienfaits des amplificateurs linéaires, tout en obtenant l'efficacité de la classe D (Figure 3.11). Ceci dit, deux problèmes principaux sont rencontrés lors de l'utilisation d'amplificateurs audio avec technologie en commutation : l'amortissement du filtre et l'absorption d'énergie.

Toutes ces technologies nécessitent un filtre en sortie afin d'atténuer, voire éliminer, les harmoniques de commutation. Ce filtre doit être nécessairement amorti, et de manière importante pour limiter la distorsion du signal de sortie. Or, typiquement, la charge d'un amplificateur audio est constante et correspond à la l'impédance du haut-parleur. Le filtre de l'amplificateur peut alors être optimisé pour cette charge selon des critères de bande passante ou de volume. Toutefois, pour l'application de l'émulateur de moteur, la charge perçue est variable et peut même être infinie, lorsque le courant de l'entraînement de moteur est nul. Dans ce cas, le filtre de l'amplificateur audio de classe D ne subirait aucun amortissement et le signal qu'il présenterait en sortie serait oscillatoire.

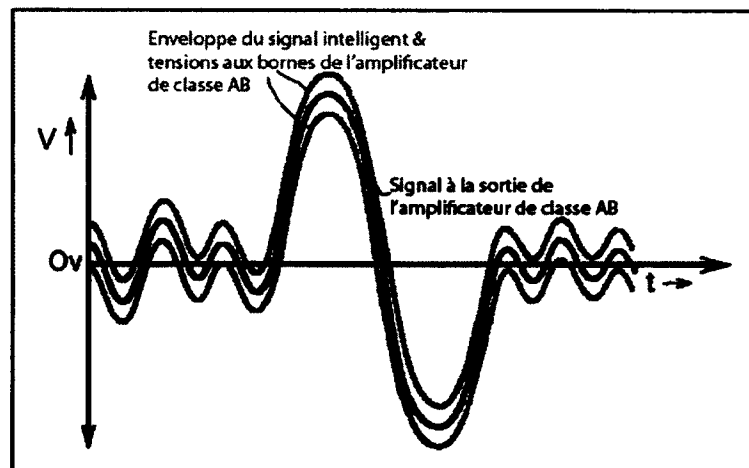


Figure 3.11 Signaux aux bornes de l'amplificateur breveté par Carver Corporation.  
Adapté de Williamson et Croft (1995)

La section 3.1.2 a mis en lumière que l'amplificateur de classe AB ne possédait pas de mécanisme dédié à l'absorption d'énergie. Toutefois, cette classe d'amplificateur permet tout de même d'absorber l'énergie en la dissipant dans ses transistors. Pour les amplificateurs en commutation, cette énergie n'est pas dissipée par les transistors, mais elle est envoyée vers les condensateurs à l'entrée du convertisseur (bus DC). Si aucun mécanisme n'est prévu pour recevoir cette énergie, la tension du bus DC augmentera jusqu'à la limite de fonctionnement de l'amplificateur après quoi un bris surviendra. Or, les amplificateurs audio sont conçus pour fonctionner en mode source et non pour absorber de l'énergie en mode charge, et ne peuvent dès lors être utilisés dans l'application d'émulation de moteur. Toutefois, pour une application de positionnement, l'énergie injectée pour accélérer le moteur est ensuite récupérée lors de la décélération. Il est possible que selon des niveaux d'énergie et les durées des accélérations et décélérations, la tension du bus DC varie dans une plage acceptable. Cependant, une telle utilisation de l'amplificateur audio nécessite une connaissance précise de l'application et de l'amplificateur pour en valider la fiabilité. Or, si l'application était connue précisément, l'émulation de moteur ne serait pas nécessaire. De plus, les informations quant à la construction de produits commerciaux sont rarement accessibles.

Ainsi, on conclut que l'utilisation d'amplificateurs audio *off-the-shelf* n'est pas une option viable pour l'émulation de moteur, sauf la classe AB si l'efficacité et le surdimensionnement ne sont pas des critères de choix.

### **3.3 Conception d'un convertisseur en commutation**

Les sections précédentes de ce chapitre résument brièvement les aspects majeurs qui ont influencé la première partie du projet. Dans un premier temps, le contrat avec Opal-RT spécifiait la réalisation d'un prototype d'émulateur de moteur avec une technologie linéaire. Les quatre premiers mois ont ainsi servi à établir la structure de l'émulateur et à tenter l'implémentation d'une solution linéaire. À partir des différents aspects présentés dans ce chapitre, il s'est révélé que l'approche linéaire était finalement plus complexe et plus volumineuse que prévu initialement. La limitation en charge, les mécanismes complexes

pour assurer le mode charge (Figure 3.9 et Figure 3.10) et la parallélisation obligée de transistors linéaires ont mené à l'abandon de cette approche. C'est à ce moment, le 19 mai 2009, que le projet a pris une nouvelle tangente et s'est plutôt concentré sur la conception d'un amplificateur de classe D, adapté aux besoins du projet.

Par définition, un amplificateur de classe D est un amplificateur dont tous les composants de puissances sont opérés en commutation. À partir de cette définition, il est possible d'imaginer plusieurs topologies respectant ce critère. Les structures de base, les plus répandues et les plus simples sont le pont en H et le demi-pont. Pour la réalisation finale, la topologie du demi-pont a été privilégiée au détriment du pont en H et d'autres topologies multiniveaux, puisqu'elle répondait aux besoins sans requérir d'architecture complexe; la section 3.3.2 explique d'ailleurs ce choix.

### **3.3.1 Rétroaction d'un amplificateur de classe D**

En se référant au contrôle de convertisseurs DC/DC (par exemple, fiche technique du SC2608B), on pourrait utiliser les mêmes techniques pour réguler la tension à la sortie du filtre de l'amplificateur (Figure 3.12). Cette approche possède l'avantage de compenser les imperfections, ou changements dynamiques du filtre de sortie. Par exemple, la chute de tension aux bornes de résistance de la bobine (ESL) de sortie peut être annulée par l'action adéquate de la commande. Cette première approche a été examinée, mais n'a pas fourni les résultats escomptés pour les raisons énumérées ici-bas. Les détails de la méthodologie empruntés ont été jugés trop lourds et non pertinents pour être présentés dans ce mémoire, du fait qu'ils n'ont mené à rien :

- L'unique rétroaction à la sortie du filtre diminue la bande passante atteignable par l'amplificateur par rapport aux structures classiques, en raison du délai occasionné par le filtre lui-même.

- Dans une application d'émulation de moteur, la sortie de l'amplificateur est soumise à des perturbations importantes provenant de l'entraînement de moteur (charge non constante). Afin de diminuer la susceptibilité de la commande à ces perturbations et d'assurer la stabilité, la bande passante de l'amplificateur doit être diminuée.
- Le spectre des perturbations soumises à l'amplificateur dépend de l'entraînement de moteur et n'est pas connu a priori.
- La susceptibilité de la commande aux perturbations modifie significativement les résultats de la simulation dans certains cas.

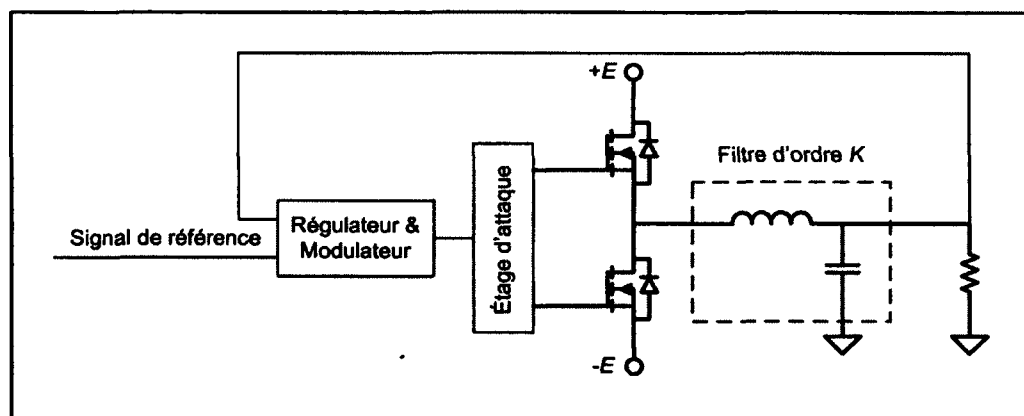


Figure 3.12 Demi-pont avec rétroaction à la sortie du filtre.

Ensuite, une revue des méthodes conventionnelles de contrôle des amplificateurs de classe D, a permis d'adopter une technique fournissant de meilleurs résultats pour le projet final. Certaines applications basse tension et basse puissance n'utilisent simplement pas de rétroaction, tel que le circuit intégré MAX4295, du manufacturier Maxim, l'implémente. Cependant, cette technique ne compense aucune imperfection ou perturbation, pouvant être présente dans le filtre, dans l'étage de transistors de sortie ou sur l'alimentation. Les applications qui requièrent un niveau de tension et de puissance plus important utilisent toutefois une rétroaction directement à la sortie de l'étage de sortie (Figure 3.13). Les notes

d'application de *International Rectifier* (IRF) (AN-1071 et AN-1138), la conception de référence IRAUDAMP5 de IRF et le brevet de Zhang, Ren et Lang (2009) en témoignent.

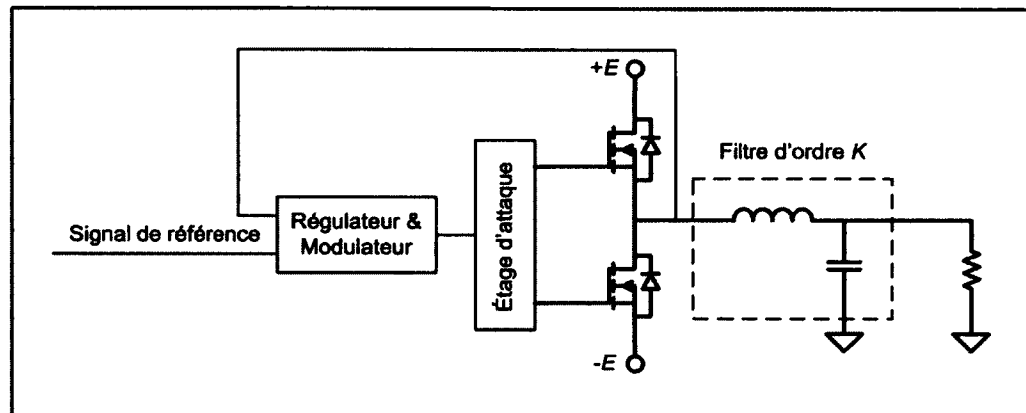


Figure 3.13 Demi-pont avec rétroaction à la sortie de l'étage de puissance.

Cette technique permet de minimiser le retard dans la maille de régulation, optimisant ainsi la bande passante de l'amplificateur. Cette rétroaction permet de compenser les variations de la tension d'alimentation, ainsi que pour les imperfections liées à l'étage de sortie. Néanmoins, la tension perçue par la charge n'est pas compensée pour les défauts du filtre de sortie. Ainsi, dans ce genre d'application, le choix des composantes du filtre est crucial afin de minimiser la distorsion : inductances ne saturant pas au niveau de courant requis, inductances avec faible ESL, condensateurs avec faible ESR et disposition adéquate des composantes.

### 3.3.2 Convertisseurs multiniveaux

Les topologies de convertisseurs multiniveaux sont de plus en plus populaires pour les bénéfices qu'elles apportent par rapport aux ponts triphasés standards à deux niveaux. Bien que la section précédente présente un convertisseur monophasé à deux niveaux, la réalisation d'un amplificateur de classe D pourrait se faire avec d'autres types de convertisseurs. Pourtant, les avantages technologiques des convertisseurs multiniveaux n'ont été en mesure de justifier leur implantation : on a choisi d'implanter un convertisseur à deux niveaux.

### **3.3.2.1 Avantages des topologies multiniveaux**

La section qui suit ne se veut pas une revue exhaustive des topologies multiniveaux. Elle tâche plutôt d'en mentionner les principaux avantages qui pourraient pousser un concepteur à opter pour ces structures.

- 1) Dans certaines applications, un nombre de niveaux importants peut éliminer la nécessité de la commutation rapide des transistors, augmentant ainsi grandement l'efficacité du convertisseur. La petitesse du filtre dans ce genre d'application confère aux convertisseurs multiniveaux une bande passante impressionnante à atténuation égale.
- 2) Pour les applications utilisant des commutations rapides, l'utilisation de plusieurs paliers de tension permet de diminuer substantiellement l'amplitude des harmoniques de commutation. Ceci se traduit par une réduction de la distorsion du signal modulé à la sortie même du convertisseur. Aussi, un filtrage moins important de ces harmoniques se concrétise par des composantes de filtre moins imposantes et par une bande passante plus élevée. Pour une même bande passante, en ne modifiant pas le filtre, la tension de sortie présente un contenu harmonique amélioré.
- 3) D'un côté matériel, les topologies multiniveaux permettent de diviser la tension globale sur plusieurs transistors de puissance et ainsi diminuer la contrainte en tension sur ceux-ci. Les pertes de commutation sont alors diminuées et l'efficacité est augmentée. Également, la diminution de la tension sur ces transistors permet d'opter pour des technologies à commutation plus rapide, augmentant derechef la bande passante.

De manière générale, ce sont ces arguments qui sont utilisés pour justifier l'envergure des convertisseurs multiniveaux : efficacité, tension réduite, bande passante et diminution du filtre (Turner *et al.*, 2005; Walker et Ledwich, 1999).



Rappelons ici les spécifications requises pour ce projet d'émulateur de moteur : sortie  $\pm 80V$ ,  $\pm 10A$ , ondes trapézoïdales jusqu'à 400Hz. Pour cette application, si un convertisseur à deux niveaux était implémenté, la tension du bus DC pour une topologie de demi-pont serait d'environ 200V, ou de 100V pour une topologie en pont. Or, ces niveaux de tension (basse tension) sont tout à fait raisonnables pour un transistor et permettent d'obtenir des fréquences de commutation suffisamment élevées pour l'application (jusqu'à quelques centaines de kilohertz). L'efficacité est quant à elle plus tributaire de la conception en général que de la tension elle-même. Ainsi, le choix d'un convertisseur multiniveaux pour cette application repose plutôt sur le filtre à implémenter que sur les contraintes de fonctionnement.

### 3.3.2.2 Amplitude des harmoniques de commutation selon le nombre de niveaux

Afin de constater l'effet du nombre de niveaux de sortie sur les caractéristiques du filtre, la quantification de l'amplitude des harmoniques de commutation a été faite en premier lieu. Pour cette analyse numérique, une modulation sinus/triangle a été choisie pour sa simplicité : l'exercice étant pour des fins comparatives. La Figure 3.14 présente la modulation d'une onde sinusoïdale d'amplitude normalisée de 0.9, tandis que la Figure 3.15 présente la modulation d'une onde trapézoïdale d'amplitude normalisée de 0.9 avec un plateau de  $120^\circ$ , comme attendu pour l'émulation d'un moteur BLDC. Aux fins de concisions, ces deux figures sont divisées en six sections présentant chacune le signal intelligent, les porteuses et le signal modulé d'une demi-onde selon les convertisseurs à  $S$  niveaux : 2, 3, 5, 7, 9 et 11 niveaux. Afin de comparer adéquatement les amplitudes des harmoniques, la tension de sortie maximale pour chacun des convertisseurs est normalisée à 1. La variation de la tension de sortie ( $\Delta V$ ) est de 2, 1, 0.5, 0.334, 0.25, 0.2 pour les convertisseurs à 2, 3, 5, 7, 9 et 11 niveaux respectivement.

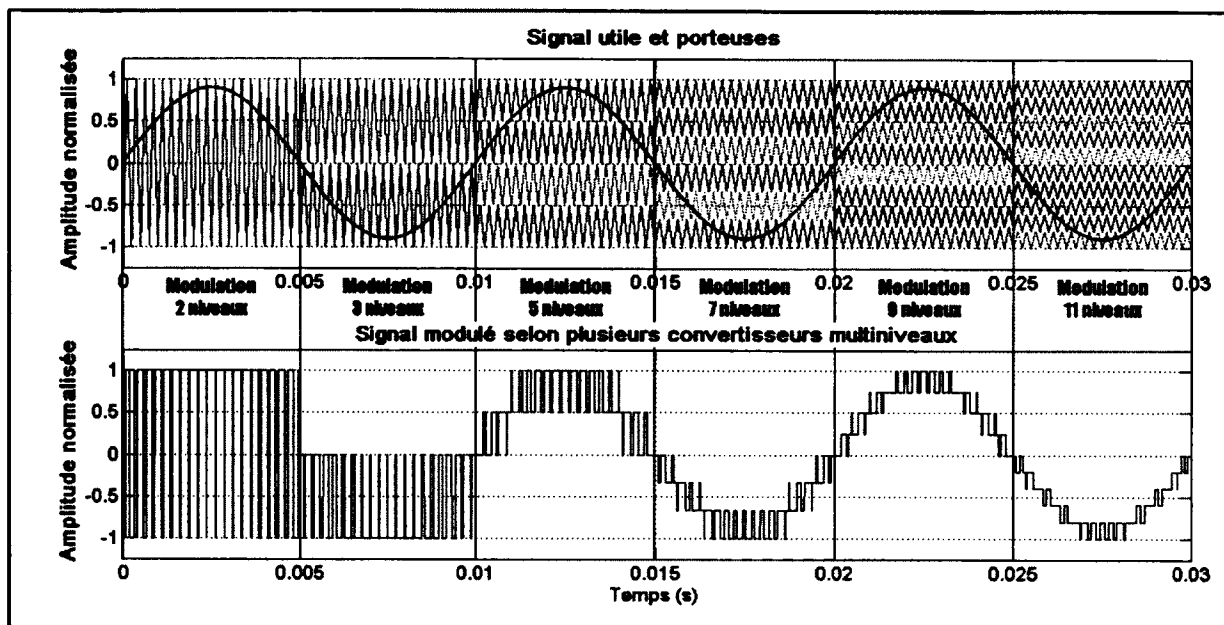


Figure 3.14 Modulation d'une onde sinusoïdale avec convertisseurs de  $S$  niveaux.

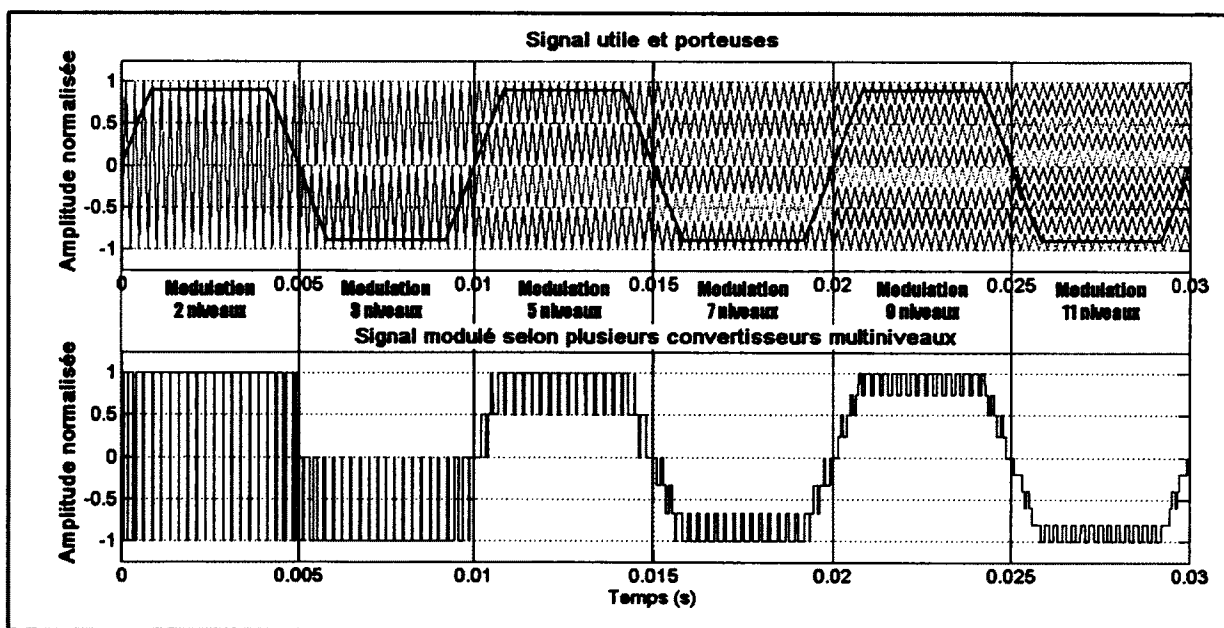


Figure 3.15 Modulation d'une onde trapézoïdale avec convertisseurs de  $S$  niveaux.

À l'aide de la fonction *Discrete Fourier Transform* (fft) de Matlab, le contenu harmonique des signaux modulés a été extrait pour chacun des convertisseurs. Les résultats ont été obtenus pour une période d'échantillonnage de  $1\mu\text{s}$ , une fréquence de commutation de  $10\text{kHz}$  et une fréquence du signal intelligent de  $100\text{Hz}$ . L'analyse s'est limitée à l'amplitude de l'harmonique de commutation ( $SwHarm$ ) à  $10\text{kHz}$  puisqu'étant la plus élevée. Le spectre des signaux modulés varie selon l'amplitude du signal intelligent, c'est pourquoi la Figure 3.16 exprime l'amplitude de  $SwHarm$  selon le ratio de l'amplitude crête du signal intelligent sur la tension maximale de sortie du convertisseur; pour le convertisseur à deux niveaux, il s'agirait de l'indice de modulation.

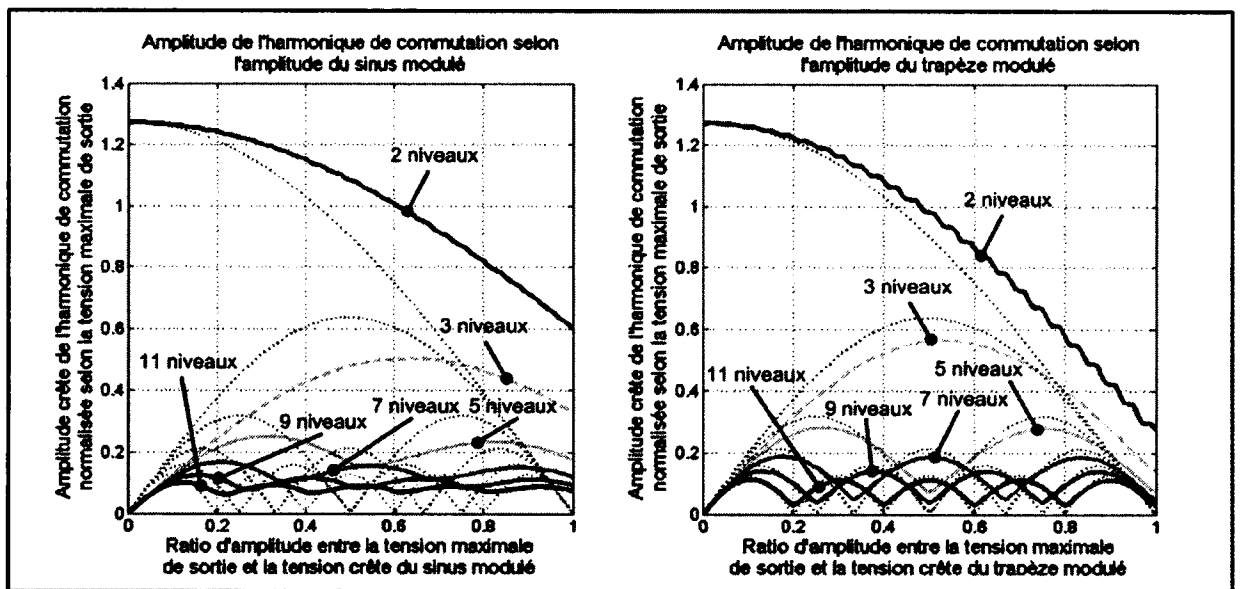


Figure 3.16 Amplitude crête normalisée de l'harmonique de commutation pour des convertisseurs de  $S$  niveaux.

Sur les deux graphiques de la Figure 3.16, des lignes pointillées ont été ajoutées pour indiquer l'amplitude de  $SwHarm$  lorsque le signal est continu. On obtient analytiquement l'amplitude crête de cette harmonique pour un signal continu en calculant les coefficients de Fourier. L'équation 3.6 décrit cette relation et la Figure 3.17 identifie les variables de cette relation. Ajoutons seulement que  $k$  est l'ordre de l'harmonique de commutation. Pour  $k = 1$ , le coefficient obtenu est celui de la fondamentale à la fréquence de commutation ( $F_S$ ). En comparant les deux graphiques de la Figure 3.16, on s'aperçoit que le spectre de l'onde

trapézoïdale tend vers celui du signal continu. En fait, plus le plateau de l'onde trapézoïdale est long, plus le spectre fréquentiel en amplitude ressemble à celui du signal continu. À la limite, l'onde carrée d'amplitude crête  $A$  possède les mêmes amplitudes d'harmoniques de commutation qu'un signal continu de niveau  $A$ . Pour continuer l'analyse, on considère le pire cas, soit celui d'un signal continu.

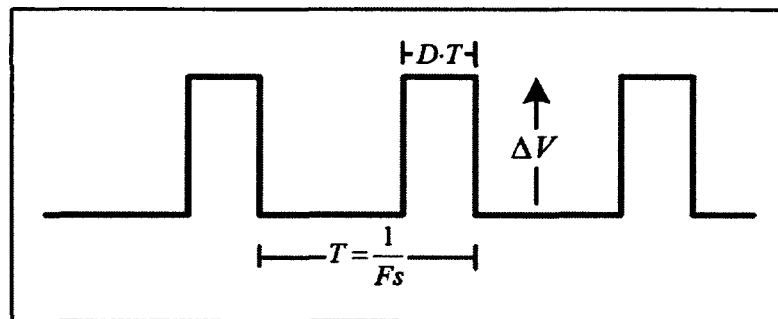


Figure 3.17 Définition des constantes de l'équation 3.6.

$$a_k = \frac{2}{k\pi} \Delta V \cdot \sin \pi k D \quad (3.6)$$

$$SwHarm = \frac{4}{\pi(S-1)} \quad (3.7)$$

À partir de l'équation 3.6, on tabule les amplitudes crêtes maximales de  $SwHarm$  selon le nombre de niveaux pour le pire cas ( $k = 1$  et  $\sin \pi k D = 1$ ) (Tableau 3.1). Ces valeurs suivent la relation 3.7, où  $S$  est le nombre de niveaux. Les pires cas ont été choisis afin de comparer les topologies sur une même base. L'analyse ne peut être faite pour une amplitude précise du signal intelligent puisqu'un biais aurait été introduit par le choix de cette amplitude.

Tableau 3.1 Amplitude de l'harmonique de commutation selon le nombre de niveaux

Nombre de niveaux ( $S$ )	2	3	5	7	9	11
$\Delta V$	2	1	0.5	0.33	0.25	0.2
Amplitude crête normalisée de $SwHarm$	1.273	0.637	0.318	0.212	0.159	0.127
Diminution d'amplitude de $SwHarm$ par rapport au convertisseur à deux niveaux	0dB	6dB	12dB	15.6dB	18dB	20dB

### 3.3.2.3 Bénéfices sur le filtre

À partir des données du Tableau 3.1, on apprécie les bénéfices des topologies multiniveaux sur l'amplitude de l'harmonique de commutation principale. Par exemple, le passage de 2 à 11 niveaux permet d'atténuer de 20dB  $SwHarm$ . Ainsi, si l'on désire maintenir l'amplitude de cette harmonique à la sortie du filtre, le convertisseur à onze niveaux permettrait d'avoir un filtre dont l'atténuation à cette fréquence est de 20dB inférieur. Si un filtre d'ordre un est présent à la sortie (-20dB/décade), le gain sur la bande passante est d'une décade, soit dix fois la bande passante obtenue avec un convertisseur à deux niveaux. Si un filtre d'ordre deux est présent à la sortie (-40dB/décade), le gain sur la bande passante est d'une demi-décade, soit 3.16 fois la bande passante obtenue avec un convertisseur à deux niveaux. Suivant cette logique, on s'aperçoit que plus l'ordre du filtre de sortie augmente, moins important est le gain sur la bande passante. La Figure 3.18 illustre cette observation; on y voit que la différence entre  $F_1$  et  $F_2$  est moindre pour un ordre supérieur de filtre.

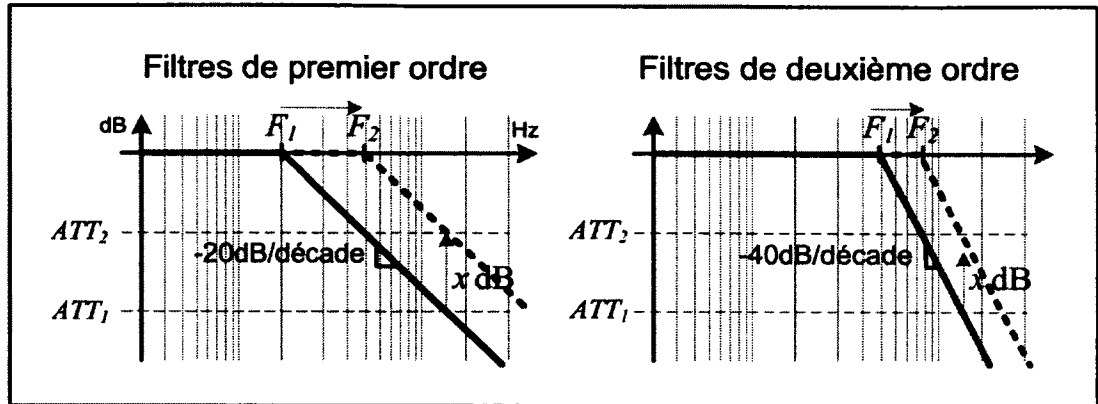


Figure 3.18 Illustration du bénéfice sur la bande passante en fonction de l'ordre du filtre de sortie.

Tabulons maintenant le gain sur la bande passante en fonction de l'ordre du filtre de sortie et du nombre de niveaux. On obtient le gain sur la bande passante en nombre de décades  $N_D$  selon l'ordre du filtre  $K$  et le nombre de niveaux  $S$  par l'équation 3.8. On y suppose que la fréquence de commutation se situe dans la zone où la pente du gain du filtre est maximale. Pour l'analyse, une décade est un facteur logarithmique ( $10\times$ ) qu'il faut convertir en facteur linéaire suivant la relation 3.9. En combinant les équations 3.8 et 3.9, on obtient finalement le bénéfice sur la bande passante  $\Psi$  (Éqn. 3.10) exposé sous forme de tableau (Tableau 3.2).

$$N_D = \frac{20 \log_{10}(S - 1)}{20 \cdot K} \quad (3.8)$$

$$\log_{10} \frac{F_2}{F_1} = N_D \text{ décades} = \log_{10} \psi \quad (3.9)$$

$$\psi = (S - 1)^{K^{-1}} \quad (3.10)$$

Tableau 3.2 Bénéfice  $\Psi$  sur la bande passante selon le nombre de niveaux et l'ordre du filtre de sortie

		Nombre de niveaux ( $S$ )				
		3	5	7	9	11
Ordre du filtre ( $K$ )	Ordre 1	2	4	6	8	10
	Ordre 2	1.41	2	2.45	2.83	3.16
	Ordre 3	1.26	1.59	1.82	2	2.15
	Ordre 4	1.19	1.41	1.57	1.68	1.78
	Ordre 5	1.15	1.32	1.43	1.52	1.58
	Ordre 6	1.12	1.26	1.35	1.41	1.47

En utilisant le tableau ci-dessus, on voit que le passage d'un convertisseur à *deux niveaux* à un convertisseur à *neuf niveaux* (avec filtre d'ordre trois) permet d'augmenter la bande passante d'un facteur deux. Par exemple, si la bande passante précédente était de 10kHz, elle pourrait maintenant être de 20kHz, sans changer l'amplitude maximale de l'harmonique de commutation en sortie. De plus, suivant la théorie de normalisation des filtres, cette augmentation de la fréquence de coupure se reflète directement sur la valeur des composantes du filtre : la valeur des condensateurs est diminuée d'un facteur deux ainsi que la valeur des inductances.

#### 3.3.2.4 Convertisseurs multiniveaux pour l'émulateur de moteur

Les structures de convertisseurs multiniveaux sont largement plus complexes que celle d'un convertisseur à deux niveaux. On s'attarde ici seulement aux topologies disponibles réalisant une sortie à trois niveaux; la complexité de celles-ci demeure encore acceptable. D'ailleurs, des chercheurs ont déjà réalisé une comparaison entre les topologies à deux niveaux et à trois niveaux (Jokinen et Lipsanen, 2005). Tous les arguments mentionnés plus bas dans cette section sont cités par ces auteurs.

La Figure 3.19, la Figure 3.20 et la Figure 3.21 présentent les topologies connues de convertisseurs à trois niveaux, soit le *diode-clamped multilevel converter*, le *flying capacitor multilevel converter* et le *cascaded H-bridge converter* respectivement. Dans tous les cas, le nombre d'interrupteurs actifs est doublé par rapport au convertisseur à deux niveaux en demi-pont. À cela, toutes les configurations nécessitent l'ajout d'éléments particuliers. Le *diode-clamped multilevel converter* requiert deux diodes de plus, tandis que le *flying capacitor multilevel converter* requiert un condensateur de plus. Pour sa part, le *cascaded H-bridge converter* (qui n'est pas cascadié lorsqu'il y a seulement trois niveaux), nécessite trois alimentations DC électriquement isolées lors de son implémentation triphasée, contrairement aux deux autres topologies qui utilisent le même bus DC. Pour un nombre de niveaux supérieurs, la quantité de composants et la commande associée deviennent un vrai défi. C'est pourquoi on se limite ici aux convertisseurs à trois niveaux.

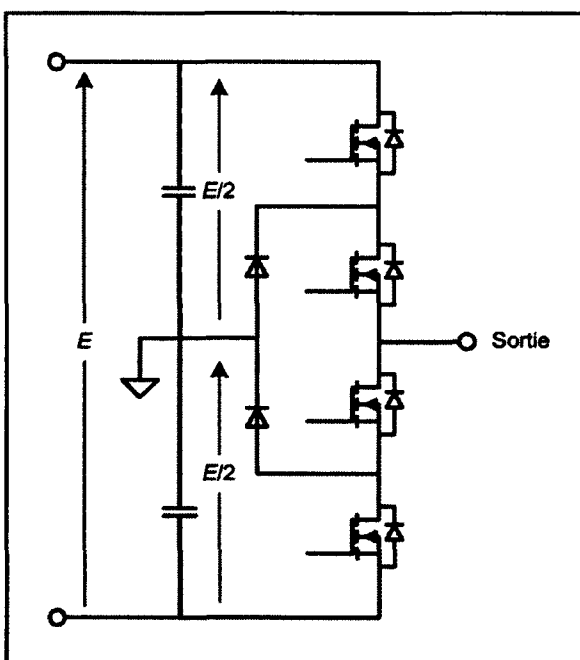


Figure 3.19 Convertisseur à trois niveaux *diode-clamped*.



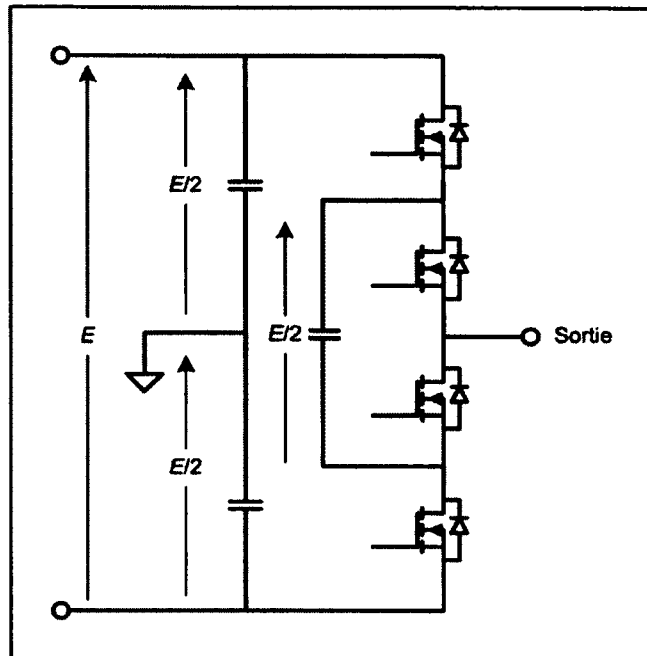


Figure 3.20 Convertisseur à trois niveaux *flying capacitor*.

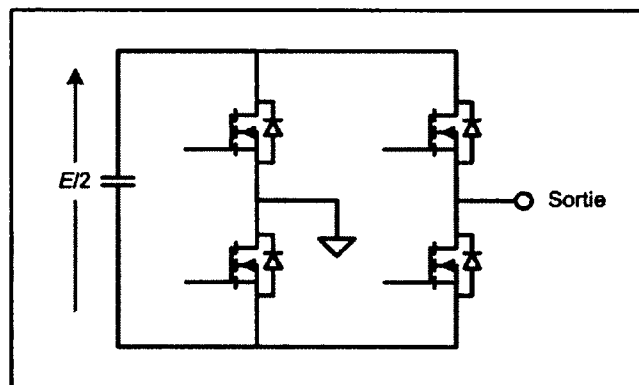


Figure 3.21 Convertisseur à trois niveaux *cascaded H-bridge*.

L'existence de ces structures se justifie essentiellement par la possibilité de diminuer les tensions soumises aux semi-conducteurs. Or, pour le projet concernant ce mémoire, la tension (200V pour un demi-pont) est tout à fait dans une plage acceptable. L'amélioration de la bande passante et la petitesse du filtre de sortie sont-elles alors des arguments suffisants pour ces topologies?

On fait ici une conception sommaire du filtre de sortie pour un convertisseur à deux niveaux afin de pouvoir juger des avantages que conférerait un convertisseur à trois niveaux.

Sachant que la tension de sortie doit varier de  $\pm 80V$ , avec une approche conservatrice, on choisit une tension de bus DC de 200V. À partir de l'équation 3.6, on détermine que l'amplitude crête-à-crête de l'harmonique de commutation est d'environ 255V. Il a été convenu avec Opal-RT qu'une ondulation de 0.25V crête-à-crête en sortie était acceptable, ce qui requiert alors un filtre atténuant la fréquence de commutation de 60dB.

Si l'on utilise une fréquence de commutation ( $F_S$ ) de 200kHz, atteignable à ces niveaux de tension, on obtient les fréquences de coupure ( $F_C$ ) du Tableau 3.3 selon l'ordre du filtre utilisé. Ces données découlent de l'équation 3.11 qui suppose l'utilisation de filtres de Butterworth où  $K$  est l'ordre du filtre et  $ATT$  est l'atténuation recherchée (dB). On obtient les bandes passantes pour un convertisseur à trois niveaux en diminuant  $ATT$  de 6dB, soit le facteur de diminution de l'harmonique de commutation lors du passage à trois niveaux.

$$F_C = F_S \cdot 10^{\frac{-ATT}{20K}} \quad (3.11)$$

Tableau 3.3 Bandes passantes obtenues pour l'émulateur de moteur selon le nombre de niveaux et l'ordre du filtre

<b>Ordre du filtre</b>	<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>	<b>5</b>	<b>6</b>
<b>Bande passante 2 niveaux (<math>F_C</math>)</b>	200Hz	6.3kHz	20kHz	35.6kHz	50.2kHz	63.2kHz
<b>Bande passante 3 niveaux (<math>F_C</math>)</b>	400Hz	8.92kHz	25.2kHz	42.3kHz	57.8kHz	70.8kHz

Si l'on étudie le contenu harmonique d'une onde trapézoïdale à 400Hz, on obtient temporellement la Figure 3.22 et on y juge qu'une bande passante supérieure à 10kHz est suffisante pour l'intégrité de la forme d'onde. Or, on s'aperçoit avec le Tableau 3.3 que l'obtention de cette bande passante requiert minimalement des filtres d'ordre trois, que ce soit pour un convertisseur à deux niveaux ou à trois niveaux. Le filtre de sortie n'est ainsi pas simplifié. Le seul bénéfice du convertisseur à trois niveaux est alors de requérir des composantes de filtre plus petites. Toutefois, les valeurs des composantes choisies pour l'application finale (Chapitre 5) ne sont pas problématiques en termes de coûts, de dimensions et de faisabilité (inductances de 20 $\mu$ H à 20A).

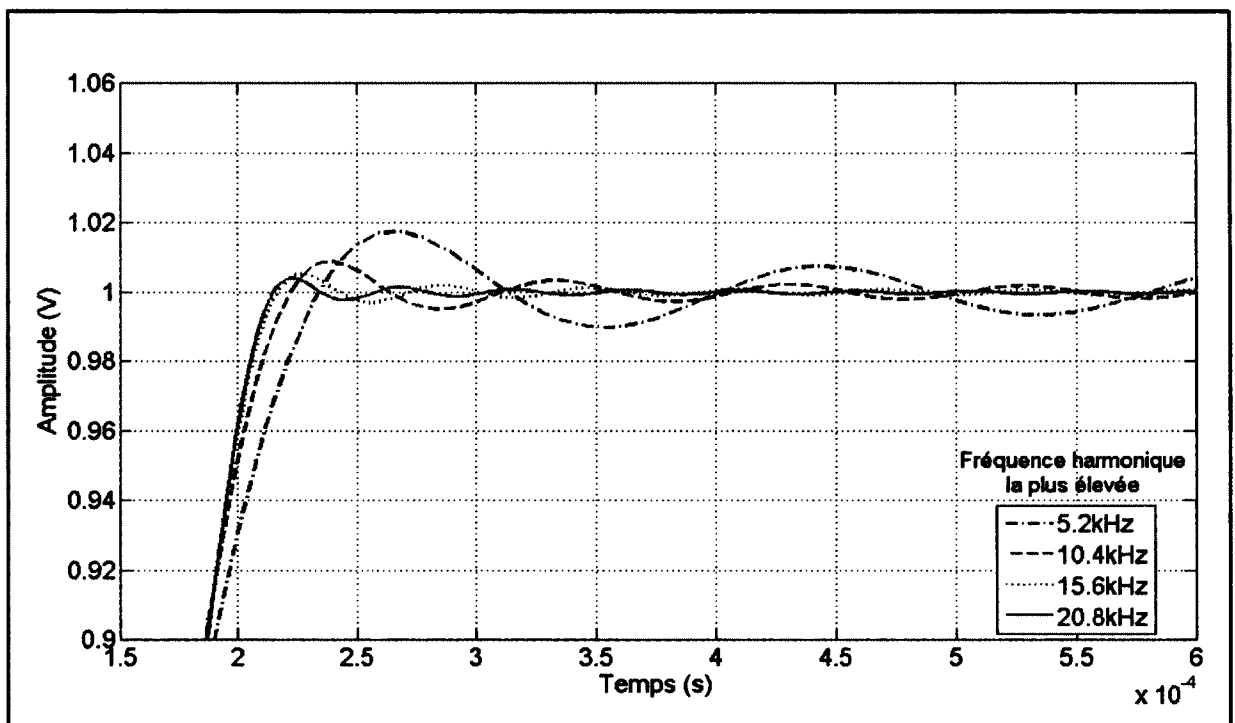


Figure 3.22 Front d'une onde trapézoïdale avec troncation des harmoniques d'ordre supérieur.

### **3.4 Retour sur la topologie de l'émulateur**

La première section de ce chapitre explique pourquoi les amplificateurs linéaires n'ont pas été retenus pour la conception de la source de tension de l'émulateur : l'inefficacité et le surdimensionnement.

La deuxième section explique pourquoi il n'est pas possible d'utiliser des amplificateurs audio commerciaux pour réaliser la source de tension : charge variable et incapacité à absorber de l'énergie.

La troisième et dernière section démontre que l'utilisation d'un amplificateur à deux niveaux classique est suffisante pour l'application d'intérêt et que le choix d'une topologie plus complexe est difficilement justifiable. Bien sûr, ce choix est centré sur les exigences de l'application. D'autres contraintes de conception ou la recherche de l'universalité du module conduiraient probablement à d'autres décisions. Toutefois, il a été jugé dans ce projet que l'amplificateur à deux niveaux serait satisfaisant.

## CHAPITRE 4

### SIMULATION DE RÉFÉRENCE

Afin de valider et choisir la meilleure approche pour la réalisation d'un émulateur de moteur, une simulation de référence a été fournie par Opal-RT (Figure 4.1). Cette simulation de référence est une approximation de l'application du client d'Opal-RT qui a été validée avec celui-ci; l'application réelle n'était pas connue. Ainsi, l'obtention de résultats probants avec cette simulation consolidera le choix d'une structure d'émulateur ou son refus. Cette simulation réalise l'asservissement en position d'une masse à partir d'une machine synchrone trapézoïdale à aimants permanents. Le système mécanique comprend le moteur lui-même, un réducteur de vitesse (*gearbox*) et un système de crémaillère et pignon. La construction des différents blocs de la simulation est détaillée dans les sections suivantes, ainsi que les paramètres de simulation et leur variabilité. Le détail de cette simulation de référence est fourni afin que le lecteur puisse avoir une idée globale de l'application.

Mentionnons ici que l'optimisation du contrôle de cette application n'est pas l'objectif de la simulation. Il s'agit seulement d'obtenir des points de comparaison plausibles pour valider les choix de structure d'émulateur et du filtre de sortie.

#### 4.1 Modèle du système mécanique

Le système mécanique se compose d'une masse  $M$  solidaire à une crémaillère. Toutes les autres masses et inerties sont jugées négligeables par rapport à la masse  $M$  et ne figurent pas dans les équations, de même que la gravité. La position de cette masse sur l'axe  $x$  est la variable d'intérêt et est asservie selon la référence. De plus, une force externe  $F$  parallèle au déplacement de la masse perturbe la charge mécanique de la crémaillère.

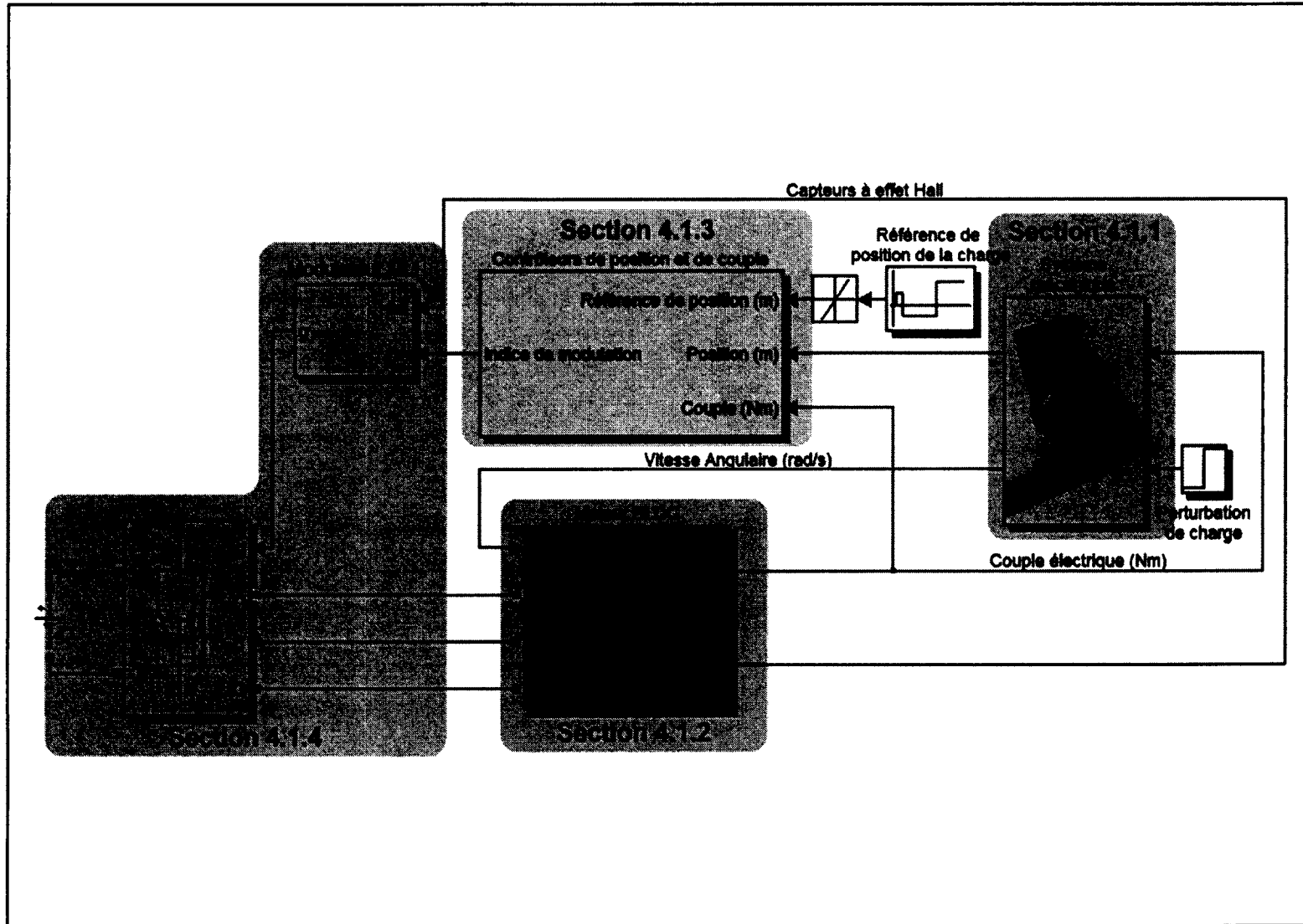


Figure 4.1 Simulation de référence pour une application de positionnement avec moteur BLDC.

Le déplacement de la crémaillère est effectué à l'aide d'un pignon de rayon  $R$  et soumis à un frottement visqueux de coefficient  $f_v$ . Ce pignon est à son tour entraîné par un réducteur de vitesse de ratio  $N$  couplé au moteur BLDC qui tourne à une vitesse  $\omega$  et applique un couple  $T$ . Ce système ainsi que ses constantes sont représentés à la Figure 4.2. À partir de cette représentation et de la loi fondamentale de Newton ( $\sum F = ma$ ), on écrit l'équation régissant le mouvement de ce système mécanique avec les forces en présence (Éqn. 4.1). De même, on déduit l'équation associant la vitesse linéaire  $\dot{x}$  à la vitesse angulaire  $\omega$  du moteur (Éqn. 4.2). On réalise ensuite l'implémentation Matlab/Simulink de ces équations (Figure 4.3) qui mène au bloc du système mécanique de la Figure 4.1.

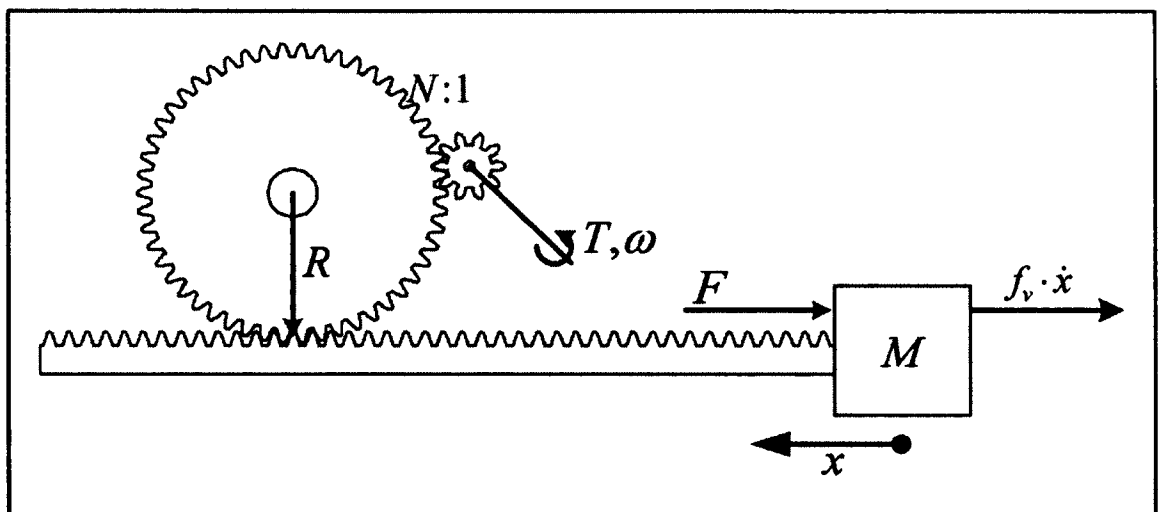


Figure 4.2 Système mécanique de l'application de positionnement.

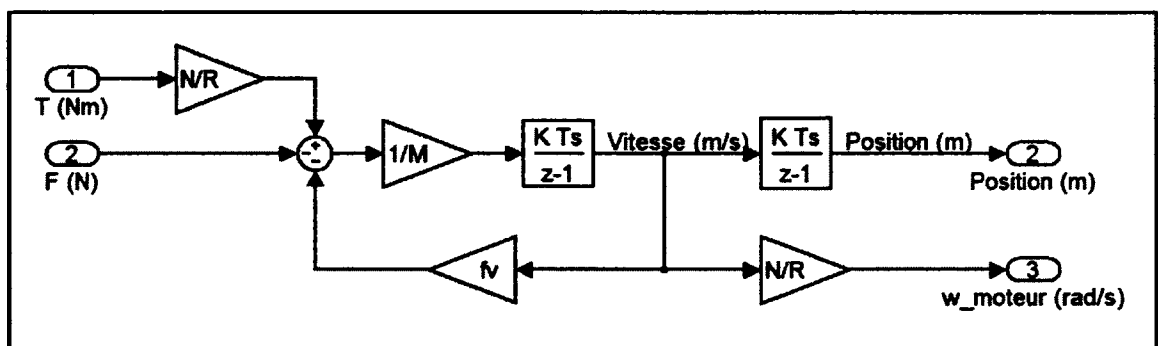


Figure 4.3 Modèle Matlab/Simulink du système mécanique.

$$M \cdot \ddot{x} = T \cdot \frac{N}{R} - F - f_v \dot{x} \quad (4.1)$$

$$\omega = \frac{N}{R} \dot{x} \quad (4.2)$$

Le modèle Matlab/Simulink du système mécanique utilise des intégrateurs discrets pour son implémentation en temps réel; le temps d'échantillonnage est défini par  $T_s$ . Les constantes numériques associées à ce système sont exposées dans le Tableau 4.1.

Tableau 4.1 Paramètres numériques du système mécanique

Description	Symbole	Valeur
Masse	$M$	45.36kg
Coefficient de frottement visqueux	$f_v$	90kg/s
Rayon du pignon	$R$	10.2mm
Ratio du réducteur de vitesse	$N$	50
Temps d'échantillonnage	$T_s$	100 $\mu$ s

## 4.2 Modèle du moteur BLDC

Le modèle utilisé pour cette simulation est quasi identique à celui nommé *Permanent Magnet Synchronous Machine* avec force contre-électromotrice trapézoïdale disponible dans la librairie *SimPowerSystems* de Matlab/Simulink. Une documentation plus exhaustive est d'ailleurs disponible dans l'aide de Matlab/Simulink; cette section en fait un bref survol. La seule différence entre les deux modèles est l'élimination du système mécanique du moteur, puisque jugée négligeable par rapport au système mécanique de l'application.

Pour calculer le modèle du moteur BLDC, trois entrées sont nécessaires, soit les tensions  $V_{AB}$  et  $V_{BC}$ , et la vitesse angulaire du rotor ( $\omega_r$ ) imposée par le système mécanique de la section



4.1. Le modèle est représenté dans le système de référence ABC et possède trois variables d'état électriques, soit les trois courants de phase  $I_A$ ,  $I_B$  et  $I_C$ . Une quatrième variable d'état  $\theta_e$  est nécessaire pour obtenir l'angle électrique du moteur selon la vitesse angulaire. Ensuite, connaissant les caractéristiques du moteur, on obtient la dynamique des courants de phase. Les équations d'état (Éqn. 4.3) s'obtiennent en résolvant le circuit électrique du moteur BLDC (Figure 4.4).

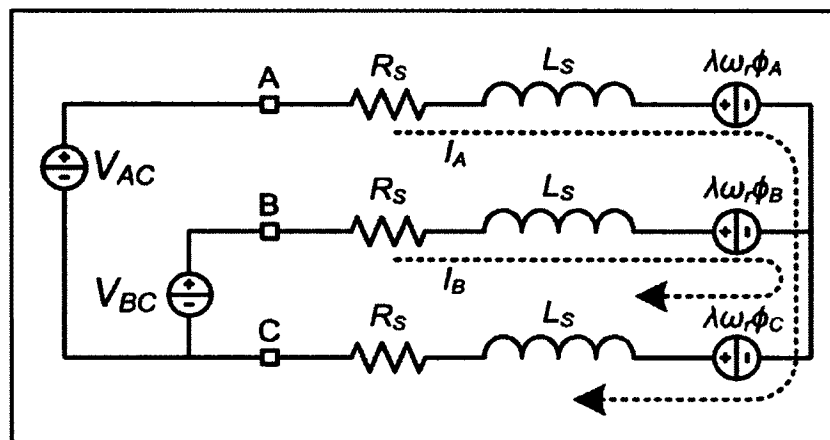


Figure 4.4 Circuit électrique du moteur BLDC.

$$\frac{d}{dt} I_A = \frac{1}{3 \cdot L_s} [2V_{AB} + V_{BC} - 3R_s I_A + \lambda p \omega_r (-2\phi_A + \phi_B + \phi_C)]$$

$$\frac{d}{dt} I_B = \frac{1}{3 \cdot L_s} [-V_{AB} + V_{BC} - 3R_s I_B + \lambda p \omega_r (\phi_A - 2\phi_B + \phi_C)]$$

$$\frac{d}{dt} I_C = -\frac{d}{dt} I_A - \frac{d}{dt} I_B$$

(4.3)

$I_A, I_B$ et $I_C$ :	Courants de phase
$\phi_A, \phi_B$ et $\phi_C$ :	Fonction de flux
$V_{AB}$ et $V_{BC}$ :	Tensions appliquées à la machine
$R_s, L_s$ :	Résistance et inductance du stator
$\lambda$ :	Coefficient d'amplitude sur le flux induit par les aimants
$p$ :	Nombre de paires de pôles
$\omega_r$ :	Vitesse angulaire du rotor

Pour représenter les tensions induites, on définit les fonctions de flux,  $\Phi_A$ ,  $\Phi_B$  et  $\Phi_C$ , qui dépendent de l'angle du rotor. En fait, ces fonctions dépendent de l'angle électrique ( $\theta_e$ ) du moteur, c'est-à-dire d'un multiple de l'angle mécanique ( $\theta_e = p\theta_r$ ). La forme trapézoïdale de ces fonctions de flux explique pourquoi l'on nomme la machine synchrone trapézoïdale ainsi (Figure 4.5). Afin d'obtenir l'angle électrique, le modèle du moteur doit intégrer la vitesse angulaire du rotor (Éqn. 4.4). Pour ce faire, un intégrateur discret avec un temps d'échantillonnage de  $T_s$  est utilisé. Mentionnons ici que les intégrateurs pour les variables d'état des courants de phase sont continus puisque l'émulateur de moteur proposé implémente cette partie analogiquement, donc aussi de manière continue.

$$\theta_e = p \int \omega_r dt \quad (4.4)$$

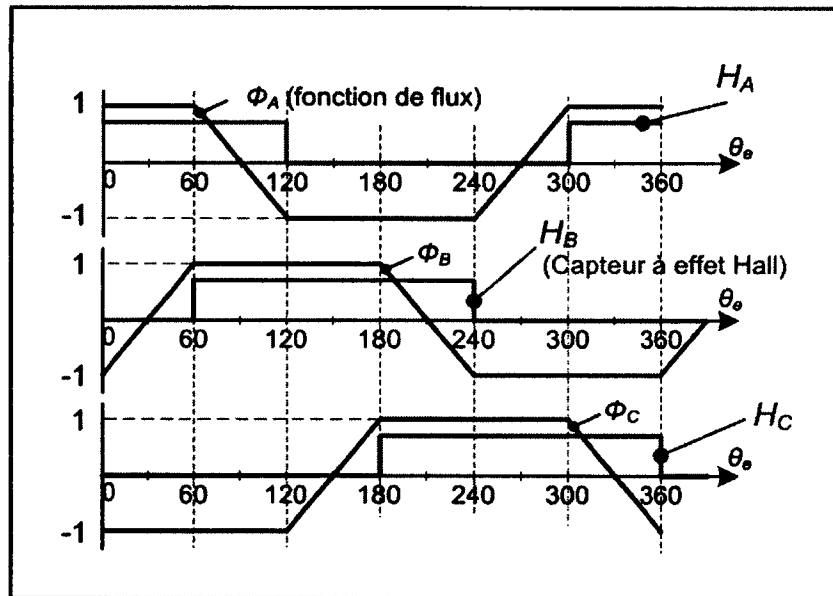


Figure 4.5 Fonctions de flux et signaux des capteurs à effet Hall du moteur BLDC.

Ce modèle possède quatre sorties, soit les trois signaux ( $H_A$ ,  $H_B$  et  $H_C$ ) de capteurs à effet Hall et le couple électromagnétique ( $T$ ). Les signaux des capteurs à effet Hall sont synchronisés sur les tensions ligne-ligne et sont générés à partir de l'angle électrique (Figure 4.5). Quant au couple, il est calculé selon les courants de phase, le nombre de paires de pôles

( $p$ ), les fonctions de flux ( $\phi_n$ ) et le coefficient d'amplitude des aimants permanents ( $\lambda$ ) (Éqn. 4.5).

$$T = p\lambda(I_A\phi_A + I_B\phi_B + I_C\phi_C) \quad (4.5)$$

Finalement, il convient de définir les constantes numériques utilisées pour la simulation, ainsi que leur variabilité (Tableau 4.2).

Tableau 4.2 Paramètres numériques du moteur BLDC

Description	Symbole	Valeur
Coefficient d'amplitude des aimants	$\lambda$	7.5323mV.s
Nombre de paires de pôles	$p$	2
Durée du plateau de $\phi_n$	--	120°
Inductance du stator	$L_S$	500 $\mu$ H à 2mH
Résistance du stator	$R_S$	2 $\Omega$ à 20 $\Omega$
Temps d'échantillonnage de l'intégrateur	$TsOmega$	10ns
Temps d'échantillonnage	$Ts$	100 $\mu$ s

L'implantation dans Matlab/Simulink de ce modèle de moteur est exposée à la Figure 4.6. Ce modèle se différencie de celui de la librairie *SimPowerSystems* par la non-utilisation des équations 4.3, remplacées par une représentation avec résistances, inductances et sources de tension. Mathématiquement, il n'y a aucune différence pour le calculateur. Néanmoins, cette représentation correspond approximativement à la simulation en temps réel qui sera réalisée, à la différence que les sources de tension employées ne sont pas idéales et proviennent du convertisseur de puissance conçu.

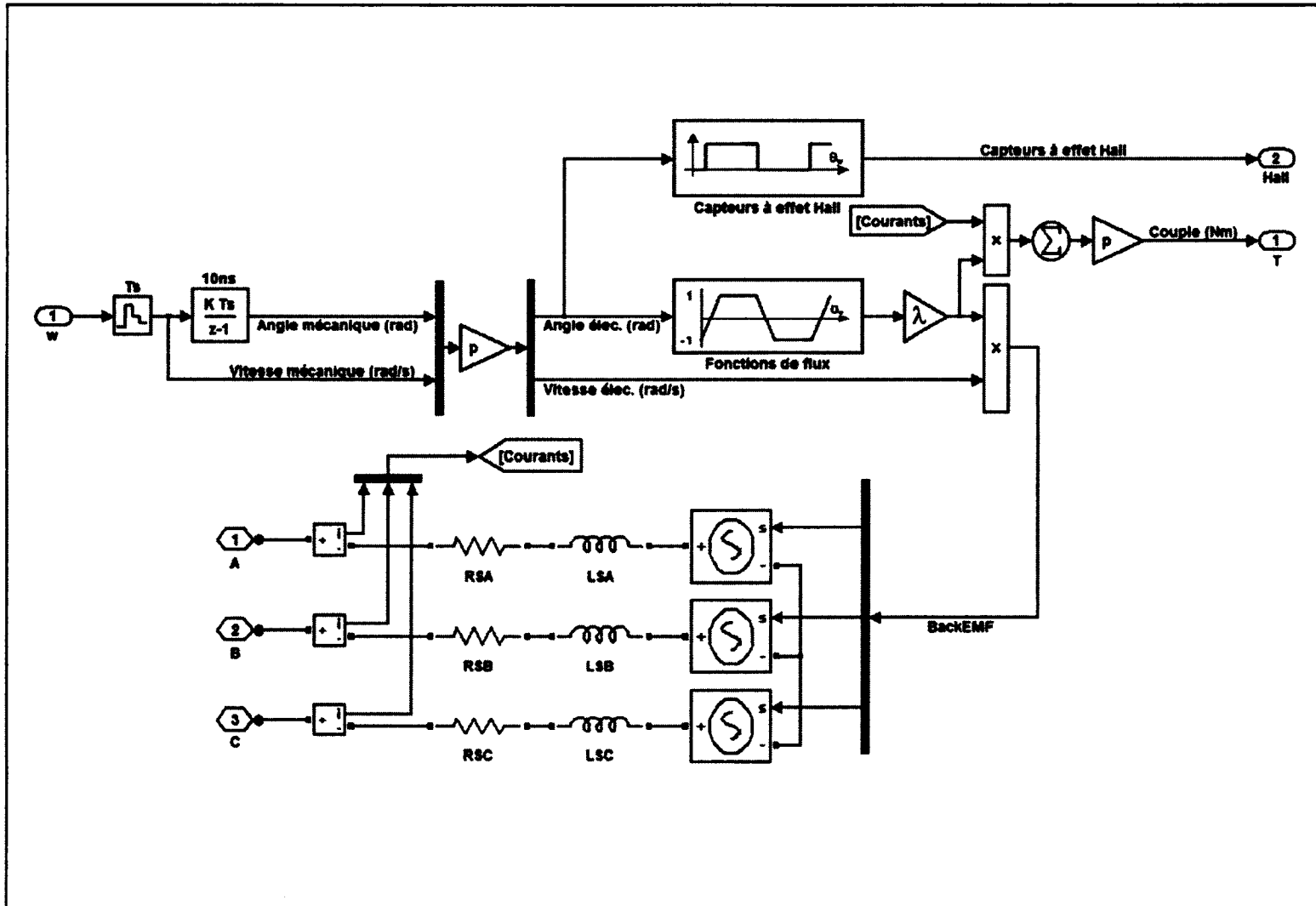


Figure 4.6 Modèle Matlab/Simulink du moteur BLDC.

### 4.3 Contrôleurs de position et de couple

Les contrôleurs utilisés dans la simulation de référence sont représentés à la Figure 4.7. Il s'agit d'un contrôleur PID pour la position en cascade avec un contrôleur PI pour le couple. Le temps d'échantillonnage est de  $T_s$ . La sortie de chacun des contrôleurs comporte un bloc de saturation. Celui à la sortie du contrôleur de position a pour but de limiter le couple appliqué par la machine et ainsi de limiter le courant maximum du moteur. Le bloc de saturation à la sortie du régulateur de couple sert à fournir un indice de modulation variant dans la plage acceptée par le modulateur à largeur d'impulsion (MLI), soit  $\pm 1$ .

À partir de la formule du couple (Éqn. 4.5) et sachant que le couple maximal est obtenu lorsque les courants sont en phase avec les BEMF, on établit le courant maximal selon le couple maximal permis (Éqn. 4.6).

$$I_{MAX} = \frac{T_{MAX}}{2p\lambda} \quad (4.6)$$

Sur la figure ci-dessous, les variables des paramètres des régulateurs sont indiquées, tandis que le Tableau 4.3 contient les valeurs numériques de ces paramètres.

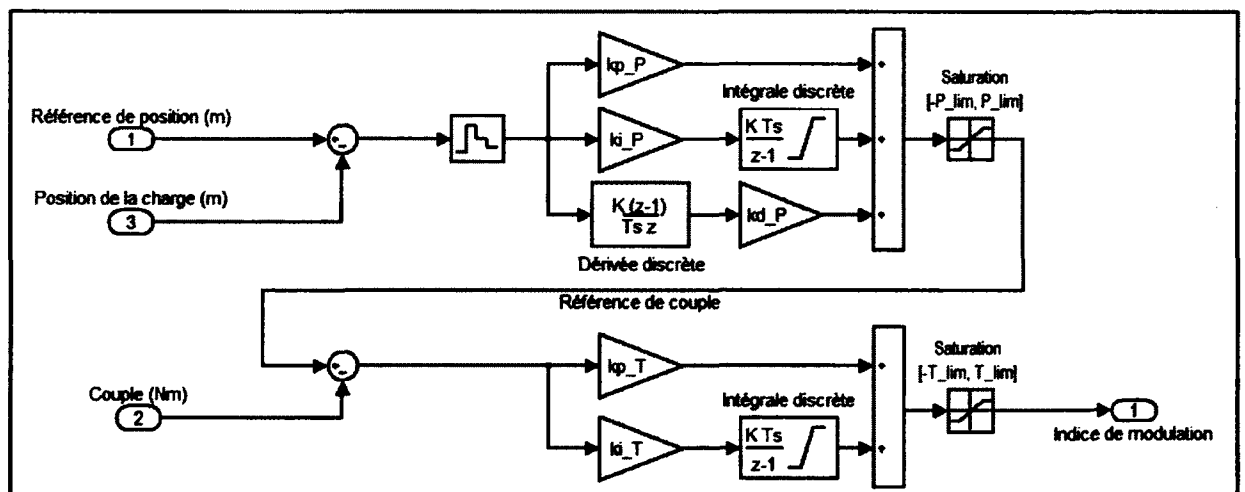


Figure 4.7 Contrôleur de position et de couple de la simulation de référence.

Tableau 4.3 Paramètres numériques des contrôleurs de position et de couple

Description	Symbole	Valeur
<b>Gain proportionnel du contrôleur de position</b>	$Kp\_P$	2000
<b>Gain intégral du contrôleur de position</b>	$Ki\_P$	2000
<b>Gain dérivé du contrôleur de position</b>	$Kd\_P$	4
<b>Couple maximal</b>	$P\_lim$	0.3
<b>Gain proportionnel du contrôleur de couple</b>	$Kp\_T$	5
<b>Gain intégral du contrôleur de couple</b>	$Ki\_T$	12000
<b>Indice de modulation maximal</b>	$T\_lim$	1
<b>Temps d'échantillonnage</b>	$Ts$	100 $\mu$ s

#### 4.4 Modulateur MLI et convertisseur de puissance

Le modulateur MLI a pour but de convertir la sortie analogique du régulateur de couple en signaux de grille contrôlant le convertisseur de puissance triphasé. Pour un moteur BLDC, la génération de ces trains d'impulsions nécessite une synchronisation avec l'angle électrique du moteur. Plusieurs méthodes permettent cette synchronisation et un domaine complet de la recherche s'y attarde. Pour cette application, l'utilisation de capteurs à effet Hall a été privilégiée pour sa simplicité.

Les trois signaux des capteurs à effet Hall utilisés par le modulateur sont illustrés à la Figure 4.5. Ceux-ci varient en fonction de l'angle électrique et on observe une transition de leur état à chaque multiple de 60°. Afin d'appliquer un couple non nul sur la machine, il faut que les courants de phase soient synchronisés avec les fonctions de flux. Pour ce faire, la séquence d'activation des interrupteurs du pont triphasé est établie en fonction des signaux des capteurs à effet Hall. La Figure 4.10 illustre les courants de phase idéaux ainsi que la

séquence de fermeture et de fermeture des interrupteurs; la Figure 4.8 identifie les interrupteurs y figurant.

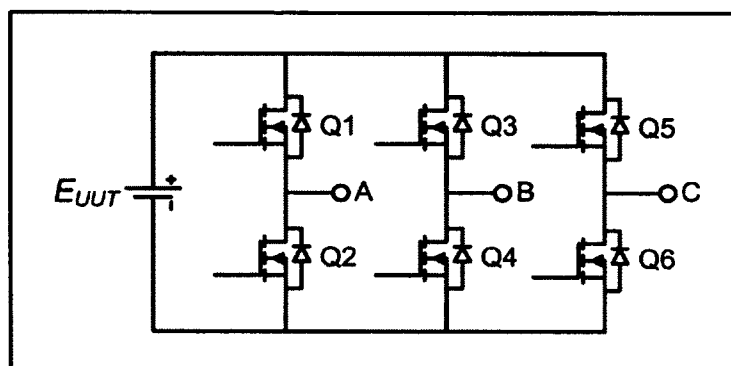


Figure 4.8 Identification des interrupteurs du convertisseur triphasé.

Avec la Figure 4.5 et la Figure 4.10, on détermine les équations logiques (Éqn. 4.7) régissant le contrôle des interrupteurs selon les signaux des capteurs à effet Hall ( $H_A$ ,  $H_B$  et  $H_C$ ). Afin de contrôler l'amplitude des tensions appliquées, les signaux décrits par ces équations sont modulés par l'indice de modulation généré par le contrôleur de couple. Cet indice est comparé à une rampe de fréquence  $F_S$  suivant la Figure 4.9. Ce schéma du modulateur MLI aurait pu être plus simple (une rampe et un seul comparateur), mais pour des raisons d'implémentation en temps réel propre à Opal-RT, ce schéma a été préféré.

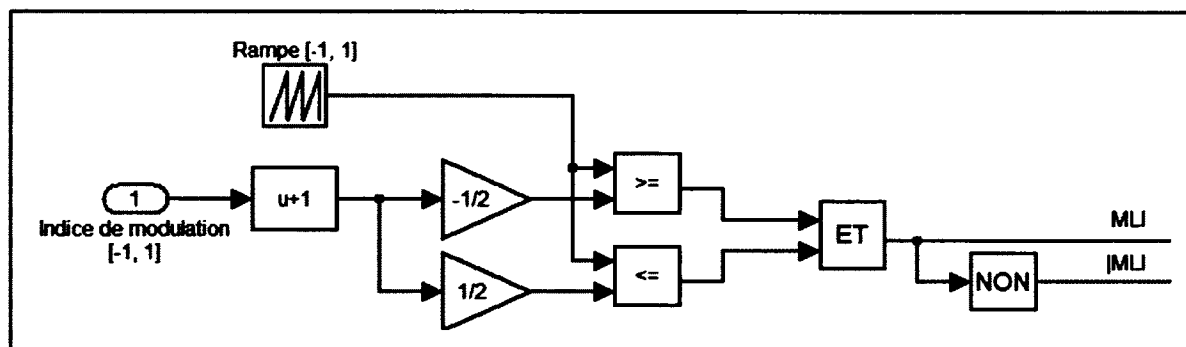


Figure 4.9 Modulateur MLI de la simulation de référence.

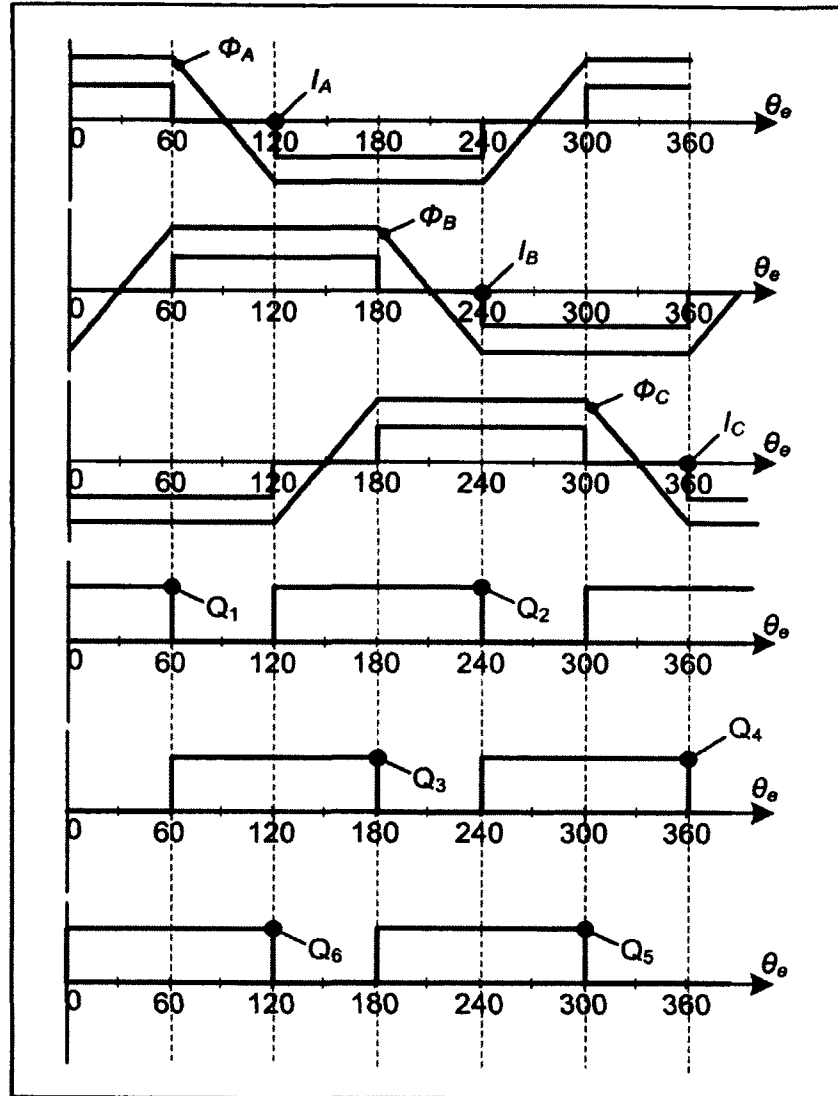


Figure 4.10 Synchronisation des courants de phase et des signaux de grille.

$$Q_1 = H_A \cdot \overline{H_B}$$

$$Q_2 = \overline{H_A} \cdot H_B$$

$$Q_3 = H_B \cdot \overline{H_C}$$

$$Q_4 = \overline{H_B} \cdot H_C$$

$$Q_5 = H_C \cdot \overline{H_A}$$

$$Q_6 = \overline{H_C} \cdot H_A$$

(4.7)



Les équations 4.7 sont ensuite modifiées pour intégrer les impulsions du modulateur MLI. Ces équations modifiées (Éqn. 4.8) pilotent ensuite directement l'état des interrupteurs du convertisseur triphasé.

$$\begin{aligned}
 Q_1 &= H_A \cdot \overline{H_B} \cdot MLI + \overline{H_A} \cdot H_B \cdot \overline{MLI} \\
 Q_2 &= \overline{H_A} \cdot H_B \cdot MLI + H_A \cdot \overline{H_B} \cdot \overline{MLI} \\
 Q_3 &= H_B \cdot \overline{H_C} \cdot MLI + \overline{H_B} \cdot H_C \cdot \overline{MLI} \\
 Q_4 &= \overline{H_B} \cdot H_C \cdot MLI + H_B \cdot \overline{H_C} \cdot \overline{MLI} \\
 Q_5 &= H_C \cdot \overline{H_A} \cdot MLI + \overline{H_C} \cdot H_A \cdot \overline{MLI} \\
 Q_6 &= \overline{H_C} \cdot H_A \cdot MLI + H_C \cdot \overline{H_A} \cdot \overline{MLI}
 \end{aligned}
 \tag{4.8}$$

Le convertisseur triphasé n'a aucune spécification spéciale pour la simulation autre qu'une résistance à l'état passant de  $1\text{m}\Omega$  par interrupteur. Il est alimenté par une source de tension continue de valeur  $E$ . Le tableau ci-dessous présente les valeurs numériques des paramètres du modulateur MLI.

Tableau 4.4 Paramètres numériques du modulateur MLI

Description	Symbole	Valeur
Variation acceptée de l'indice de modulation	--	-1 à 1
Variation de la rampe de comparaison	--	-1 à 1
Fréquence de la rampe de comparaison	$F_S$	32kHz
Tension d'alimentation du convertisseur	$E$	80V à 140V

#### 4.5 Résultats de simulation

La simulation décrite dans les sections précédentes permet de produire une série de cas de fonctionnement qui seront utilisés aux fins de comparaison. Quatre cas ont été choisis :

- $L_S = 2\text{mH}$ ,  $R_S = 2\Omega$ ,  $E_{UUT} = 140\text{V}$
- $L_S = 2\text{mH}$ ,  $R_S = 2\Omega$ ,  $E_{UUT} = 80\text{V}$
- $L_S = 500\mu\text{H}$ ,  $R_S = 2\Omega$ ,  $E_{UUT} = 140\text{V}$
- $L_S = 500\mu\text{H}$ ,  $R_S = 2\Omega$ ,  $E_{UUT} = 80\text{V}$

Les résultats temporels pour ces quatre cas sont présentés respectivement aux figures suivantes : Figure 4.11, Figure 4.12, Figure 4.13 et Figure 4.14. Le premier graphique sur ces figures présente la référence de position ainsi que la trajectoire obtenue. Le deuxième graphique expose la variation de l'indice de modulation, soit la variation de la sortie du contrôleur de couple. Et finalement, le troisième graphique montre les courants de phase circulant dans le moteur. En plus de la variation de référence, ces résultats ont été obtenus avec l'application d'un échelon de force externe de 500N sur le système mécanique à 0.2s.

Les dynamiques des contrôleurs et du positionnement ne sont pas vraiment importantes puisque l'objectif est de concevoir un émulateur qui répond comme le ferait le modèle de moteur désiré. Ceci explique l'utilisation de régulateur linéaire PI et PID dont les paramètres sont ajustés empiriquement. Ces résultats temporels sont comparés à ceux obtenus avec un émulateur de moteur et leur superposition prouve alors que la structure retenue est adéquate.

#### 4.6 Retour sur la simulation de référence

Ce chapitre présente en détail la simulation en temps différé qui reproduit l'application d'intérêt. Tous les paramètres de simulations sont exposés afin de pouvoir reproduire les résultats des prochains chapitres. Ces résultats de cette simulation ont été validés par le client d'Opal-RT. Cette validation permet de ne pas se soucier des dynamiques obtenues en temps différé et en temps réel, tant qu'elles se comparent.

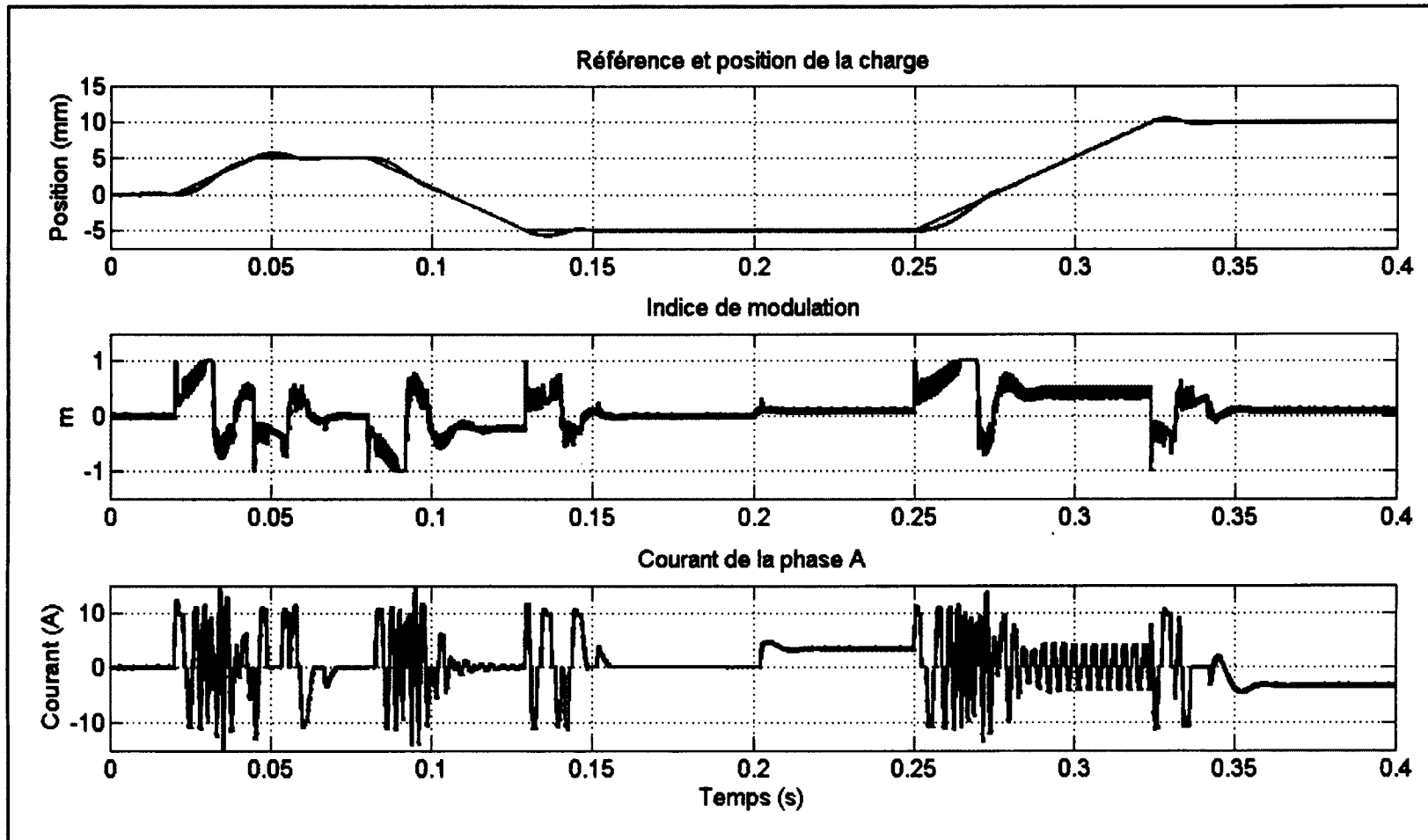


Figure 4.11 Simulation de référence pour  $L_S = 2\text{mH}$ ,  $R_S = 2\Omega$  et  $E = 140\text{V}$ .

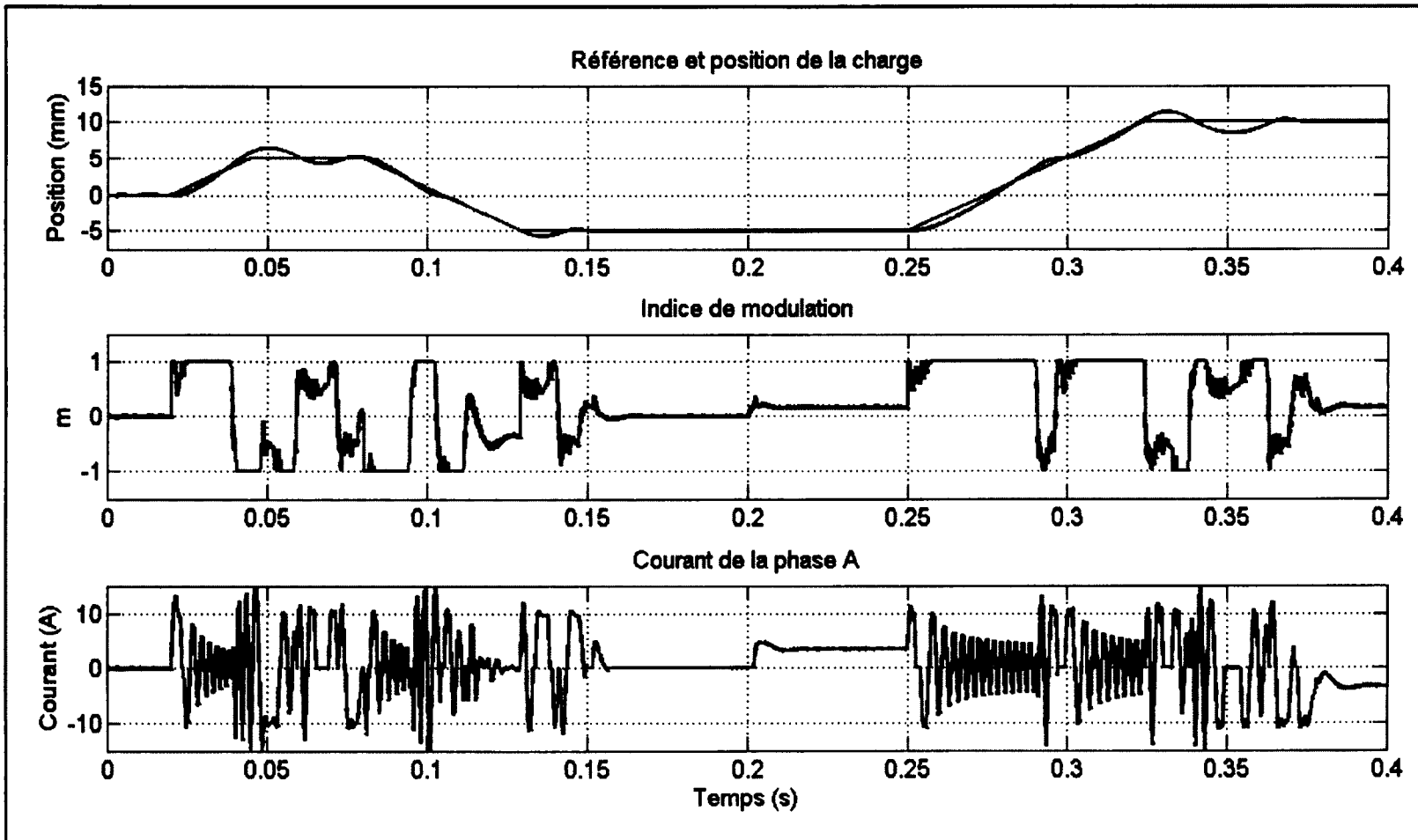


Figure 4.12 Simulation de référence pour  $L_S = 2\text{mH}$ ,  $R_S = 2\Omega$  et  $E = 80\text{V}$ .

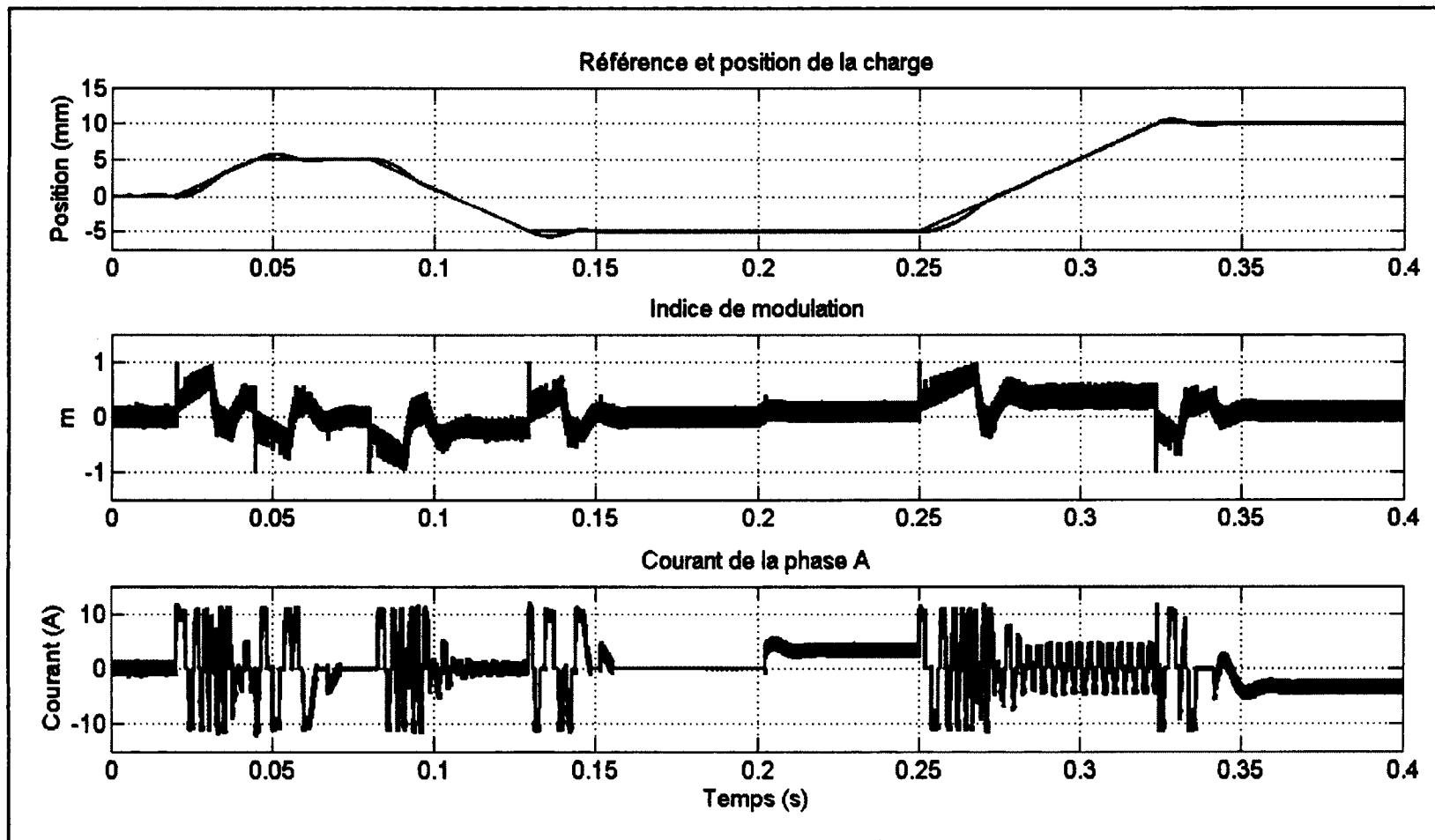


Figure 4.13 Simulation de référence pour  $L_S = 500\mu\text{H}$ ,  $R_S = 2\Omega$  et  $E = 140\text{V}$ .

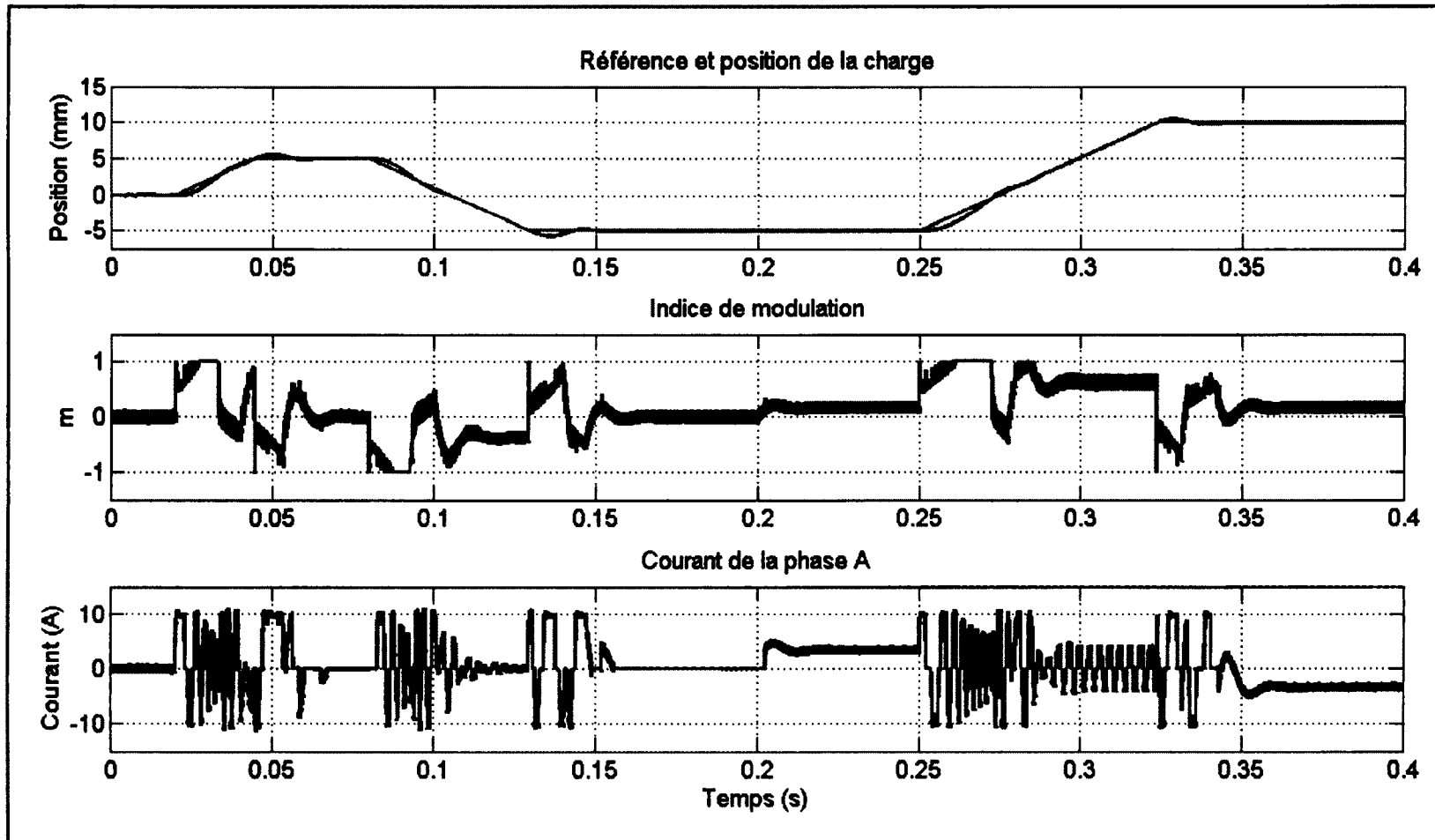


Figure 4.14 Simulation de référence pour  $L_S = 500\mu\text{H}$ ,  $R_S = 2\Omega$  et  $E = 80\text{V}$ .

## CHAPITRE 5

### CONCEPTION DU FILTRE DE L'ÉMULATEUR

Le Chapitre 3 a mis en lumière la topologie du convertisseur qui a été préconisé pour ce projet, soit un convertisseur à deux niveaux en demi-pont. Le contrôle de ce convertisseur est fait en asservissant la valeur moyenne des impulsions de la tension de sortie, comme discuté à la section 3.3.1. Afin d'atténuer les harmoniques de commutation de la tension de sortie et de percevoir une tension continue lorsqu'aucune charge n'est connectée à l'amplificateur, il est nécessaire d'ajouter un filtre de sortie. Comme il en est question dans ce chapitre, en raison de l'application, les approches typiques de filtrage ne conviennent pas et un filtre spécialement conçu pour l'application a dû être mis en œuvre.

#### 5.1 Exigences du filtre

A priori, la structure du filtre et ses composantes ne sont pas connues toutefois, on convient initialement de deux critères orientant les choix de conception. La quantification de ces critères a été établie selon les exigences d'Opal-RT. Mentionnons ici que ce projet s'est déroulé en deux phases, celle du premier prototype terminé en septembre 2009 et celle du deuxième prototype terminé en juin 2010. Pendant la première phase, le client demandait une tension de sortie crête de 50V qui a été modifiée pour une tension de sortie crête de 80V pour la deuxième phase, telle que spécifiée dans le Chapitre 2. Or, les critères mentionnés ont été établis selon les spécifications de la première phase du projet. Ensuite, avec les caractéristiques finales obtenues du premier prototype, il a été jugé que celui-ci convenait sans modifications aux spécifications du deuxième prototype.

- 1) Atténuation suffisante de l'harmonique de commutation pour obtenir une ondulation de tension de sortie crête à crête inférieure à 0.2V.
- 2) Efficacité du filtre raisonnable par rapport à l'application (Énergie dissipée inférieure à 10% de la puissance de l'application).

Ces deux critères fixent des paramètres majeurs dans la conception d'un filtre. Suivant les recommandations des notes d'applications d'IRF (AN-1070), on choisit un indice de modulation  $M$  de 80% pour s'assurer que la tension de sortie est adéquatement réglée. Pour une tension de sortie de 60V (50V + 10V de marge de sécurité), la tension totale du bus DC est alors de 150V ( $2 \cdot 60V/M$ ). Pour un convertisseur à deux niveaux, suivant l'équation 3.6, on établit que l'amplitude crête-à-crête maximale de l'harmonique de commutation est d'environ 191V. Ainsi, l'obtention d'une amplitude de sortie crête-à-crête de 0.2V requiert une atténuation d'environ 60dB à la fréquence de commutation. À ce stade, on décide de la plus haute fréquence de commutation jugée atteignable aux tensions et courants de l'application, soit 200kHz.

Le deuxième critère borne la valeur de la résistance de sortie qui contribue à l'amortissement du filtre. Pour un amplificateur audio, l'impédance du haut-parleur fait office de résistance de sortie et permet de n'avoir aucune perte majeure associée au filtre lui-même. Dans le cas de l'émulateur de moteur, l'impédance de sortie est variable et peut devenir infinie, ce qui ne procure aucun amortissement. Une résistance doit alors être placée dans le filtre pour assurer la stabilisation du filtre à tous les points de fonctionnement. La puissance moyenne triphasée de l'application ( $P$ ) est de 150W, alors que la sortie n'est sollicitée qu'avec un facteur d'utilisation ( $D$ ) de 10% (Chapitre 2). Supposant l'application d'une onde sinusoïdale d'amplitude  $V_{MAX}$  aux bornes de la résistance, on décrit la résistance minimale du filtre selon le ratio de puissance perdue dans le filtre ( $\beta = 10\%$ ) (Éqn. 5.1). Par cette équation, on établit que la résistance minimale du filtre est de  $25\Omega$ .

$$R_{MIN} = \frac{3 \cdot V_{MAX}^2}{2 \cdot P} \cdot \frac{D}{\beta} \quad (5.1)$$

Cette section établit trois grandeurs importantes pour la continuation de la conception : une atténuation de 60dB à la fréquence de commutation de 200kHz et une résistance de sortie minimale de  $25\Omega$ .



## 5.2 Les filtres de Butterworth

D'ambly, un filtre de Butterworth est souvent retenu à la sortie des amplificateurs en raison de son gain quasi constant dans sa bande passante, ce qui n'ajoute aucune distorsion au signal de sortie. Comment ce filtre se comporte-t-il dans une application d'émulation de moteur? Les prochaines sections tâchent d'éclaircir cette question.

### 5.2.1 Calcul des filtres de Butterworth pour l'application

Les fonctions de transfert des filtres de Butterworth normalisées à 1rad/s sont décrites dans le tableau ci-dessous. À partir des coefficients des dénominateurs des fonctions de transfert, on établit les valeurs normalisées des composantes (Tableau 5.2) des filtres de Butterworth suivant les structures de filtres de la Figure 5.1.

Tableau 5.1 Fonctions de transfert normalisé des filtres de Butterworth

Ordre du filtre de Butterworth	Fonction de transfert
Ordre 1	$\frac{1}{s + 1}$
Ordre 2	$\frac{1}{s^2 + 1.4142s + 1}$
Ordre 3	$\frac{1}{(s + 1)(s^2 + s + 1)}$
Ordre 4	$\frac{1}{(s^2 + 0.765s + 1)(s^2 + 1.848s + 1)}$
Ordre 5	$\frac{1}{(s + 1)(s^2 + 0.618s + 1)(s^2 + 1.618s + 1)}$
Ordre 6	$\frac{1}{(s^2 + 0.5176s + 1)(s^2 + 1.414s + 1)(s^2 + 1.9318s + 1)}$

Tableau 5.2 Valeurs normalisées des composantes de filtres de Butterworth

Ordre du filtre de Butterworth	$L_1$ (H)	$C_2$ (F)	$L_3$ (H)	$C_4$ (F)	$L_5$ (H)	$C_6$ (F)
Ordre 1	1.0000	---	---	---	---	---
Ordre 2	1.4142	0.7071	---	---	---	---
Ordre 3	1.5000	1.3333	0.5000	---	---	---
Ordre 4	1.5308	1.5771	1.0824	0.3827	---	---
Ordre 5	1.5450	1.6944	1.3820	0.8944	0.3090	---
Ordre 6	1.5529	1.7593	1.5529	1.2016	0.7579	0.2588

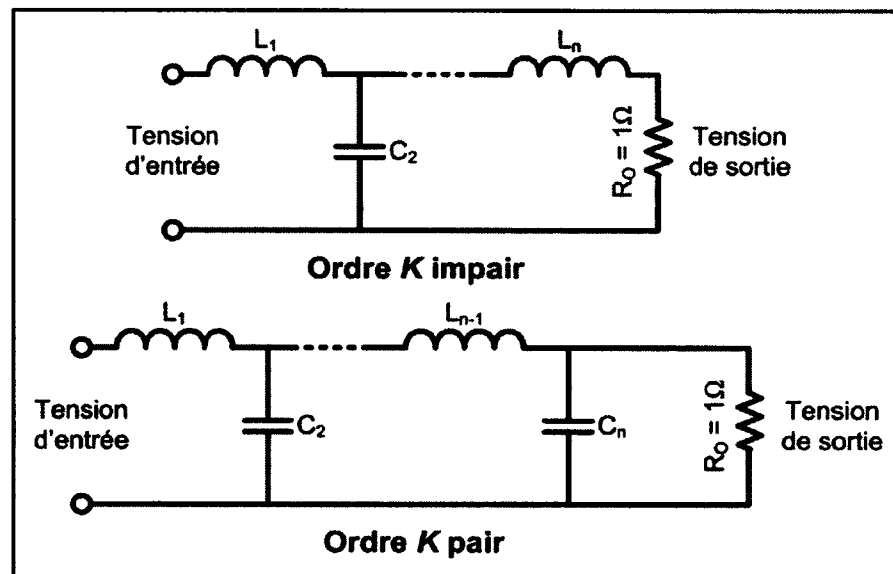


Figure 5.1 Structure des filtres d'ordre K.

Ces valeurs normalisées sont ensuite dénormalisées selon les caractéristiques désirées (bande passante, fréquence de coupure, impédance de sortie, etc.). On dénormalise les valeurs des composantes d'un filtre avec les équations 5.2, lorsque la résistance de normalisation est de  $1\Omega$  et que la fréquence angulaire de coupure normalisée est de  $1\text{rad/s}$ . La section 5.1 a établi

qu'une résistance de sortie minimale de  $25\Omega$  maximisait l'amortissement tout en ayant une dissipation de chaleur acceptable dans le filtre; cette valeur correspond alors à  $R_d$ . Pour dénormaliser en fréquence, on utilise l'équation 3.11 qui fournit une approximation de la fréquence de coupure selon l'atténuation désirée et on la convertit en radians/secondes pour obtenir  $\omega_d$  (Éqn. 5.3); ces fréquences de coupure ont d'ailleurs été identifiées dans le Tableau 3.3. Le Tableau 5.3 présente les composantes de filtres requises à réalisation de filtres de Butterworth respectant les critères de conception.

$$L' = R_d \cdot \omega_d^{-1} \cdot L$$

$$C' = R_d^{-1} \cdot \omega_d^{-1} \cdot C$$

$$\begin{aligned} R_d &: \text{Résistance de sortie désirée} \\ \omega_d &: \text{Fréquence angulaire de coupure désirée (rad/s)} \\ L' \text{ et } C' &: \text{Valeurs dénormalisées} \\ L \text{ et } C &: \text{Valeurs normalisées} \end{aligned} \quad (5.2)$$

$$\omega_d = 2\pi \cdot f_s \cdot 10^{\frac{-ATT}{20 \cdot n}}$$

$$\begin{aligned} \omega_d &: \text{Fréquence angulaire de coupure désirée (rad/s)} \\ f_s &: \text{Fréquence de commutation} \\ ATT &: \text{Atténuation désirée} \\ n &: \text{Ordre du filtre} \end{aligned} \quad (5.3)$$

Tableau 5.3 Valeurs dénormalisées des composantes de filtres Butterworth

Ordre du filtre de Butterworth	L <sub>1</sub> ( $\mu$ H)	C <sub>2</sub> (nF)	L <sub>3</sub> ( $\mu$ H)	C <sub>4</sub> (nF)	L <sub>5</sub> ( $\mu$ H)	C <sub>6</sub> (nF)
Ordre 1	19894	---	---	---	---	---
Ordre 2	890.7	711.8	---	---	---	---
Ordre 3	298.4	424.4	99.5	---	---	---
Ordre 4	171.3	282.3	121.1	68.5	---	---
Ordre 5	122.4	214.7	109.5	113.3	24.5	---
Ordre 6	97.7	177.1	97.7	121.0	47.7	26.1

### 5.2.2 Impact de la caractéristique du filtre sur l'émulateur

Afin de comprendre l'influence du filtre sur la réponse d'un émulateur de moteur, on considère le cas d'un fonctionnement monophasé en boucle ouverte. Pour ces cas d'exemple, les valeurs choisies sont semblables à celles de l'application visée : tension de l'entraînement de moteur de 140V, tension de l'émulateur de moteur de 150V, inductance du stator ( $L_S$ ) de 500 $\mu$ H, résistance du stator ( $R_S$ ) de 2 $\Omega$  et fréquence de commutation de l'entraînement de moteur de 32kHz. On préconise aussi l'utilisation d'un filtre de Butterworth d'ordre quatre, puisque le filtre final est de cet ordre.

L'application monophasée se décrit comme suit. Puisque la caractéristique du filtre de Butterworth est connue, la dynamique de la tension de sortie de l'émulateur n'est pas d'intérêt. La référence de tension de l'émulateur est donc forcée à 0V, produisant ainsi une onde carrée de 75V d'amplitude crête à 200kHz et de rapport cyclique 50%. Pour sa part, la tension de sortie moyenne de l'entraînement de moteur subit un échelon de tension de 50V à 1ms. À 3ms, la commutation forcée du demi-pont de l'entraînement de moteur est arrêtée afin de percevoir le filtrage du filtre de sortie.

Quatre sources de tension sont utilisées et énumérées ci-dessous pour la compréhension. Les montages utilisés sont quant à eux décrits à la Figure 5.2 :

- 1) Une source de tension idéale avec une impédance de sortie nulle.  
Simulation servant de référence de comparaison pour les autres cas.
- 2) Source de tension avec convertisseur à deux niveaux sans filtre de sortie.
- 3) Source de tension avec convertisseur à deux niveaux avec filtre de Butterworth en sortie.
- 4) Source de tension avec convertisseur à deux niveaux avec filtre de Butterworth en sortie et impédance de moteur adaptée.

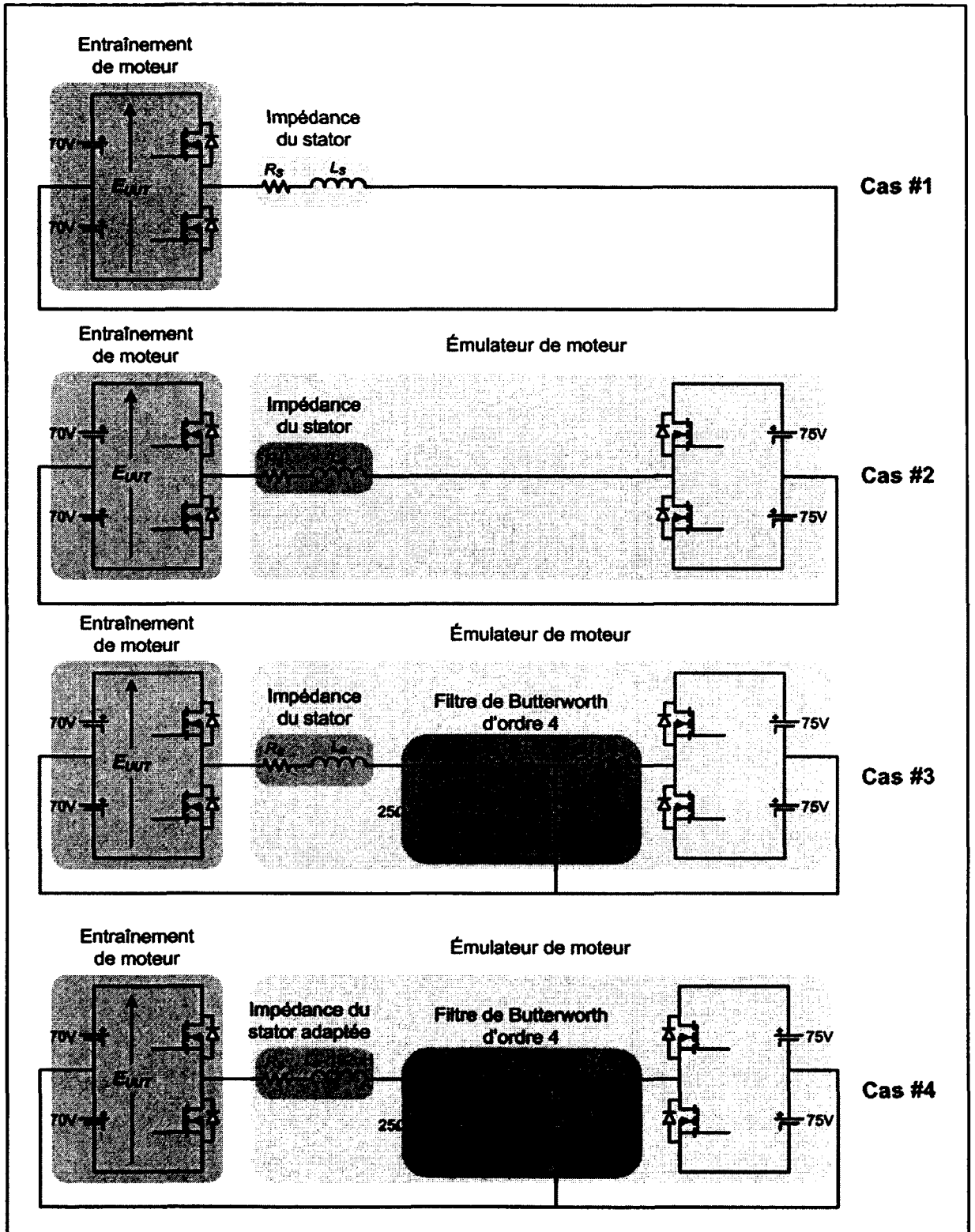


Figure 5.2 Application monophasée avec filtre de Butterworth.

### 5.2.2.1 Cas #2 : Émulateur sans filtre

La simulation de ces quatre cas fournit des résultats qualitatifs servant à édicter de nouveaux critères de conception du filtre. Les résultats de simulation des cas #2, #3 et #4 sont comparés avec les résultats du cas idéal #1 et présentés à la Figure 5.3, à la Figure 5.4 et à la Figure 5.6 respectivement.

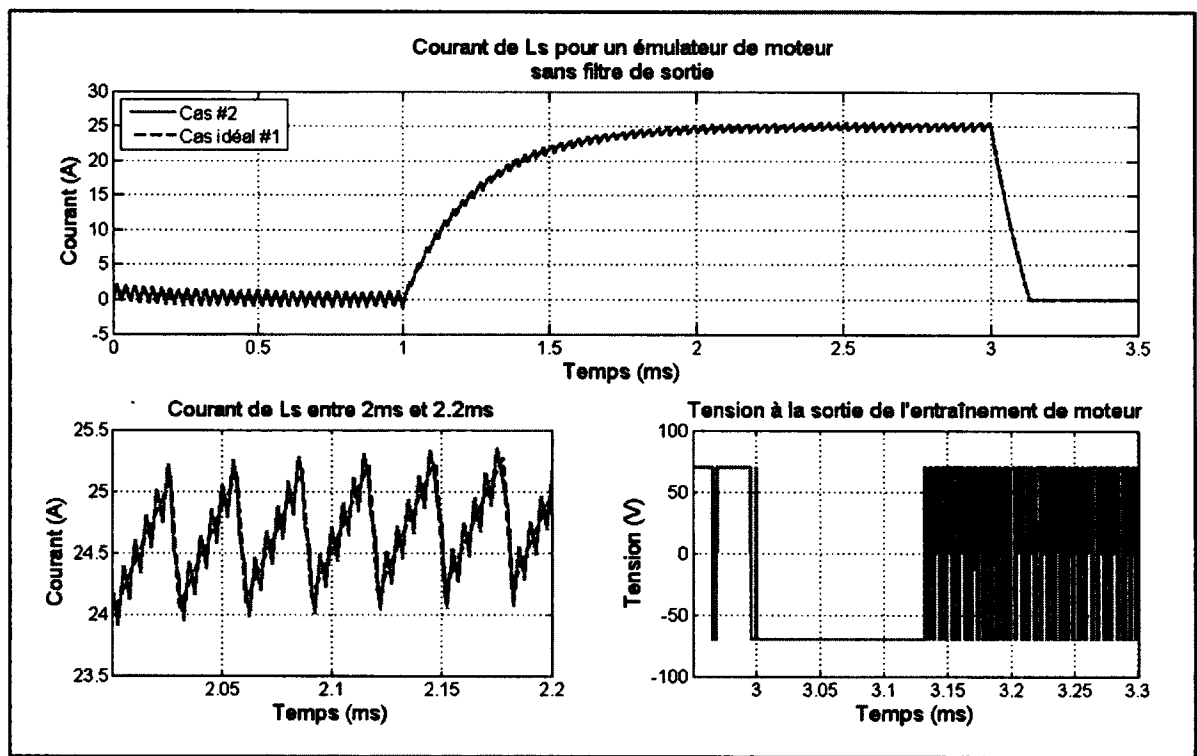


Figure 5.3 Tension et courant de simulation pour un émulateur sans filtre (Cas #2).

On constate avec les résultats du cas #2 (Figure 5.3) que la réponse temporelle moyenne du courant de l'émulateur sans filtre se superpose avec le cas idéal #1. D'un point de vue moyen, ce circuit est identique à celui du cas #1 puisque les impédances et tensions en jeu sont les mêmes. Toutefois, les harmoniques de commutation de l'émulateur n'étant pas filtrées, elles sont perceptibles dans le courant. Vu la fréquence élevée de fonctionnement de l'émulateur, l'amplitude de celles-ci est de beaucoup diminuée. Selon l'application, on

pourrait juger ces fluctuations non désirées négligeables, tels que l'ont fait Boller et Kennel (2009) et Slater, Atkinson et Jack (1998). Toutefois, lorsque le courant est nul, des impulsions de tension à la fréquence de commutation de l'émulateur sont mesurables en sortie et ne sont pas acceptables pour Opal-RT. D'où la nécessité d'introduire un filtre en sortie.

### 5.2.2.2 Cas #3 : Émulateur avec filtre de Butterworth

Considérons maintenant un filtre de Butterworth d'ordre quatre respectant les critères de conception (Tableau 5.3). On l'introduit directement à la sortie du convertisseur de l'émulateur et on le connecte sans modifications à l'impédance du stator de l'émulateur (Cas #3). Les trois graphiques de la Figure 5.4 permettent d'en constater les bienfaits et les inconvénients. Par rapport au cas #2, on s'aperçoit que l'objectif est atteint puisque les harmoniques de tension à 200kHz, lorsque le courant est nul, sont atténuées et non perceptibles à l'échelle utilisée sur le graphique.

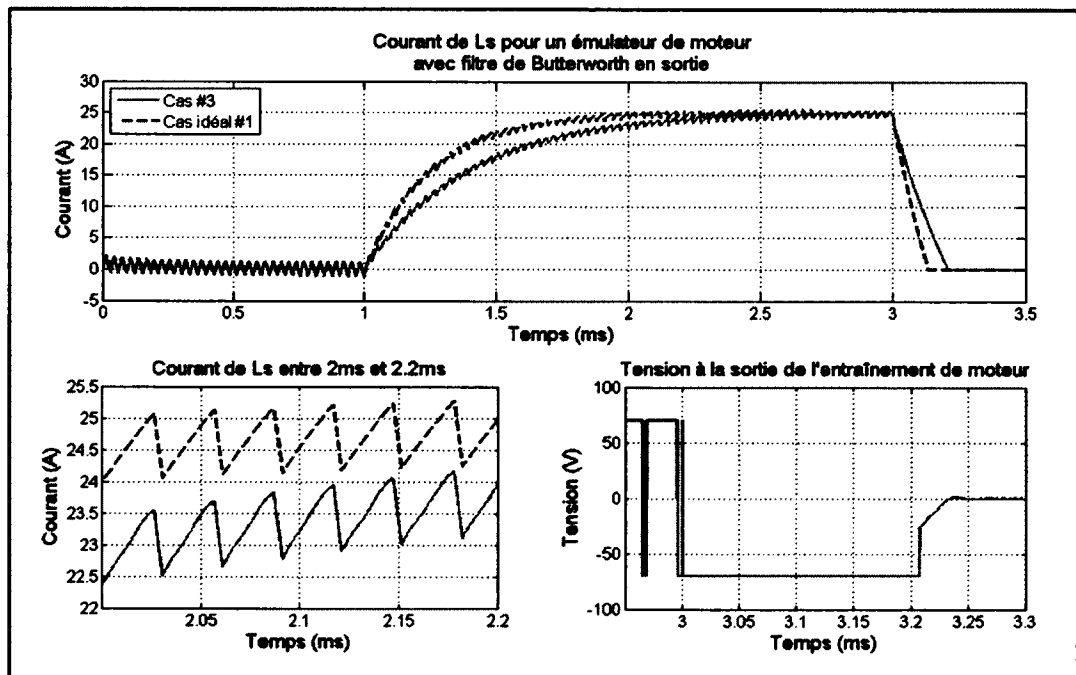


Figure 5.4 Tension et courant de simulation pour un émulateur avec filtre de Butterworth (Cas #3).

Malgré ce gain, on observe un comportement différent du cas idéal. Pour le comprendre, il faut analyser l'impédance perçue en fréquence par l'entraînement de moteur. On établit d'abord l'impédance du filtre vue de la sortie (Éqn. 5.4). L'impédance totale vue par l'entraînement de moteur est la somme de cette impédance et de celle du stator (Éqn. 5.5).

$$Z_{\text{filtre}}(s) = \frac{R(L_1 C_2 L_3 s^2 + L_1 + L_3)s}{RL_1 C_2 L_3 C_4 s^4 + L_1 C_2 L_3 s^3 + R(L_1 C_4 + L_3 C_4 + L_1 C_2)s^2 + (L_1 + L_3)s + R} \quad (5.4)$$

$$Z_{\text{total}}(s) = Z_{\text{filtre}}(s) + L_s s + R_s \quad (5.5)$$

En s'intéressant à la limite de cette impédance lorsque la fréquence devient faible (Éqn. 5.6), on se rend compte que l'inductance équivalente perçue par les dynamiques de basse fréquence est la somme des inductances du filtre et de celle du stator. Ceci s'explique intuitivement par le comportement des condensateurs à basse fréquence qui est approximé par un circuit ouvert. Donc, la constante de temps du circuit passe de  $\frac{L_s}{R_s}$  à  $\frac{L_s + L_1 + L_3}{R_s}$ . Numériquement, avec les constantes de simulation utilisées, il s'agit d'un passage de 250 $\mu$ s à 396 $\mu$ s. Ce changement non négligeable influe la dynamique basse fréquence, tel qu'observé à la Figure 5.4.

$$\lim_{s \rightarrow 0} Z_{\text{total}}(s) = (L_1 + L_3 + L_s)s + R_s \quad (5.6)$$

On s'intéresse ensuite à la dynamique du courant à la fréquence de commutation. Le graphique de la Figure 5.5 présente l'impédance totale perçue par l'émulateur de moteur selon sa fréquence de commutation. À basse fréquence, on voit que l'impédance est équivalente à celle décrite par l'équation 5.6, tandis qu'à haute fréquence, l'impédance tend vers l'impédance idéale puisque le filtre est court-circuité par le condensateur de sortie  $C_4$ . Si l'on s'attarde à l'impédance perçue à la fréquence de commutation de l'entraînement de moteur, soit 32 kHz, on s'aperçoit qu'elle est quasi équivalente à celle de l'impédance idéale. Le hasard a permis que la fréquence de commutation du client soit tout près de la fréquence de résonance du filtre (35.6kHz) où celui-ci se comporte comme un court-circuit. Ceci



explique la similitude en amplitude des variations de courant à 32kHz sur la Figure 5.4. Des spécifications différentes du filtre ou une autre fréquence de commutation mèneraient à une réponse différente qui pourrait ne pas être aussi parfaite.

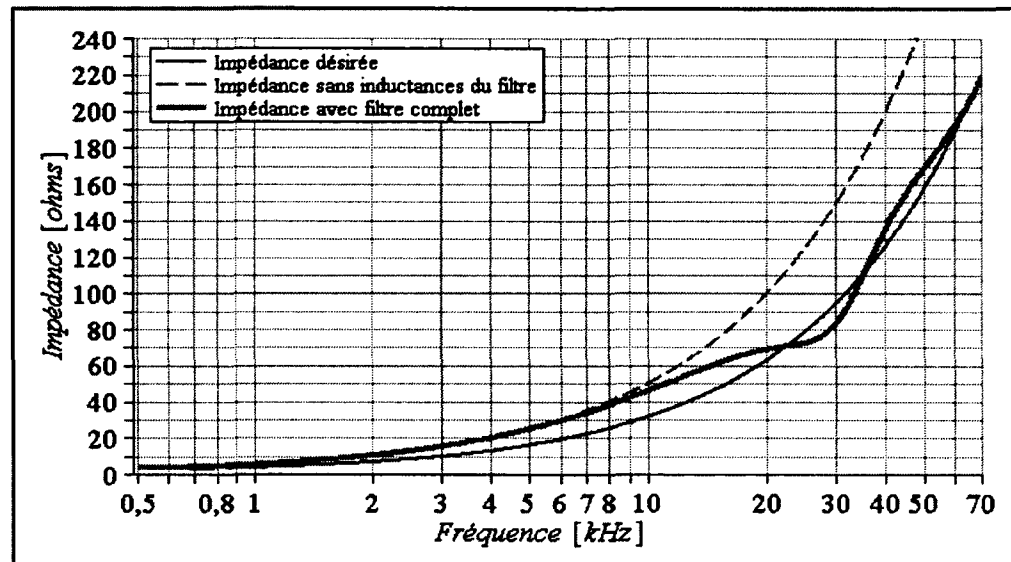


Figure 5.5 Impédances totales perçues par l'UUT avec l'émulateur du cas #3.

### 5.2.2.3 Cas #4 : Émulateur adapté avec filtre de Butterworth

Pour une application d'émulateur de moteur, il est généralement plus acceptable d'être précis pour les dynamiques à basse fréquence, quitte à dégrader la réponse aux fréquences plus élevées. Pour atteindre cet objectif, on adapte l'impédance du stator de manière à lui retrancher la valeur des inductances du filtre. Dans ce cas-ci, ça signifie que  $L_S$  a maintenant une valeur de 208 $\mu$ H. Suivant le développement de la section précédente, on s'attend à avoir une réponse en basse fréquence identique à celle du cas idéal. De plus, l'amplitude des variations à 32kHz devrait être plus importante, puisque l'inductance équivalente à cette fréquence est passée de 500 $\mu$ H à 208 $\mu$ H (Figure 5.7). On confirme ces assertions par la Figure 5.6. On y voit que la valeur moyenne du courant est identique à celle avec l'impédance idéale, mais que la variation de courant à 33kHz est beaucoup plus importante. Ces constats relativisent le gain obtenu avec cette structure. D'un côté, on obtient une

réponse quasi idéale en basse fréquence, de l'autre on augmente le courant efficace de l'émulateur.

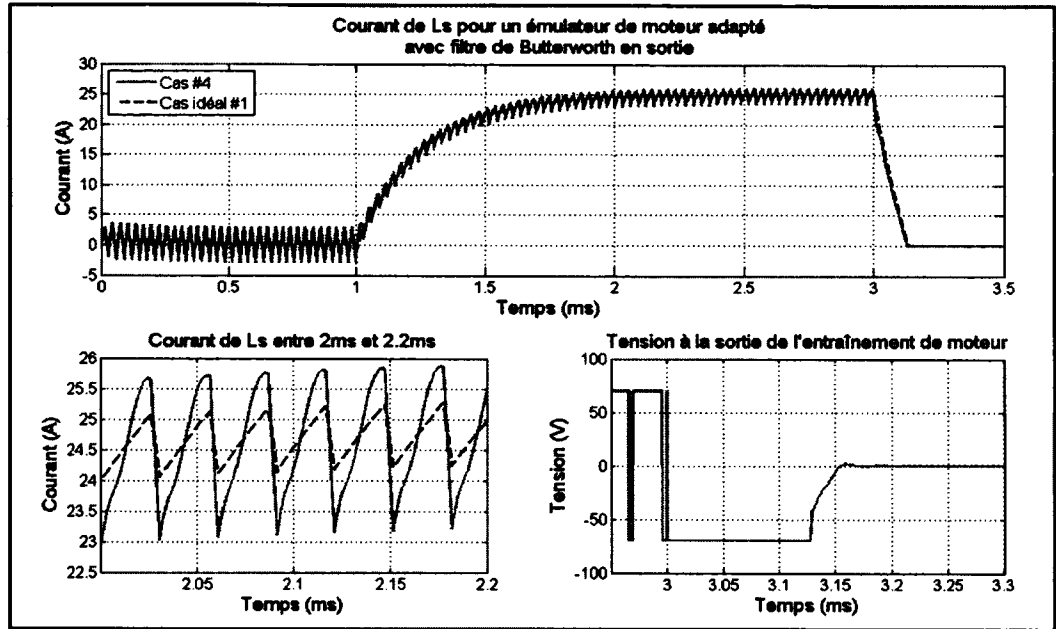


Figure 5.6 Tension et courant de simulation pour un émulateur adapté avec filtre de Butterworth (Cas #4).

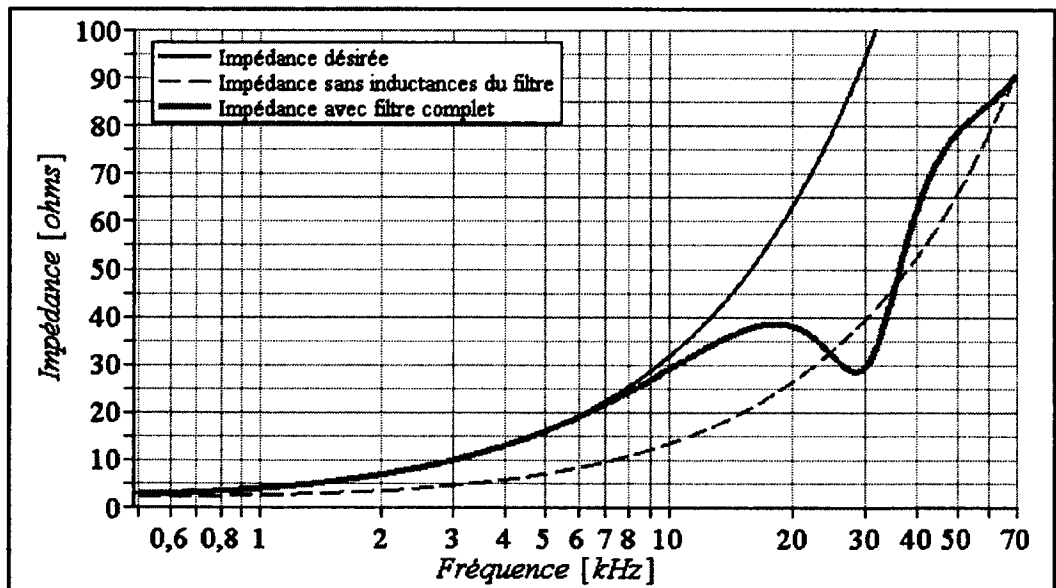


Figure 5.7 Impédances totales perçues par l'UUT avec l'émulateur du cas #4.

### 5.2.3 Filtre de Butterworth dans l'application de référence

La section 5.2.2 traite des impacts de la caractéristique du filtre sur la dynamique des courants de l'émulateur de moteur avec une application monophasée. Il convient maintenant de placer ce filtre dans la simulation de référence du Chapitre 4 et d'en vérifier l'influence. La source idéale du modèle de référence a tout simplement été remplacée par les structures d'émulateurs de la section précédente. Deux des quatre sont présentés dans cette section.

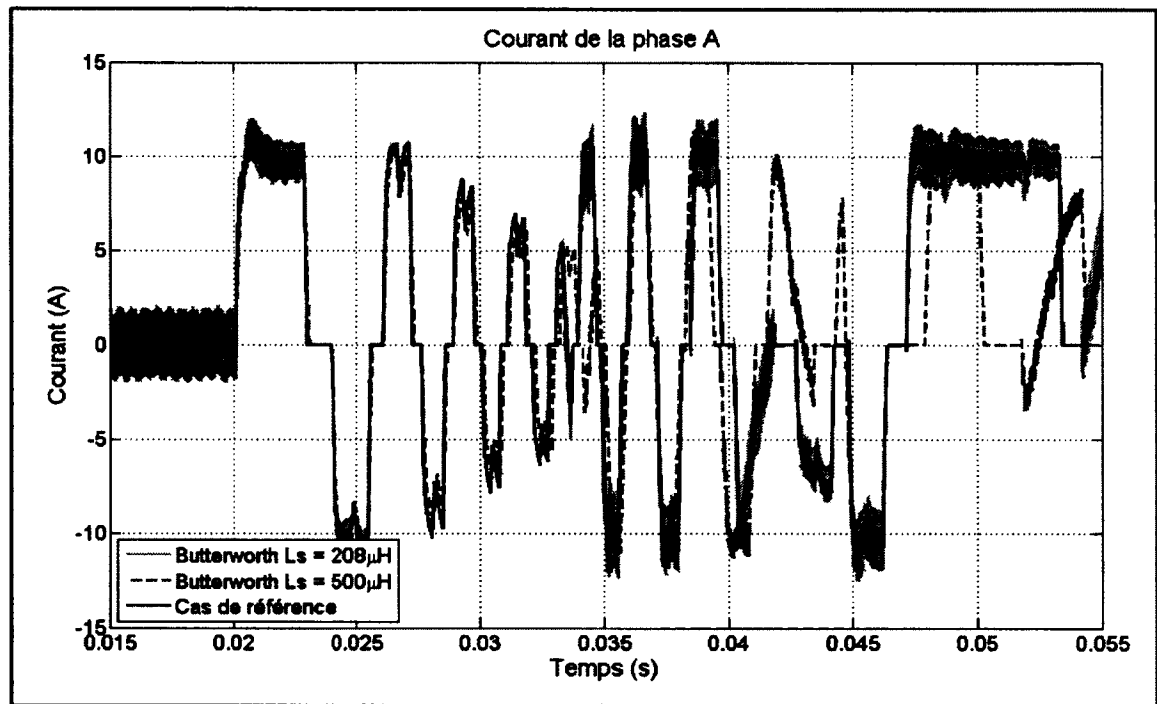


Figure 5.8 Simulation en temps différé avec émulateurs de moteur utilisant des filtres de Butterworth ( $L_S = 500\mu\text{H}$  et  $E_{UUT} = 80\text{V}$ ).

La Figure 5.8 présente les résultats de simulation pour des inductances du stator de  $500\mu\text{H}$ , des résistances du stator de  $2\Omega$  et une tension de source de l'entraînement de moteur (UUT) de  $80\text{V}$ . Ces résultats sont comparés avec ceux de la Figure 4.14. Les résultats en boucle fermée corroborent les constats de la section précédente.

- L'émulateur avec un filtre de Butterworth et une inductance de stator adaptée (Cas #4) permet de reproduire la même dynamique de courant en basse fréquence. Lorsque l'inductance du stator n'est pas adaptée (Cas #3), la simulation en boucle fermée commence à diverger significativement vers 33ms.
- L'ondulation en courant est beaucoup plus importante ( $\sim 2.5x$ ) avec l'émulateur du cas #4.

Ces résultats montrent que le contrôleur de couple n'est pas affecté par l'ondulation plus importante de courant, puisque la réponse temporelle n'en est pas affectée. Ceci permet de supposer que ses paramètres lui permettent de rejeter ces perturbations.

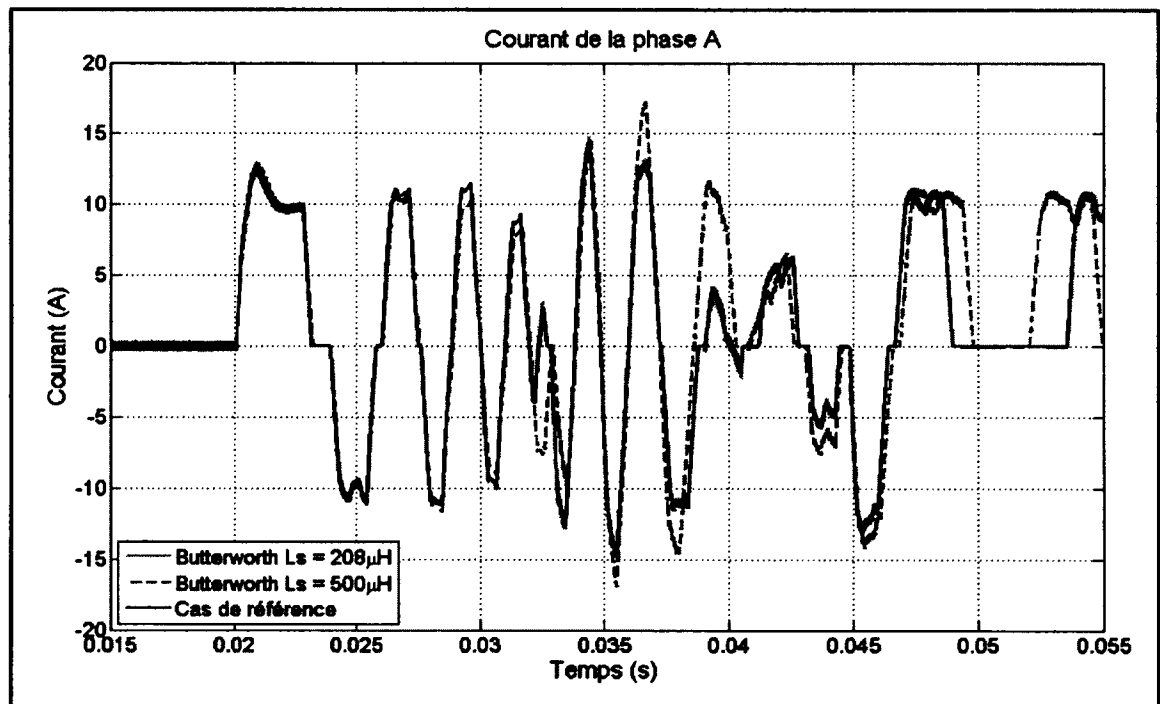


Figure 5.9 Simulation en temps différé avec émulateurs de moteur utilisant des filtres de Butterworth ( $L_S = 2\text{mH}$  et  $E_{UUT} = 140\text{V}$ ).

La Figure 5.9 est le résultat de la simulation pour des inductances du stator de 2mH, des résistances du stator de 2 $\Omega$  et une tension de l'UUT de 140V. Les résultats de cette figure

sont comparés avec ceux de la Figure 4.11. Cette figure permet de tirer des conclusions semblables à la précédente, cependant on s'aperçoit que la valeur élevée de l'inductance du stator rend la différence entre les ondulations de courant à 32kHz négligeable. Ceci vient du fait que le ratio entre l'inductance du filtre et l'inductance du moteur est important et que la diminution de l'inductance équivalente en haute fréquence n'influence pas substantiellement sa valeur. C'est l'inductance du stator qui contrôle la variation de courant.

#### **5.2.4 Résumé de l'influence du filtre sur la réponse de l'émulateur**

Les sections précédentes permettent d'évaluer l'influence du filtre sur l'application d'émulation de moteur. Le premier constat important établi est que la valeur de l'inductance du stator doit être diminuée de la valeur totale des inductances du filtre afin d'obtenir une réponse transitoire moyenne identique. Ceci permet d'obtenir des constantes de temps comparable en basse fréquence et d'obtenir une réponse en boucle fermée similaire.

Le deuxième constat affirme que l'adaptation de l'inductance du stator (la diminution de sa valeur) entraîne une augmentation probable de l'ondulation de courant à la fréquence de commutation de l'UUT. Cet accroissement de l'ondulation de courant peut avoir un effet important sur le courant efficace injecté dans l'émulateur et provenant de l'UUT. De plus, selon la commande, cette ondulation plus importante pourrait affecter la réponse du système; on pense ici à une commande DTC.

Le troisième constat diminue l'impact du deuxième puisqu'il stipule que l'augmentation de l'ondulation peut être diminuée en ayant un rapport entre l'inductance du stator et l'inductance du filtre élevé. Ceci implique que pour des cas où l'inductance du stator est importante, la réponse obtenue avec un filtre de Butterworth est tout à fait adéquate.

Dans le cas qui nous intéresse, l'inductance du stator peut être de faible valeur (500 $\mu$ H). Y a-t-il moyen d'obtenir une caractéristique de filtre plus adéquate pour ces cas là? La section 5.3 démontre que c'est possible.

### 5.2.5 Filtre de Butterworth d'ordre n

Avant de réaliser la conception d'un filtre aux caractéristiques différentes de ceux de Butterworth, il convient de s'assurer que les aspects relevés à la section 5.2.2 sont aussi valides pour des filtres de Butterworth d'un ordre différent à 4. Pour ce faire, la Figure 5.10, la Figure 5.11, la Figure 5.12 et la Figure 5.13 présentent les impédances perçues par l'entraînement de moteur. On réalise avec ces figures que les mêmes constats s'appliquent invariablement de l'ordre du filtre de Butterworth. Bien que l'on y voie une amélioration avec l'augmentation de l'ordre du filtre, ce gain ne permet pas d'enrayer significativement le changement d'impédance. La seule manière avec un filtre de Butterworth de limiter cette chute d'impédance est de diminuer la valeur des inductances du filtre. On y arrive en diminuant la valeur de la résistance de charge, augmentant ainsi les pertes dans le filtre, ou encore en augmentant la bande passante du filtre, diminuant alors l'atténuation des hautes fréquences. Ces deux scénarios ne permettraient cependant pas de satisfaire les critères d'Opal-RT.

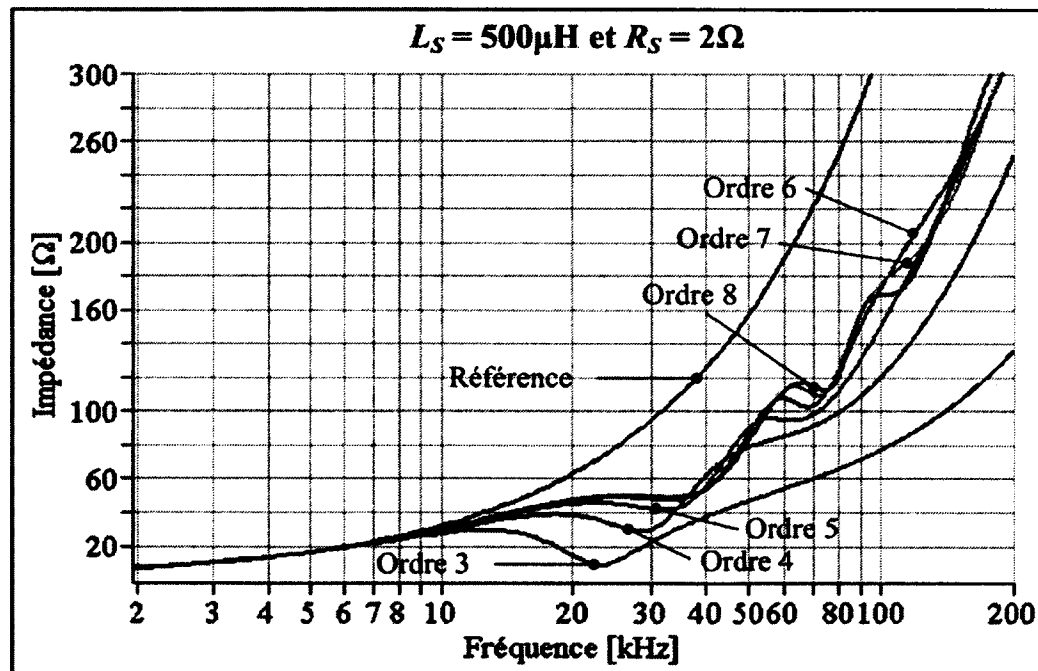


Figure 5.10 Impédance perçue par l'UUT selon l'ordre du filtre de Butterworth ( $L_S = 500 \mu\text{H}$  et  $R_S = 2 \Omega$ ).

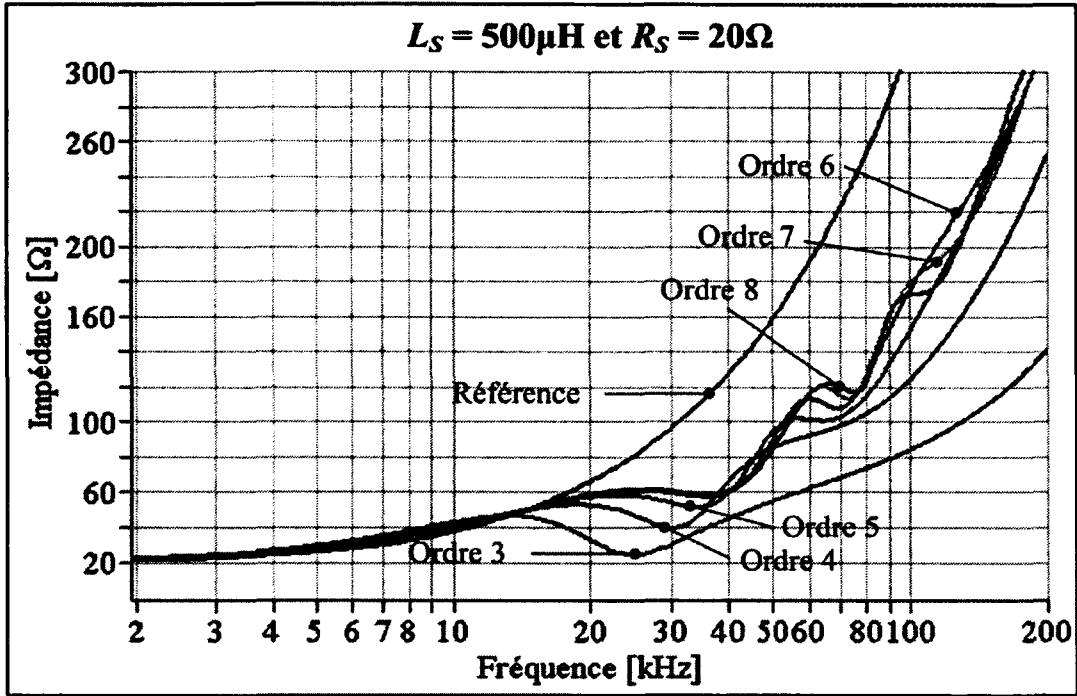


Figure 5.11 Impédance perçue par l'UUT selon l'ordre du filtre de Butterworth ( $L_S = 500\mu\text{H}$  et  $R_S = 20\Omega$ ).

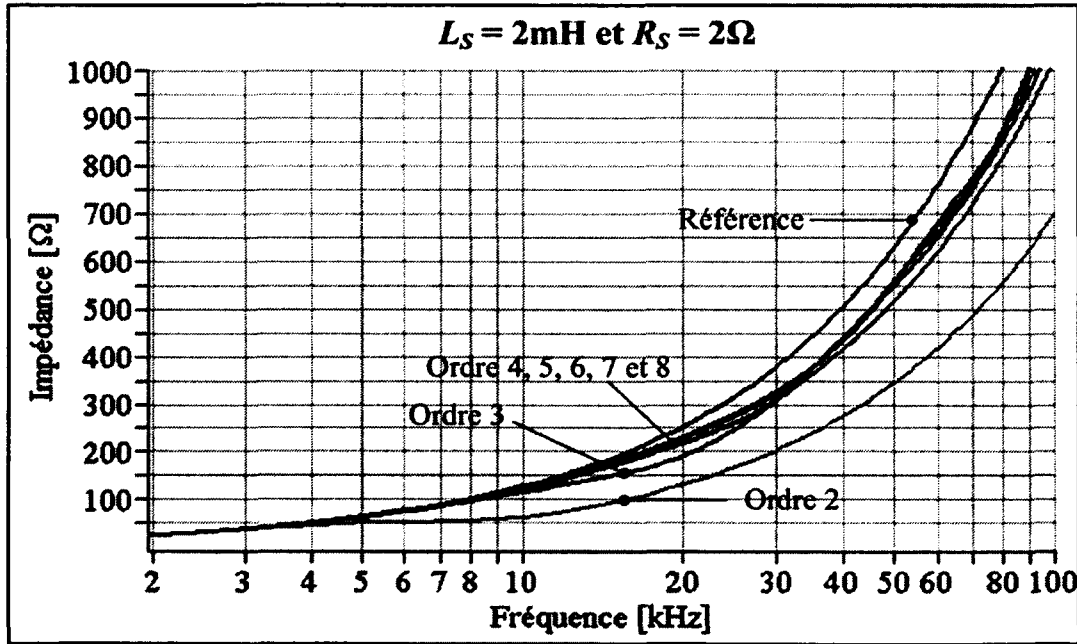


Figure 5.12 Impédance perçue par l'UUT selon l'ordre du filtre de Butterworth ( $L_S = 2\text{mH}$  et  $R_S = 2\Omega$ ).

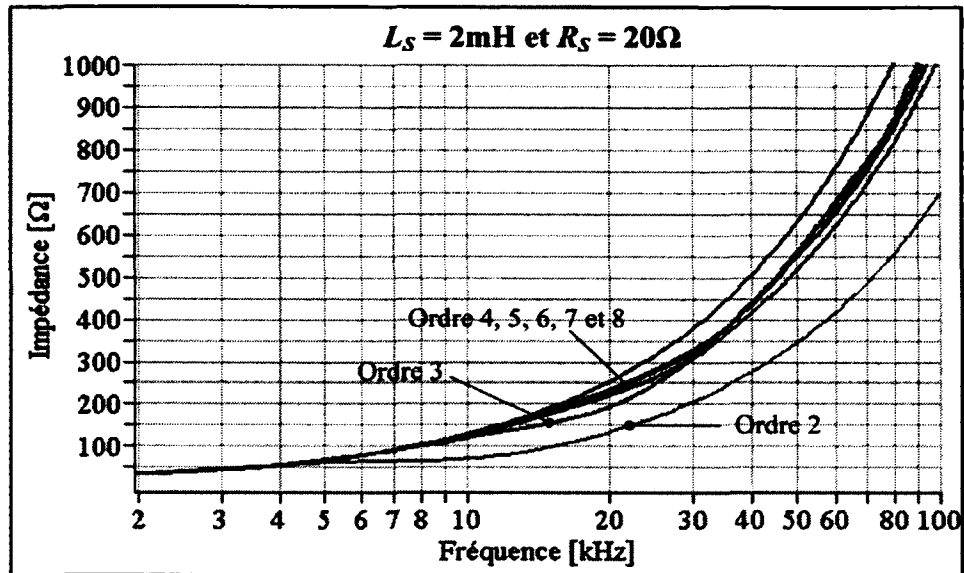


Figure 5.13 Impédance perçue par l'UUT selon l'ordre du filtre de Butterworth ( $L_S = 2\text{mH}$  et  $R_S = 20\Omega$ ).

### 5.3 Conception d'un filtre pour l'émulateur de moteur

La section 5.2 a démontré que l'utilisation d'un filtre ayant des caractéristiques différentes de celles de Butterworth est nécessaire pour respecter les critères de conception (Section 5.1). Établissons tout d'abord l'ordre de ce filtre. La section 3.3.2.4 a démontré qu'une bande passante supérieure à 10kHz est nécessaire pour minimiser la distorsion d'une onde trapézoïdale, ce qui nécessite un filtre d'ordre supérieur ou égal à trois pour atteindre les exigences d'atténuation. Le passage d'un ordre trois à un ordre quatre ne requiert qu'un condensateur supplémentaire et permet d'avoir naturellement une faible impédance de sortie à haute fréquence, court-circuitant ainsi le bruit de sortie potentiel. Un ordre supérieur à quatre n'a pas été considéré vu la complexité ajoutée à la méthodologie adoptée.

#### 5.3.1 Fonction de transfert d'un filtre d'ordre quatre

Un filtre d'ordre quatre avec la structure de la Figure 5.1 possède une fonction de transfert de la forme de l'équation 5.7. Cette fonction de transfert peut être exprimée par deux systèmes



d'ordre deux en cascade, tel que l'expose l'équation 5.8, où  $\omega$  est la fréquence naturelle et  $\xi$  le facteur d'amortissement. Par association des termes des dénominateurs de ces deux équations, on établit quatre relations (R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub>, R<sub>4</sub>) (Éqn. 5.9).

$$G(s) = \frac{1}{L_1 C_2 L_3 C_4} \frac{1}{s^4 + \frac{s^3}{RC_4} + \left(\frac{1}{C_2 L_3} + \frac{1}{L_1 C_2} + \frac{1}{L_3 C_4}\right) s^2 + \left(\frac{1}{RC_2 L_3 C_4} + \frac{1}{RL_1 C_2 C_4}\right) s + \frac{1}{L_1 C_2 L_3 C_4}} \quad (5.7)$$

$$G(s) = \frac{\omega_1^2 \omega_2^2}{(s^2 + 2\xi_1 \omega_1 s + \omega_1^2)(s^2 + 2\xi_2 \omega_2 s + \omega_2^2)} \quad (5.8)$$

$$\begin{aligned} \text{R1 :} & \quad 2\xi_1 \omega_1 + 2\xi_2 \omega_2 = \frac{1}{RC_4} \\ \text{R2 :} & \quad \omega_1^2 + 4\omega_1 \omega_2 \xi_1 \xi_2 + \omega_2^2 = \frac{1}{C_2 L_3} + \frac{1}{L_3 C_4} + \frac{1}{L_1 C_2} \\ \text{R3 :} & \quad 2\omega_1^2 \omega_2 \xi_2 + 2\omega_2^2 \omega_1 \xi_1 = \frac{1}{RC_2 L_3 C_4} + \frac{1}{RL_1 C_2 C_4} \\ \text{R4 :} & \quad \omega_1^2 \omega_2^2 = \frac{1}{L_1 C_2 L_3 C_4} \end{aligned} \quad (5.9)$$

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{2R\xi_1 \xi_2 a_2}{a_3 \omega_1 \omega_2} \\ C_2 &= \frac{a_3^2}{2Ra_2 a_1 \omega_1 \omega_2 \xi_1 \xi_2} \\ L_3 &= \frac{2Ra_1^2}{a_3} \\ C_4 &= \frac{1}{2Ra_1} \end{aligned} \quad (5.10)$$

$$a = \begin{bmatrix} \omega_1 \xi_1 + \omega_2 \xi_2 \\ 4\omega_1 \omega_2 (\omega_1 \xi_2 + \omega_2 \xi_1) a_1 + (\omega_1 - \omega_2)^2 (\omega_1 + \omega_2)^2 \\ 4\omega_1 \omega_2 \xi_1 \xi_2 a_1 + \omega_1^3 \xi_1 + \omega_2^3 \xi_2 \end{bmatrix}$$

La résolution de ce système d'équations permet d'établir la valeur des composantes du filtre en fonction des fréquences naturelles, des facteurs d'amortissement et de la résistance du

filtre (Éqn. 5.10). Ces équations offrent trop de degrés de liberté; il faut donc en réduire le nombre à l'aide des critères de conception du filtre.

### 5.3.2 Contraintes des équations selon les critères de sélection

Rappelons ici que les deux critères initiaux sont l'atténuation du filtre et la valeur de la résistance du filtre. L'atténuation désirée a été fixée à 60dB, tandis que la résistance du filtre a une valeur de  $25\Omega$  pour limiter la puissance dissipée dans le filtre. La valeur établie de la résistance du filtre fournit la première contrainte. Afin de respecter la contrainte d'atténuation, une approximation est pratiquée à partir des diagrammes de Bode. La Figure 5.14 propose un support visuel pour illustrer les propos.

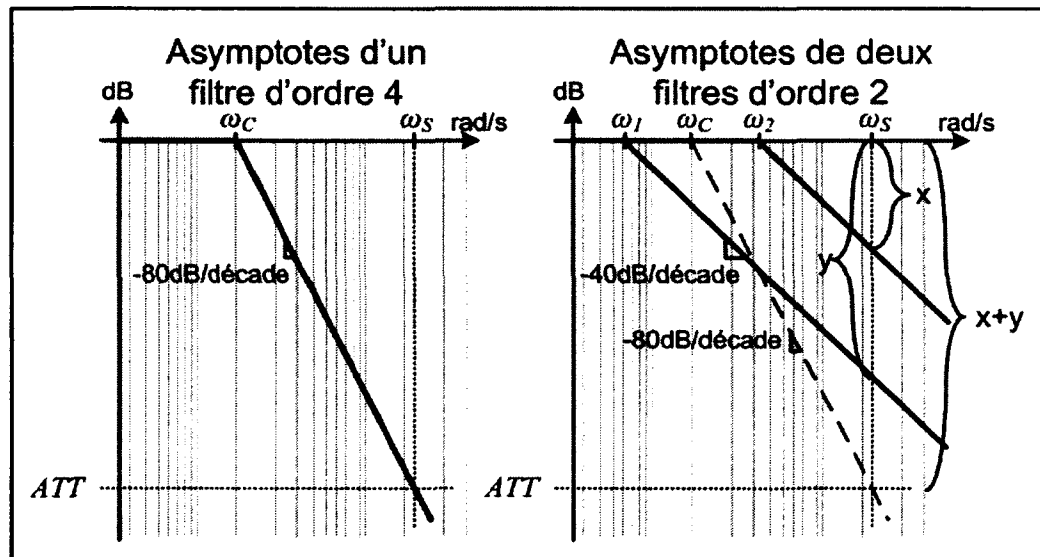


Figure 5.14 Approximation de la contrainte d'atténuation.

Prenons un filtre de Butterworth de quatrième ordre et de fréquence angulaire naturelle  $\omega_C$  qui atteint une atténuation  $ATT$  à la fréquence angulaire  $\omega_S$ . Afin de maintenir la même atténuation  $ATT$  à la même fréquence angulaire  $\omega_S$  avec deux filtres d'ordre deux en cascade, les fréquences naturelles de ces deux filtres doivent être distancées du même nombre de décades de  $\omega_C$ . Prenons par exemple, un premier filtre avec une fréquence angulaire naturelle  $\omega_1$  en cascade avec un deuxième filtre de fréquence angulaire naturelle  $\omega_2$ . Ces filtres

procurent respectivement une atténuation de  $y$  dB et  $x$  dB à  $\omega_s$ . Si le facteur en nombre de décades entre  $\omega_1$  et  $\omega_c$  est identique à celui entre  $\omega_2$  et  $\omega_c$ , l'atténuation globale  $x+y$  dB est égale à  $ATT$ . Cette règle est une approximation puisque les asymptotes des fonctions de transfert sont utilisées. Toutefois, elle reste une approximation valide tant que  $\omega_2 \gg \omega_s$  supposant que  $\omega_2 > \omega_1$ .

Mathématiquement, on exprime cette contrainte par l'équation 5.11 suivant le développement ci-dessous. Sachant que la fréquence de coupure requise par un filtre de Butterworth d'ordre quatre est de 35.6kHz pour obtenir une atténuation de 60dB à 200kHz, on établit la valeur de  $\omega_c$ , ce qui fixe la relation entre  $\omega_1$  et  $\omega_2$ .

$$\log_{10} \frac{\omega_2}{\omega_c} = \text{Nombre de décades} = \log_{10} \frac{\omega_c}{\omega_1}$$

pour  $\omega_1 < \omega_c < \omega_2$

$$\omega_1 \omega_2 = \omega_c^2 \tag{5.11}$$

Ensuite, la section 5.2 nous a permis de comprendre que la somme des valeurs des inductances du filtre se devait d'être faible afin que l'impédance du filtre soit négligeable par rapport à l'inductance de l'émulateur. De cette manière, la caractéristique fréquentielle de l'impédance globale de l'émulateur est suffisamment similaire à celle désirée. À l'aide de la relation #3 des équations 5.9, on contraint le système d'équations selon la somme des inductances du filtre ( $\beta$ ) pour obtenir l'équation 5.12. Afin que cette somme soit négligeable, on doit choisir une valeur représentant une faible portion de l'inductance du stator minimale. Dans le cadre de ce travail, une valeur de 30 $\mu$ H a été choisie représentant 6% de l'inductance du stator la plus faible (500 $\mu$ H). Cette valeur arbitraire a permis d'obtenir à tâtons des composantes de filtres offertes sur le marché.

$$2\omega_1^2 \omega_2 \xi_2 + 2\omega_2^2 \omega_1 \xi_1 = \frac{1}{RC_2 L_3 C_4} + \frac{1}{RL_1 C_2 C_4}$$

$$2\omega_1^2 \omega_2 \xi_2 + 2\omega_2^2 \omega_1 \xi_1 = \frac{L_1 + L_3}{R} \omega_1^2 \omega_2^2$$

$$\beta = L_1 + L_3 = 2R \left( \frac{\xi_1}{\omega_1} + \frac{\xi_2}{\omega_2} \right) = 30\mu H \ll 500\mu H \quad (5.12)$$

À l'aide des contraintes des équations 5.11 et 5.12, on réduit le nombre de degrés de liberté à deux puisque  $\omega_C$ ,  $\beta$  et  $R$  sont connus. On établit alors les équations (5.13) régissant les valeurs des composantes du filtre avec deux axes de liberté :  $\omega_2$  et  $\xi_2$ .

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{2R\xi_2 b_1 b_2}{\omega_2 b_3} \\ C_2 &= \frac{b_3^2}{2R\omega_2 \omega_C^4 \xi_2 b_1 b_2 b_4} \\ L_3 &= \frac{Rb_4^2}{\omega_2 b_3} \\ C_4 &= \frac{\omega_2^3}{Rb_4} \end{aligned} \quad (5.13)$$

$$b = \begin{bmatrix} \beta\omega_2 - 2\xi_2 \\ (\beta\omega_2 b_1 + 1)\omega_C^8 + 2\omega_2^4(\beta\omega_2 \xi_2 - 1)\omega_C^4 + \omega_2^8 \\ b_1((2\xi_2 b_1 + 1)\omega_C^8 + 4\omega_2^4 \xi_2^2 \omega_C^4) + 2\omega_2^8 \xi_2 \\ \omega_C^4 b_1 + 2\omega_2^4 \xi_2 \end{bmatrix}$$

### 5.3.3 Calcul des composantes du filtre

Suivant les équations 5.13, on identifie les valeurs des composantes du filtre suivant une analyse graphique des caractéristiques du filtre. Si l'on considère que  $\xi_2$  varie de 0 à 0.707 (l'amortissement critique) et que  $f_2$  varie de 35.6kHz ( $f_C$ ) à 100kHz, on obtient les courbes de niveau de la Figure 5.15. Sur ce graphique, on voit que l'affichage a été restreint aux valeurs de  $L_1$ ,  $C_2$  et  $\xi_2$  supérieures à 0 et que  $L_3$  est quant à elle contrainte à des valeurs inférieures à 30 $\mu$ H ( $\beta$ ). Ces zones de restrictions sont des solutions mathématiquement acceptables, mais impossibles à réaliser avec des composantes passives. On y voit donc que  $\xi_2$  se doit d'être restreint à une valeur minimale d'environ 0.2.

Parmi ces graphiques, celui présentant le gain maximal (6<sup>e</sup>) est particulièrement intéressant. Ce graphique a été construit en établissant le gain maximal (dB) de chacune des fonctions de transfert (Éqn. 5.7 et 5.8). Ce graphique est pertinent en raison des facteurs d'amortissement  $\xi_1$  et  $\xi_2$  inférieurs à l'amortissement critique qui mènent à l'amplification des fréquences de résonance du filtre. Afin de limiter ces amplifications, on choisit des composantes de filtres se situant dans la région où le gain maximal est le plus faible : cette zone est mise en évidence sur le sixième graphique. On s'attarde alors plus particulièrement à cette zone en y faisant l'agrandissement de la Figure 5.16.

À l'aide de cette figure, on situe approximativement la combinaison des composantes qui permet d'avoir la résistance de filtre, l'atténuation et l'impédance désirées, tout en maintenant le niveau d'amplification le plus bas possible. Ces composantes sont :

$$L_1 = 15.6\mu H \quad C_2 = 1.29\mu F \quad L_3 = 14.4\mu H \quad C_4 = 1.3\mu F \quad R = 25\Omega$$

Qui conduit aux caractéristiques de filtre suivantes :

$$\omega_1 = 19.5kHz \quad \xi_1 = 0.07896 \quad f_2 = 59kHz \quad \xi_2 = 0.012 \quad Gain_{max} = 17.35dB$$

Afin de faciliter l'implantation expérimentale, une combinaison de composantes légèrement différentes a été choisie :

$$L_1 = 19.98\mu H \quad C_2 = 1.1352\mu F \quad L_3 = 10.02\mu H \quad C_4 = 1.6548\mu F \quad R = 25\Omega$$

Qui a mené à une légère modification pour avoir des composantes disponibles :

$$L_1 = 20\mu H \quad C_2 = 1.0\mu F \quad L_3 = 10\mu H \quad C_4 = 1.5\mu F \quad R = 25\Omega$$

Les caractéristiques de ce nouveau filtre sont alors :

$$\omega_1 = 20.6kHz \quad \xi_1 = 0.0751 \quad f_2 = 75.2kHz \quad \xi_2 = 0.0081 \quad Gain_{max} = 17.1dB$$

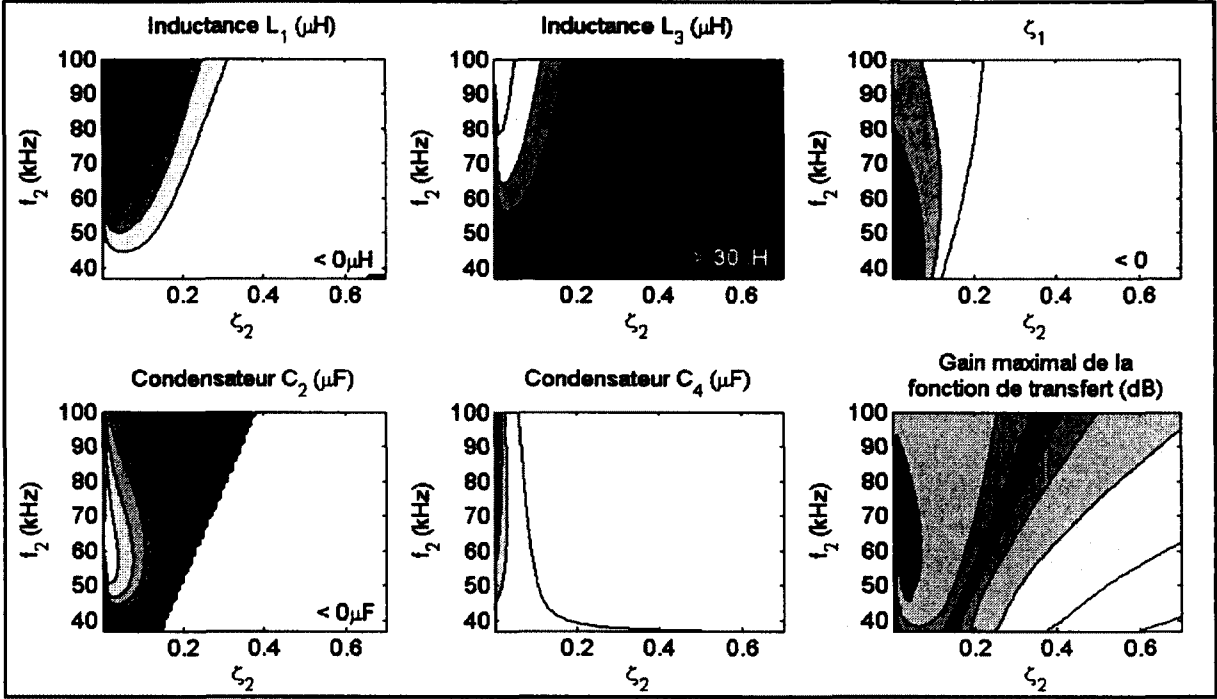


Figure 5.15 Caractéristique du filtre selon  $\omega_2$  et  $\zeta_2$ .

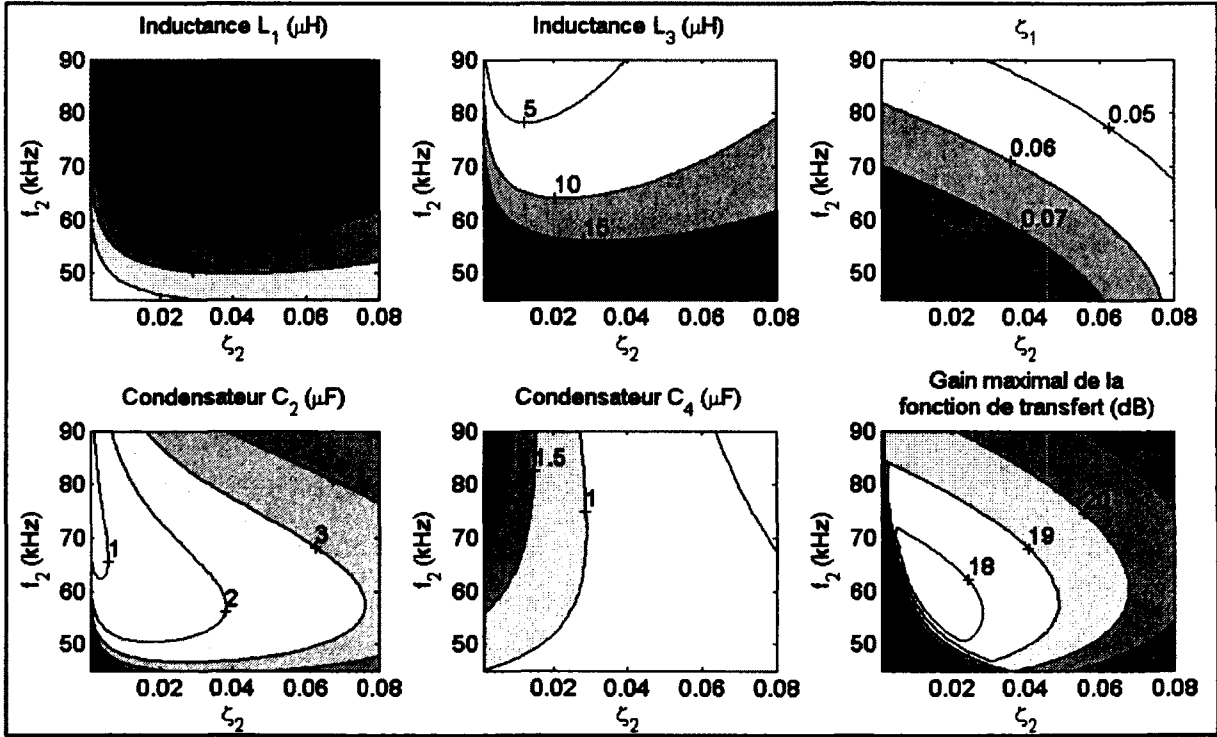


Figure 5.16 Agrandissement de la zone d'intérêt de la Figure 5.15.

Le gain maximal est inférieur au minimum de 17.35dB trouvé auparavant parce que l'atténuation de 60dB n'est pas tout à fait respectée; elle est de 56.2dB. Ce compromis est jugé nécessaire pour construire un filtre avec des composants standards.

#### 5.3.4 Performances du filtre

Maintenant, il convient de vérifier les performances du nouveau filtre avec les mêmes critères que ceux utilisés pour le filtre de Butterworth. La Figure 5.17 expose l'impédance globale de l'émulateur comparativement à l'idéale et celle de Butterworth pour le pire cas ( $L_S = 500\mu\text{H}$  et  $R_S = 2\Omega$ ). On voit que l'impédance est quasi constante avec la variation en fréquence ce qui conduit à une bonne réponse temporelle de l'émulateur. D'ailleurs, la Figure 5.18 le prouve en présentant des formes d'onde de courant temporelle qui se superposent au courant de la simulation monophasée, autant pour les dynamiques de haute et basse fréquence. Cependant, on constate aussi sur cette figure les impacts liés à la conception du filtre. Lors de l'annulation du courant, la tension perçue à la sortie de l'émulateur est légèrement oscillatoire. La fréquence d'oscillation de la tension est de 20.6kHz, soit l'une des fréquences de résonance du filtre. En fait, une oscillation semblable est aussi perceptible avec Butterworth, mais l'amplitude est moindre et l'oscillation est atténuée. Ceci est dû à la conception utilisant des facteurs d'amortissement très faible. Or, le critère de minimisation du gain maximal avait pour but de diminuer l'amplitude de ces oscillations. Il n'est donc pas possible, avec la configuration actuelle, d'en diminuer davantage l'amplitude, tout en respectant les autres critères.

Comme discuté auparavant, l'objectif de la structure d'émulateur adoptée vise à permettre une lecture appropriée de la tension de BEMF pour des fins de contrôle *sensorless*. L'oscillation en sortie peut alors être problématique et une solution est apportée dans les prochaines sections. Toutefois, même si la simulation de référence n'effectue pas de mesure de la BEMF, on vérifie si la réponse à ce stimulus est aussi idéale que le laisse supposer l'application monophasée. La Figure 5.19 en fait la démonstration. Analysé sous ces angles, le nouveau filtre conçu semble donc être tout à fait adéquat.

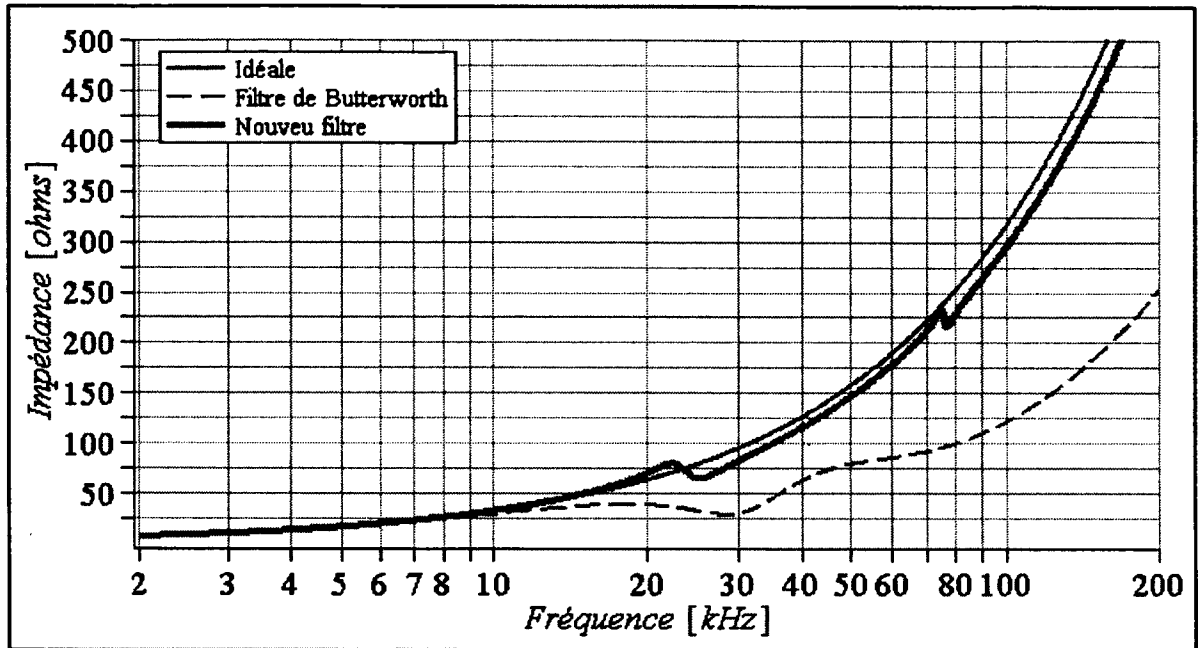


Figure 5.17 Impédance de l'émulateur de moteur avec le filtre.

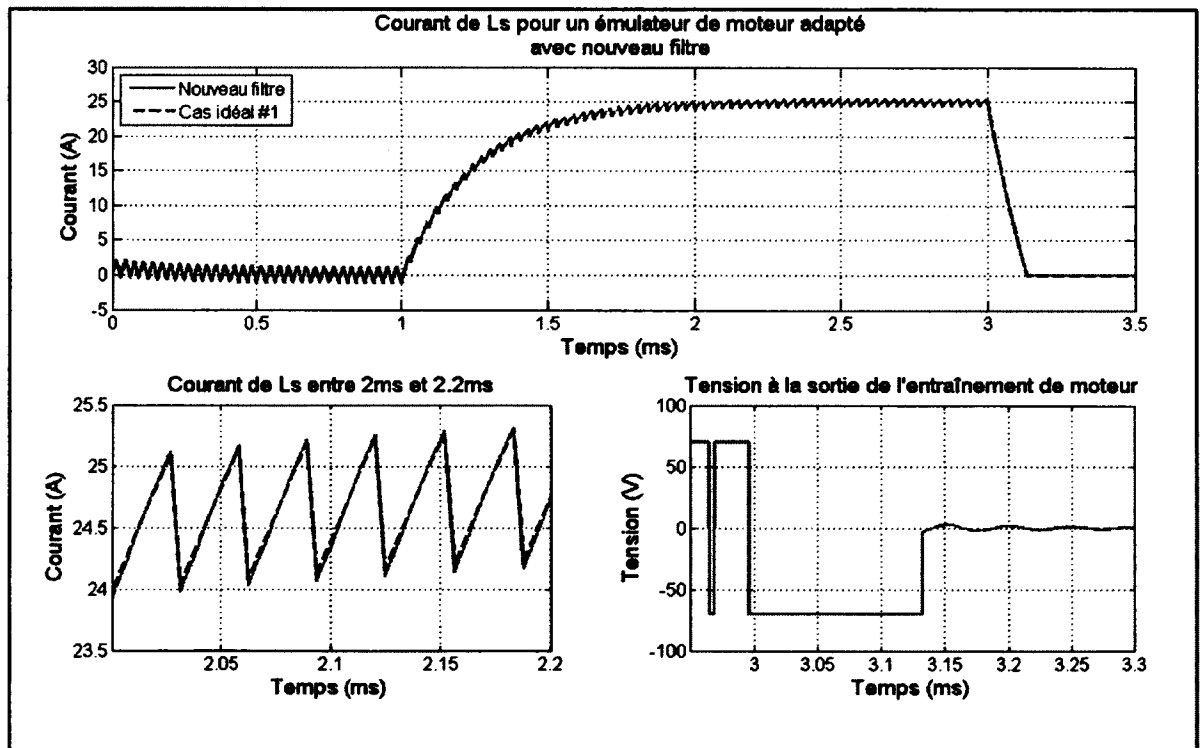


Figure 5.18 Performances en temps différé du nouveau filtre pour l'application monophasée.



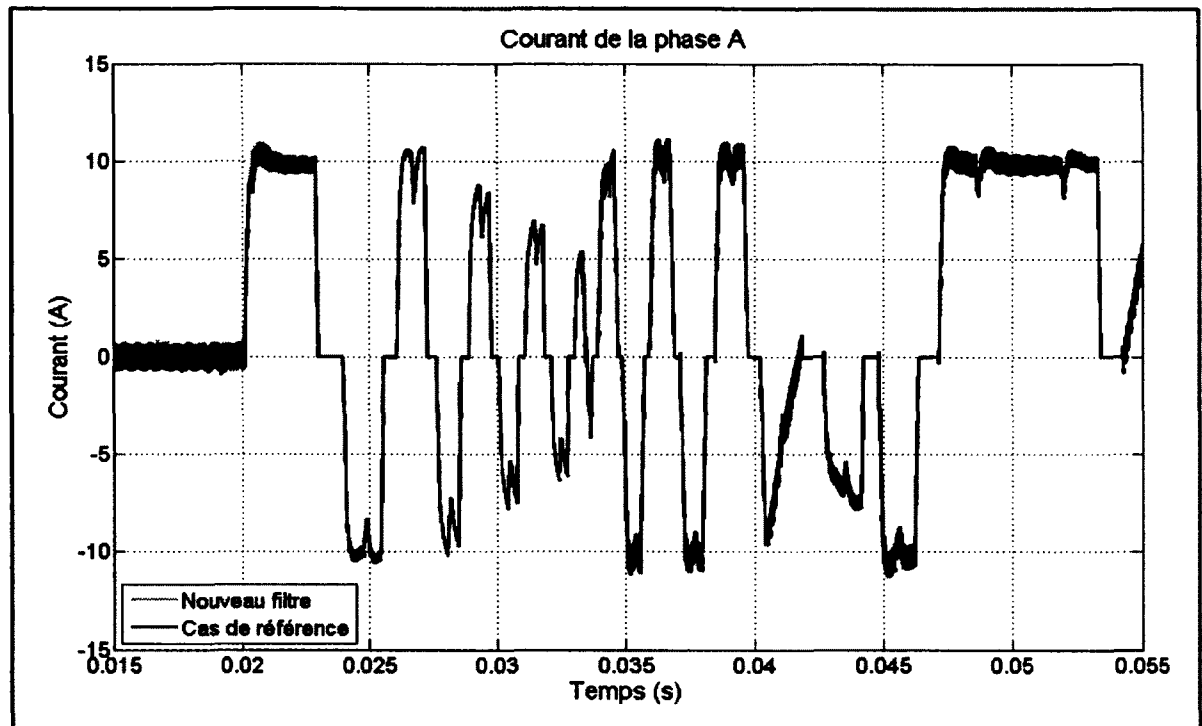


Figure 5.19 Comparaison des résultats en temps différé avec le nouveau filtre.

### 5.3.5 Amélioration I apportée au filtre : Augmentation de l'amortissement

Les faibles facteurs d'amortissement du filtre conçu amènent un problème d'oscillation de la tension de sortie, perçue par l'application monophasée type (Figure 5.18). Avec la structure actuelle du filtre, il est possible d'augmenter l'amortissement sans trop changer l'atténuation du filtre à la fréquence de commutation, en diminuant la valeur résistive de la résistance de sortie. Cette modification n'affecte pas beaucoup l'atténuation de la fréquence de commutation puisque les fréquences naturelles du filtre sont inchangées.

Cependant, la diminution de la valeur résistive entraîne des pertes supplémentaires importantes dans le filtre. Afin de diminuer la valeur résistive tout en conservant des pertes semblables, un condensateur est mis en série avec cette résistance. Ceci permet d'avoir de

faibles pertes à basse fréquence tout en maintenant un amortissement important aux fréquences plus élevées. La Figure 5.20 montre cette modification apportée au filtre, tandis que l'équation 5.14 propose une estimation de la puissance dissipée pour une onde sinusoïdale selon la tension de sortie crête ( $V_{MAX}$ ), la fréquence du signal ( $F$ ), la fréquence de coupure du réseau RC ( $F_C = \frac{1}{2\pi RC}$ ) et la résistance de sortie ( $R$ ).

$$P_R = \frac{F^2 V_{MAX}^2}{2R(F^2 + F_C^2)} \quad (5.14)$$

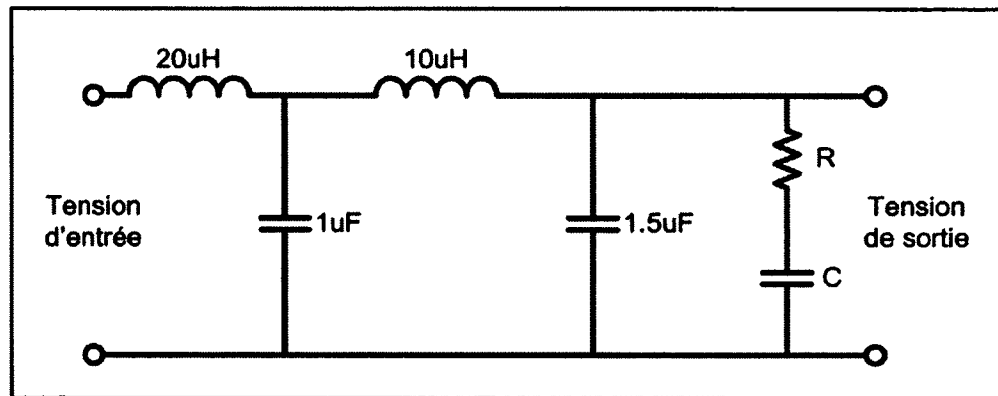


Figure 5.20 Filtre d'ordre cinq avec condensateur en série avec la résistance.

Le calcul de la résistance et du condensateur est fait d'une manière plus empirique que celui des autres composants, l'augmentation de l'ordre du filtre à cinq complexifiant passablement les équations. On base toutefois la démarche sur des approximations des valeurs de départ intuitives.

La première approximation est de considérer la résistance et le condensateur de sortie comme un filtre de premier ordre de fréquence de coupure ( $F_0$ ). Sachant que la fréquence des oscillations en tension à la sortie correspond à 20.6kHz et que la fréquence maximale de la BEMF est de 400Hz, on place  $F_C$  à mi-chemin (en nombre de décades) entre ces deux fréquences. Ce placement permet de minimiser l'impact sur la bande passante de l'amplificateur tout en atténuant la fréquence de 20.6kHz. Cette méthode permet de

déterminer que  $F_C = \sqrt{400\text{Hz} \cdot 20.6\text{kHz}} = 2.87\text{kHz}$ . En établissant la fonction de transfert de ce filtre en fonction de  $F_C$  et  $R$ , on trace la réponse fréquentielle en amplitude du filtre pour différentes valeurs de  $R$ ,  $F_C$  étant fixé. La Figure 5.21 présente les graphiques qui en découlent. On y remarque premièrement que pour une résistance de  $25\Omega$ , le gain maximal est d'environ 17dB correspondant à celui obtenu précédemment sans condensateur. L'ajout du condensateur sans diminuer la résistance n'a pas eu de réel impact sur la caractéristique du filtre. En diminuant la valeur de la résistance, on s'aperçoit que le gain maximal diminue, mais que la bande passante du filtre diminue aussi. Il s'agit alors de faire un compromis acceptable pour diminuer le gain maximal, tout en minimiser l'influence sur la bande passante du filtre. À l'aide de ce graphique, le compromis a été jugé à  $5\Omega$ .

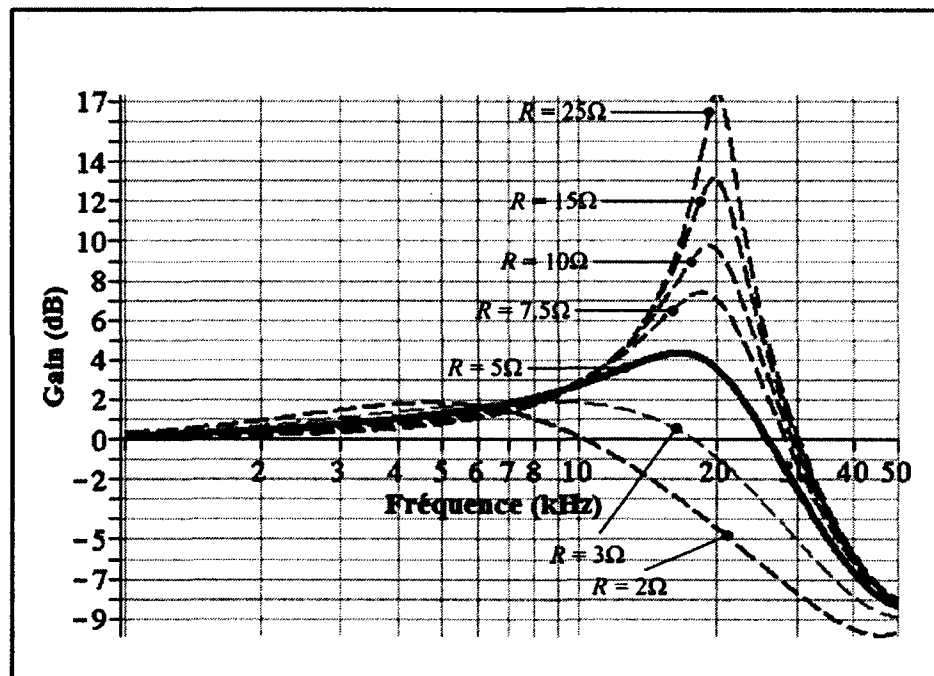


Figure 5.21 Gain de la fonction de transfert du filtre d'ordre cinq pour différentes valeurs résistives et  $F_C = 2.87\text{kHz}$ .

Pour maintenir la fréquence de coupure déterminée à  $2.87\text{kHz}$ , un condensateur de  $11.1\mu\text{F}$  en série avec la résistance de  $5\Omega$  est nécessaire. Afin de valider le choix approximatif de la fréquence de coupure  $F_C$ , on trace la réponse fréquentielle du filtre en amplitude pour une résistance fixe de  $5\Omega$  et pour différentes valeurs de  $F_C$ . Avec la Figure 5.22, on s'aperçoit que

l'on aurait avantage à diminuer la fréquence de coupure pour obtenir une atténuation encore plus faible. Toutefois, le gain sur l'atténuation comparativement à la valeur du condensateur nécessaire ne justifie pas cette modification. Par exemple, si l'on diminue  $F_C$  à 1kHz, on gagne environ 0.5dB, alors que le condensateur passe de 11.1 $\mu$ F à 32 $\mu$ F. Le coût ainsi que le volume important des condensateurs bipolaires de capacité élevée mènent à un choix plus conservateur. Un condensateur de 10 $\mu$ F a alors été choisi ce qui conduit à une fréquence de coupure de 3.18kHz.

Avec ces modifications, on voit par la Figure 5.23 que l'impédance globale n'est pas détériorée et même qu'elle est améliorée par rapport à la Figure 5.17.

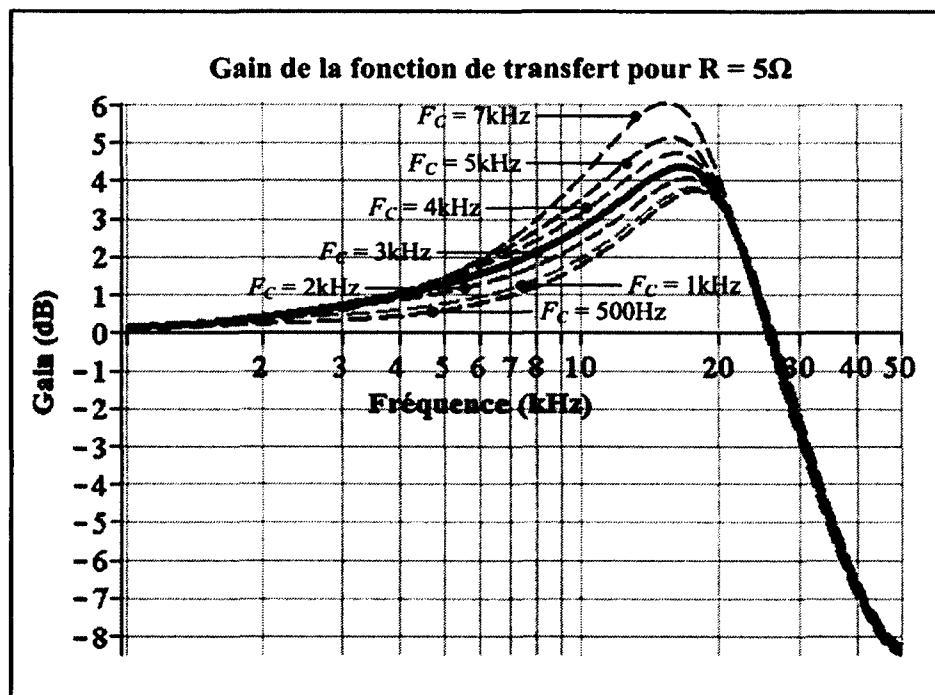


Figure 5.22 Gain de la fonction de transfert du filtre d'ordre cinq pour différentes valeurs de  $F_C$  et  $R = 5\Omega$ .

L'application monophasée a servi à déterminer qu'une modification du filtre était nécessaire pour amortir la tension en sortie lors de l'annulation du courant. Qu'en est-il maintenant? En comparant la Figure 5.24 avec la Figure 5.18 on apprécie l'amortissement supplémentaire

que nous apporte le nouveau filtre sans influencer les dynamiques de courant. On compare aussi les oscillations causées par les différents filtres étudiés (Figure 5.25).

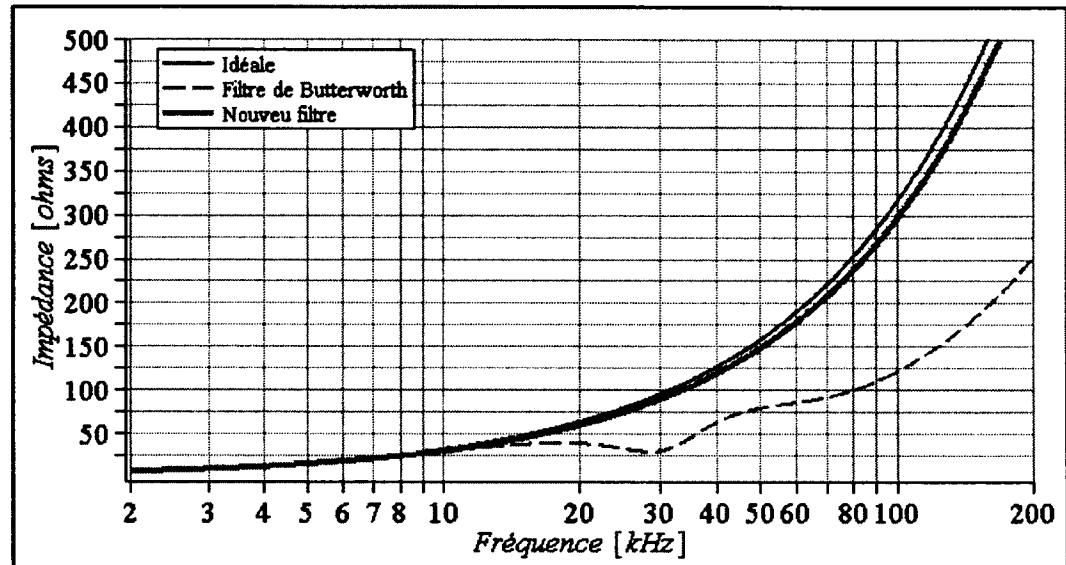


Figure 5.23 Impédance de l'émulateur avec filtre d'ordre 5.

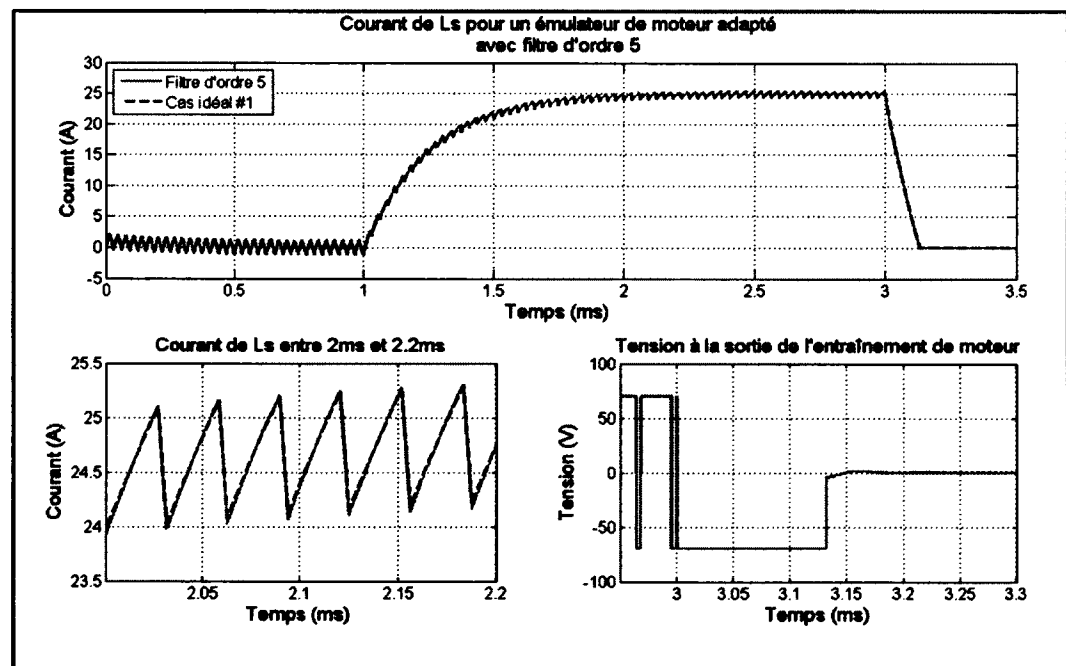


Figure 5.24 Performances en temps différé du filtre d'ordre cinq dans l'application monophasée.

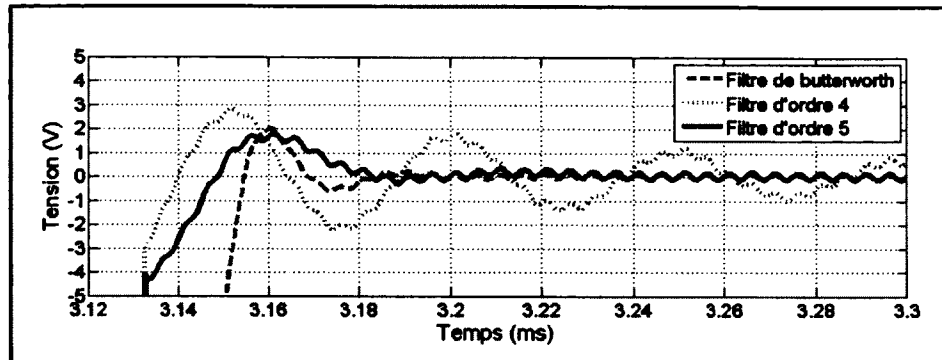


Figure 5.25 Comparaison des oscillations de tension à la sortie de l'entraînement de moteur.

La dernière vérification qui se doit d'être faite concerne la puissance dissipée dans la résistance de sortie. L'équation 5.14 permet de constater qu'elle dépend de la fréquence. Si l'on utilise le même critère qu'à la section 5.1, on détermine la fréquence à laquelle on rencontre les mêmes pertes. Ces critères ont mené à la sélection d'une résistance de  $25\Omega$  pour une tension sinusoïdale de sortie avec une amplitude crête de 50V. La puissance continue alors dissipée est de 50W. Pour obtenir la même puissance avec le filtre d'ordre cinq, suivant l'équation 5.14, la fréquence du signal doit être de 1.6kHz. Or, cette fréquence est bien au-delà de la fréquence maximale de 400Hz. D'ailleurs, on calcule qu'à 400Hz, une puissance de 3.9W est dissipée. L'ajout de ce condensateur a donc un second bienfait en augmentant l'efficacité du filtre.

### 5.3.6 Amélioration II apportée au filtre : Augmentation de l'atténuation

Le filtre discuté dans les sections précédentes a été utilisé pour le premier prototype. Globalement, ses caractéristiques ont satisfait les attentes. Durant l'expérimentation, afin d'atténuer davantage la fréquence de commutation, on a pensé à ajouter un filtre sélectif en sortie. Ce filtre s'est concrétisé par un réseau LC série en parallèle à la sortie dont la fréquence de résonance théorique est calculée pour être identique à la fréquence de commutation (Figure 5.26). Avec une démarche semblable à celle de la section 5.3.5, les composantes du filtre ont été établies de manière à ne pas trop influencer les caractéristiques basse fréquence du filtre : un condensateur de 1 $\mu$ F et une inductance de 622nH ont été

sélectionnés. Théoriquement, ce réseau a une impédance nulle à la fréquence de 201.8kHz. En réalité, en raison des résistances parasites des composantes, l'impédance n'est pas tout à fait nulle, mais très faible par rapport à la résistance de charge de  $5\Omega$ , ce qui rend cette imperfection négligeable. Toutefois, la tolérance des composantes a un impact majeur sur la fréquence de résonance du filtre. Les meilleures composantes offertes à prix respectable permettent d'obtenir des condensateurs de  $1\mu\text{F}$  avec une tolérance de 3% et des inductances avec une tolérance de 10%. Si l'on analyse les cas limites où l'on rencontrerait à la fois l'inductance et la capacité les plus faibles ou les plus élevées, on détermine, en traçant les fonctions de transfert du filtre, que l'atténuation minimale ajoutée est de 15dB (Figure 5.27). L'atténuation totale minimale est alors de 71dB : un gain de 11dB par rapport aux exigences initiales.

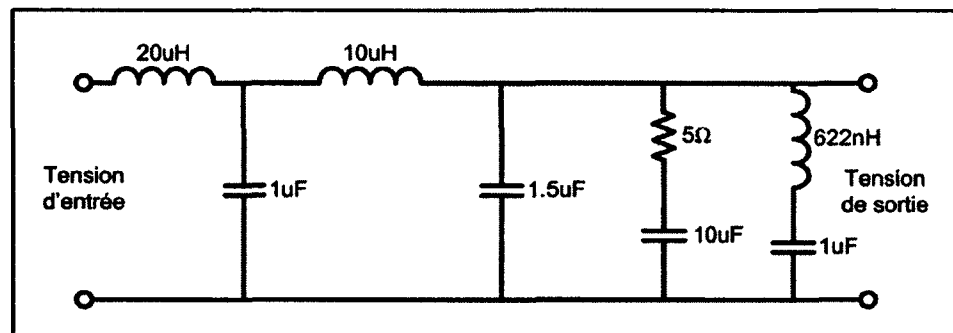


Figure 5.26 Filtre d'ordre sept avec réseau sélectif en sortie.

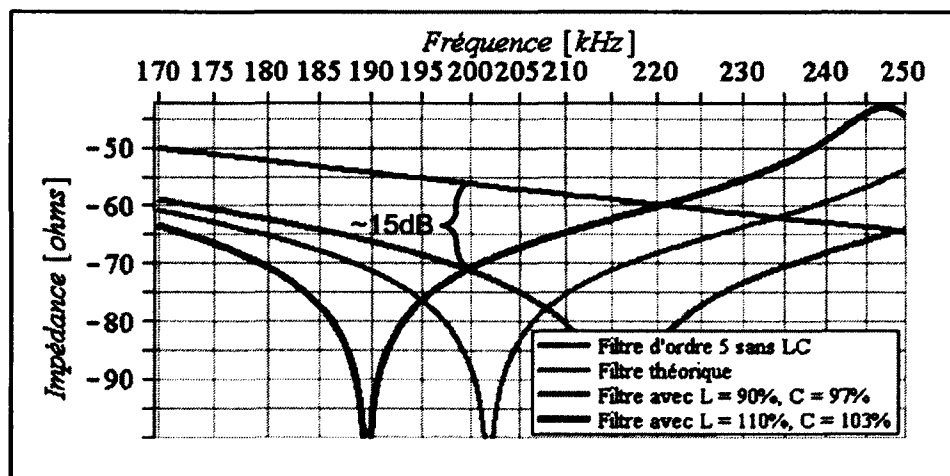


Figure 5.27 Effet de la tolérance des composantes sur la fonction de transfert.

#### 5.4 Retour sur l'évolution du filtre

Ce chapitre a traité de la conception du filtre de sortie de l'émulateur. Le filtre normalement utilisé à la sortie d'un amplificateur est de type Butterworth. Initialement considéré, ce filtre, lorsqu'adapté aux critères de conception, détériore la réponse temporelle de l'émulateur de moteur pour des impédances de stator de faibles valeurs.

La conception d'un nouveau filtre, basée sur les constats faits avec le filtre de Butterworth, a permis d'obtenir des caractéristiques plus intéressantes pour l'application d'intérêt. L'impédance du filtre est contrôlée de manière à être négligeable par rapport à l'impédance du stator. Les résultats qui en ont été obtenus correspondaient bien aux attentes. Toutefois, en raison des faibles facteurs d'amortissement qu'a obligés la faible impédance du filtre, des modifications ont dû être apportées pour limiter l'amplitude de l'oscillation de tension en sortie. Les impacts de ces modifications sur la caractéristique du filtre sont exposés à la Figure 5.28, à la Figure 5.29 et à la Figure 5.30. La méthodologie préconisée ainsi que la vérification des résultats ont été clairement identifiées dans ce chapitre. Les caractéristiques du filtre pourront alors être aisément modifiées ultérieurement pour une autre application.

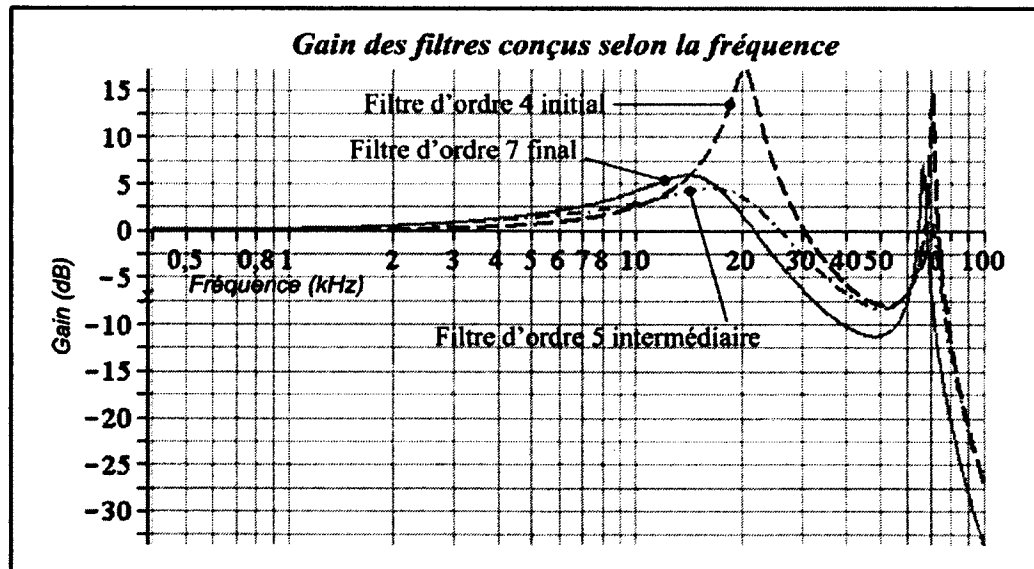


Figure 5.28 Comparaison des gains des filtres conçus selon la fréquence.



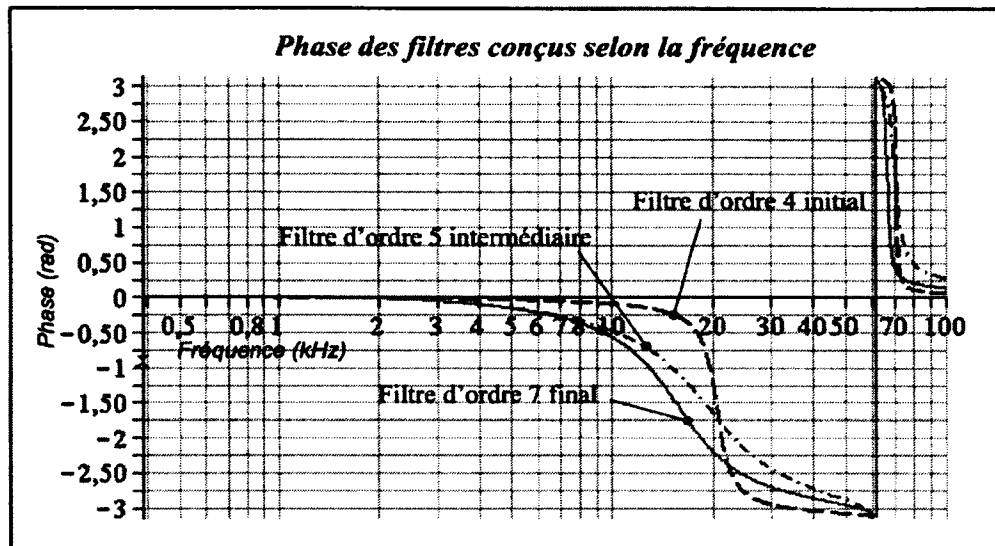


Figure 5.29 Comparaison des phases des filtres conçus selon la fréquence.

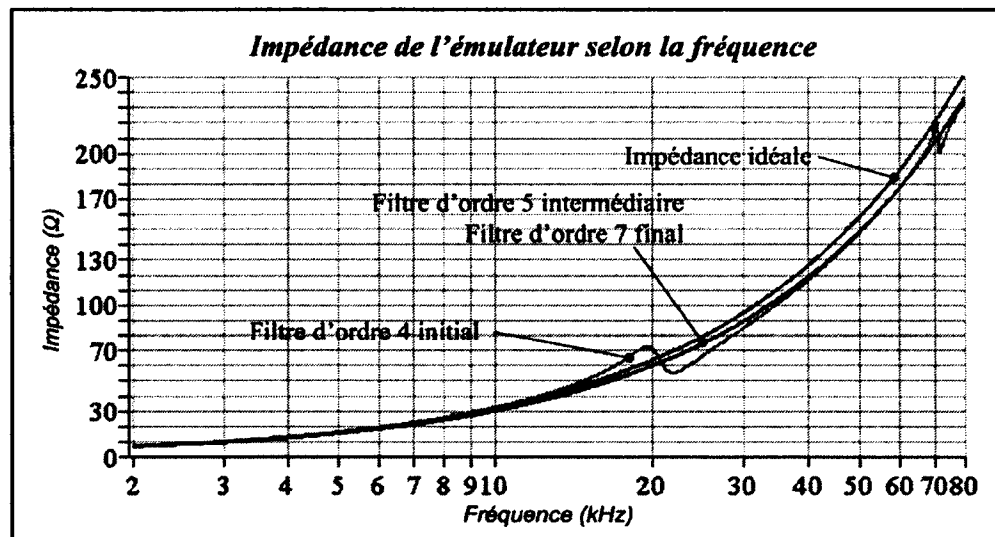


Figure 5.30 Impédance de l'émulateur pour les filtres conçus selon la fréquence.

Comme mentionnée, la problématique entourant le filtre provient de la faible valeur de l'inductance du stator de l'application. Une tout autre application avec des exigences différentes et des impédances de stator plus élevées pourrait ne pas requérir un filtre spécial. Toutefois, les travaux qui ont mené apportent une nouvelle compréhension quant aux impacts du filtre. La conception d'un filtre selon son impédance perçue par la sortie et non seulement par sa fonction de transfert est requise pour la structure d'émulateur de moteur proposée.

## CHAPITRE 6

### CONCEPTION DE LA SOURCE DE TENSION DE L'ÉMULATEUR

Le Chapitre 3 traite des exigences de la source de tension nécessaires à l'accomplissement de sa tâche, ainsi que des raisons qui ont écarté les solutions offertes sur le marché : inefficacité, incapacité en absorption d'énergie et incapacité à alimenter une charge variable. Pour ces raisons, la conception complète d'une source de tension bipolaire quatre quadrants a été entreprise. Même si ce type de source est disponible sur le marché, Opal-RT désirait tout de même développer ce produit. De plus, à la suite des constats faits dans le Chapitre 5, on comprend que la meilleure corrélation des courants entre une simulation en temps différé et une simulation en temps réel ne peut être obtenue avec un amplificateur en commutation standard. Ce chapitre technique couvre donc la réalisation des principaux modules utilisés pour l'achèvement de ce projet. Les calculs présentés correspondent à ceux du deuxième prototype. Afin de satisfaire une tension de  $80V_{\text{crête}}$  requise pour le deuxième prototype, la tension d'entrée de l'amplificateur a été augmentée à 200V par rapport à 150V.

#### 6.1 Application globale

La Figure 4.1 du Chapitre 4 présente la simulation de référence en temps différé qui représente approximativement l'application du client à laquelle l'émulateur de moteur doit répondre. En se référant à cette figure, on divise cette simulation en deux blocs distincts : la partie réelle, matérielle et la partie virtuelle, mathématique de la simulation. La Figure 6.1 présente les composantes matérielles requises par l'application. La partie supérieure de la figure comprend le convertisseur de puissance de l'entraînement de moteur, les impédances du stator, les mesures de courant, le filtre de l'amplificateur, l'amplificateur lui-même, ses contrôleurs et les sources d'alimentation. Toutes ces composantes sont matériellement existantes. La partie inférieure de la figure ne comprend que le simulateur en temps réel d'Opal-RT qui modélise le système électrique du moteur, son système mécanique et les contrôleurs de position et de couple. En réalité, l'application finale du client implémente les contrôleurs de position et de couple dans un contrôleur dédié. Dans ce cas-ci, leur

implantation dans le simulateur simplifie le projet sans apporter d'inconvénient. La Figure 6.2 expose le montage réel utilisé dans ce projet pour l'application PHIL.

Ce présent chapitre est dédié à la réalisation des sources de tension de l'émulateur, soit l'amplificateur triphasé. Les autres modules de l'application sont fournis par Opal-RT.

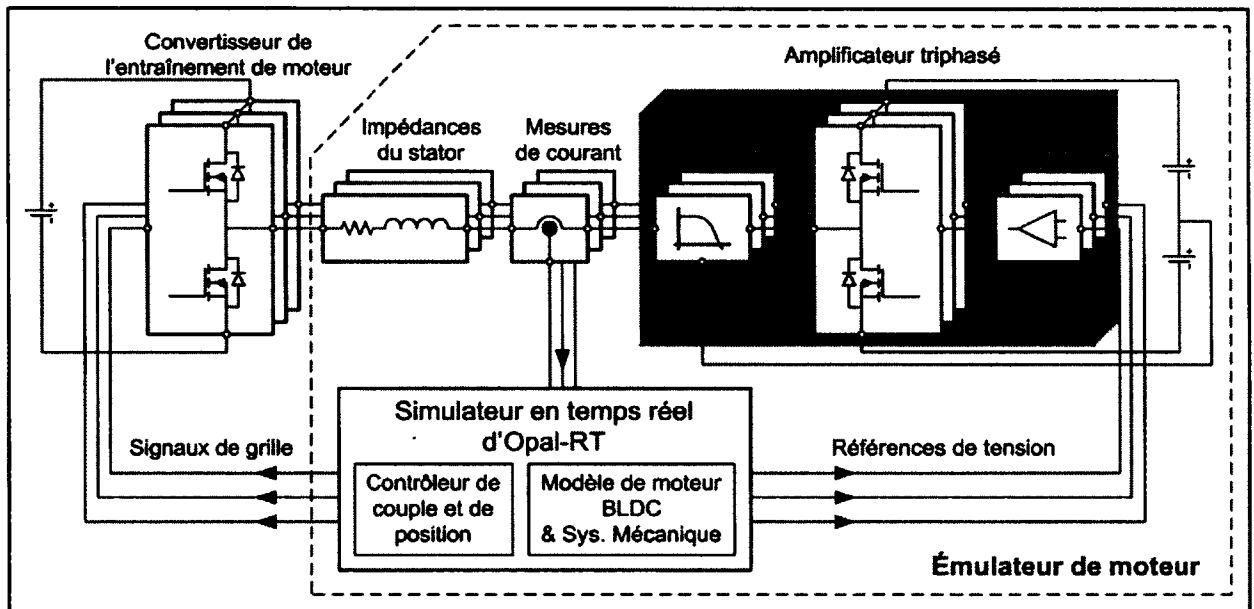


Figure 6.1 Schéma bloc de l'application PHIL complète.

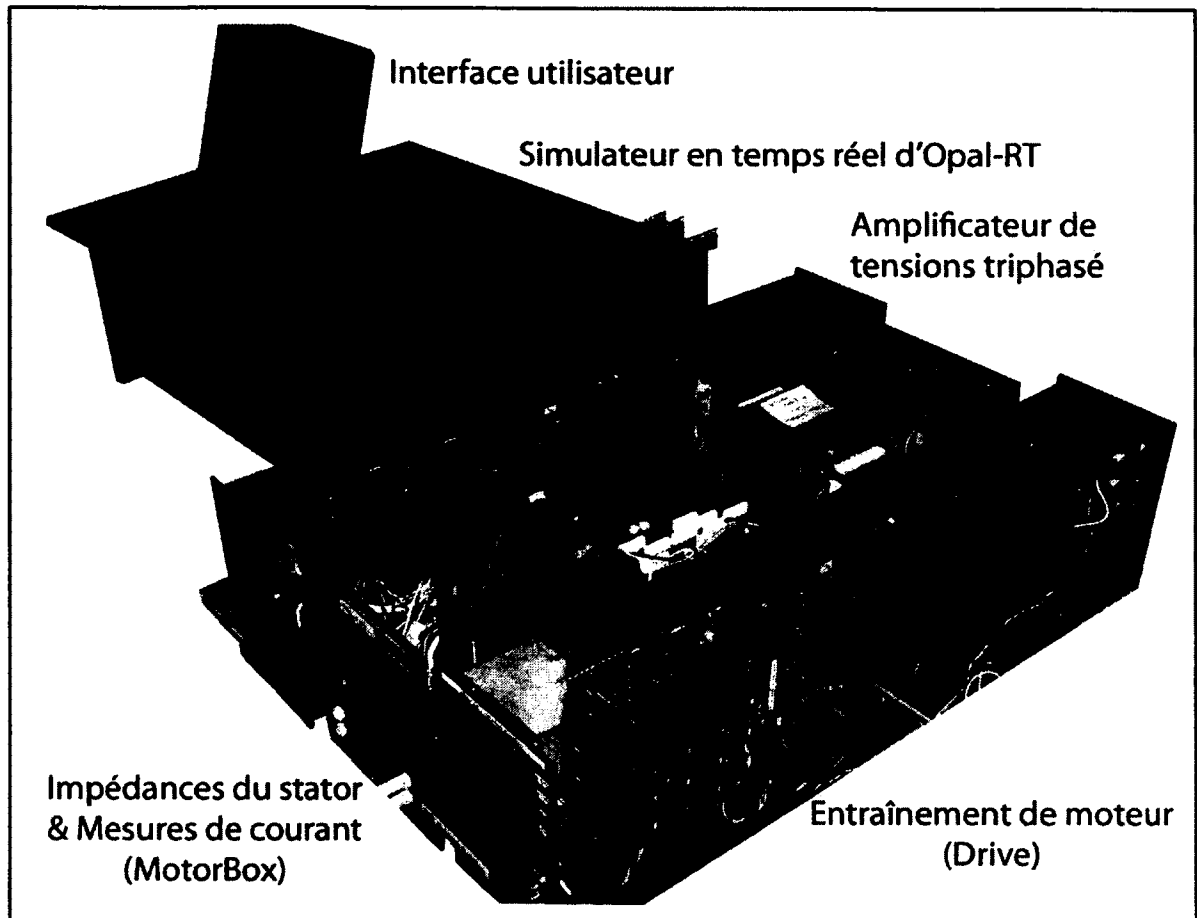


Figure 6.2 Photo de l'application PHIL finale.

## 6.2 Modules de l'amplificateur triphasé

L'amplificateur triphasé conçu est composé de plusieurs modules exposés à la Figure 6.3. Les différentes teintes des blocs, ainsi que leur numéro, indiquent leur appartenance à un circuit imprimé (PCB). Ainsi, on dénote cinq circuits imprimés différents :

- 1) Le PCB principal de l'amplificateur comprend le module d'absorption d'énergie (Section 6.3) ainsi que les interrupteurs de puissance. Il soutient le PCB d'alimentations auxiliaires et le PCB de commande (Figure 6.5).

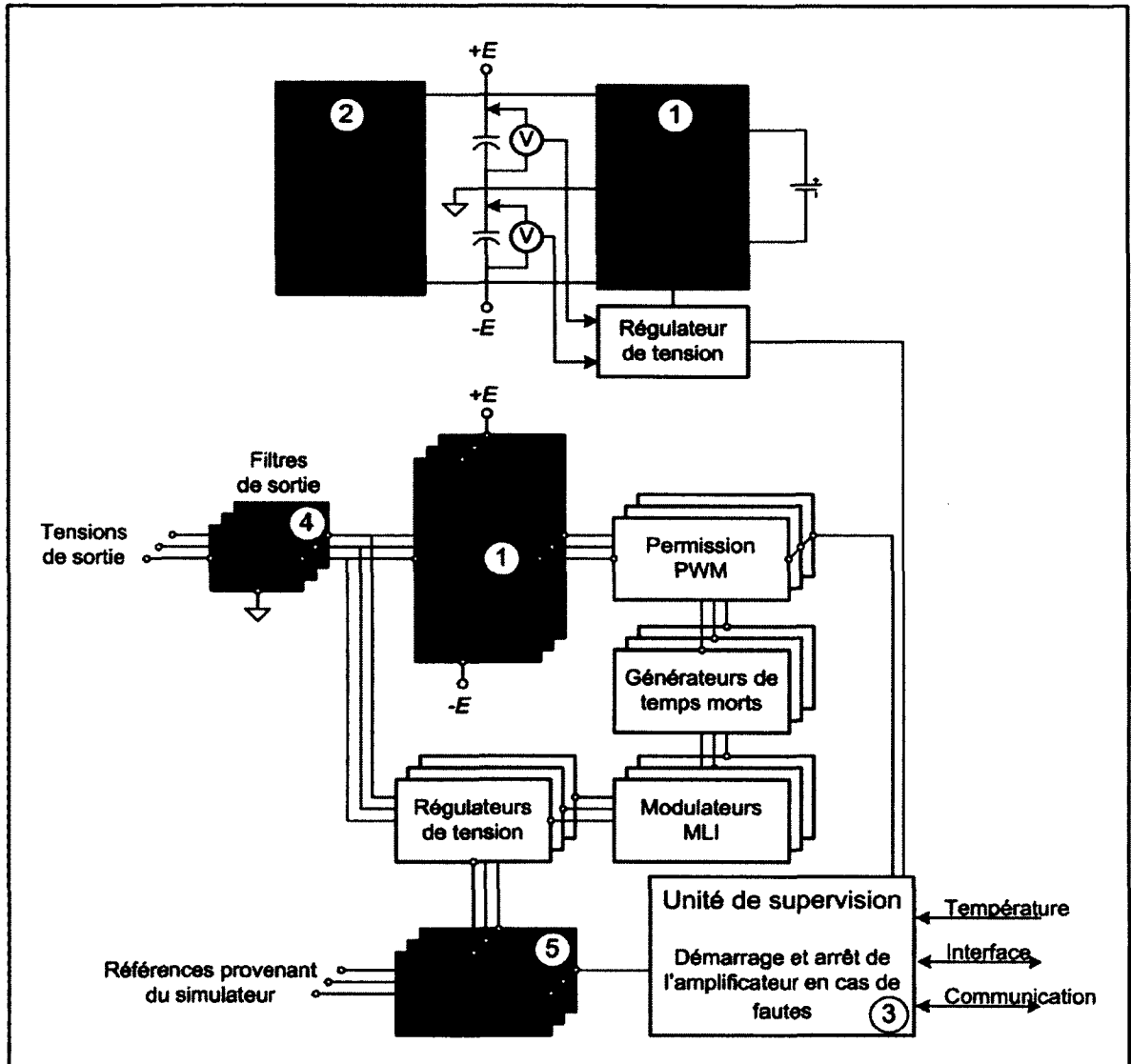


Figure 6.3 Modules constituant l'amplificateur de tension.

- 2) Le PCB d'alimentations auxiliaires fournit les six alimentations requises pour les circuits d'attaque de grille, les deux alimentations de commande ainsi que l'alimentation pour les ventilateurs. Une alimentation individuelle (pour un total de six) est apportée à chaque interrupteur. Cette approche a été privilégiée par rapport au *boot-strap* afin de permettre un rapport cyclique de 100% aux interrupteurs supérieurs pour une autre utilisation du pont triphasé (Figure 6.9).

Les alimentations auxiliaires sont obtenues à partir d'un convertisseur DC/DC avec une topologie de type *flyback*. Cette topologie a été choisie parce qu'elle apporte une isolation galvanique pour chacune de ses sorties et qu'elle est protégée contre les surcharges. Afin de faciliter la fabrication du transformateur (Voir annexe VI), les six alimentations des circuits d'attaque ont été obtenues avec des DC/DC offerts sur le marché. Ainsi, le transformateur ne possède que quatre enroulements au lieu de huit : un pour le primaire, deux pour les secondaires servant à alimenter les circuits de commande et un pour le secondaire alimentant les ventilateurs et les convertisseurs DC/DC des circuits d'attaque.

- 3) Le PCB de commande implémente toute l'intelligence de l'amplificateur. Il régule les tensions de sortie de l'amplificateur et gère les autres modules (Section 6.4, Figure 6.6).
- 4) Le PCB de filtre est placé à la sortie du pont de puissance triphasé et il réalise le filtre calculé au Chapitre 5 (Figure 6.7).
- 5) Le PCB d'amplificateurs différentiels permet l'isolation par des impédances élevées des signaux de référence analogiques provenant du simulateur. Ce module est l'une des précautions mises en branle pour minimiser les risques de bris du simulateur (Figure 6.8).

Les schémas électriques du deuxième prototype avec les composantes finales utilisées sont présentés aux annexes I à V. La justification des structures adoptées de certains de ces modules a été jugée pertinente pour ce mémoire. Les prochaines sections détaillent alors la réalisation du module d'absorption et du module de commande.

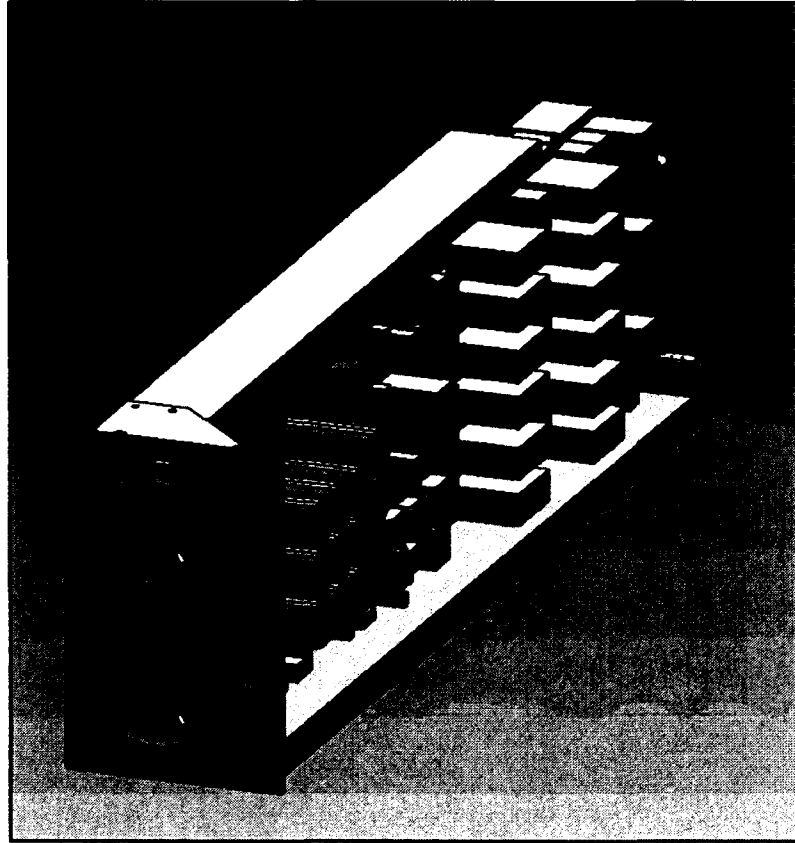


Figure 6.4 Dessin tridimensionnel de l'amplificateur triphasé complet.

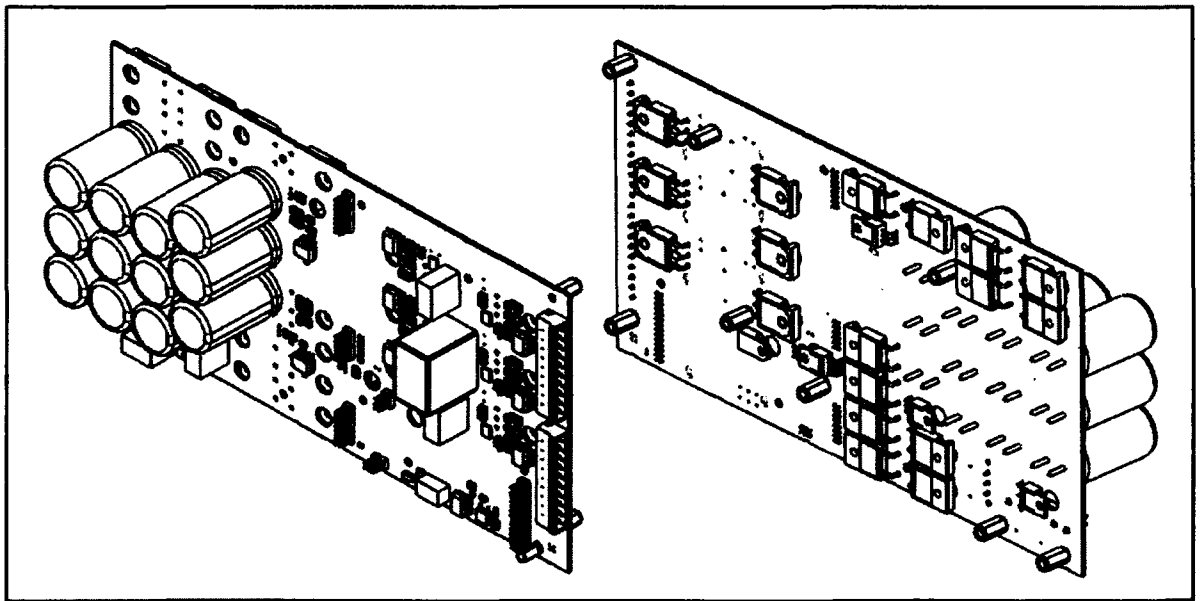


Figure 6.5 Représentation tridimensionnelle du convertisseur de puissance.

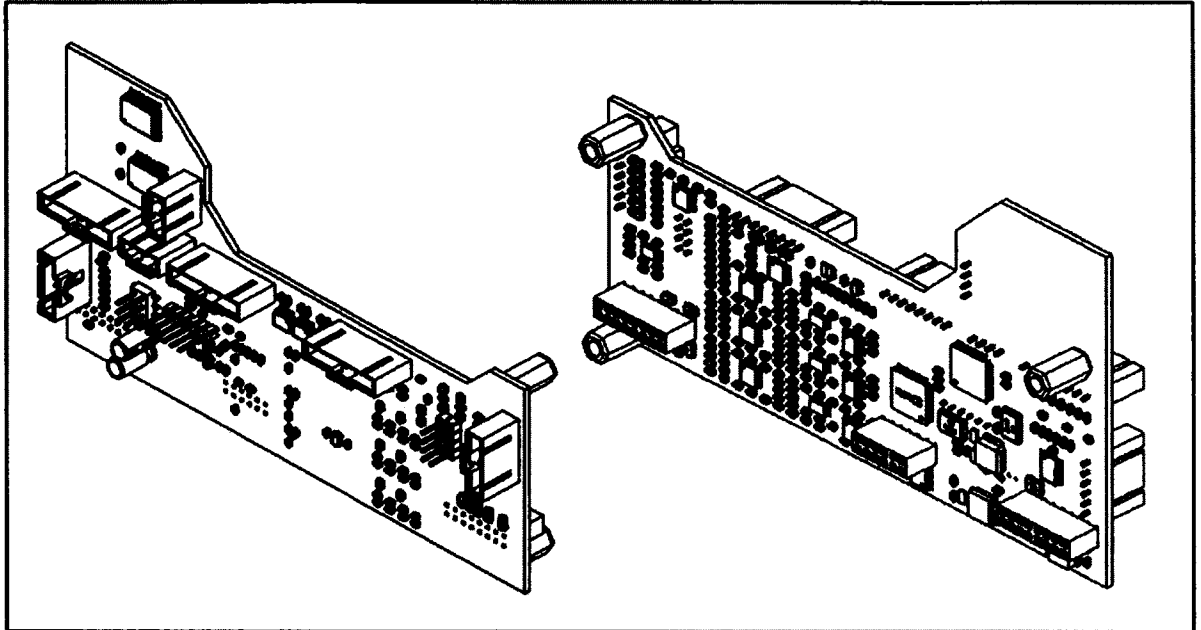


Figure 6.6 Représentation tridimensionnelle du circuit imprimé de commande.

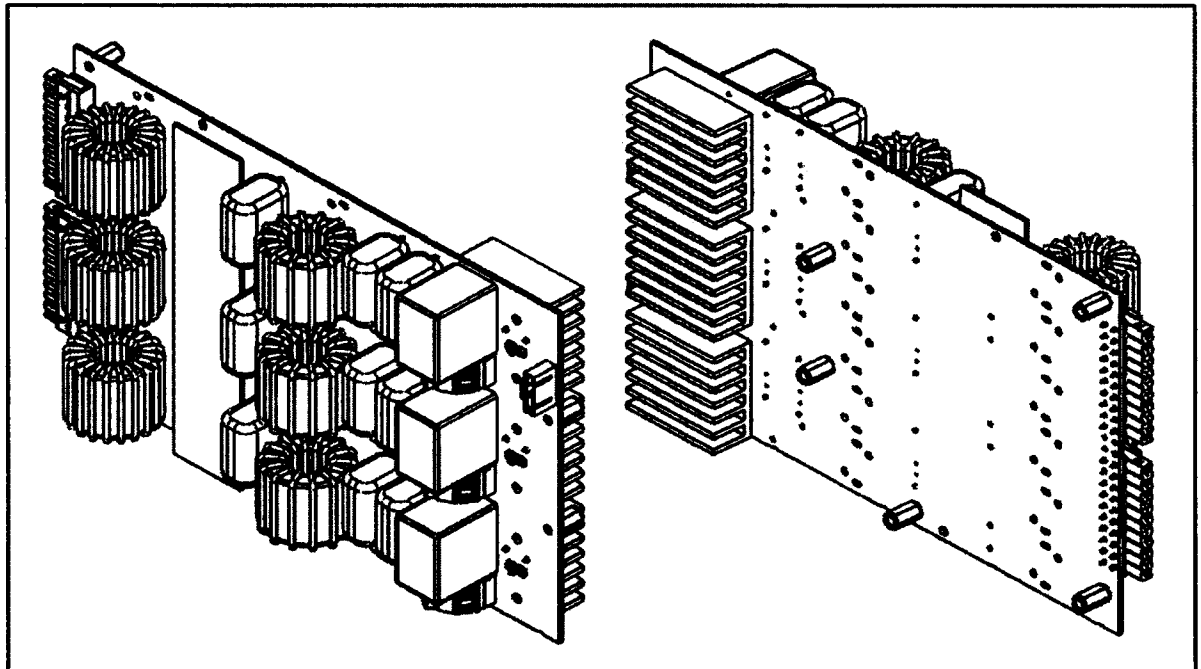


Figure 6.7 Représentation tridimensionnelle du circuit imprimé du filtre d'ordre 7.



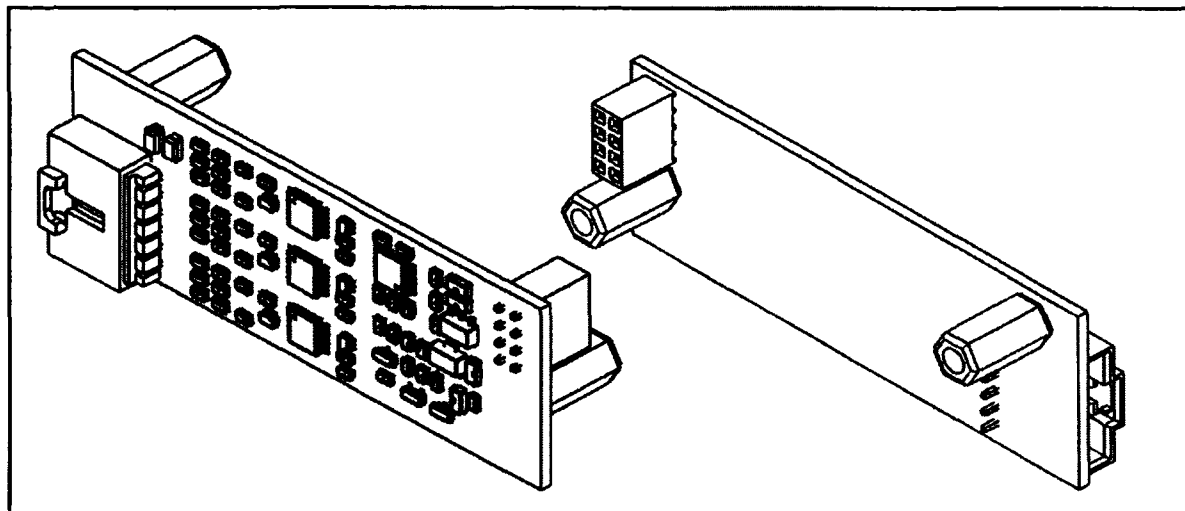


Figure 6.8 Représentation tridimensionnelle du circuit imprimé d'isolation.

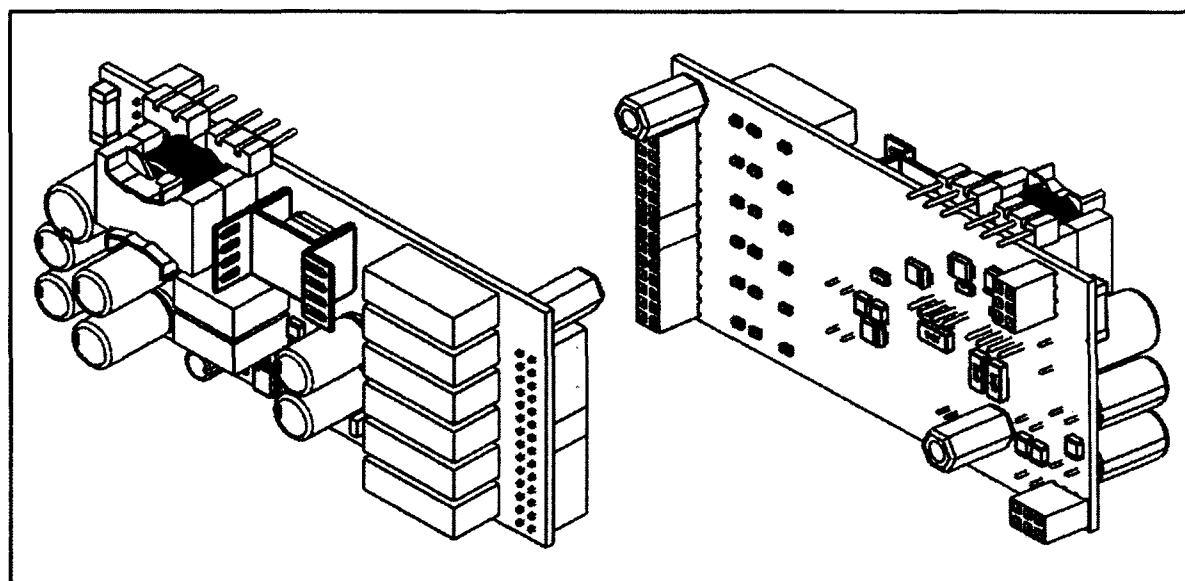


Figure 6.9 Représentation tridimensionnelle du circuit imprimé d'alimentations auxiliaires.

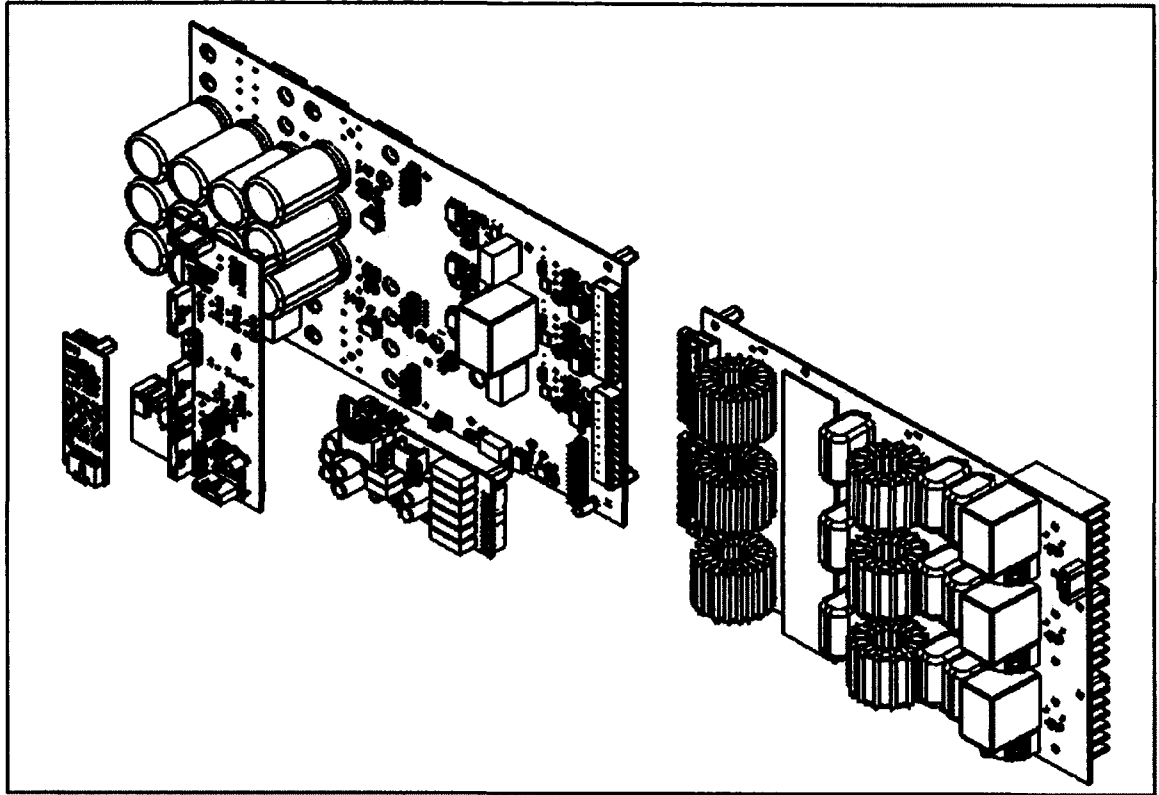


Figure 6.10 Représentation tridimensionnelle explosée de l'amplificateur de tensions complet.

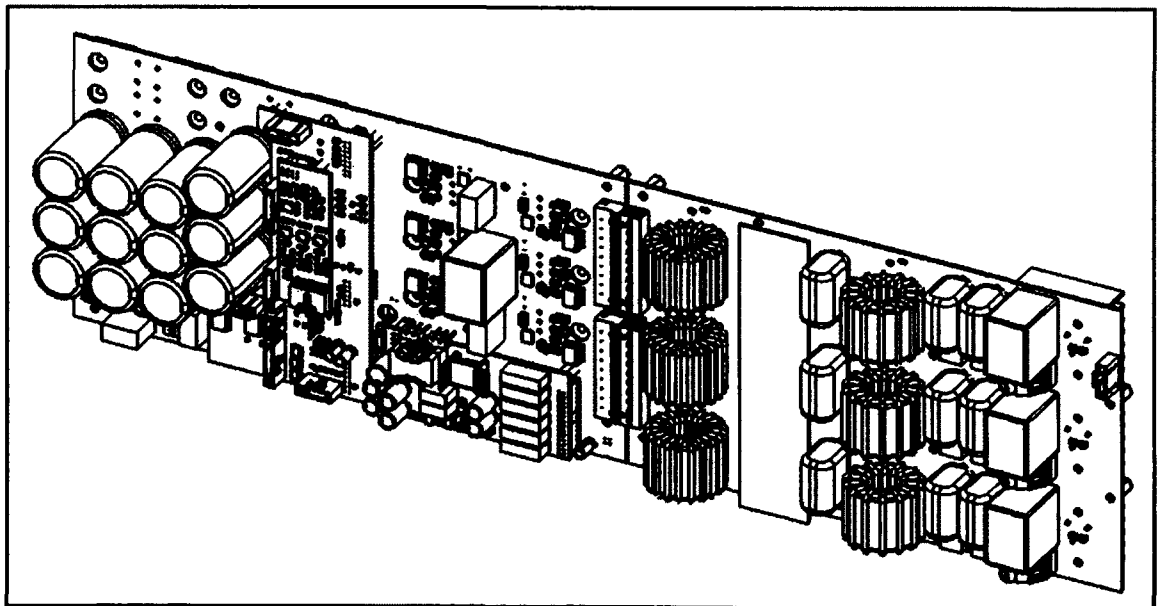


Figure 6.11 Représentation tridimensionnelle de l'amplificateur de tensions assemblé.

### **6.3 Module d'absorption d'énergie**

Ce module différencie l'amplificateur réalisé des amplificateurs audio puisqu'il permet un fonctionnement continu dans les quatre quadrants. La solution idéale aurait été d'avoir une unité qui régénère l'énergie vers une autre source de tension permettant ainsi de récupérer l'énergie pour d'autres applications. La majorité des auteurs couverts par la revue de littérature préconisent d'ailleurs cette approche en raison de la puissance importante de leur projet. Toutefois, dans le cadre du partenariat avec Opal-RT, cette unité a été considérée comme un autre projet à part entière qui pourra être conçu dans une deuxième phase. Ainsi, l'approche dissipative a été privilégiée à la récupération d'énergie. L'énergie dissipée est uniquement égale à l'énergie absorbée lorsque le moteur est en traction, ce qui permet d'obtenir des rendements tout de même supérieurs à l'amplificateur linéaire. Cette approche est possible puisque la puissance moyenne de l'application est de seulement 150W. Des puissances supérieures n'auraient pu mener à de telles décisions.

Privilégiant l'approche dissipative, la source d'alimentation DC ne fonctionne alors que dans un seul quadrant, celui fournissant l'énergie à l'amplificateur. Ainsi, une telle source ne tolère pas l'absorption de puissance puisqu'elle ne possède aucun moyen de gérer ce surplus d'énergie. Il faut donc ajouter un dispositif (diode) bloquant la régénération d'énergie vers la source DC. Lors d'un fonctionnement en mode absorption, l'énergie absorbée se dirige vers le banc de condensateurs d'entrée. Étant donné que la régénération vers la source est impossible, l'énergie absorbée est entièrement accumulée dans le banc de condensateurs qui en voit la tension à ses bornes augmentée. Afin de limiter l'augmentation de la tension et de pouvoir opérer continuellement en absorption d'énergie, un élément dissipatif contrôlable doit être ajouté. Un moyen simple d'obtenir cette fonctionnalité est de commuter des résistances aux bornes des condensateurs avec un rapport cyclique variable. La Figure 6.12 présente l'ensemble du module d'absorption.

### 6.3.1 Efficacité du module

L'objectif de ce module est de dissiper l'énergie absorbée provenant de l'entraînement de moteur. Cet aspect a orienté quelques choix de conception. La Figure 6.12 présente le circuit complet du module d'absorption. On y voit premièrement que les alimentations des circuits d'attaque de grille sont obtenues à l'aide de résistances et de diodes Zener. Cette méthode est inefficace surtout dans un contexte où un module existe déjà pour fournir les alimentations aux autres circuits. Toutefois, étant donné que l'objectif du module est de dissiper de la chaleur, ces pertes supplémentaires dans les résistances et les diodes Zener n'ont pas été jugées problématiques et simplifient le module d'alimentations auxiliaires. Deuxièmement, on voit que le condensateur de découplage aux bornes de la maille de commutation avec la résistance est omis. Généralement, une telle omission créerait des oscillations importantes à chaque commutation en raison de l'inductance de fuite. Afin d'éliminer ces oscillations, la commutation des transistors a été ralentie de manière à ce que la constante de temps du circuit oscillant soit de beaucoup inférieure aux temps d'ouverture et de fermeture. Ceci se traduit par des pertes supplémentaires dans les transistors, mais elles n'ont pas d'importance puisque le module vise la création de ces pertes (tant que le transistor le tolère).

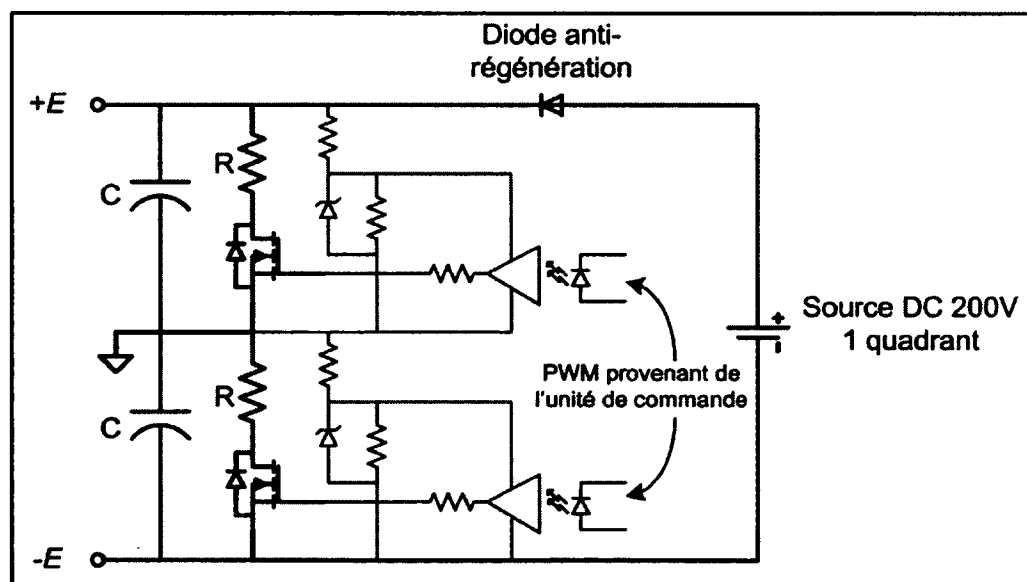


Figure 6.12 Schéma du module d'absorption.

### 6.3.2 Déséquilibre des tensions des condensateurs

Le module d'absorption est constitué de deux condensateurs en série de manière à créer une tension médiane pour les filtres de sortie, le neutre. Dans certains cas de fonctionnement, les tensions de ces deux condensateurs (idéalement égales) peuvent se déséquilibrer. Afin d'avoir un contrôle sur ce déséquilibre, l'élément dissipatif a été séparé en deux sections, une pour chaque condensateur. La charge de chaque condensateur pouvant ainsi être variée, on contrôle la tension de chacun d'eux. Dans un cas idéal, où aucun déséquilibre ne surviendrait, les puissances dissipées dans les deux résistances seraient identiques; c'est d'ailleurs ce que suppose la section 6.3.3.

#### 6.3.2.1 Application d'émulation de moteur

On doit se questionner sur la source du déséquilibre du bus DC. Est-ce que l'application type d'émulation de moteur crée un tel déséquilibre? En raison de l'importance de la capacité du bus DC, le déséquilibre ne peut être dû aux dynamiques de commutation, de haute fréquence. Pour cette raison, on analyse le circuit en valeur moyenne et l'on simplifie le filtre de sortie par un circuit d'ordre un, puisque ce dernier ne sert qu'à atténuer les hautes fréquences. La Figure 6.13 propose ce circuit en valeur moyenne ainsi que les variables d'intérêt. Les courants  $I'_A$ ,  $I'_B$  et  $I'_C$  sont ceux à la sortie du convertisseur de puissance, les courants  $I_A$ ,  $I_B$  et  $I_C$  sont ceux de l'émulateur de moteur et les courants  $I_S$  et  $I_N$  sont les courants de source et de neutre respectivement. Les variables  $D_A$ ,  $D_B$  et  $D_C$  décrivent quant à elles le rapport cyclique de chacun des bras du convertisseur triphasé. On écrit ensuite les équations des quatre nœuds d'intérêt  $N_1$ ,  $N_2$ ,  $N_3$  et  $N_4$  (Éqn. 6.1). Il y a déséquilibre lorsque les courants des condensateurs ( $I_H$  et  $I_L$ ) ne sont pas égaux.

L'application d'émulation de moteur ne permet aucune connexion de l'entraînement de moteur au neutre. La somme des courants de phase de ce système triphasé est alors nulle ( $I_A + I_B + I_C = 0$ ) puisqu'aucun autre retour de courant n'est offert à l'entraînement de moteur. En appliquant cette relation à  $N_1$  et  $N_2$ , on obtient l'équation du troisième nœud ( $N_3$ ),

ce qui prouve que le déséquilibre est uniquement dû au courant de neutre auquel l'entraînement de moteur n'a aucune emprise.

$$\begin{aligned}
 N_1: & \quad I_H = -I'_A D_A - I'_B D_B - I'_C D_C + I_S \\
 N_2: & \quad I_L = I'_A(1 - D_A) + I'_B(1 - D_B) + I'_C(1 - D_C) + I_S \\
 N_3: & \quad I_H + I_N = I_L \\
 N_4: & \quad I_N = (V_{AN} + V_{BN} + V_{CN})/R
 \end{aligned} \tag{6.1}$$

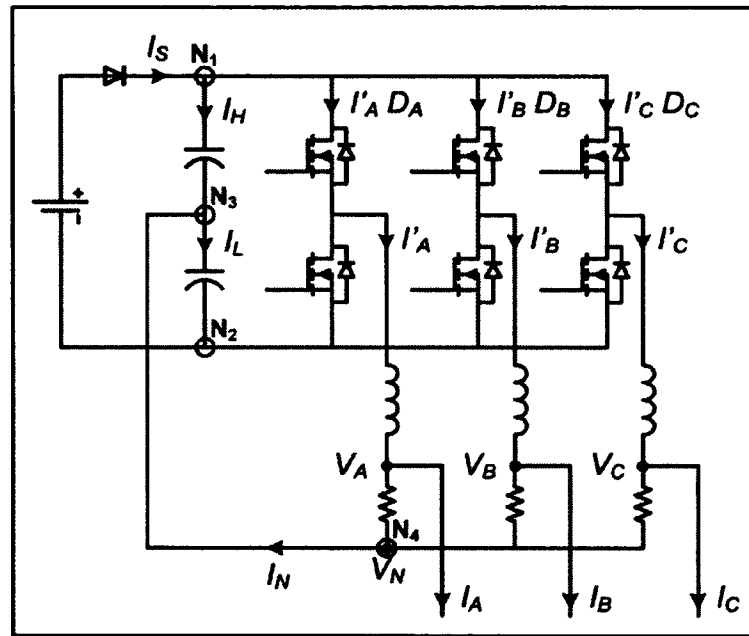


Figure 6.13 Schéma pour le déséquilibre triphasé.

Le courant du neutre dépend seulement des tensions de sortie ( $N_4$ ). Pour des tensions triphasées sinusoïdales de même amplitude, le courant de déséquilibre est nul puisque la composante homopolaire est nulle. Toutefois, pour des tensions de sortie trapézoïdales, la composante homopolaire est non nulle. Toutefois, puisque les amplitudes des tensions de sortie sont les mêmes, le courant de déséquilibre est négligeable. Ainsi, on établit que l'application type de l'émulateur de moteur n'apporte pas de déséquilibre. De plus, le vrai filtre de sortie possède un condensateur en série avec la résistance de charge, ce qui diminue largement l'amplitude des courants de neutre de basse fréquence.

### **6.3.2.2 Utilisation de l'amplificateur pour d'autres applications**

Le déséquilibre des tensions du bus DC provient donc de l'utilisation de l'amplificateur pour d'autres applications, celles utilisant le neutre. Dans ce cas, le courant de neutre peut être non nul et non négligeable. Un déséquilibre, dont l'amplitude varie selon l'amplitude du courant de neutre, est alors éminent. Puisqu'il ne s'agit pas d'un cas de fonctionnement normal pour l'émulateur de moteur, on n'établit pas ici les équations régissant ce déséquilibre. Toutefois, en expérimentation, ce phénomène a été observé lors du branchement d'une charge résistive entre une sortie et le neutre. Le signal d'entrée ayant une légère composante DC, le courant moyen du neutre était non nul et menait à un déséquilibre des tensions du bus DC. Ce déséquilibre affecte la génération de signaux d'amplitude importante et a été compensé par le contrôle adéquat des modules de dissipation (Section 6.3.4).

### **6.3.3 Dimensionnement des condensateurs et des résistances**

La puissance moyenne de l'application est de seulement 150W, avec des puissances crêtes atteignant 1500W. On considère que cette puissance crête doit soit être délivrée pendant 0.1s ou soit absorbée pendant 0.1s. Le rapport cyclique de ces impulsions de puissance étant de 10%, 0.9s doivent ensuite s'écouler avant que l'amplificateur ne doive supporter une autre impulsion de puissance. Ces impulsions de puissance produisent des variations importantes de la tension aux bornes des condensateurs d'entrée (bus DC). Le module d'absorption doit être conçu pour que la variation de tension du bus DC soit tolérable dans les deux modes.

#### **6.3.3.1 Mode absorption**

En mode absorption, on choisit la capacité du bus DC selon la limite maximale de tension que l'on tolère; par rapport à une tension d'alimentation de 200V, on juge qu'une surtension de 240V est acceptable. Dans ce mode, le courant de la source est nul puisque la tension du bus DC est toujours égale ou supérieure à celle-ci, supposant un bus DC initialement chargé à la tension de source. De plus, on suppose que les tensions aux bornes des deux condensateurs

sont identiques. On établit ainsi le modèle équivalent moyen du module d'absorption en simplifiant la Figure 6.12 par la Figure 6.14.

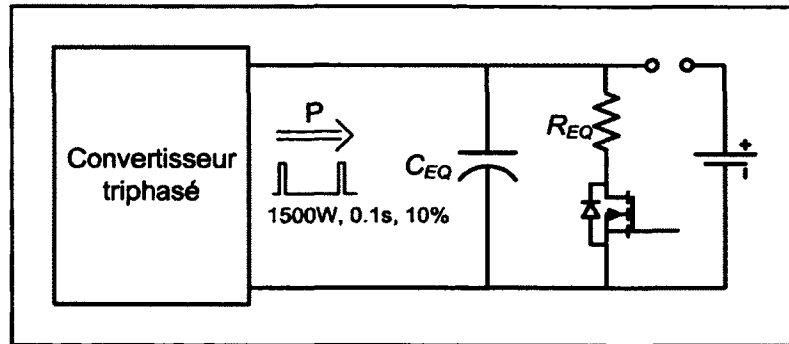


Figure 6.14 Modèle équivalent moyen du module d'absorption.

On effectue alors un bilan d'énergies pour connaître l'élévation de tension aux bornes du bus DC. On sait que peu importe la valeur des résistances de dissipation, celles-ci doivent être commutées de façon à ne pas dépasser leur limite de puissance ( $P_{RES}$ ). La Figure 6.15 montre les flots de puissance ainsi que la variation de tension du bus DC attendus. Afin que le bus DC puisse se décharger complètement avant la prochaine impulsion de puissance,  $P_{RES}$  doit être supérieur à la puissance moyenne absorbée (Éqn. 6.2). En établissant le bilan d'énergie dans le module d'absorption lors de la charge du bus DC, on écrit l'équation 6.3. Ensuite, on détermine la puissance devant être dissipée par les résistances selon la capacité du bus DC et la variation de tension permise (Éqn. 6.4).

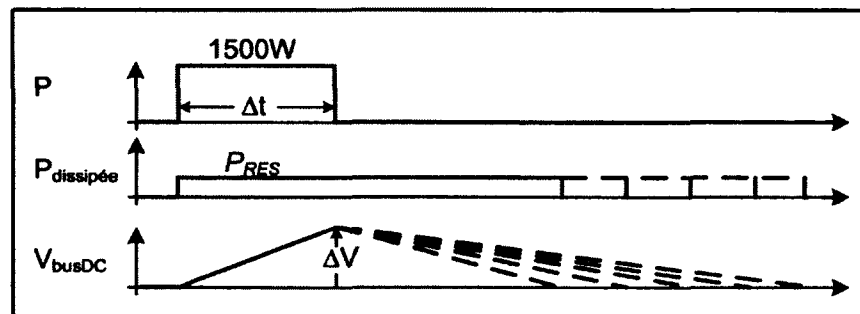


Figure 6.15 Flot de puissance en absorption.

$$P_{RES} > P_{MOY} > 150W \quad (6.2)$$



$$E_{absorbée} = (P - P_{RES})\Delta t = \frac{1}{2} \cdot C_{EQ}(V_F^2 - V_I^2) \quad (6.3)$$

$$P_{RES} = P - \frac{1}{2\Delta t} \cdot C_{EQ}(V_F^2 - V_I^2) \quad (6.4)$$

L'équation ci-dessus établit une relation linéaire entre la puissance pouvant être dissipée par les résistances et la valeur de la capacité d'entrée. Tous les ensembles de valeurs répondants à cette relation permettraient un fonctionnement adéquat du module d'absorption, cependant on considère ici des critères de volume pour borner nos choix.

Afin de minimiser la  $P_{RES}$  et  $C_{EQ}$ , on revoit à la baisse la puissance absorbée  $P$ . Étant donné que cette puissance transite par le convertisseur triphasé, on y applique un facteur d'efficacité qui réduit l'énergie absorbée par le bus DC. L'efficacité n'étant pas initialement connue, on en fait une surestimation à 90%. L'impulsion de puissance  $P$  considérée est alors de 1350W.

Le choix des résistances de dissipation s'est arrêté sur la série MP9100 de la compagnie Caddock. Ces résistances, dans un boîtier TO-247, offrent une bonne puissance volumique. Elles peuvent dissiper 100W à 25°C à laquelle on applique un facteur de sécurité de 50% pour opérer à 100°C. Avec la note d'application AEN-0102, Caddock permet une surcharge de 1.5 fois la puissance nominale, tant qu'elle dure moins de 5s et que la puissance moyenne respecte la puissance nominale. Ceci permet alors de considérer que la puissance d'une résistance MP9100 est de 75W. Afin de respecter le critère de puissance moyenne, on détermine qu'il faut au minimum trois résistances MP9100 pour atteindre 150W. Toutefois, puisque ces résistances sont séparées en deux groupes (Figure 6.12), on ne considère qu'un nombre pair de résistances, soit un minimum de quatre. Le Tableau 6.1 présente les résultats de la relation entre la capacité du bus DC et la puissance totale des résistances. Pour respecter les contraintes mécaniques d'Opal-RT, surtout liées au volume du bus DC, un assemblage de 12 résistances a été choisi avec une capacité de bus DC de 5.11mF.

Le bus DC est alors constitué de 12 condensateurs EET-UQ2C182CA de *Panasonic* dont la capacité est de 1800uF et la tension de 160V. Deux assemblages parallèles de six de ces condensateurs fournissent ainsi une capacité équivalente du bus DC de 5400uF.

Tableau 6.1 Capacité du bus DC  
selon le nombre de résistances

Nombre de résistances	Puissance permise ( $P_{RES}$ )	Capacité du bus DC
4	300W	11.93mF
6	450W	10.23mF
8	600W	8.52mF
10	750W	6.82mF
12	900W	5.11mF
14	1050W	3.41mF
16	1200W	1.70mF
18	1350W	0mF

Le flot de puissance de la Figure 6.15 propose que la puissance maximale des résistances soit développée dès que la surtension apparaît. Pour que ce soit le cas, la valeur de la résistance doit être choisie de manière à pouvoir dissiper 900W lorsque la tension est de 200V. Ceci mène à une résistance équivalente maximale de 44.4Ω ou à 22.2 Ω par groupe de résistances. Encore une fois, le choix final des composants repose sur la disponibilité des pièces. Un réseau série/parallèle (R-R//R-R//R-R) de six résistances de 25Ω a alors été sélectionné pour former une résistance totale de 16.67Ω. Une telle valeur de résistance permet de dissiper 1.2kW au total ce qui est bien au-delà des spécifications. Le contrôle adéquat du rapport cyclique maintient la puissance dissipée à des niveaux adéquats. La Figure 6.16 propose une vue générale de l'assemblage global du module d'absorption afin de clarifier les précédents propos.

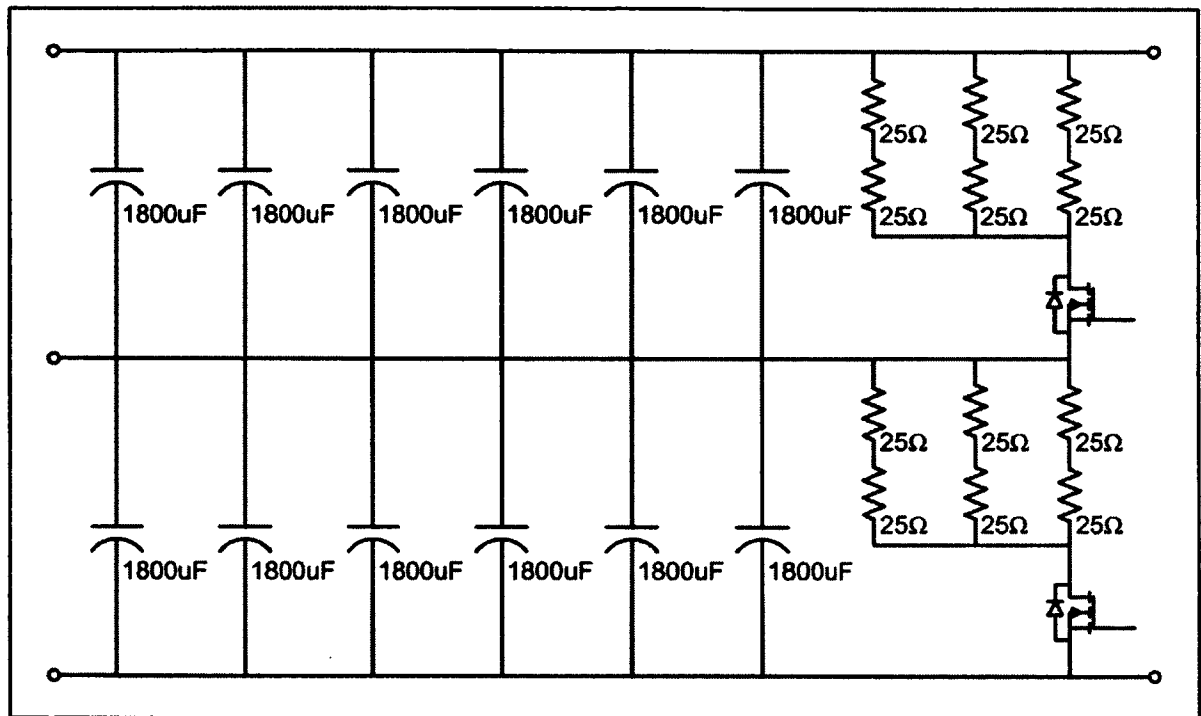


Figure 6.16 Disposition globale des composants du module d'absorption.

### 6.3.3.2 Mode source

Lorsque l'amplificateur doit délivrer de la puissance vers la charge, on considère aussi que des impulsions de 1500W, 0.1s, 10% peuvent survenir. Dans ce cas, le comportement du module est différent du mode absorption. En effet, si la source d'entrée fournit toute la puissance demandée, la tension du bus DC est constante, soit 200V. Toutefois, une alimentation de 1500W pour une application de 150W semble être vraiment surdimensionnée et mène à des coûts beaucoup plus importants. Donc, afin de réduire les coûts et de choisir une source plus adaptée aux besoins, on choisit une source dont la puissance nominale est inférieure à 1500W.

Le choix d'une telle source suppose que l'énergie requise pendant l'impulsion de puissance provient en partie de la source, mais aussi du bus DC. Étant donné que l'on retire de l'énergie

des condensateurs, la tension à leurs bornes diminue. La source n'impose plus sa tension et voit une surcharge à sa sortie. Plusieurs dispositifs de protection existent contre les surcharges et il faut choisir une source qui est en mesure de continuer à délivrer de la puissance malgré la surcharge.

Ceci étant dit, l'opération de l'amplificateur avec une source ne pouvant fournir les puissances crêtes mène inévitablement à une baisse de la tension du bus DC qui se reflète par une limitation de la tension de sortie. Tout comme pour le mode absorption, il faut établir une limite de tension, cette fois-ci inférieure. On établit alors un compromis entre la puissance de la source, la capacité d'entrée et la tension de sortie garantie.

Le modèle équivalent moyen de ce mode d'opération ne comprend que la source, les condensateurs du bus DC et la charge. Vu que la source est en surcharge, on la modélise par une source de courant dont l'intensité correspond à sa valeur nominale. Par exemple, une source de 500W, 200V est modélisée par une source de courant de 2.5A.

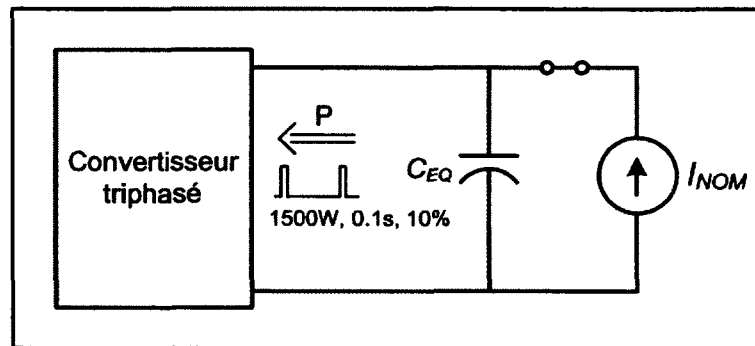


Figure 6.17 Modèle équivalent moyen du module d'absorption en mode source.

La modélisation de l'alimentation par une source de courant propose que l'énergie provenant de celle-ci décroisse avec la tension du bus DC. De plus, à puissance constante, le courant de charge augmente avec la décharge du bus DC. On établit alors l'équation différentielle régissant la tension du condensateur (Éqn. 6.5). Malheureusement, cette équation non-linéaire n'a pas de solution analytique et une approche numérique a donc été étudiée.

$$C_{EQ} \frac{dV_C}{dt} + \frac{P}{V_C} = I_{NOM} \quad (6.5)$$

En reproduisant le modèle moyen dans le logiciel Matlab/Simulink, on est en mesure de connaître la dynamique de la tension du bus DC. Pour cette simulation, on utilise le cas où la puissance fournie à la charge est maximale, soit pour une sous-estimation de l'efficacité à 80% : ceci conduit à une puissance délivrée de 1875W. L'allure de la fluctuation de tension attendue est exposée à la Figure 6.18.

Avec cette figure, on identifie  $V_{MIN}$  comme la tension minimale à la fin de l'impulsion de puissance. On établit alors la tension maximale garantie en sortie durant la durée de 0.1s selon  $V_{MIN}$  et l'indice de modulation maximale  $m$  de 80% (Éqn. 6.6).

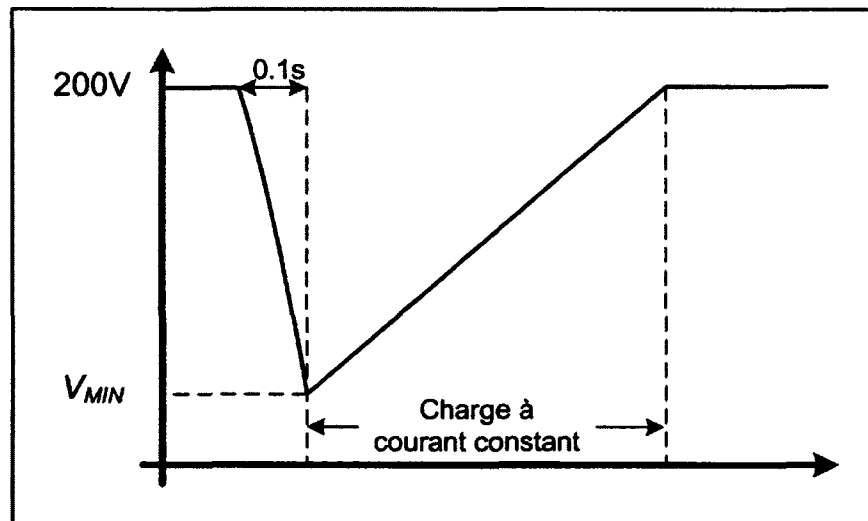


Figure 6.18 Fluctuation de tension attendue.

$$V_{OUT MAX} = \frac{V_{MIN}}{2} \cdot m \quad (6.6)$$

À l'aide des concepts précédents et de Matlab/Simulink, on établit numériquement les tensions crêtes de sortie garanties en fonction de la capacité du bus DC, du courant nominal de la source et de l'amplitude de l'impulsion de puissance (Figure 6.19). Cette figure

présente les compromis qui doivent être faits pour opérer avec une source sous-dimensionnée. On indique ici au lecteur que la caractéristique de l'impulsion de puissance donnée est une approximation des exigences réelles du client. Donc, on considère que le maintien d'une tension de 50V en sortie est acceptable puisqu'il s'agissait des exigences du premier prototype. Si d'autres spécifications sont requises par le client, le graphique de la Figure 6.19 permettra d'établir un nouveau compromis. On note aussi que le module d'alimentations auxiliaires fonctionne adéquatement jusqu'à 110V, soit jusqu'à une tension crête de sortie de 44V. Le compromis effectué doit en tenir compte.

La recherche de sources peu dispendieuses et de puissance plus faible a permis de converger vers celles de la compagnie Acopian, plus exactement, le modèle W100NT250 fournissant une alimentation de 100V à 2.5A. Il a été décidé que deux de ces sources seraient mises en série pour obtenir la tension de 200V. Ainsi, on détermine que la capacité du bus DC nécessaire pour obtenir une tension de sortie garantie de 50V pendant 0.1s est de 12mF.

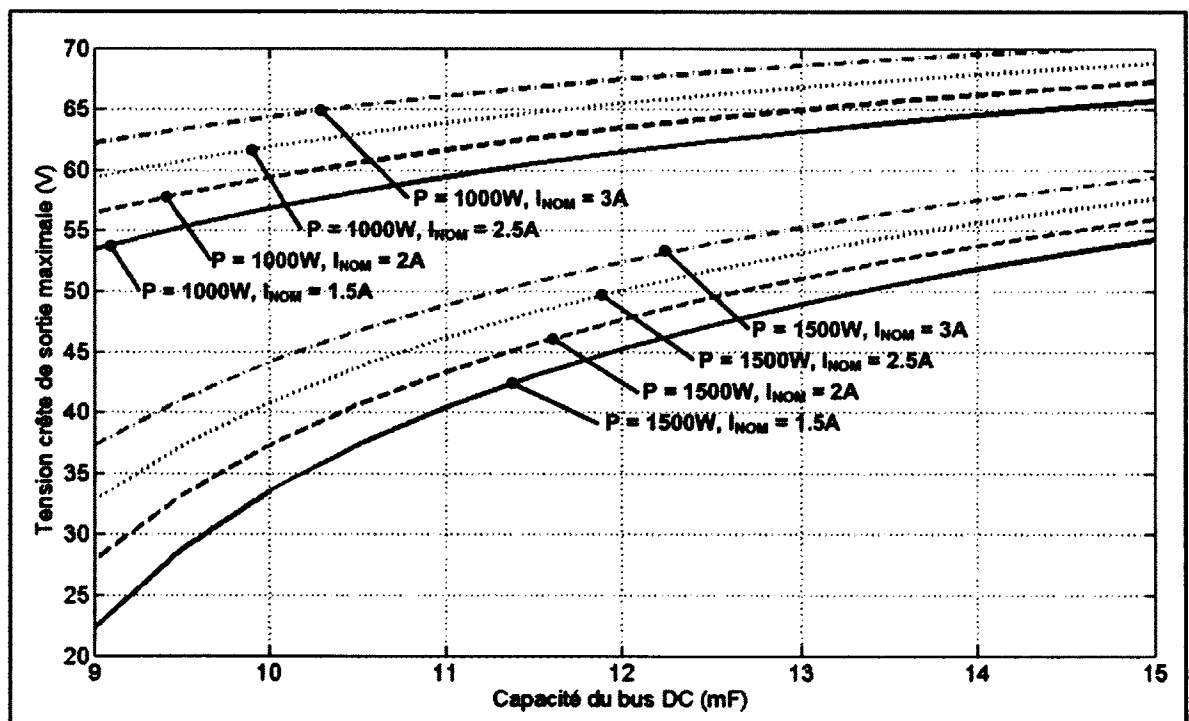


Figure 6.19 Tension crête de sortie garantie pour une impulsion de puissance  $P$  de 0.1s et avec rapport cyclique de 10%.

Or, la capacité du bus DC calculée précédemment pour le mode absorption est seulement de 5.4mF. L'ajout d'une capacité de 6.6mF est donc alors nécessaire. Puisque le banc de condensateurs de 5.4mF a été choisi en fonction de l'espace qu'il occupe et que la spécification en mode absorption est remplie, un condensateur externe a été privilégié afin d'augmenter la capacité du bus DC. Cette structure a l'avantage de faciliter la modification des caractéristiques de l'amplificateur. La Figure 6.20 présente globalement le module d'absorption final.

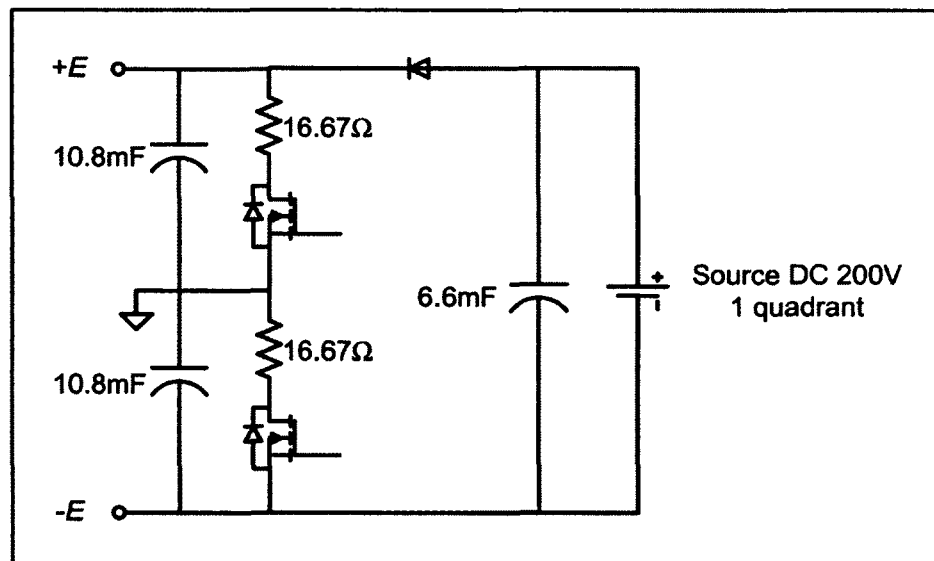


Figure 6.20 Composantes principales du module d'absorption.

#### 6.3.4 Algorithme de contrôle du module d'absorption

Pour établir l'algorithme de contrôle, il convient d'établir a priori les variables de contrôle, soit la tension aux bornes du condensateur supérieur ( $V_H$ ), la tension aux bornes du condensateur inférieur ( $V_L$ ), la tension du bus DC ( $V_T$ ) et les rapports cycliques des modules d'absorption supérieur et inférieur ( $D_H$  et  $D_L$ ).

On établit ensuite la puissance dissipée par les résistances selon le rapport cyclique. Supposant une inductance nulle dans la maille de commutation, la tension aux bornes de la

résistance est une onde carrée de rapport cyclique variable. La tension efficace d'une onde carrée d'amplitude crête  $A$ , d'amplitude crête-à-crête  $A$  et de rapport cyclique  $D$  s'exprime par l'équation 6.7. La puissance alors dissipée dans une résistance est décrite par l'équation 6.8. On observe alors que la puissance dissipée est directement proportionnelle au rapport cyclique.

$$V_{EFF} = A\sqrt{D} \quad (6.7)$$

$$P = \frac{A^2 D}{R} \quad (6.8)$$

Afin de limiter la puissance dissipée dans les résistances, l'algorithme de contrôle détermine en premier lieu le rapport cyclique maximal. Pour ce faire, on considère la tension maximale entre  $V_H$  et  $V_L$ . À noter que  $P_{RES\_MAX}$  et  $R$  sont les caractéristiques d'un seul module d'absorption, soit 450W et 16.67Ω, respectivement.

$$D_{MAX} = \frac{P_{RES\_MAX} \cdot R}{\max(V_H, V_L)^2}$$

Ensuite, on calcule le rapport cyclique nécessaire pour limiter la surtension sur le bus DC. Aux fins de simplicité, un simple régulateur proportionnel a été utilisé étant donné que la tension du bus DC n'a pas besoin d'être maintenue à un niveau précis. On calcule alors le rapport cyclique avec un gain  $K_I$  sur l'erreur entre la tension du bus DC mesurée et la consigne. Pour la réalisation pratique, la consigne a été fixée à 205V et le gain a été calculé de manière à avoir un rapport cyclique unitaire à 210V. Ce rapport cyclique est par la suite limité à une valeur supérieure à 0 et inférieure à  $D_{MAX}$ .

$$D_{H1} = D_{L1} = \min [D_{MAX}, K_1(V_H + V_L - Consigne)]$$

Pour effectuer l'équilibrage des tensions  $V_H$  et  $V_L$ , une stratégie semblable est utilisée. On applique un gain  $K_2$  sur la différence entre les deux tensions mesurées. Étant donné que l'on contrôle uniquement la décharge du condensateur, le rapport cyclique obtenu est additionné



au rapport cyclique du module ayant la tension la plus élevée. Si ce rapport cyclique total excède  $D_{MAX}$ , l'excédant est soustrait du rapport cyclique de l'autre module. Pour la réalisation pratique, le gain  $K_2$  a été calculé de manière à obtenir un rapport cyclique unitaire pour une différence de 10V.

Si  $V_H \geq V_L$

$$D_{H2} = D_{H1} + K_2(V_H - V_L)$$

$$D_H = \min[D_{MAX}, D_{H2}]$$

$$D_L = \begin{cases} D_{L1} & \text{si } D_{H2} \leq D_{max} \\ D_{L1} - D_{H2} + D_{MAX} & \text{si } D_{H2} > D_{max} \end{cases}$$

Si  $V_L > V_H$

$$D_{L2} = D_{L1} + K_2(V_L - V_H)$$

$$D_L = \min[D_{MAX}, D_{L2}]$$

$$D_H = \begin{cases} D_{H1} & \text{si } D_{L2} \leq D_{max} \\ D_{H1} - D_{L2} + D_{MAX} & \text{si } D_{L2} > D_{max} \end{cases}$$

Il est important de maintenir cette séquence de calcul des rapports cycliques finaux  $D_H$  et  $D_L$  afin que le contrôle de l'équilibre du bus DC ait préséance sur le contrôle de la tension globale. Ainsi, la qualité de la tension de sortie est assurée, sans causer de saturation de l'onde de sortie.

#### 6.4 Module de commande

La carte de commande est constituée de plusieurs modules. Le détail de certains de ces modules est omis dans ce mémoire puisqu'ils n'apportent rien de pertinent au travail de recherche et leur omission allège le contenu de ce document. Il convient toutefois de les énumérer :

- 1) Module de gestion des modes marche/arrêt et des fautes de l'amplificateur.

- 2) Module de contrôle de vitesse des ventilateurs selon la température ambiante et du radiateur.
- 3) Module de communication RS-232.
- 4) Module de limitation active des courants (fonctionne uniquement avec une charge branchée au neutre).
- 5) Module d'interface usager.
- 6) Module d'aiguillage des signaux de grille provenant d'une autre carte de commande.
- 7) Module de communication avec le simulateur avec entrées/sorties numériques (2 entrées et 4 sorties).

Ces modules utilitaires sont nécessaires pour opérer facilement l'amplificateur, mais ne servent pas spécifiquement à la recherche. Ils apportent toutefois beaucoup à un projet conduit par des intérêts commerciaux.

Les prochaines sections traitent alors des circuits particuliers utilisés pour le contrôle de la tension de sortie : régulateur de tension, modulateur MLI et générateur de temps morts.

#### **6.4.1 Régulateur de tension et modulateur MLI**

Le choix de la structure du contrôleur s'est inspiré de plusieurs travaux; l'objectif n'étant pas d'inventer un nouveau contrôleur d'amplificateur de classe D. Malgré la présence émergente de contrôleurs numériques, des circuits analogiques ont été privilégiés puisqu'ils répondent aux besoins et que leur implémentation est simple. De plus, le contrôleur analogique a l'avantage de s'interfacer aisément avec le simulateur d'Opal-RT et ne requiert pas de développement supplémentaire par Opal-RT.

Parmi les travaux de référence retenus, on identifie les notes d'application AN-1138 du fabricant *International Rectifier*, ainsi que la référence de conception du IRAUDAMP5. Ces deux documents présentent l'utilisation du circuit de contrôle IRS2092 pour les amplificateurs de classe D. Celui-ci utilise un modulateur sigma-delta ( $\Sigma\Delta$ ) de deuxième

ordre. Les performances de ce modulateur sont impressionnantes par l'obtention d'une large bande passante. Toutefois, la fréquence importante requise pour l'obtention de bons résultats, ainsi que sa variation complexifiant la conception du filtre, ont écarté cette solution.

On s'est alors limité à des schémas de contrôle à fréquence de commutation fixe. Le schéma de contrôle analogique le plus simple est réalisé avec un modulateur en boucle ouverte. Représenté par la Figure 6.21, il suppose que l'étage de sortie est idéal et que les tensions d'alimentation sont constantes. Or, la réalité étant tout autre, il faut ajouter une rétroaction à la sortie pour contrôler la valeur moyenne du signal.

Comme discuté dans le Chapitre 3, la rétroaction est faite directement à la sortie de l'étage de puissance de manière à minimiser le retard et la phase du signal de rétroaction : seul le délai dû à la modulation MLI est alors présent. Ceci permet d'utiliser un régulateur très simple : un unique intégrateur (Figure 6.22) puisque aucune compensation n'est nécessaire pour assurer la stabilité. Comme le laisse voir la Figure 6.22, la sortie du régulateur possède certes la fondamentale du signal intelligent, mais aussi des harmoniques de la fréquence de commutation. Afin d'assurer une comparaison adéquate avec la porteuse triangulaire, un filtre a été ajouté afin de diminuer l'amplitude des harmoniques de commutation. Ainsi, on étudie le modulateur en valeur moyenne et la stabilité du convertisseur peut être garantie. Toutefois, l'ajout de ce filtre ajoute un retard à la rétroaction, retard que nous tâchons de minimiser. Tel qu'il a été expérimenté avec le premier prototype, un tel schéma de contrôle diminue de manière importante la bande passante de l'amplificateur. On opte alors pour un schéma de contrôle différent.

Le schéma de contrôle utilisé pour la version définitive du projet est inspiré des travaux présentés dans le brevet US20090045873 (Zhang, Ren et Lang, 2009). L'état de l'art présenté en introduction de leur invention indique que le schéma de contrôle généralement utilisé pour un amplificateur de classe D à fréquence fixe est celui de la Figure 6.22, mais sans filtre. La Figure 6.23 présente ce contrôleur avec une structure légèrement différente. Ces différences

facilitent la discussion qui suit sur le fonctionnement. Il aurait très bien pu être réalisé avec un schéma semblable à la Figure 6.22.

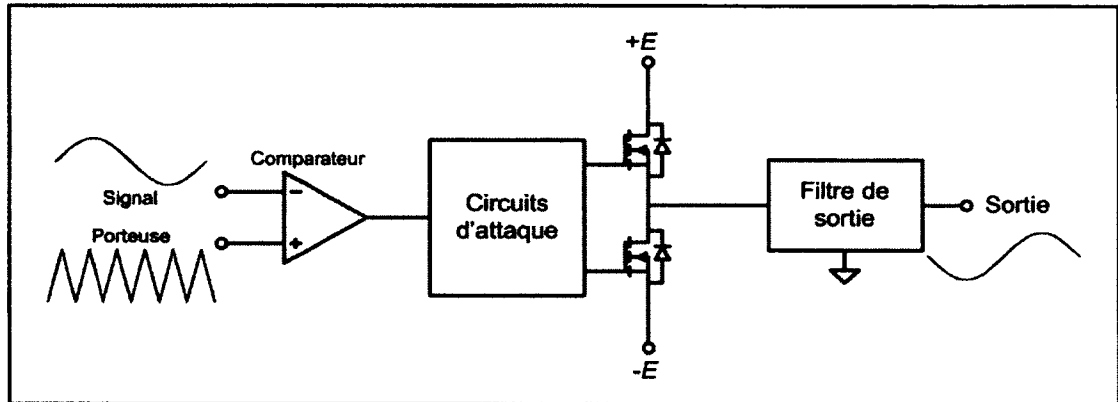


Figure 6.21 Schéma d'un contrôleur en boucle ouverte.

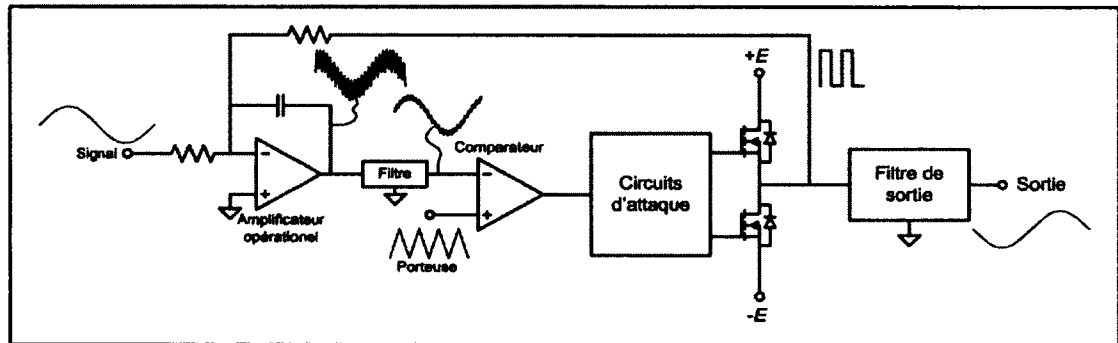


Figure 6.22 Schéma d'un contrôleur en boucle fermée avec filtre.

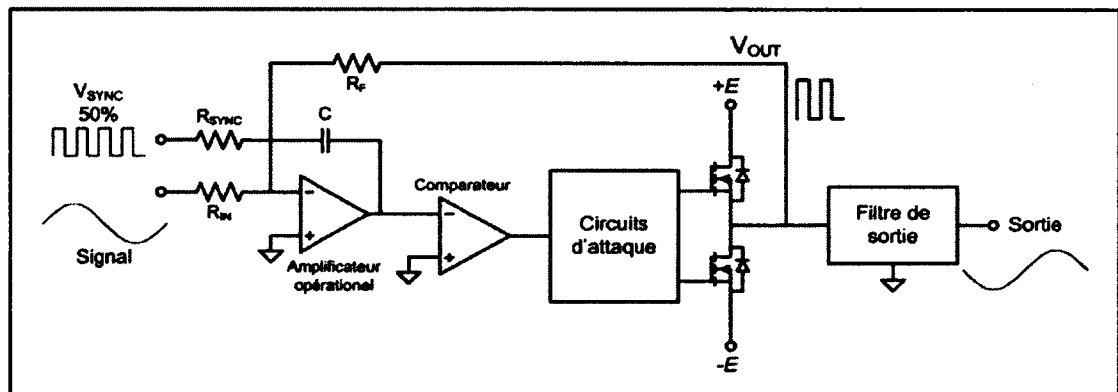


Figure 6.23 Schéma d'un contrôleur en boucle fermée sans filtre.

Pour comprendre le fonctionnement de ce contrôleur, il faut établir premièrement la relation décrivant la tension de sortie du régulateur. En appliquant les règles fondamentales régissant les amplificateurs opérationnels, on décrit la tension de sortie du régulateur par l'équation 6.9. Le gain  $G$  de l'amplificateur, définissant le ratio de l'amplitude du signal de sortie sur l'amplitude du signal d'entrée, est fixé à l'aide du ratio des résistances  $R_F$  et  $R_{IN}$  tel que pour le montage inverseur à amplificateur opérationnel. D'ailleurs, en raison de cette configuration, ce gain est négatif. On simplifie alors l'équation précédente pour obtenir l'équation 6.10.

$$V_{\text{régulateur}} = -\frac{1}{C_S} \left( \frac{V_{\text{SYNC}}}{R_{\text{SYNC}}} + \frac{V_{\text{SIGNAL}}}{R_{\text{IN}}} + \frac{V_{\text{OUT}}}{R_F} \right) \quad (6.9)$$

$$V_{\text{régulateur}} = -\frac{1}{C_S} \left( \frac{V_{\text{SYNC}}}{R_{\text{SYNC}}} + \frac{1}{R_F} (V_{\text{OUT}} - G V_{\text{SIGNAL}}) \right) \quad (6.10)$$

où  $G = -\frac{R_F}{R_{\text{IN}}}$

En analysant l'équation 6.10 en valeur moyenne, c'est-à-dire en moyennant les tensions sur une période de commutation, l'équation du régulateur se simplifie et permet de comprendre comment cette structure régule la tension de sortie. Le signal de synchronisation  $V_{\text{SYNC}}$  ayant une valeur moyenne nulle, la tension de sortie moyenne du régulateur n'en est pas influencée. La tension de sortie est alors définie uniquement par le signal de consigne et la tension de rétroaction. On comprend ainsi que le régulateur offre une action intégrale sur la différence entre le signal de sortie et le signal d'entrée, c'est-à-dire l'erreur (Éqn. 6.11). La tension moyenne de sortie du régulateur est alors stable lorsque l'erreur est nulle, ce qui permet à l'amplificateur de contrôler sa tension de sortie selon la consigne.

$$V_{\text{régulateur\_moyen}} = -\frac{1}{R_F C_S} (V_{\text{OUT}} - G V_{\text{SIGNAL}}) = -\frac{1}{R_F C_S} \text{Erreur} \quad (6.11)$$

Le comportement en valeur moyenne étant clarifié, on analyse ensuite dynamiquement la tension de sortie. La fréquence du signal de consigne étant faible par rapport à la fréquence de commutation, la tension de ce signal est considérée comme constante. Aussi, les tensions

$V_{OUT}$  et  $V_{SYNC}$  ne prennent que des valeurs discrètes connues, soit  $V_{CC}$ ,  $-V_{CC}$ ,  $V_S$  et  $-V_S$  respectivement. Dès lors, on divise la tension de sortie du régulateur en quatre phases dépendantes des états de  $V_{OUT}$  et de  $V_{SYNC}$ . Durant ces phases, le courant du condensateur C est constant et la tension de sortie varie de manière constante : il s'agit d'une rampe. Le Tableau 6.2 présente les pentes de tension de chacune des phases de fonctionnement. Le passage de la phase #1 à la phase #2 et le passage de la phase #3 à la phase #4 se font lors du changement d'état du signal de synchronisation ( $V_{SYNC}$ ). Les deux autres transitions sont effectuées lors de la comparaison du signal de sortie du régulateur à 0V qui force le changement d'état de  $V_{OUT}$ . La Figure 6.24 expose la fluctuation des tensions d'entrée et de sortie du régulateur.

Tableau 6.2 Pentés de tension selon la phase de fonctionnement

Phase	Tension de $V_{sync}$	Tension de $V_{out}$	Pente de tension ( $\Delta_n$ )
#1	$-V_S$	$V_{CC}$	$\frac{1}{C} \left( \frac{V_S}{R_{SYNC}} - \frac{V_{CC} - GV_{SIGNAL}}{R_F} \right)$
#2	$V_S$	$V_{CC}$	$\frac{1}{C} \left( \frac{-V_S}{R_{SYNC}} - \frac{V_{CC} - GV_{SIGNAL}}{R_F} \right)$
#3	$V_S$	$-V_{CC}$	$\frac{1}{C} \left( \frac{-V_S}{R_{SYNC}} + \frac{V_{CC} + GV_{SIGNAL}}{R_F} \right)$
#4	$-V_S$	$-V_{CC}$	$\frac{1}{C} \left( \frac{V_S}{R_{SYNC}} + \frac{V_{CC} + GV_{SIGNAL}}{R_F} \right)$

Afin de maintenir la stabilité du régulateur, il faut qu'aucune de ces pentes ne s'annule pour s'assurer que le rapport cyclique de sortie n'oscille pas en raison de la comparaison à 0V. On s'aperçoit que les pentes les plus faibles, les plus susceptibles de s'annuler, sont celles des phases 1 et 3. Or, pour empêcher l'annulation de ces pentes, le critère édicté à l'équation 6.12 doit être respecté en tout temps.

$$\frac{V_S}{R_{SYNC}} > \frac{V_{CC} - GV_{SIGNAL}}{R_F} \quad (6.12)$$

Cette inéquation peut être vulgarisée de la manière suivante : la pente de tension imposée par le signal de synchronisation doit en tout temps être supérieure à la pente de tension imposée par l'erreur instantanée.

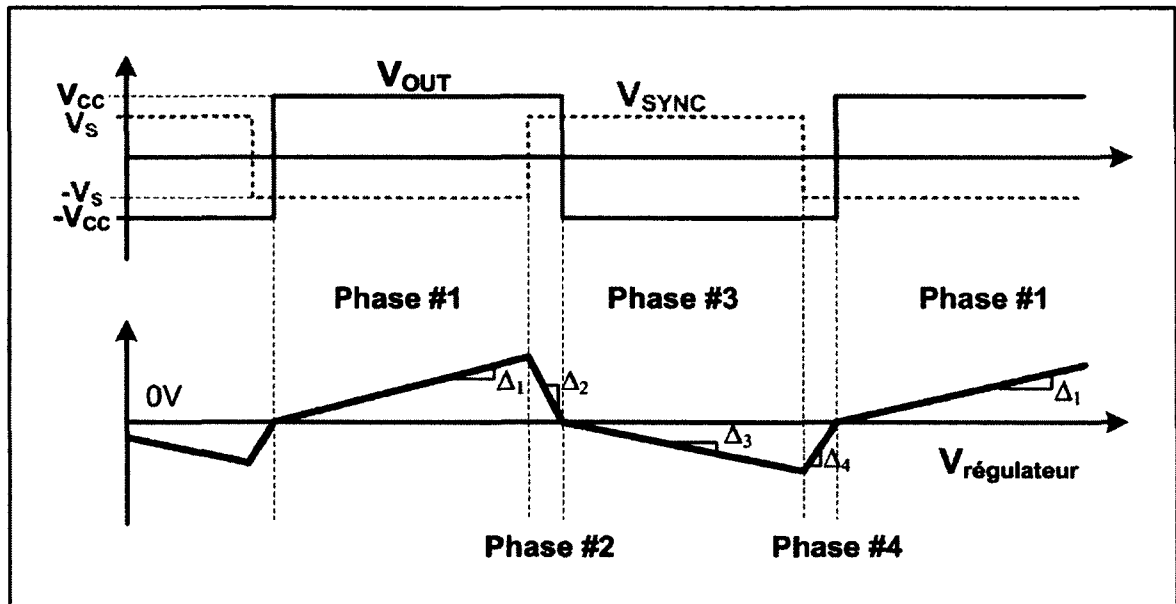


Figure 6.24 Fluctuation de la tension à la sortie du régulateur.

## 6.4.2 Implantation du régulateur de tension et du modulateur MLI

La section précédente couvre les principes fondamentaux de fonctionnement du régulateur de tension adopté. Néanmoins, la réalisation matérielle est passablement différente pour les raisons énumérées dans cette section.

### 6.4.2.1 Générateur d'onde triangulaire et limiteurs de courant

Le schéma de la Figure 6.23 brille par sa simplicité puisqu'aucun générateur d'onde triangulaire externe n'est nécessaire. En effet, l'onde triangulaire typiquement nécessaire à la

modulation sinus/triangle (Figure 6.21 et Figure 6.22), est intégrée à même le régulateur avec le signal de synchronisation  $V_{SYNC}$ . Par le théorème de superposition, on constate que cette onde existe puisqu'en appliquant une onde carrée de valeur moyenne nulle et à rapport cyclique de 50%, on obtient en sortie du régulateur une onde triangulaire.

Toutefois, lors de la conception, on s'est fixé comme objectif d'implanter un mode de limitation de courant pour prévenir les surintensités en sortie. Pour y arriver, deux autres régulateurs, ceux-là en courant, sont requis pour dominer le contrôleur de tension en cas de surintensité positive ou négative. Or, la conception de ces régulateurs est effectuée en valeur moyenne et nécessite une comparaison avec une onde triangulaire. Ainsi, en raison de son double usage, l'onde triangulaire est générée par un circuit dédié.

Ceci modifie légèrement le régulateur de tension et son comportement, puisque la résistance  $R_{SYNC}$  est enlevée. La sortie du régulateur de tension est alors triangulaire au lieu de la forme montrée à la Figure 6.24. Les mêmes principes de fonctionnement s'appliquent en conservant les mêmes restrictions sur les pentes de tension.

Les prochains aspects relèvent des pièces offertes sur le marché, mais expliquent la structure du régulateur final utilisée. Il s'avère nécessaire d'utiliser un comparateur très rapide pour minimiser le retard et la gigue (*jitter*) du signal du comparateur. Or, la recherche d'un tel comparateur mène au constat qu'uniquement des comparateurs à alimentation unipolaire permettent de respecter ce critère. Le circuit réel a donc été adapté pour utiliser un comparateur unipolaire en ajoutant un niveau DC au point de comparaison 0V. Ce décalage influence uniquement le régulateur de tension lors du démarrage où il y aura une période de stabilisation pour le compenser. Toutefois, ce décalage rend le comportement des régulateurs de courant asymétrique; il accélère le temps de réaction de l'un et décélère celui de l'autre. Pour pallier cette asymétrie, un niveau DC supplémentaire est ajouté à la comparaison. Afin de résumer les modifications apportées, le Tableau 6.3 offre une explication pour chacune des composantes ajoutées (Figure 6.25) au schéma initial du contrôleur.



Comme vue précédemment, l'étude des pentes de l'onde triangulaire et de la sortie du régulateur de tension est cruciale pour la stabilité du régulateur. Afin de faciliter le choix des composantes, un choix judicieux des composantes a été fait. Si l'on impose  $R_1 + R_2 = R_4$  et  $C_1 = C_3$ , alors la résistance  $R_7$  se comporte exactement comme la  $R_{SYNC}$  de la Figure 6.23. Le critère de stabilité présenté par l'inéquation 6.12 est alors exactement le même.

Tableau 6.3 Identification de la fonction des composantes de la Figure 6.25

<b>Composantes</b>	<b>Fonction</b>
$R_1, R_2, D_1, D_2$	Intégration des limiteurs de courant pour surpasser le régulateur de tension en cas de surintensité.
$R_1, R_2, R_4$	Addition de la sortie du régulateur de tension et de l'onde triangulaire pour que la tension de comparaison à l'entrée (-) du comparateur ait l'allure de la Figure 6.24.
$R_5, R_6$	Décalage de la référence de 0V à $V_E/2$ , afin d'utiliser un comparateur unipolaire ( $R_5 = R_6$ ).
$R_3$	Ajout d'un deuxième décalage compensant la tension présente à l'entrée (+) du comparateur afin d'opérer les limiteurs de courant symétriquement ( $R_1 + R_2 = R_4 = 2R_3$ ).
$R_7, C_3$	Composantes principales de l'intégrateur pour générer une onde triangulaire synchronisée avec $V_{SYNC}$ .
$C_2$	Condensateur de couplage AC afin d'éliminer la valeur moyenne présente dans $V_{SYNC}$ .
$R_8$	Résistance assurant que l'onde triangulaire de sortie est centrée à 0V.

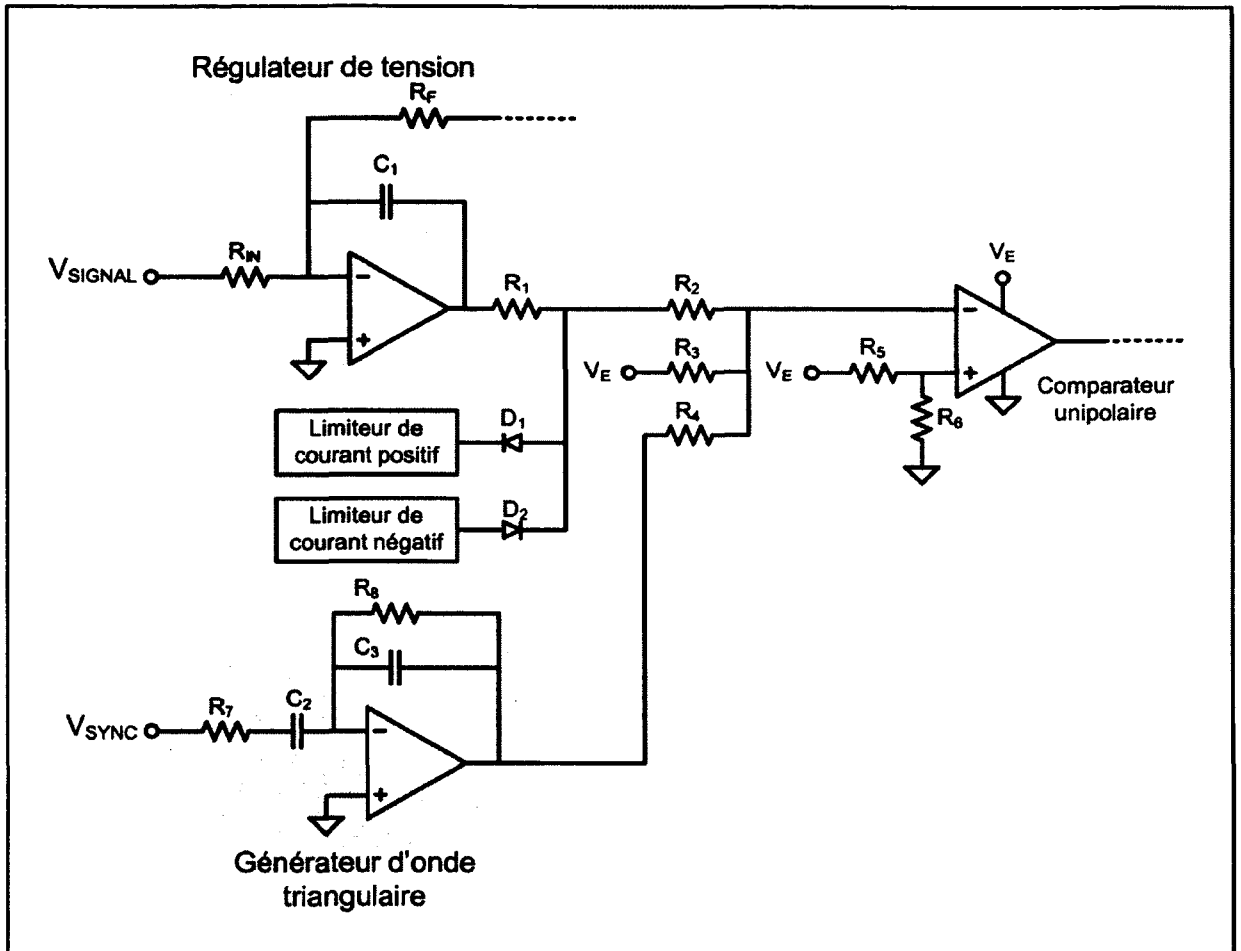


Figure 6.25 Schéma du contrôleur modifié pour intégrer le générateur d'onde triangulaire et les limiteurs de courant.

Notons que la structure globale du contrôleur de l'amplificateur s'explique par le désir d'implanter les limiteurs de courant. Toutefois, lors de l'expérimentation, il s'est avéré qu'en raison des caractéristiques du filtre, les limiteurs de courant ne fonctionnaient adéquatement qu'avec une charge connectée au neutre, cas considéré lors de la conception. Or, l'application d'intérêt ne possède pas cette connexion et rend les limiteurs instables. D'ailleurs, le projet final n'implémente pas ces limiteurs et pour cette raison, il n'en sera plus question dans ce rapport.

### 6.4.2.2 Régulateur de tension

Les schémas des régulateurs étudiés jusqu'à présent supposent tous que le 0V des circuits de contrôle est connecté directement au point central entre les deux sources formant l'alimentation (Figure 6.26). Ceci implique que toutes mesures, manipulations ou programmations de circuits intégrés se font par une connexion directe aux alimentations de puissance, c'est d'ailleurs le cas pour la plupart des produits commerciaux. Toutefois, considérant qu'un simulateur d'Opal-RT y est raccordé, il a été jugé préférable d'ajouter un niveau de protection supplémentaire.

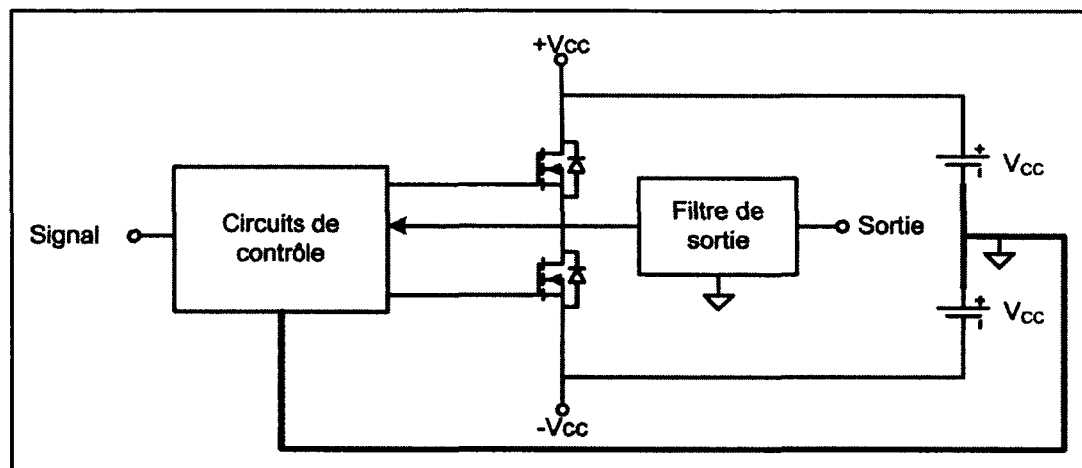


Figure 6.26 Connexion des circuits de contrôle au circuit de puissance.

Pour empêcher un raccord direct du simulateur aux alimentations du circuit de puissance, on recourt à une structure d'entrées différentielles en changeant le montage intégrateur pour un montage différentiateur intégrateur. De cette manière, la connexion au circuit de puissance n'est effectuée que par des impédances élevées, minimisant les risques de bris. De plus, étant donné que le montage différentiateur possède des entrées positive et négative, on déplace le signal de consigne à l'entrée positive afin d'éviter l'inversion du signal de sortie.

La Figure 6.27 montre le montage différenciateur intégrateur de base à deux entrées : la première entrée est pour la rétroaction sur l'étage de sortie et la deuxième pour le signal de consigne. L'équation 6.13 expose la fonction de transfert de ce montage.

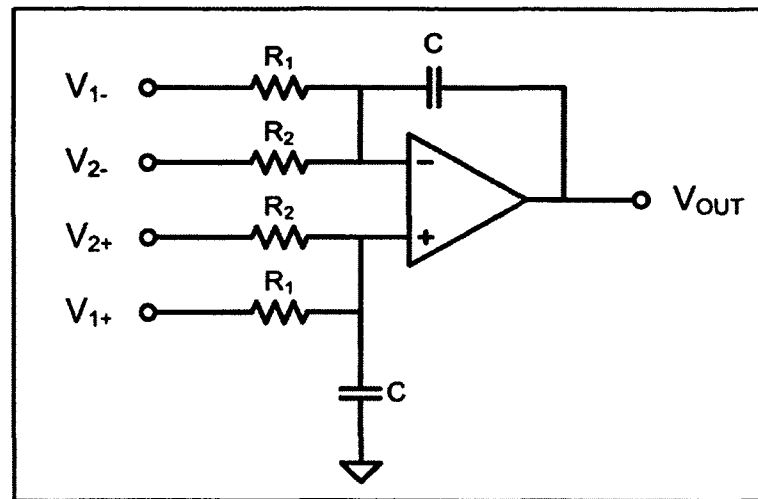


Figure 6.27 Schéma du montage de base de l'intégrateur différentiel à deux entrées.

$$V_{OUT} = \frac{1}{C_S} \left( \frac{V_{1+} - V_{1-}}{R_1} + \frac{V_{2+} - V_{2-}}{R_2} \right) \quad (6.13)$$

On adapte ensuite ce montage pour les besoins de l'amplificateur. On connecte premièrement les entrées adéquatement en utilisant l'entrée différentielle  $V_I$  pour le signal de rétroaction et l'entrée  $V_2$  pour le signal de consigne. L'entrée  $V_{2-}$  est placée à 0V puisque le signal de consigne n'est pas différentiel. Deuxièmement, on ajoute des filtres d'ordre un aux rétroactions du circuit de puissance afin de filtrer les oscillations de hautes fréquences lors des commutations. Finalement, on place un diviseur résistif pour admettre une tension plus importante à  $V_{1+}$  dans le cas où il aurait une différence de potentiel importante entre la référence des circuits de contrôle et le point milieu de l'alimentation. Ses modifications au circuit de base sont exposées à la Figure 6.28 et commentées par le Tableau 6.4.

Tableau 6.4 Identification de la fonction des composantes de la Figure 6.28

Composantes	Fonction
$R_{F1}, R_{F2}$	Résistances de rétroaction du circuit de puissance dont la somme est identique à $R_F$ de la Figure 6.25 ( $R_{F1} + R_{F2} = R_F$ ).
$R_{IN}$	Résistance du signal de consigne (même qu'à la Figure 6.25).
$C_1$	Condensateur du régulateur.
$R_1$	Résistance offrant un diviseur résistif pour permettre une tension de point milieu plus important par rapport à la référence des circuits de contrôle.
$R_{F1}, R_{F2}, C_F$	Filtre d'ordre un sur les signaux de rétroaction du circuit de puissance ( $\tau = [R_{F1} // R_{F2}] C_F$ ).

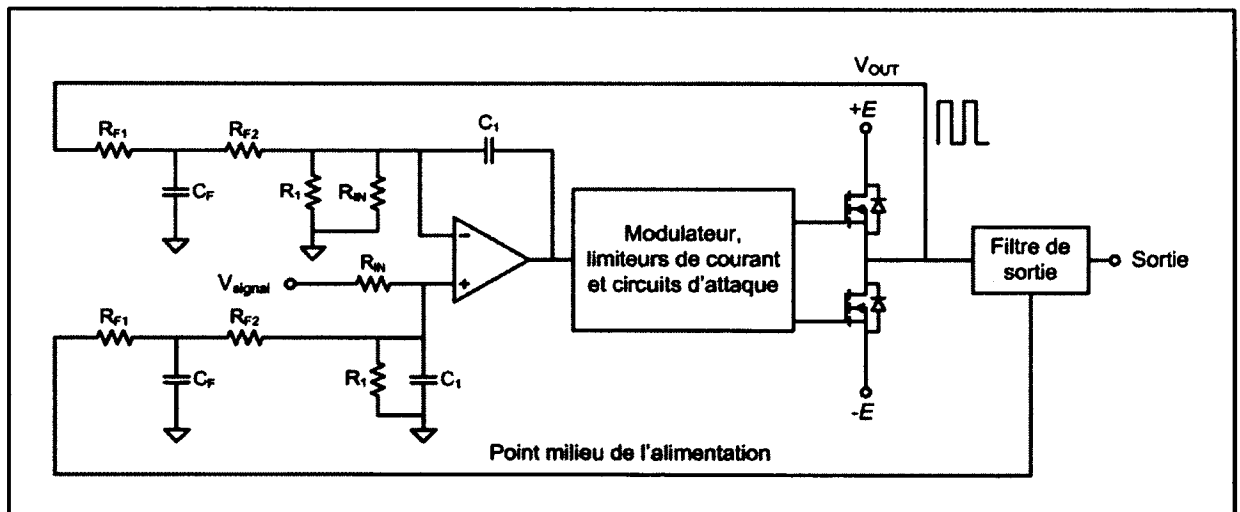


Figure 6.28 Régulateur de tension modifié utilisant des entrées différentielles.

Afin de s'assurer que la réponse de ce régulateur est la même que l'initiale (Éqn. 6.11), on détermine la fonction de transfert de ce nouveau module (Éqn. 6.14) et on la simplifie pour retrouver la même forme (Éqn. 6.15). On remarque alors que la seule différence provient de l'ajout d'un filtre sur  $V_{OUT}$ . Sachant que la constante de temps de ce filtre est faible, la réponse temporelle n'en est pas affectée.

$$V_{régulateur} = \frac{1}{C_S} \left( \frac{V_{SIGNAL}}{R_{IN}} - \frac{V_{OUT}^- - V_{OUT}^+}{R_{F1} + R_{F2}} \cdot \frac{1}{\frac{R_{F1}R_{F2}}{R_{F1} + R_{F2}} C_S + 1} \right) \quad (6.14)$$

$$V_{régulateur} = \frac{1}{R_F C_S} \left( G V_{SIGNAL} - V_{OUT} \cdot \frac{1}{\tau S + 1} \right)$$

où

$$G = \frac{R_F}{R_{IN}} \quad (6.15)$$

$$R_F = R_{F1} + R_{F2}$$

$$\tau = \frac{R_{F1}R_{F2}}{R_{F1} + R_{F2}} C$$

### 6.4.2.3 Modification expérimentale du filtre du régulateur de tension

Lors de l'expérimentation, on s'est rendu compte que le choix de l'amplificateur opérationnel est crucial. Au moment de la sélection de celui-ci, on s'est assuré que la variation de tension attendue en sortie dans les pires cas de fonctionnement soit amplement obtenue avec le circuit intégré choisi. Néanmoins, ce critère n'a pas été suffisant.

Fondamentalement, le rôle du régulateur est d'intégrer l'onde carrée présente à la sortie de l'étage de puissance. Idéalement, lors d'une transition de cette onde carrée, le courant de sortie de l'amplificateur opérationnel doit changer instantanément; si l'on mesurait le courant de sortie de l'amplificateur opérationnel, on y verrait aussi une onde carrée. Or, pendant cette transition, la tension de sortie devrait être théoriquement stable si l'amplificateur opérationnel est en mesure de suivre la variation de courant. Ceci mène à la conclusion que l'on s'intéresse plutôt à la variation de courant atteignable par l'amplificateur opérationnel

plutôt que sa variation de tension (*Slew Rate*). Malheureusement, cette donnée n'est pas disponible pour les amplificateurs opérationnels. On comprend alors pourquoi le IRS2092, contrôleur d'amplificateurs de classe D de IRF, utilise un OTA (*operational transconductance amplifier*) au lieu d'un OPA (*operational amplifier*) comme nous l'avons fait. L'OTA est optimisé pour avoir une sortie en courant contrairement à l'OPA traditionnel qui a une sortie en tension. Une application d'intégration performante devrait alors utiliser un OTA.

Ne connaissant pas ce concept préalablement, un OPA a été utilisé. Durant l'expérimentation, cette erreur de conception s'est traduite par une augmentation du *jitter* sur les signaux de grille en raison des transitions très rapides de la tension de sortie. Or, la minimisation du *jitter* est requise pour améliorer les performances de l'amplificateur triphasé. Étant donné qu'il n'était pas possible de changer l'OPA pour un OTA, une diminution des temps de montée de l'onde carrée était nécessaire afin que l'OPA puisse suivre les variations de courant. Sans modifier les temps de commutation de l'étage de sortie, on parvient à cet objectif en augmentant la constante de temps ( $\tau$ ) du filtre du régulateur. Certains ouvrages de référence proposent de concevoir ce filtre de manière à ce que la constante de temps corresponde à la fréquence de commutation du convertisseur (Leach, 2001). De cette manière, les fronts abrupts des transitions sont de beaucoup ralentis sans trop modifier la bande passante. Ce changement a permis de diminuer le *jitter* à un niveau jugé acceptable, soit de 30ns à 6ns.

### 6.4.3 Générateur de temps morts

Un temps mort se définit par le temps entre la désactivation d'un transistor et l'activation de son transistor complémentaire. Ce temps mort est nécessaire pour laisser le premier transistor ouvrir complètement avant de fermer le deuxième transistor. On évite ainsi de court-circuiter le bus DC.

Le premier prototype réalisait ces temps morts numériquement avec un CPLD (*complex programmable logic device*). La MLI générée analogiquement était alors échantillonnée à la fréquence d'horloge du CPLD (100MHz) à partir duquel les signaux complémentaires d'un demi-bras étaient générés. Néanmoins, cette technique crée inévitablement un *jitter* supplémentaire de 10ns causé par l'échantillonnage. Afin d'éviter ce *jitter* supplémentaire, la solution finale du premier prototype a utilisé des temps morts générés analogiquement à l'aide de circuits d'attaque à ouverture rapide et fermeture lente (*fast turn-off, slow-turn-on*). Cette technique n'a pas été privilégiée pour la réalisation du deuxième prototype puisqu'elle entraîne des pertes de commutation supplémentaires importantes dans les transistors. Une génération analogique des temps morts a tout de même été implantée, mais réalisée au niveau des circuits de commande au lieu des circuits de puissance.

Le circuit de temps morts analogique réalisé décale dans le temps la MLI du modulateur par un retard équivalent à un temps mort. La MLI et son signal retardé sont ensuite employés par un CPLD pour implémenter la logique nécessaire à la génération des signaux complémentaires. Le signal retardé est conçu analogiquement avec un réseau RC de premier ordre et un comparateur à hystérésis. Le circuit imaginé est exposé par la Figure 6.29.

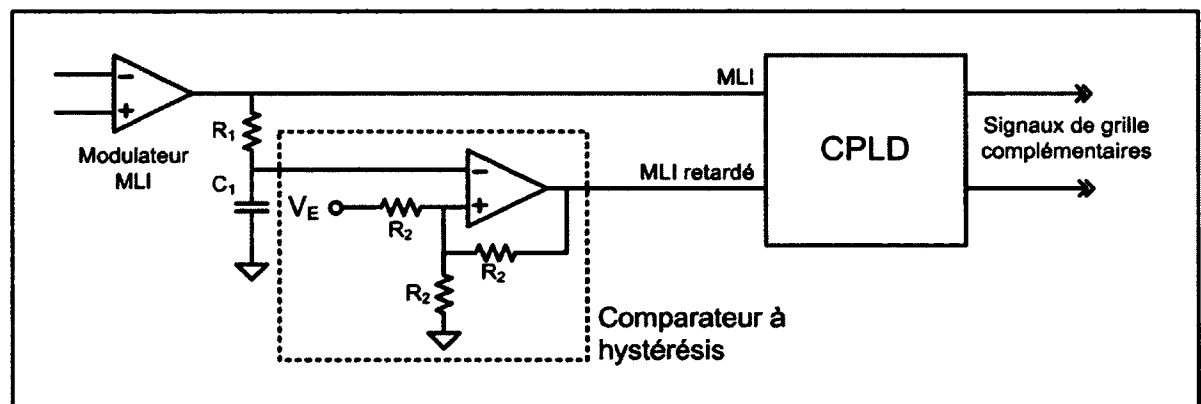


Figure 6.29 Générateur de temps morts.

Tel que le montre la Figure 6.30, l'entrée négative du comparateur à hystérésis reçoit le signal MLI filtré par un filtre d'ordre un d'une constante de temps  $\tau_I = R_1 C_1$ . Ce signal est comparé au signal de l'entrée positive qui prend les valeurs discrètes  $V_E/3$  et  $2V_E/3$ . En



étudiant temporellement les signaux de ces entrées, on détermine que le temps mort est uniquement fonction de  $\tau_l$  (Éqn. 6.16).

$$\text{Temps Mort} = \ln(3) \tau_1 \quad (6.16)$$

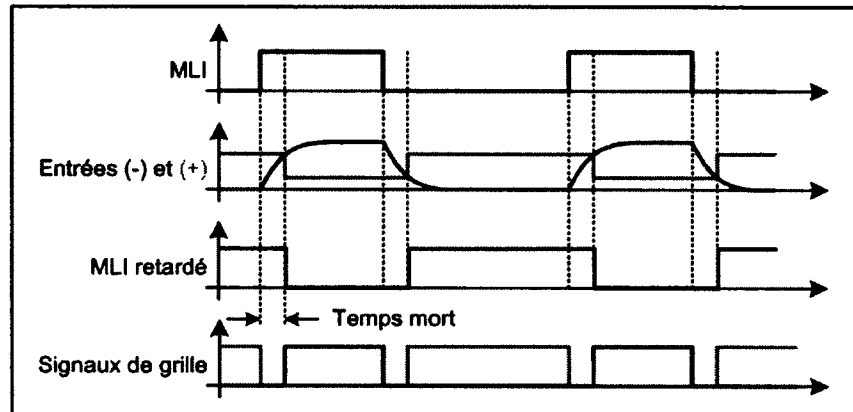


Figure 6.30 Formes d'onde du générateur de temps morts.

## 6.5 Spécifications expérimentales

La mise en fonction de l'amplificateur de tensions triphasé a été une étape cruciale pour laquelle, plusieurs modifications à la conception initiale ont dû être apportées. Le détail de ces modifications et manipulations n'est pas fourni dans ce rapport, mais a été documenté et remis à Opal-RT sous la forme de 16 rapports distincts. Les prochaines sous-sections exposent les résultats globaux expérimentaux obtenus avec cet amplificateur de tensions.

### 6.5.1 Réponse en fréquence de l'amplificateur

La réponse en fréquence de l'amplificateur dépend essentiellement de son filtre de sortie puisque la rétroaction en tension est effectuée directement à la sortie du convertisseur de puissance. Le délai de la rétroaction est alors minimal et uniquement limité par la fréquence de commutation.

La Figure 6.31 montre la réponse fréquentielle théorique en gain obtenu avec le filtre conçu. On y voit clairement l'effet des deux fréquences de résonance du filtre d'ordre 4 dont l'amortissement est inférieur à l'amortissement critique.

Lorsque l'on mesure la réponse fréquentielle expérimentale de l'amplificateur, on voit toutefois une différence plus ou moins importante entre les deux réponses. Premièrement, les fréquences de résonance du filtre réel sont légèrement différentes des fréquences théoriques. Cette discordance a été attribuée à la tolérance des composants du filtre. Deuxièmement, on voit que le gain est généralement plus faible que le gain théorique. Lors de la prise de ces mesures, la configuration finale de l'amplificateur a été utilisée. Or, cette configuration utilise un filtre d'ordre un avec une fréquence de coupure de 20kHz afin de limiter la fréquence du signal d'entrée. L'ajout des asymptotes de ce filtre sur la Figure 6.31 permet de valider que l'ajout de ce filtre soit bien un facteur d'influence important expliquant la différence entre les résultats théoriques et expérimentaux.

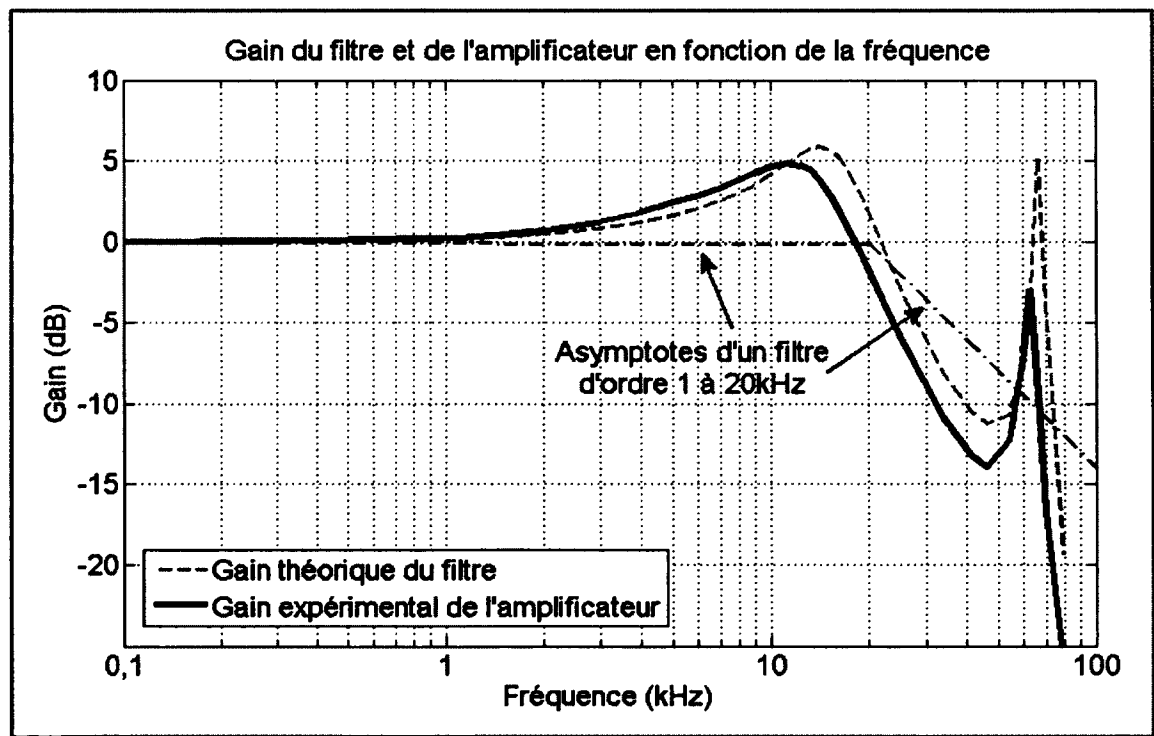


Figure 6.31 Réponse fréquentielle théorique et expérimentale de l'amplificateur.

### 6.5.2 Efficacité de l'amplificateur

L'efficacité de ce convertisseur de puissance n'a pas été au cœur de la conception du module. Il s'agit d'un critère à tenir en compte afin qu'il soit dans une plage acceptable, mais ce n'est pas le plus important. La conception de l'amplificateur s'est plutôt concentrée sur la minimisation de la distorsion de la tension de sortie en utilisant une fréquence de commutation élevée de 200kHz. Cette fréquence de commutation élevée explique les rendements d'environ 80% qui ont été obtenus. De plus, le convertisseur a été conçu pour opérer avec des commutations dures (*hard-switching*). Ce choix combiné avec une fréquence de commutation élevée limite l'efficacité du convertisseur : ce projet n'a pas fait exception à la règle et ce sont les courants de recouvrement des diodes qui contribuent majoritairement aux pertes.

La Figure 6.32 expose un schéma du montage effectué pour mesurer l'efficacité du convertisseur. On y voit trois éléments principaux : la source d'entrée, l'amplificateur et la résistance de charge. Il y a aussi trois instruments de mesure, soit une mesure du courant moyen d'entrée, une mesure du courant RMS de sortie et une mesure de la tension RMS de sortie. La tension d'entrée n'est pas mesurée puisqu'elle est constante à 200V.

Ensuite, afin d'avoir une mesure d'efficacité la plus exacte possible, on a dû faire des branchements adéquats. Comme discuté à la section 6.3.2, le branchement d'une charge au neutre amène un déséquilibre des tensions des condensateurs et peut mener à une mise en fonction du module de dissipation. Afin de ne pas avoir de pertes supplémentaires causées par le module de dissipation, la charge a été placée entre deux phases : les phases A et C. Ainsi, la charge ne peut déséquilibrer les tensions du bus DC.

Les mesures d'efficacité utilisent donc deux canaux. Le troisième, le canal B, est inutilisé et est désactivé matériellement avec le CPLD pour empêcher toutes commutations. Afin d'avoir un fonctionnement symétrique entre les canaux A et C et que les pertes dans ces deux canaux

soient identiques, le canal A reçoit un signal de référence  $V_{REF}$ , tandis que le canal C reçoit un signal de référence  $-V_{REF}$ . Ainsi, les courants et tensions des deux canaux sont identiques.

L'amplitude maximale de sortie entre une phase et le neutre est de 80V. Or, une connexion entre deux phases permet d'atteindre une amplitude maximale de 160V. Les tests en charge prévoyaient initialement l'utilisation de charge de  $8\Omega$  et  $4\Omega$  entre une phase et le neutre. Les résistances équivalentes pour une connexion entre deux phases sont alors de  $16\Omega$  et de  $8\Omega$ .

Les graphiques d'efficacité sont bâtis en indiquant l'efficacité globale obtenue avec le fonctionnement de deux canaux, mais présentent tout de même des résultats pour une charge branchée entre une phase et le neutre (Figure 6.33, Figure 6.34, Figure 6.35 et Figure 6.36).

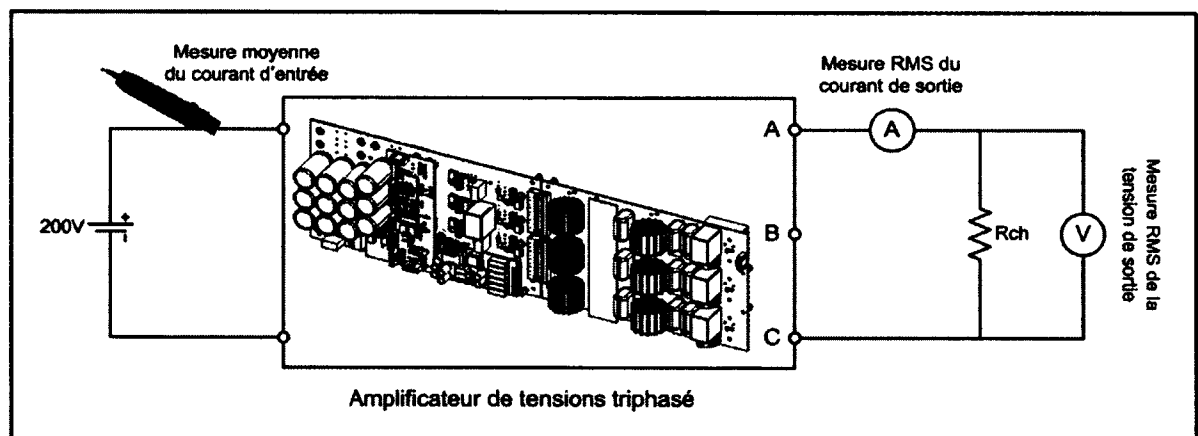


Figure 6.32 Montage réalisé pour les mesures d'efficacité.

En comparant les deux graphiques, on s'aperçoit que l'efficacité augmente avec la charge puisque la puissance nécessaire au fonctionnement du convertisseur devient plus négligeable. Cette puissance invariable est composée d'environ 25W pour les alimentations auxiliaires et de 5W de pertes par inductance, et ce, pour une tension de sortie de 0V.

Aussi, on voit que l'efficacité diminue avec l'augmentation de la fréquence. Ceci est dû au réseau RC en sortie qui a une fréquence de coupure de 1.5kHz. Plus on se rapproche de la fréquence de coupure, plus il y a de pertes dans la résistance de sortie.

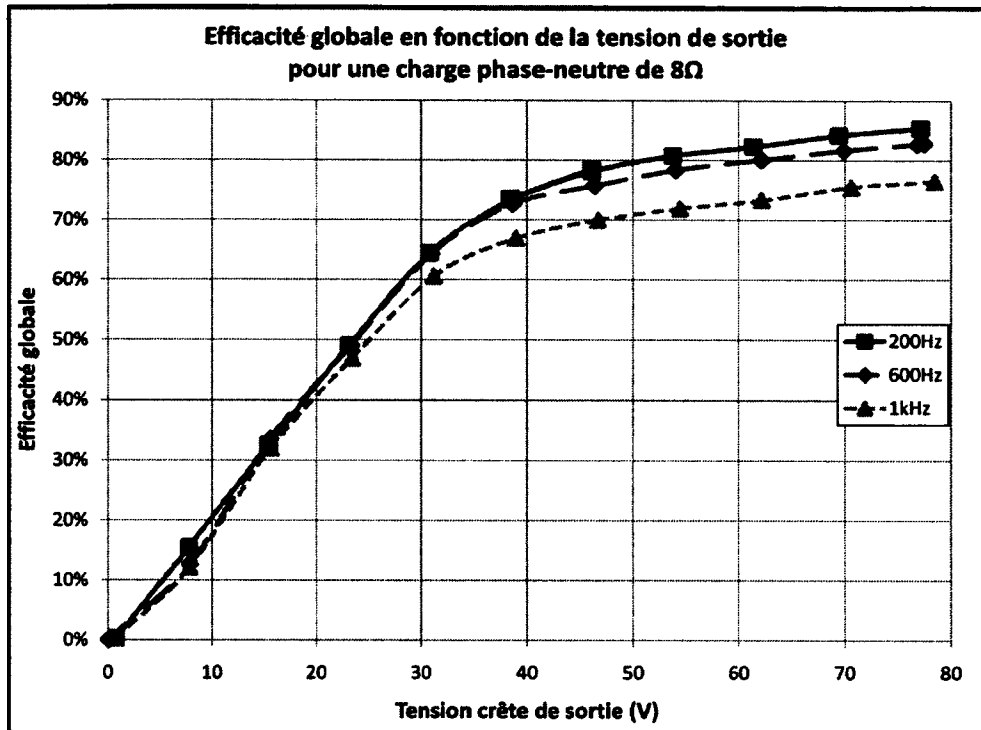


Figure 6.33 Efficacité selon la tension de sortie une charge de  $8\Omega$ .

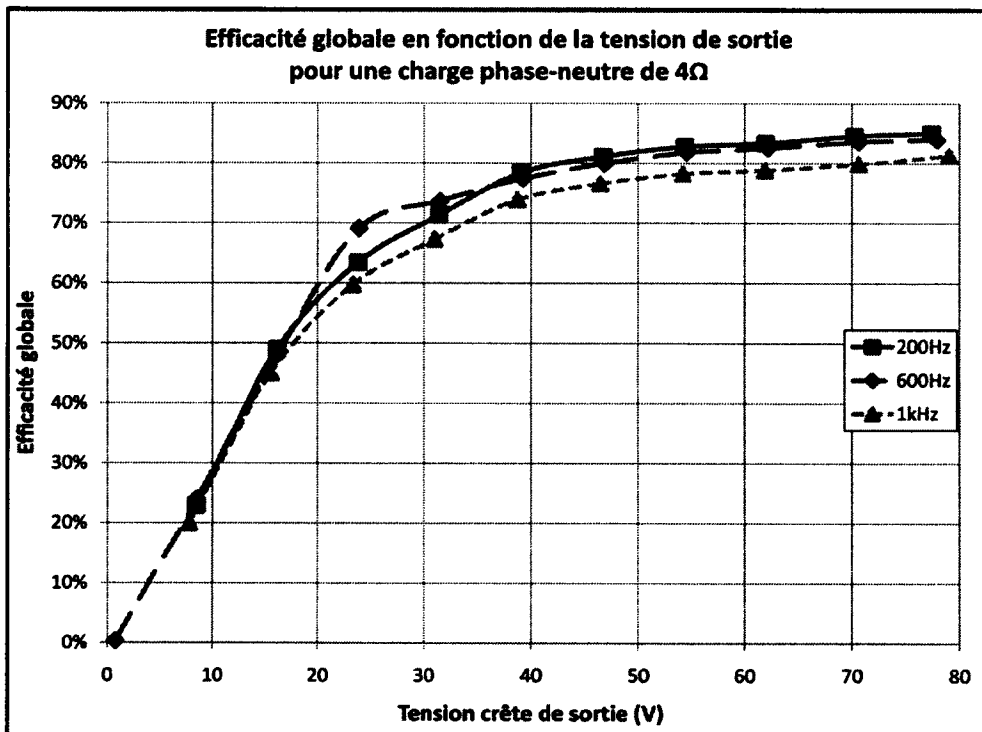


Figure 6.34 Efficacité de l'amplificateur pour une charge de  $4\Omega$ .

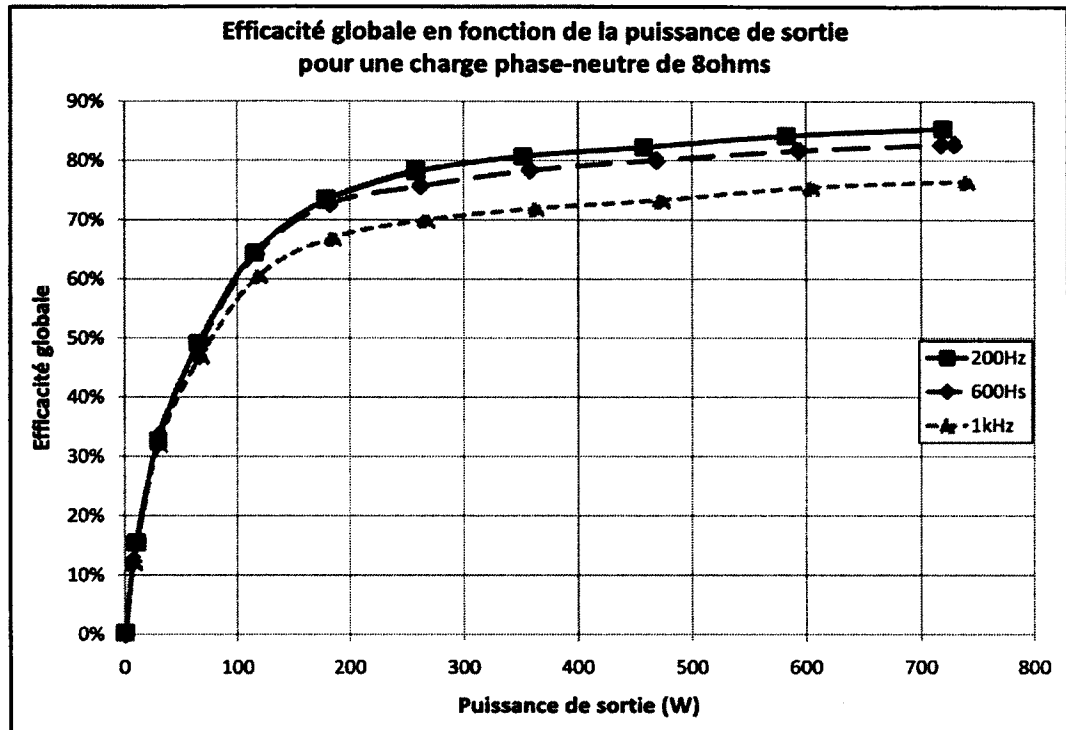


Figure 6.35 Efficacité selon la puissance de sortie pour une charge de 8Ω.

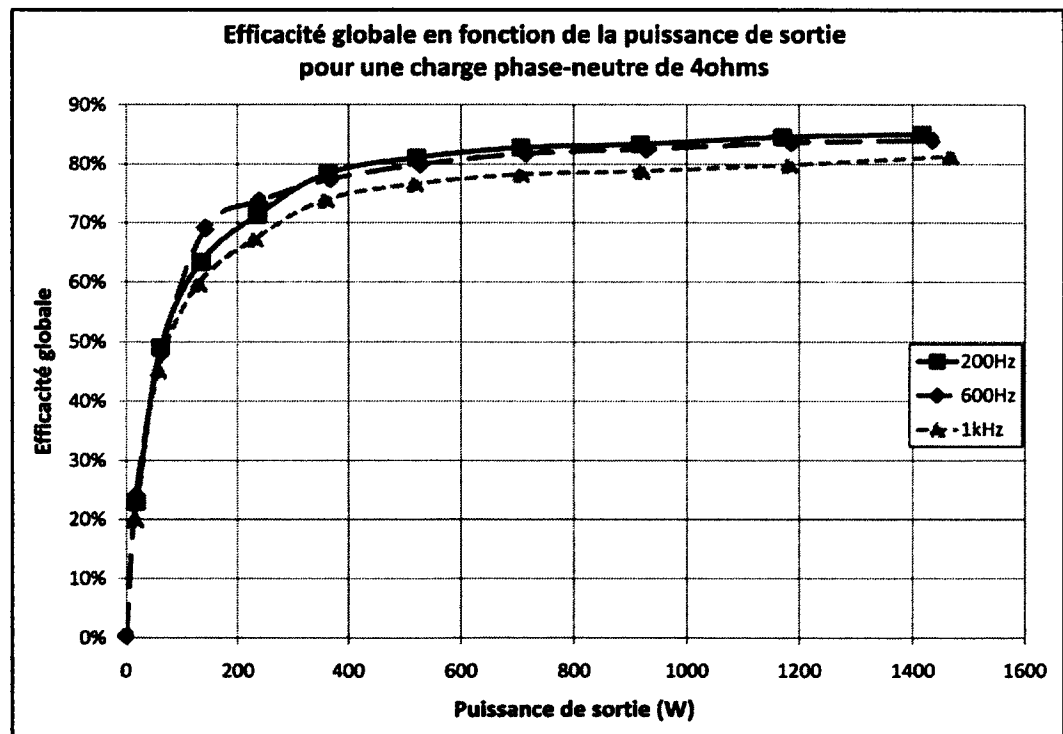


Figure 6.36 Efficacité selon la puissance de sortie pour une charge de 4Ω.

### 6.5.3 Commutations douces et temps morts

Afin de comprendre la spécification de l'amplificateur, il est important de saisir son fonctionnement. Cet amplificateur opère avec des commutations douces (*soft-switching*) pour un courant de sortie de  $\pm 10\text{A}$ . Le *soft-switching* est obtenu grâce à des variations de courant importantes dans le filtre de sortie due à la faible inductance du filtre. Ces variations importantes de courant permettent d'avoir un courant à la fois positif et négatif durant une période de commutation. Des fermetures à zéro tension sont ainsi rendues possibles. La Figure 6.37 propose un convertisseur monophasé à deux niveaux, où les semi-conducteurs ainsi que les variables d'intérêt sont identifiés.

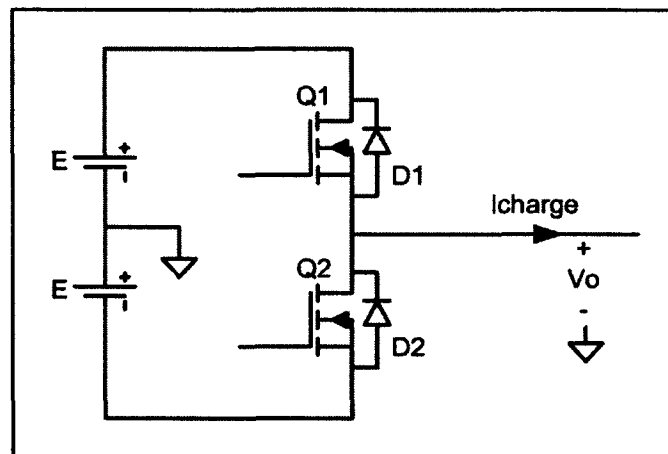


Figure 6.37 Convertisseur monophasé à deux niveaux.

La Figure 6.38 propose une analyse graphique qualitative du fonctionnement de ce convertisseur à deux niveaux.

Le graphique de gauche présente un fonctionnement en *soft-switching*, où le courant de charge prend des valeurs positives et négatives au cours d'un cycle de commutation. Le graphique de droite présente un fonctionnement en *hard-switching*, où le courant de charge est strictement positif tout au long de la période de commutation. On distingue la différence de fonctionnement entre ces deux modes par les séquences de conduction des semi-conducteurs. En *soft-switching*, la séquence est : Q1, D2, Q2, D1, Q1... On voit qu'à

l'ouverture d'un transistor, c'est la diode de l'interrupteur complémentaire qui conduit, ce qui permet la fermeture du transistor complémentaire à zéro tension. En *hard-switching*, la séquence est : Q1, D2, Q2, D2, Q1... Cette séquence montre que l'ouverture du transistor Q2 ne polarise pas la diode complémentaire, ce qui cause une fermeture de Q1 à pleine tension.

Il est à noter que l'ouverture des transistors se produit en *hard-switching*, même lors d'un fonctionnement en *soft-switching*. Toutefois, les manipulations expérimentales ont montré que les pertes de commutation en *hard-switching* étaient essentiellement dues au courant de recouvrement de la diode lors de la fermeture. De plus, des mesures approximatives du EMI montre bien que le niveau de EMI est beaucoup plus important lorsque le courant de charge excède  $\pm 10A$  (Figure 6.39). Sur cette figure, la tension de sortie appliquée à une résistance de charge de  $2\Omega$  est montrée. Lorsque cette tension est de 20V, 10A circule alors dans la charge. Le EMI à ce courant de charge a été jugé acceptable comparativement à celui à des courants supérieurs (jusqu'à environ 21A).

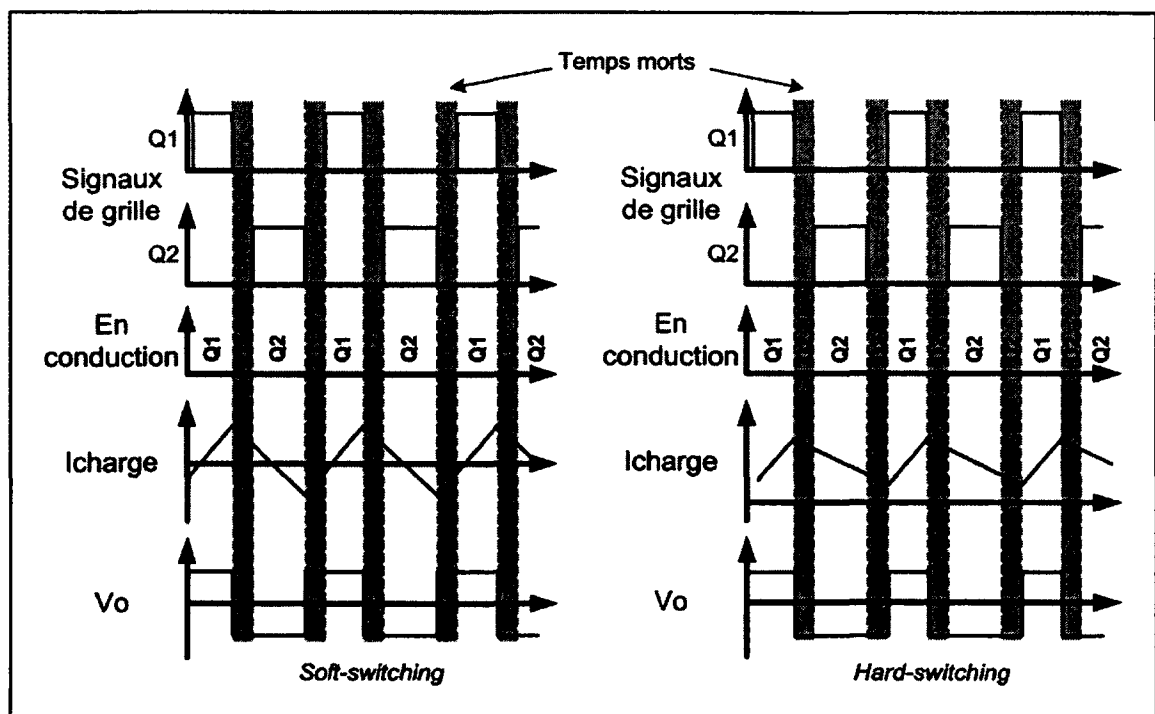


Figure 6.38 Commutations dures et douces et effet des temps morts.



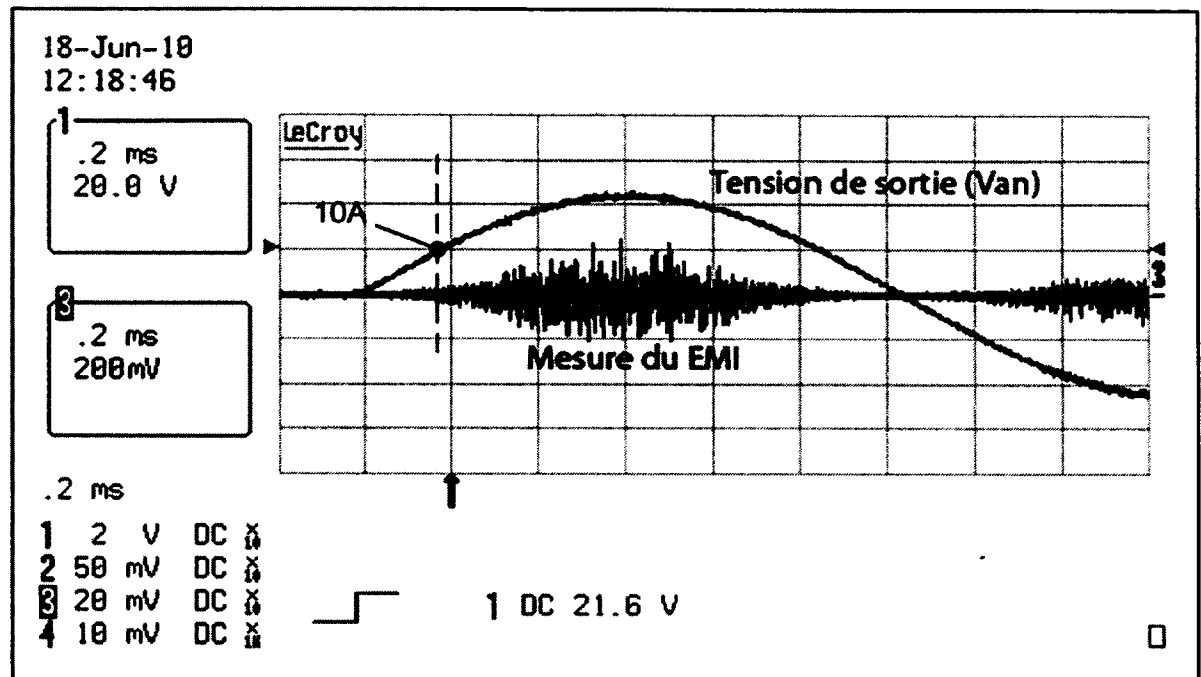


Figure 6.39 Mesure du EMI de l'amplificateur selon le courant de charge.

La Figure 6.38 permet aussi d'observer qualitativement l'effet des temps morts sur la tension moyenne de sortie. Notons que les impulsions de grille en *hard-switching* et en *soft-switching* sont identiques. Toutefois, la valeur moyenne de la tension de sortie n'est pas la même. En *soft-switching*, la tension durant les temps morts est à la fois positive et négative, ce qui balance la durée des impulsions de sortie et permet d'avoir un rapport cyclique à la sortie quasi identique au rapport cyclique des signaux de grille. Toutefois, en *hard-switching*, durant la durée du temps mort, la tension de sortie est strictement positive ou négative, d'où la modification du rapport cyclique de la tension de sortie. Le passage de *soft-switching* à *hard-switching*, ou l'inverse, demande une correction du rapport cyclique afin de maintenir la même valeur moyenne en sortie. Cette correction de la part du contrôleur n'est pas instantanée et amène une distorsion de l'onde de sortie. De là, il est nécessaire de diminuer au maximum les temps morts afin d'en minimiser l'effet.

### 6.5.4 Spécifications de l'amplificateur

Les sections précédentes ont été mises à la disposition du lecteur afin que celui-ci soit en mesure de bien comprendre les spécifications de l'amplificateur fournies à Opal-RT. Ces spécifications sont présentées à la Figure 6.40 et à la Figure 6.41.

<b>Amplifier technical datasheet</b>		
<b>BACK EMF AMPLIFIER/ABSORBER</b>		
Amplifier per sub module	3	
Connection	Y floating	
Amplifier type	D-Class, four quadrants	Dissipative unit for absorption mode (braking chopper).
Amplifier switching frequency	200 kHz	
Continuous *	300W	Limited by thermal dissipation in the heatsink. Upgradable with supplementary external braking chopper.
Transient for 0.1s, 10% duty factor *	1500W	
Continuous (0 - 600Hz) *	500W	Limited by input power supply Acopian Sources W100NT250
Transient for 0.1s, 10% duty factor *	1500W	50V output guaranteed over 0.1s with a 6600uF external capacitor, using W100NT250 sources
Transient for 0.1s, 10% duty factor *	1000W	65V output guaranteed over 0.1s with a 6600uF external capacitor, using W100NT250 sources
Amplifier Bandwidth with unity output gain and low phase shift	1kHz	Due to output filter characteristic designed for motor emulation.
Amplifier Bandwidth up to -3dB gain with 150° phase shift	20kHz	Usage of standard Butterworth filter may change that characteristic, keeping in mind the power dissipated in the output resistor (see also EMI characteristic).
Phase Shift at 400 Hz	0.3° 0.55°	10V <sub>peak-to-peak</sub> sine wave output, no load (Exp) Sine wave output, 8Ω load (Theo.)
Phase Shift at 1 kHz	0.5° 1.56°	10V <sub>peak-to-peak</sub> sine wave output, no load (Exp.) Sine wave output, 8Ω load (Theo.)

\* Indicated power is for a three phase operation

Figure 6.40 Spécifications de l'amplificateur (1 de 2).

Maximal output voltage	$\pm 80V$	- Limited to a continuous signal frequency of 400Hz. - 1.2kHz may be reached with proper cooling (Due to absence of thermal sensing on output resistors). - Transient operation can also tolerate higher frequencies
Output voltage ripple at the switching frequency	60mV @ 200kHz	No load, 0V output
Total output voltage ripple	200mV	
Output offset voltage	$\pm 150mV$	No output feedback to compensate due to low frequency operation.
Continuous output Current	10A	
Max peak output AC current	20A	In respect of average power
Low EMI output current range	$\pm 10A$	This range of current is in soft-switching mode. Higher currents lead to hard-switching mode with higher EMI. Soft-switching is achieved by the low value inductor of the filter. Using a Butterworth filter may reduce the low EMI current range due to higher values inductor.

Figure 6.41 Spécifications de l'amplificateur (2 de 2).

## 6.6 Retour sur la conception de l'émulateur

Ce chapitre expose sommairement la conception de l'amplificateur triphasé en mettant l'accent sur les sections ayant requis un développement particulier à l'application. La réalisation des circuits électriques n'est pas détaillée, mais la consultation des schémas placés en annexe (Voir annexe I à V) permet d'en connaître davantage si nécessaire. En résumé, ce chapitre fait voir la philosophie ayant gouverné le choix des différents modules de l'amplificateur.

La dernière section du chapitre est consacrée à la présentation sommaire de résultats expérimentaux obtenus avec l'amplificateur, afin d'en quantifier ses performances.

## CHAPITRE 7

### SIMULATION EN TEMPS RÉEL

L'objectif premier de ce projet est d'accomplir une simulation en temps réel qui est en mesure de reproduire le comportement de la machine synchrone trapézoïdale à aimants permanents désirée. L'ensemble de ce projet a alors été désigné comme un émulateur de moteur. Les chapitres antérieurs exposent les concepts, structures et topologies privilégiées pour obtenir les meilleurs résultats pour l'application désirée. Pour sa part, ce chapitre englobe toutes ces études et ces réalisations accomplies pour parvenir enfin à l'application d'émulation de moteur proprement dite.

L'expérimentation a mené à la réalisation de l'application de positionnement type du client. Malgré cette mise en contexte, le but de l'expérimentation n'est pas d'obtenir les meilleures performances de positionnement, mais plutôt de parvenir à des performances telles qu'une simulation en temps différé les obtiendrait. L'optimisation du contrôleur du moteur et de la position est laissée aux utilisateurs de l'émulateur de moteur. Ainsi, le meilleur résultat expérimental est celui qui permet de superposer la réponse obtenue par une simulation en temps différé avec la réponse obtenue en temps réel. Dans un tel cas, le contrôleur réel du client peut être testé avec l'émulateur de moteur avec un vrai flot de puissance. Ayant accepté le modèle de simulation en temps différé préalablement, le contrôleur réel se comporte alors comme il le ferait avec un vrai moteur.

#### **7.1 Simulations en temps différé et en temps réel**

Au cours de l'expérimentation, deux simulations principales ont été employées : l'une en temps différé détaillée au Chapitre 4 et l'autre en temps réel implantée dans le simulateur d'Opal-RT. Afin de permettre la comparaison des résultats entre ces deux simulations, il faut que celles-ci soient constituées des mêmes éléments. C'est pourquoi la simulation en temps différé a été adaptée à la simulation en temps réel.

### 7.1.1 Adaptation de la simulation en temps différé

Une première modification de la simulation en temps différé par rapport au Chapitre 4 est la diminution du temps d'échantillonnage des systèmes discrets. Les systèmes touchés sont les contrôleurs et le système mécanique. Le temps d'échantillonnage est réduit à 20us ( $T_s = 20\text{us}$ ), alors qu'il était de 100us; le simulateur d'Opal-RT aurait permis jusqu'à 12us. En raison du traitement des données par le simulateur en temps réel, des délais doivent être ajoutés afin de représenter fidèlement ce système. Ces délais se présentent lors de l'échange d'information entre un CPU (*central processing unit*) et le FPGA (*field-programmable gate array*). Or, avec des délais de 100us, les paramètres des contrôleurs rendent le système oscillatoire. Il aurait été possible d'ajuster les paramètres de ces contrôleurs en diminuant leur performance. Toutefois, il a été jugé préférable de maintenir les performances du système en diminuant le temps de calcul puisque la puissance du simulateur le permettait. Ainsi, l'effet des délais est quasi négligeable sur la boucle de contrôle.

Une deuxième modification consiste à l'ajout de filtres analogiques et discrets sur les mesures de courant. Un premier filtre analogique de premier ordre d'une constante de temps  $\tau_1 = 1.6\text{us}$  représente la bande passante de 100kHz du capteur de courant magnéto-résistif NT-15. On insère ensuite un deuxième filtre de premier ordre d'une constante de temps  $\tau_2 = 6.6\text{us}$  représentant la bande passante du module d'interface d'Opal-RT placé à la sortie du NT-15. La sortie de ce deuxième filtre est ensuite envoyée au simulateur d'Opal-RT qui l'échantillonne à 2.5us. Finalement, on insère un dernier filtre discret de premier ordre calculé au 500ns avec une constante de temps de 34us. Cette cascade de filtres sur les mesures de courant est installée sur le matériel fourni par Opal-RT et a été laissée en place puisqu'elle n'influence pas substantiellement la dynamique du système. L'avantage de l'utilisation de ces filtres ne provient que de la propreté des signaux perçus par le simulateur et disponibles pour l'utilisateur. La Figure 7.1 expose cette cascade de filtres. La simulation en temps différé du Chapitre 4 (Figure 4.6) n'utilise aucun de ces filtres et remplace cette chaîne par un lien direct. La Figure 7.2 montre cette modification apportée à la simulation en temps différé.

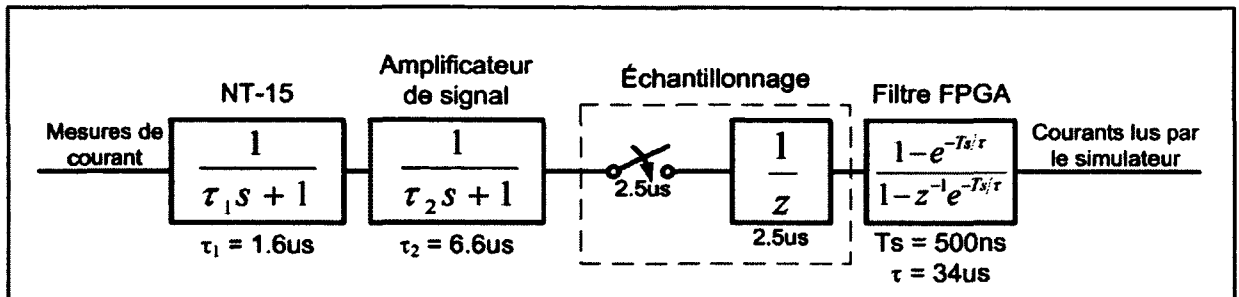


Figure 7.1 Cascades de filtres sur les mesures de courant.

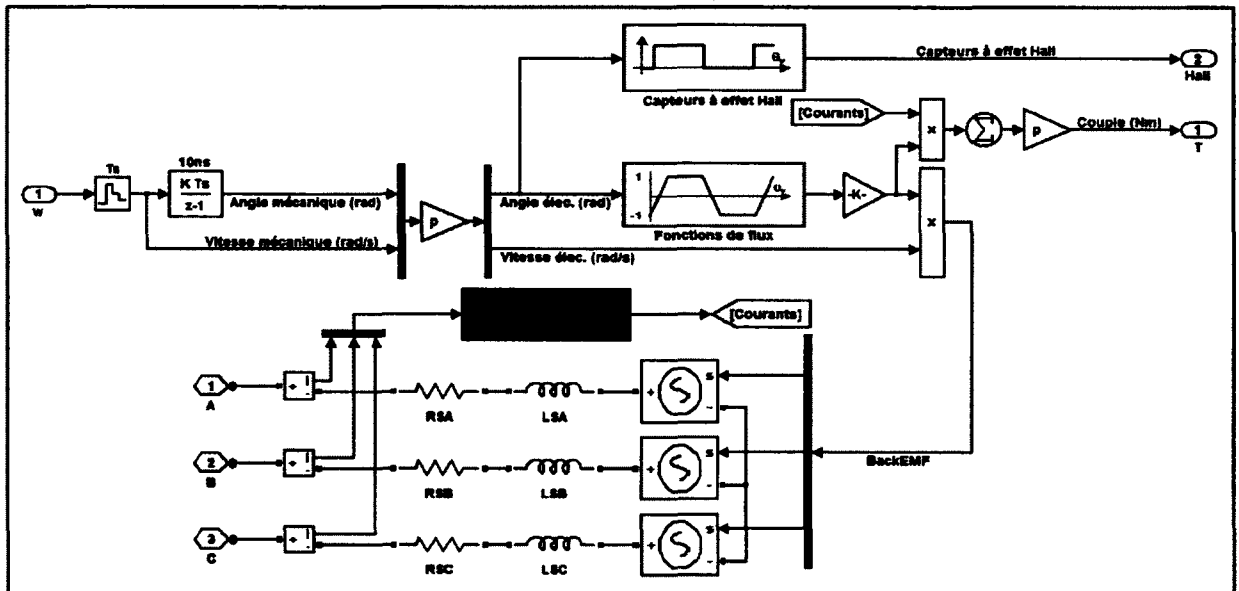


Figure 7.2 Modèle du moteur BLDC en temps différé avec l'ajout de filtres par rapport à la Figure 4.6.

La troisième et dernière modification à la simulation en temps différé est l'ajout de délais représentant le traitement des signaux par le simulateur. La diminution du temps d'échantillonnage permet de les rendre plus négligeables, mais leur effet est tout de même présent pour certains cas. On insère alors deux délais (Figure 7.3) : un sur l'indice de modulation et un sur la vitesse angulaire. Ces délais s'expliquent par la séparation du modèle effectuée pour l'application en temps réel; la section 7.1.2 en procure le détail.

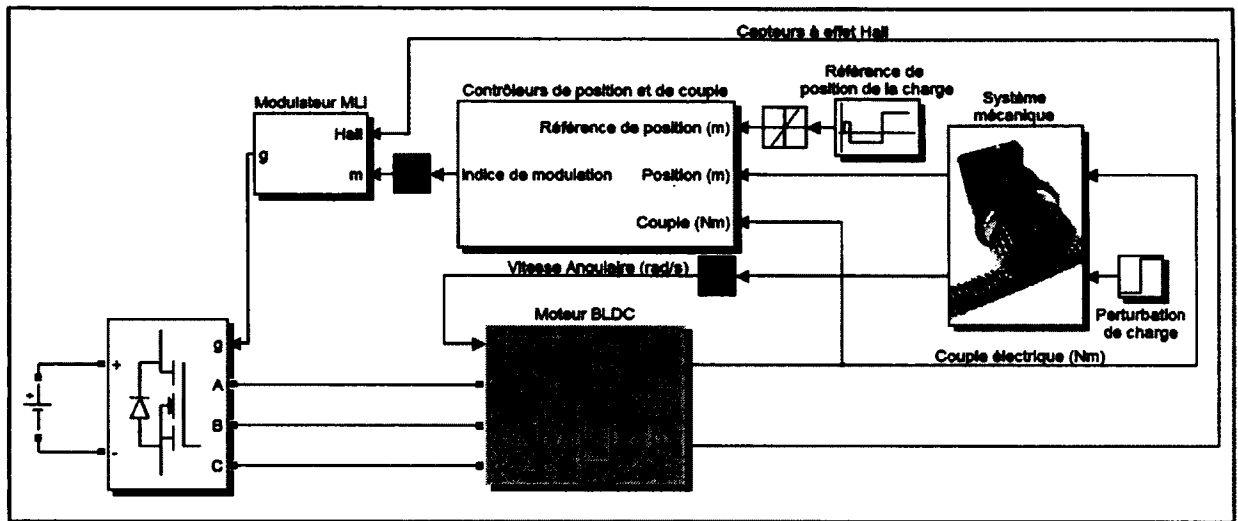


Figure 7.3 Simulation en temps différé avec délais ajoutés par rapport à la Figure 4.1.

### 7.1.2 Simulation temps réel

Le passage à une application en temps réel est assez aisé puisque le système d'Opal-RT permet l'utilisation directe des blocs de Matlab/Simulink de la simulation en temps différé. Toutefois, on doit diviser cette simulation en plusieurs parties selon l'application. La Figure 7.4 montre la division de la simulation en temps différé du Chapitre 4 pour passer au temps réel, tandis que la Figure 7.5 détaille le modèle en temps réel du moteur. Cette division du modèle en temps réel a été faite par Opal-RT.

On y distingue cinq divisions principales :

- 1) Les composantes réelles : Le convertisseur de puissance de l'entraînement de moteur, les impédances du stator et les sources de tension de BEMF.
- 2) Le premier processeur du simulateur (CPU1).
- 3) Le deuxième processeur du simulateur (CPU2).
- 4) Le FPGA du simulateur.
- 5) L'interface usager du simulateur contenant la référence de position.

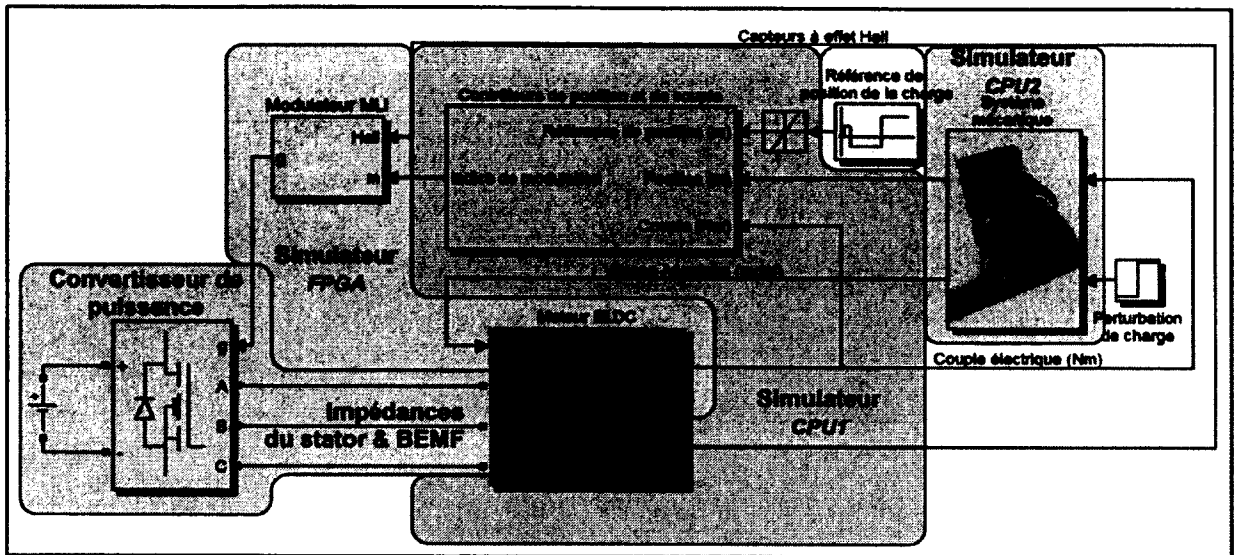


Figure 7.4 Division du modèle en temps différé pour l'application en temps réel.

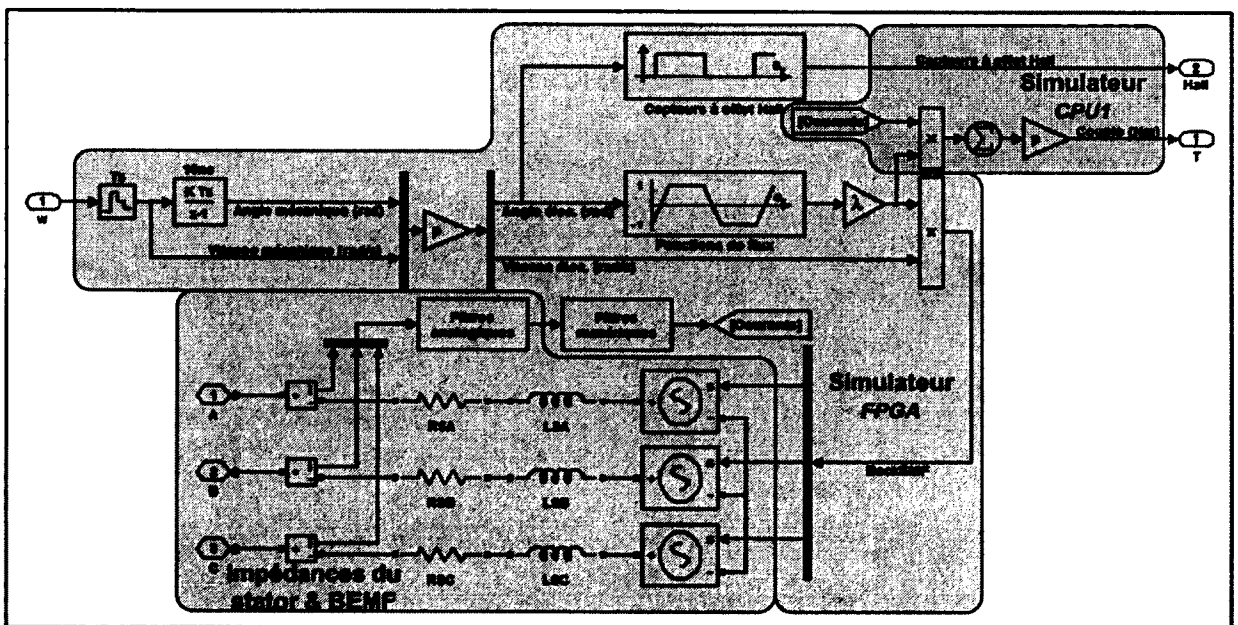


Figure 7.5 Division du modèle du moteur BLDC en temps différé pour l'application en temps réel.

Afin de faire suite à la section 7.1.1, on observe des délais d'une période de calcul lors du transfert d'information d'un CPU vers le FPGA, d'où l'insertion d'un délai sur l'indice de modulation et la vitesse angulaire.



L'application en temps réel requiert un FPGA afin d'obtenir une période d'échantillonnage des tensions de BEMF et des signaux de capteurs à effet Hall inférieure à 20 $\mu$ s. Ceci se révèle nécessaire lorsque le moteur opère à vitesse élevée.

## **7.2 Cas de test : Variations des paramètres de simulation**

Afin d'obtenir plusieurs cas de comparaison et de vérifier ainsi le bon fonctionnement de l'émulateur de moteur à plusieurs points de fonctionnement, les paramètres des simulations ont été modifiés. Lors des premières mises en marche du système en temps réel, les paramètres choisis limitaient les risques de bris et les imperfections du système en ne connectant pas l'amplificateur et en opérant à basse tension (Cas #1). De plus, le couple maximal a été limité de manière à ce que le courant maximal d'une phase égale le courant maximal de la source de l'entraînement de moteur. Les autres paramètres sont ceux de la simulation en temps différé du Chapitre 4 (Tableau 7.1).

Le deuxième cas (Cas #2) de simulation vérifie le fonctionnement de l'émulateur avec les paramètres initiaux du Chapitre 4, mais cette fois-ci avec la BEMF. Le Tableau 7.2 en fait un rappel.

Avec les résultats de simulation des deux cas précédents, on observe que le cas #2 ne fait pratiquement pas intervenir la BEMF puisque le moteur n'accélère pas suffisamment. On modifie alors les paramètres de simulations afin d'obtenir des tensions de BEMF plus importantes (Cas #3). Les modifications majeures effectuées sont l'augmentation du ratio du réducteur de vitesse et la stabilisation du contrôleur de couple. Ces paramètres figurent au Tableau 7.3 : les modifications effectuées par rapport au cas #2 sont en caractères gras.

Ces trois principaux cas de simulation ont permis de déverminer l'application en temps réel afin de comparer adéquatement les résultats de simulation. Ainsi, le bon fonctionnement de l'émulateur de moteur est vérifié.

Tableau 7.1 Paramètres de simulation du cas #1

<b>Paramètres du bloc moteur</b>	<b>Coefficient d'amplitude du flux</b>	$\lambda$	<b>0.007V.s</b>
	Durée du plateau de $\Phi_n$	--	120°
	Nombre de paires de pôles	$p$	2
	Inductance	$L_S$	500 $\mu$ H
	Résistance	$R_S$	2 $\Omega$
	<b>Gain BEMF</b>	--	<b>0</b>
<b>Paramètres du système mécanique</b>	Masse	$M$	45.36kg
	Coefficient de frottement visqueux	$f_V$	90kg/s
	Rayon du pignon	$R$	0.0102m
	Ratio du réducteur de vitesse	$N$	50
<b>Paramètres des contrôleurs</b>	Contrôleur de position ( $K_p$ )	$K_{p\_P}$	2000
	Contrôleur de position ( $K_i$ )	$K_{i\_P}$	2000
	Contrôleur de position ( $K_d$ )	$K_{d\_P}$	4
	<b>Couple maximal</b>	$P_{lim}$	<b>0.21Nm</b>
	Contrôleur de couple ( $K_p$ )	$K_{p\_T}$	5
	Contrôleur de couple ( $K_i$ )	$K_{i\_T}$	12000
	Indice de modulation maximal	$T_{lim}$	1
<b>Paramètres du modulateur</b>	Fréquence de commutation	$F_S$	32kHz
	<b>Temps mort</b>	$DT$	<b>1.5<math>\mu</math>s</b>
<b>Paramètres de la source de l'entraînement de moteur</b>	<b>Tension de la source</b>	$E$	<b>80V</b>
	Courant de la source	$I_S$	7.5A
	Condensateur du bus DC	$C$	5.4mF
<b>Limiteur de temps de montée</b>	<b>Temps de montée maximal de la référence</b>	$\Delta$	<b>0.204m/s</b>
<b>Référence de position</b>	Échelon de 5mm		

Tableau 7.2 Paramètres de simulation du cas #2

<b>Paramètres du bloc moteur</b>	Coefficient d'amplitude du flux	$\lambda$	0.0075323V.s
	Durée du plateau de $\Phi_n$	--	120°
	Nombre de paires de pôles	$p$	2
	Inductance	$L_S$	500 $\mu$ H
	Résistance	$R_S$	2 $\Omega$
	Gain BEMF	--	1
<b>Paramètres du système mécanique</b>	Masse	$M$	45.36kg
	Coefficient de frottement visqueux	$f_V$	90kg/s
	Rayon du pignon	$R$	0.0102m
	Ratio du réducteur de vitesse	$N$	50
<b>Paramètres des contrôleurs</b>	Contrôleur de position ( $K_p$ )	$K_{p\_P}$	2000
	Contrôleur de position ( $K_i$ )	$K_{i\_P}$	2000
	Contrôleur de position ( $K_d$ )	$K_{d\_P}$	4
	Couple maximal	$P\_lim$	0.25Nm
	Contrôleur de couple ( $K_p$ )	$K_{p\_T}$	5
	Contrôleur de couple ( $K_i$ )	$K_{i\_T}$	12000
	Indice de modulation maximal	$T\_lim$	1
<b>Paramètres du modulateur</b>	Fréquence de commutation	$F_S$	32kHz
	Temps mort	$DT$	1.5 $\mu$ s
<b>Paramètres de la source de l'entraînement de moteur</b>	Tension de la source	$E$	80V et 140V
	Courant de la source	$I_S$	7.5A
	Condensateur du bus DC	$C$	5.4mF
<b>Limiteur de temps de montée</b>	Temps de montée maximal de la référence	$\Delta$	0.2m/s
<b>Référence de position</b>	Échelon de 5mm		

Tableau 7.3 Paramètres de simulation du cas #3

<b>Paramètres du bloc moteur</b>	Coefficient d'amplitude du flux	$\lambda$	0.0075323V.s
	Durée du plateau de $\Phi_n$	--	120°
	Nombre de paires de pôles	$p$	2
	Inductance	$L_S$	500 $\mu$ H
	Résistance	$R_S$	2 $\Omega$
	Gain BEMF	--	1
<b>Paramètres du système mécanique</b>	<b>Masse</b>	$M$	<b>226.8kg</b>
	Coefficient de frottement visqueux	$f_V$	90kg/s
	Rayon du pignon	$R$	0.0102m
	<b>Ratio du réducteur de vitesse</b>	$N$	<b>200</b>
<b>Paramètres des contrôleurs</b>	Contrôleur de position ( $K_p$ )	$K_p\_P$	2000
	Contrôleur de position ( $K_i$ )	$K_i\_P$	2000
	Contrôleur de position ( $K_d$ )	$K_d\_P$	4
	Couple maximal	$P\_lim$	0.25Nm
	<b>Contrôleur de couple (<math>K_p</math>)</b>	$K_p\_T$	<b>1</b>
	<b>Contrôleur de couple (<math>K_i</math>)</b>	$K_i\_T$	<b>2500</b>
	Indice de modulation maximal	$T\_lim$	1
<b>Paramètres du modulateur</b>	Fréquence de commutation	$F_S$	32kHz
	Temps mort	$DT$	1.5 $\mu$ s
<b>Paramètres de la source de l'entraînement de moteur</b>	<b>Tension de la source</b>	$E$	<b>140V</b>
	Courant de la source	$I_S$	7.5A
	Condensateur du bus DC	$C$	5.4mF
<b>Limiteur de temps de montée</b>	Temps de montée maximal de la référence	$\Delta$	0.2m/s
<b>Référence de position</b>	Échelon de 5mm		

### 7.3 Ajustements à la suite des résultats en temps réel

Les premières mises en marche de l'émulateur de moteur se sont faites dans des conditions minimales. C'est ainsi que nous avons pu isoler quelques différences entre les simulations en temps différé et en temps réel, différences qui ont ensuite été corrigées. De cette manière, l'utilisateur pourra juger par lui-même si les éléments ajoutés pour faire correspondre les simulations sont problématiques ou non à son application. D'ailleurs, une première partie de ces ajustements a été présentée à la section 7.1.

#### 7.3.1 Saturation des inductances

La modélisation des composantes du stator suppose que celles-ci sont idéales, c'est-à-dire que leur valeur est invariante selon le temps, la fréquence et l'intensité de courant. Cette approximation est acceptée pour les résistances du stator, mais il en est autrement pour les inductances du stator. L'application vise des courants crêtes de l'ordre de 10A. Si la valeur de l'inductance n'est pas maintenue à ce niveau de courant, c'est-à-dire qu'elle sature, le comportement du régulateur de couple pourrait être tout autre, tel qu'il a été expérimenté.

Ce problème a été relevé lors des premières mises en marche de l'émulateur de moteur. À ce moment, les paramètres de simulation correspondaient à ceux du cas #1 (Tableau 7.1) avec de légères différences : temps d'échantillonnage de 80 $\mu$ s et inductances de 2mH. Les inductances alors utilisées étaient celles livrées pour le client et avaient la caractéristique de saturation de la Figure 7.6 : cette caractéristique de saturation correspond aux spécifications demandées par le client. En raison des oscillations anormales qu'elles apportaient à la simulation en temps réel, elles ont été remplacées par des inductances Hammond dont la caractéristique de saturation est présentée sur cette même figure. On voit que la caractéristique des inductances Hammond est beaucoup plus près de celle d'une inductance de 2mH insaturable, pour une plage de courant allant jusqu'à 10A.

Avec les mêmes paramètres de simulation en temps réel, les dynamiques de courant obtenues avec ces deux inductances étaient passablement différentes (Figure 7.7). La comparaison de ces résultats prouve que les caractéristiques des composantes réelles versus les composantes idéales peuvent avoir un impact majeur sur les réponses obtenues. On observe toutefois que le système mécanique n'a pas été influencé dans ce cas-là puisque la valeur moyenne des courants de phase est la même. Pour permettre la comparaison, il convient alors d'utiliser des inductances quasi idéales. Les trois cas de test présentés se servent d'inductances de  $500\mu\text{H}$  qui ont chacune été fabriquées à partir de trois noyaux 58110-A2 de *Magnetics*, autour desquels 47 tours de fils de calibre AWG17 ont été effectués. La caractéristique de saturation est présentée à la Figure 7.8.

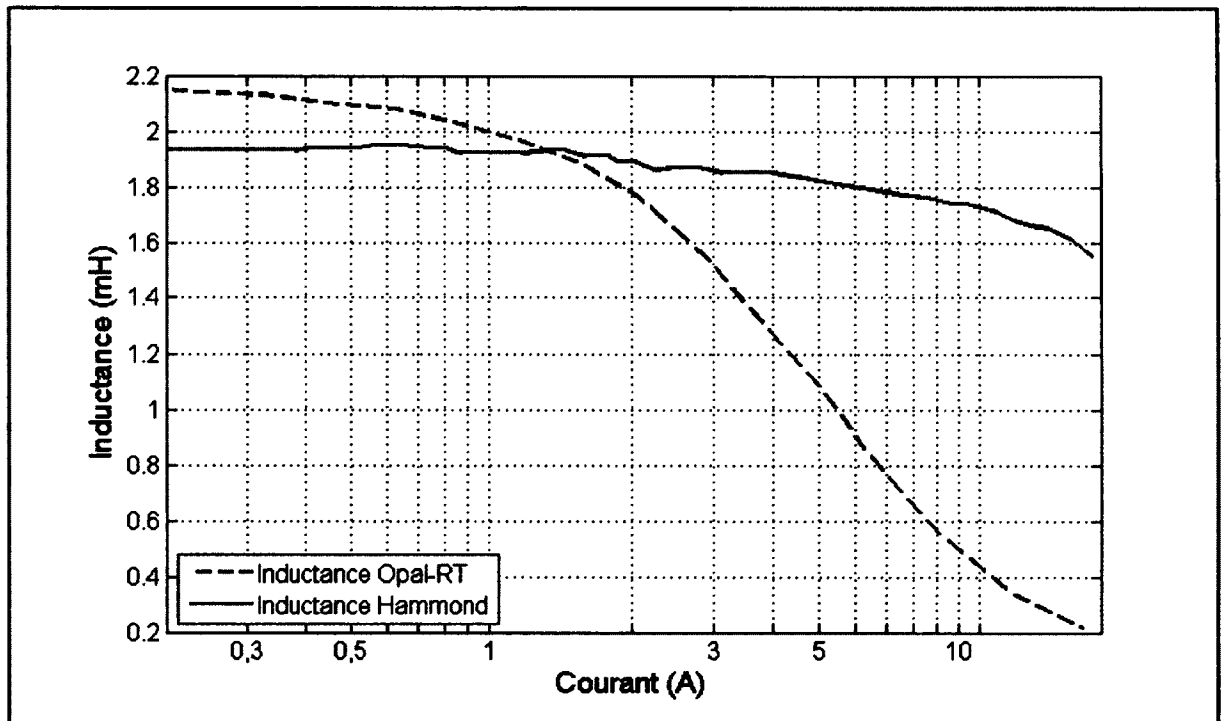


Figure 7.6 Valeur des inductances de 2mH utilisées avec la simulation en temps réel selon le courant.

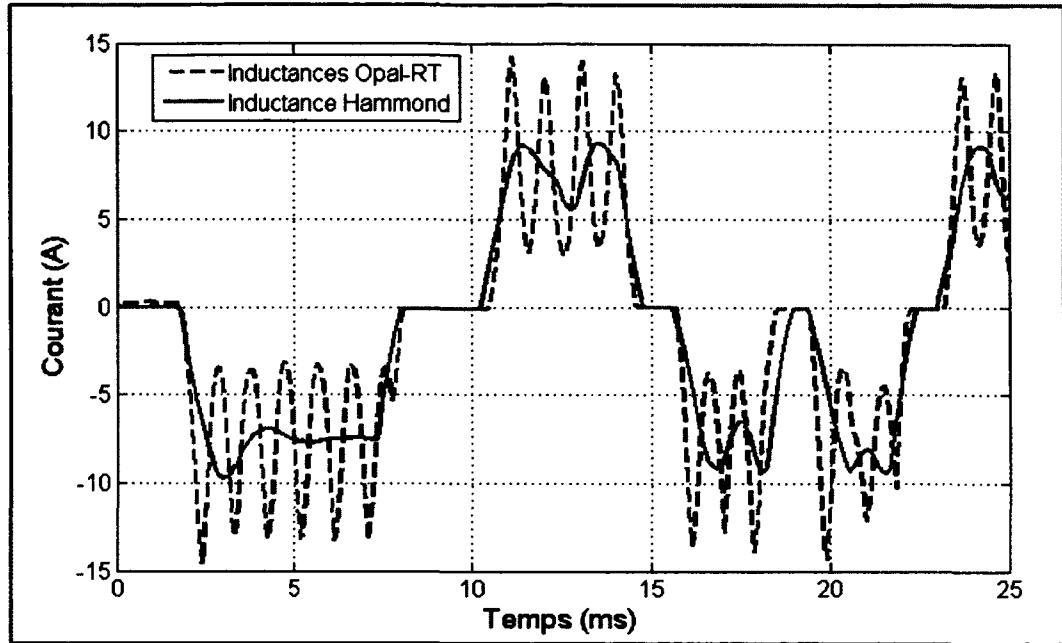


Figure 7.7 Courant de la phase A en temps réel avec deux inductances de 2mH différentes.

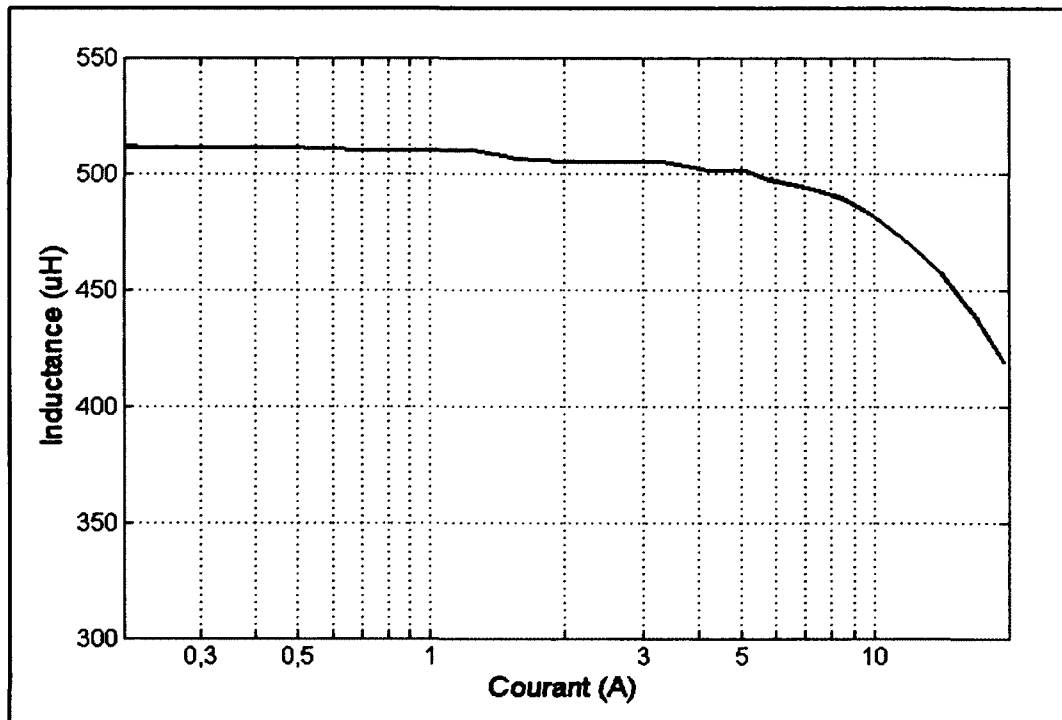


Figure 7.8 Valeur de l'inductance de 500uH utilisée avec la simulation en temps réel selon le courant.

### 7.3.2 Modélisation du convertisseur de puissance

Le modèle en temps différé du pont triphasé de l'entraînement de moteur utilise des interrupteurs dont la résistance à l'état passant ( $R_{DS_{ON}}$ ) est de  $1\text{m}\Omega$ . En réalité, elle est plutôt de  $0.12\Omega$ , mais cette différence n'a pas influencé substantiellement les résultats.

Il en est autrement de la caractéristique de commutation. La modélisation en temps différé offre une fermeture et une ouverture instantanée des interrupteurs de puissance. Un changement d'état du signal de grille mène donc instantanément l'impédance d'un interrupteur à une valeur infinie ou égale à  $R_{DS_{ON}}$ . Néanmoins, en réalité, on observe un retard et des temps de montée et de descente non infinis. Ces variations de tensions non infinies fluctuent selon le courant instantané de l'interrupteur lors de la commutation, la température et les circuits d'attaque des transistors. La modélisation exacte de ces caractéristiques est très complexe et n'est pas viable pour l'application qui nous intéresse. Toutefois, ces caractéristiques ont une influence sur la tension moyenne de sortie du convertisseur et dès lors, sur la dynamique du système émulé. Afin de comparer les résultats en temps différé et les résultats en temps réel, les circuits d'attaque de l'entraînement de moteur ont dû être modifiés. Initialement, les grilles étaient pilotées de manière à ouvrir rapidement le transistor et le fermer lentement. Les retards et les temps de transition associés étaient trop importants et une action rapide autant en ouverture qu'en fermeture a été privilégiée. La comparaison des résultats en temps réel obtenus (Figure 7.9) montre bien l'effet du circuit d'attaque. La Figure 7.9 montre l'indice de modulation que doit imposer le contrôleur de couple lors de la simulation du cas #1 (Tableau 7.1). Entre 10ms et 25ms, le couple appliqué est maximal, soit de  $0.21\text{Nm}$  pour les deux simulations. Toutefois, la simulation avec le circuit d'attaque initial doit fournir un indice de modulation plus élevée pour imposer la même tension que la simulation avec commutations rapides. On remarque aussi le retard apporté à la réponse.



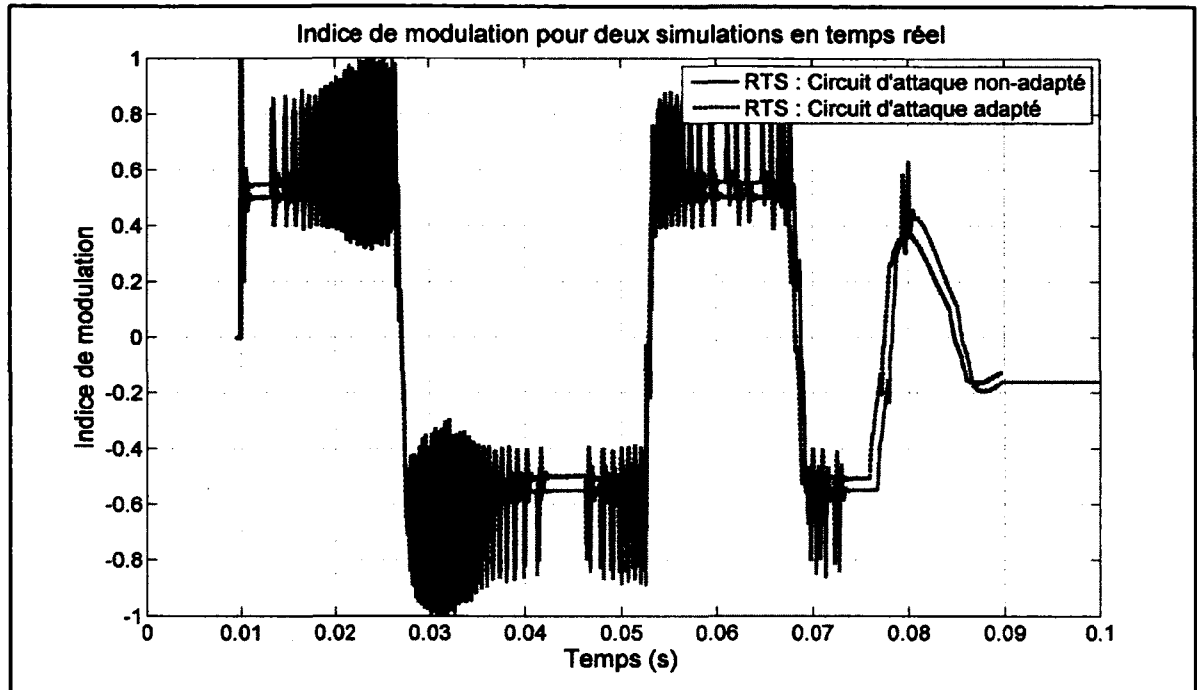


Figure 7.9 Résultats en temps réel pour deux circuits d'attaque de grille.

Ensuite, on observe que la simulation en temps différé n'utilisait pas a priori de temps morts sur les signaux de grille. Pourtant, ceux-ci sont essentiels pour une application réelle et influencent significativement la tension moyenne en sortie du convertisseur. Un module de temps morts identique à celui de la simulation en temps réel (de  $1.5\mu\text{s}$ ) a alors donc été ajouté à la simulation en temps différé. La Figure 7.10 permet de constater l'effet des temps morts sur l'indice de modulation ainsi que le retard qu'ils occasionnent à la simulation de positionnement. Ce retard est dû à l'amplitude plus importante que doit parcourir la sortie du régulateur de couple pour imposer les mêmes tensions moyennes en sortie.

Lorsque l'on corrige à la fois les circuits d'attaque de la simulation en temps réel et que l'on ajoute le module de temps morts à  $1.5\mu\text{s}$  à la simulation en temps différé, on obtient le résultat intéressant de la Figure 7.11. On y voit que les valeurs moyennes d'indice de modulation se superposent presque parfaitement. On juge alors que la simulation en temps différé utilisée modélise adéquatement la simulation en temps réel.

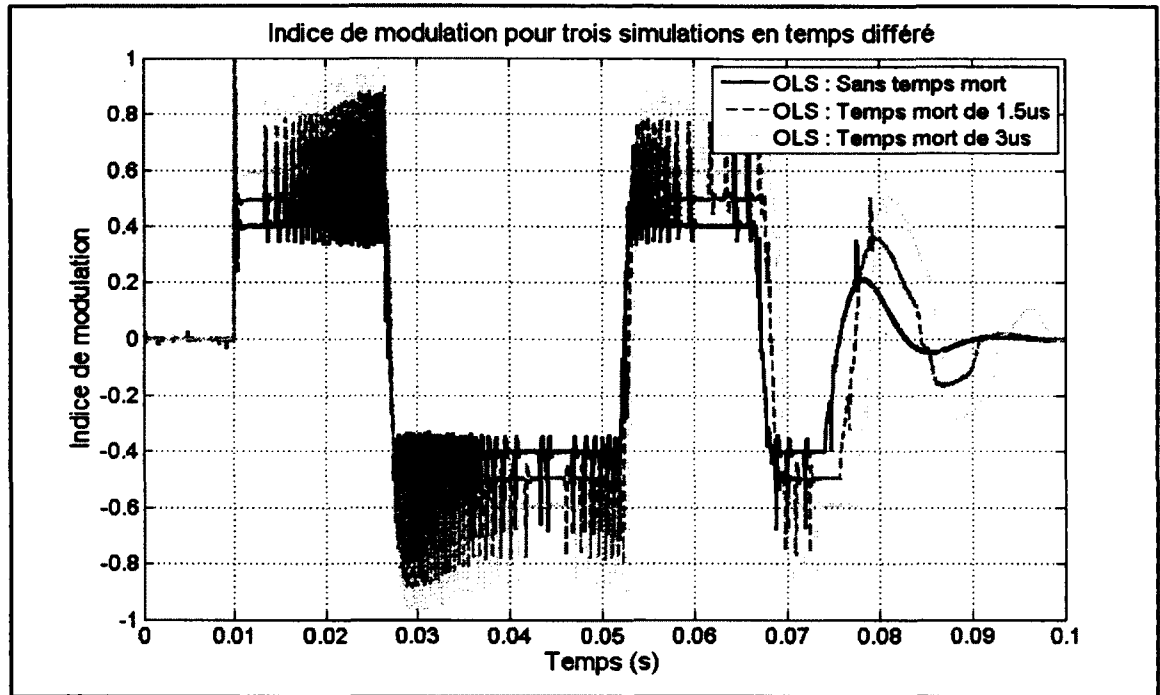


Figure 7.10 Résultat en temps différé avec variation des temps morts.

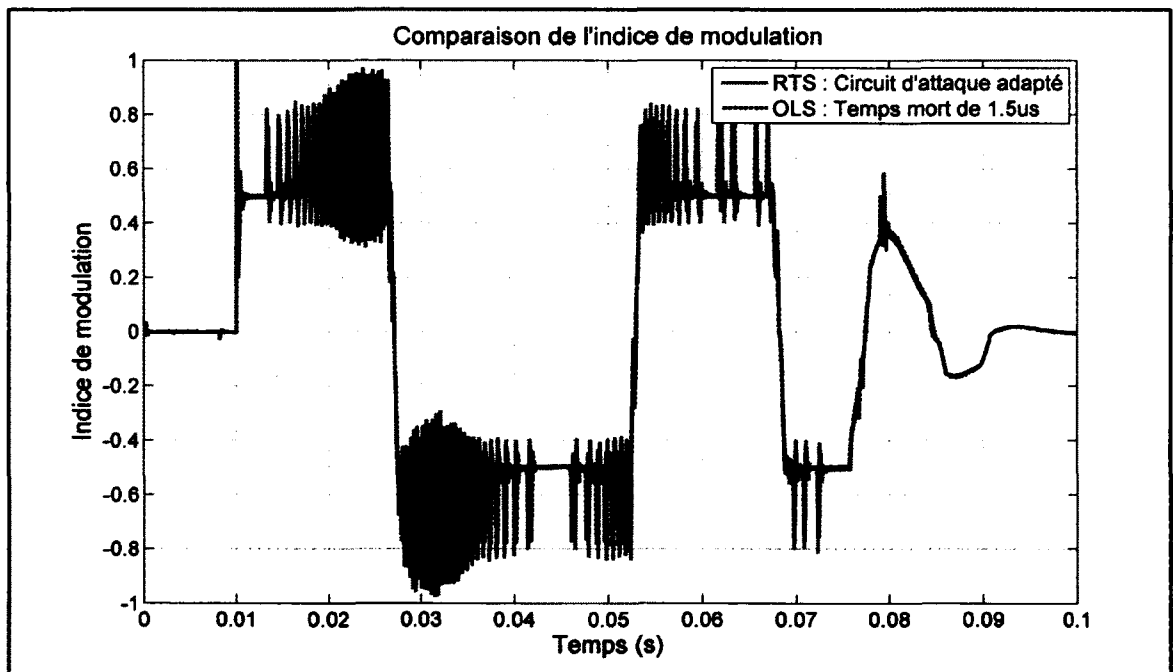


Figure 7.11 Comparaison des résultats en temps réel et en temps différé.

### **7.3.3 Résumé des modifications ayant suivi l'expérimentation**

Cette section ne présente que des résultats de simulation en temps réel partiels qui permettent de comprendre les modifications qui ont été apportées aux montages physiques ainsi qu'aux simulations numériques. La section 7.4 présente les résultats complets obtenus pour tous les cas de simulation.

Par rapport aux premiers montages, trois modifications importantes ont dû être apportées :

- 1) Choix d'inductances insaturables pour la plage de courant désirée.
- 2) Augmentation de la rapidité des circuits d'attaque pour en diminuer les délais.
- 3) Ajout des temps morts à la simulation en temps différé pour refléter l'implantation réelle

Ces changements permettent de comparer les résultats de simulation en temps différé et en temps réel. Sans eux, l'amplitude et les temps de réponse des deux simulations ne sont pas suffisamment semblables.

### **7.4 Comparaison des résultats en temps réel**

Les résultats des trois cas de simulation proposés à la section 7.2 sont exposés dans cette section. Une fois les ajustements des sections 7.1 et 7.3 apportés au modèle de référence et au montage expérimental, la comparaison entre les résultats en temps différé et en temps réel est surprenante. Les comparaisons entre le couple, l'indice de modulation et la position sont aisées. Néanmoins, la superposition des résultats pour les courants de phase est impossible. Ces différences s'expliquent par l'angle du moteur qui n'est pas identique entre les deux simulations au moment de l'échelon de consigne : un déphasage des courants s'ensuit. Toutefois, comme pour un vrai moteur, l'angle initial n'a pas d'impact sur la dynamique du moteur et les résultats sont alors présentés tel quel. Cette section est composée d'une succession de graphiques pour lesquels différents paramètres ont été utilisés.

Les figures 7.12 à 7.16 dévoilent les résultats obtenus pour les cas de simulations #1 et #2. Les résultats pour les deux types de simulation sont quasi identiques, prouvant que l'émulateur de moteur fonctionne bien dans ces conditions. Il est intéressant de constater l'effet de la BEMF sur le contrôle. Par exemple, la Figure 7.12 n'utilise pas de BEMF et on y voit que pour maintenir un couple constant, l'indice de modulation est constant. Toutefois, étant donné que le courant diminue avec l'augmentation de la vitesse, l'ajout de la BEMF oblige une variation de l'indice de modulation pour maintenir ce couple constant (Figure 7.13).

Aussi, on constate que pour une tension d'alimentation de 80V à l'entraînement de moteur (UUT), une saturation de l'indice de modulation survient. Le régulateur de couple n'est alors pas en mesure de maintenir sa référence (Figure 7.13). Toutefois, en augmentant la tension de l'UUT à 140V (Figure 7.14), le régulateur de couple impose sa volonté et la dynamique moyenne de couple est identique à la Figure 7.12.

La Figure 7.15 et la Figure 7.16 proposent une variation du cas #1 (Cas #2) en augmentant le couple maximal, amenant une saturation plus importante de l'indice de modulation.

En comparant la Figure 7.12 et la Figure 7.13, on s'aperçoit que l'ajout de la BEMF n'a pas de réels impacts pour ces cas. Ceci est dû à la vitesse du moteur qui n'est pas suffisante pour modifier la dynamique du contrôleur de couple. Le cas #3 a alors été créé pour observer l'effet de la BEMF. La Figure 7.17 et la Figure 7.18 en présentent les résultats.

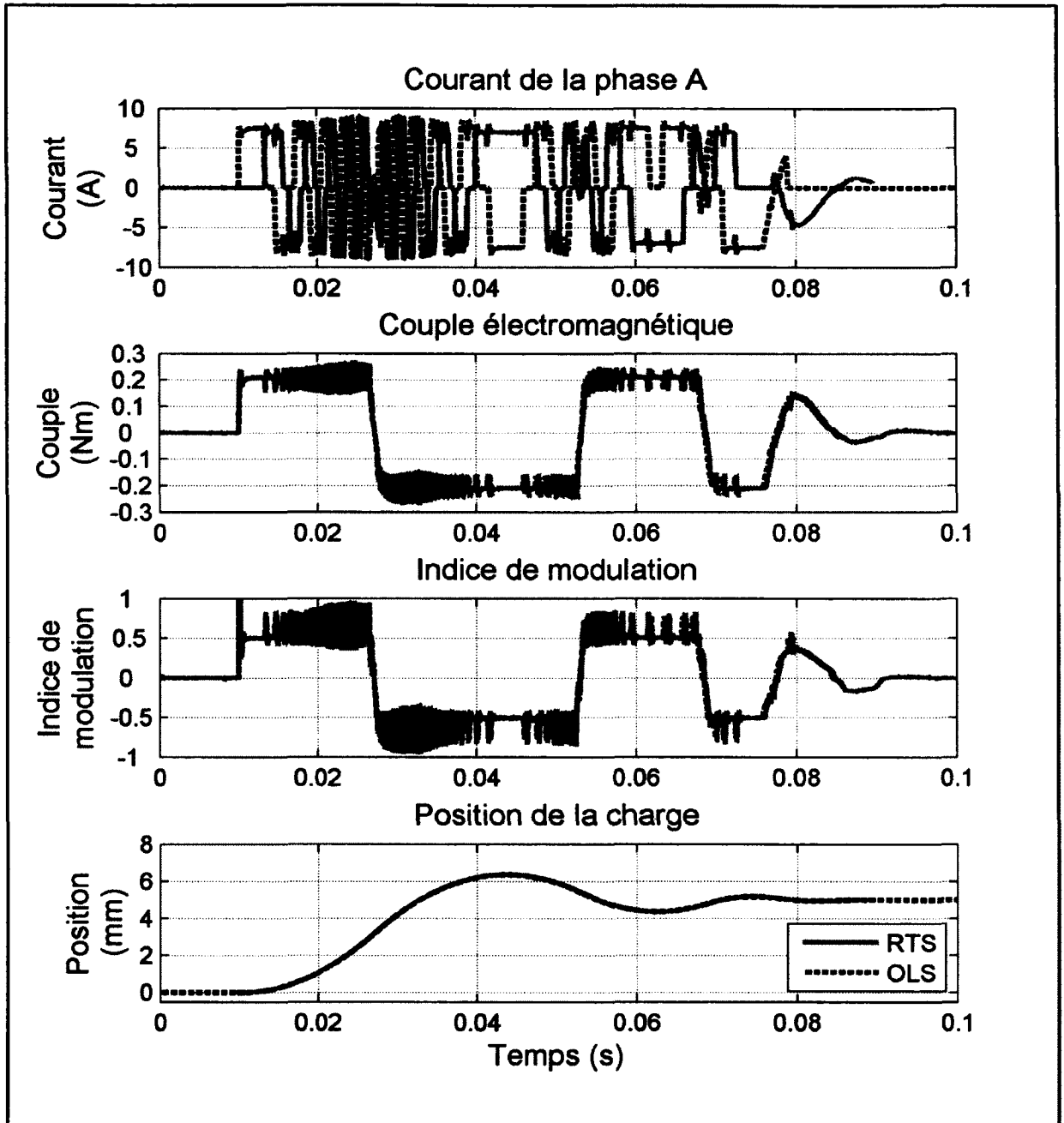


Figure 7.12 Comparaison des résultats pour le cas #1 avec  $E_{UUT} = 80V$ , sans BEMF.

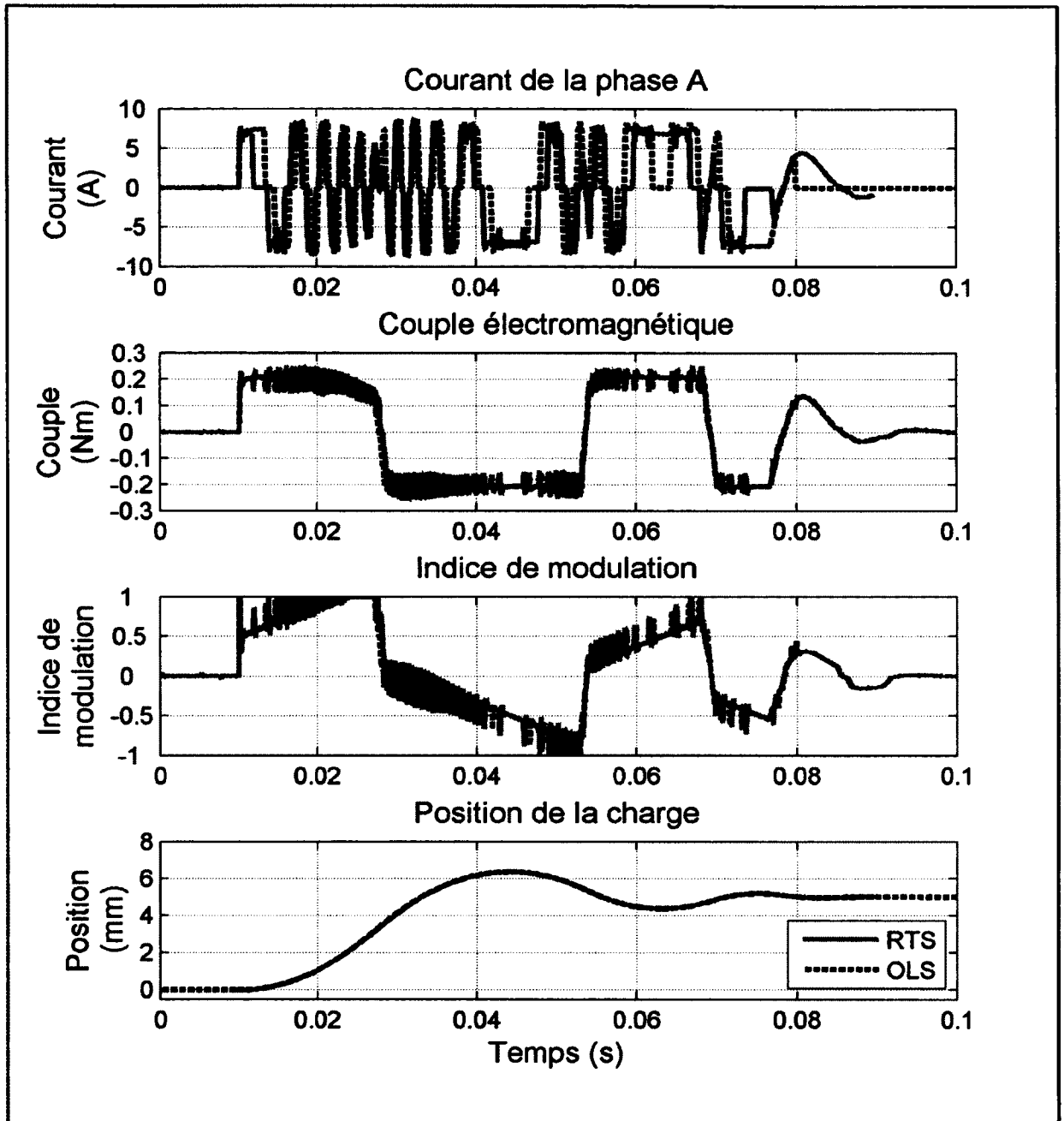


Figure 7.13 Comparaison des résultats pour le cas #1 avec  $E_{UUT} = 80V$  et BEMF.

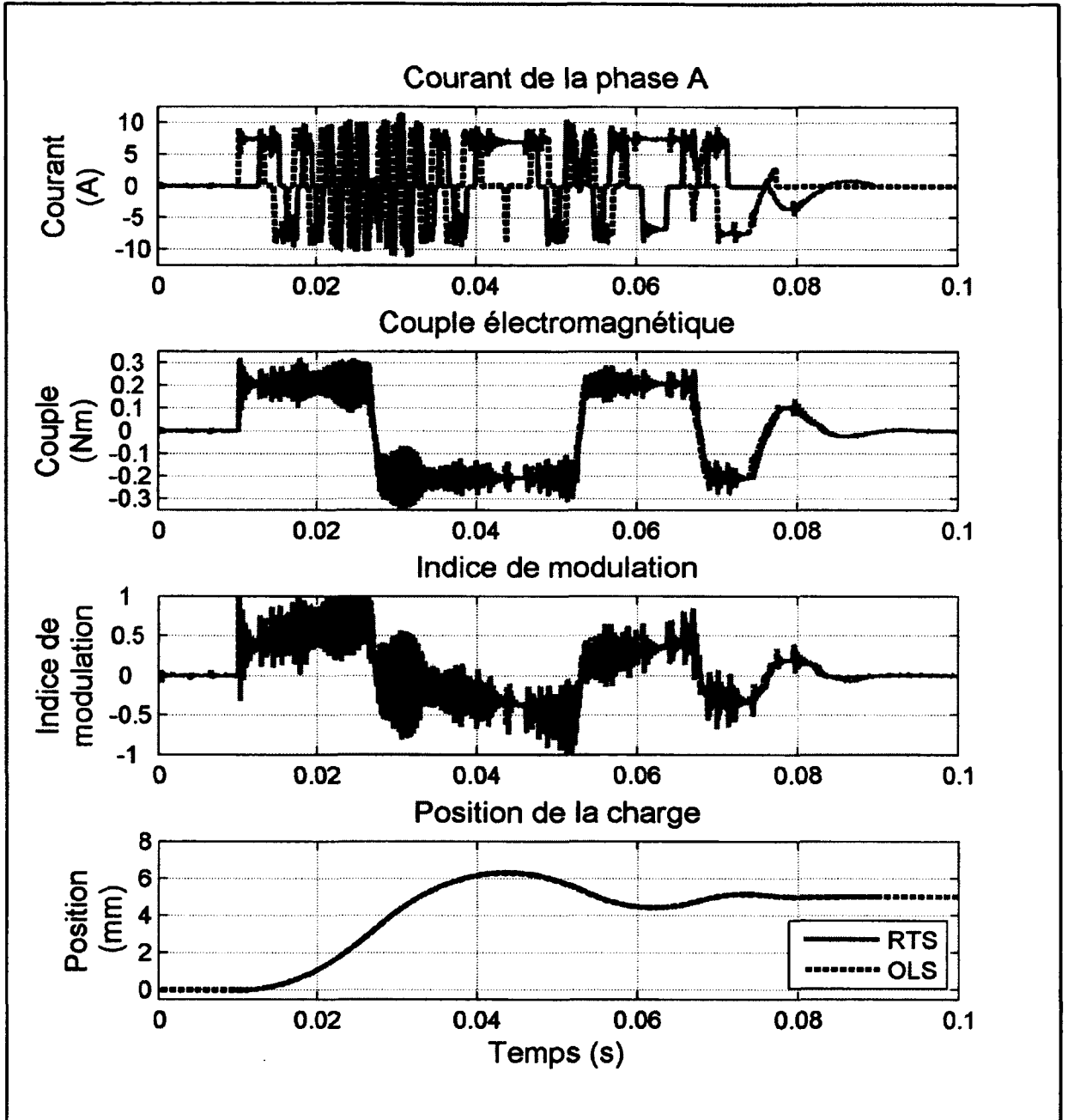


Figure 7.14 Comparaison des résultats pour le cas #1 avec  $E_{UUT} = 140V$  et BEMF.

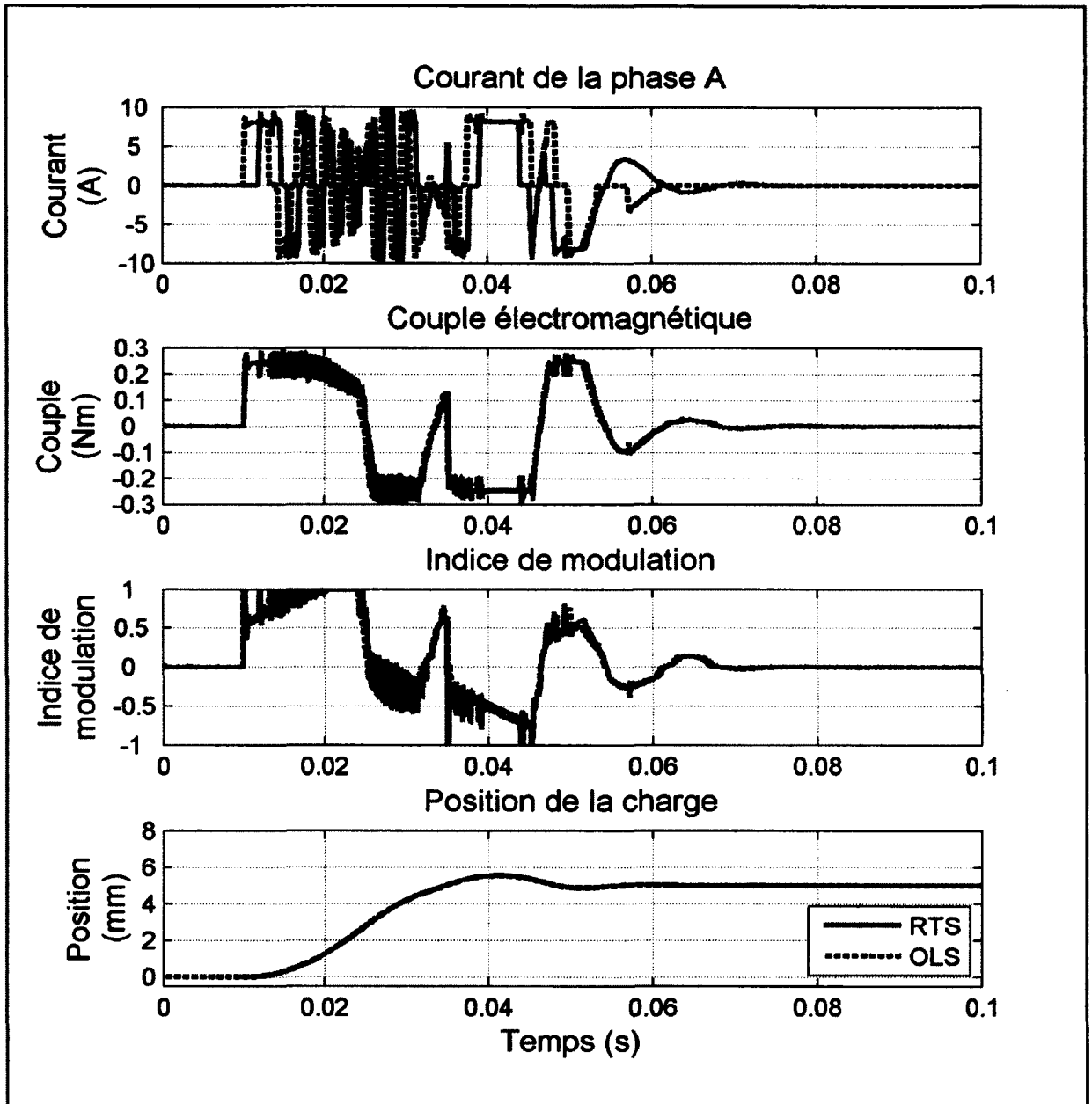


Figure 7.15 Comparaison des résultats pour le cas #2 avec  $E_{UUT} = 80V$ .



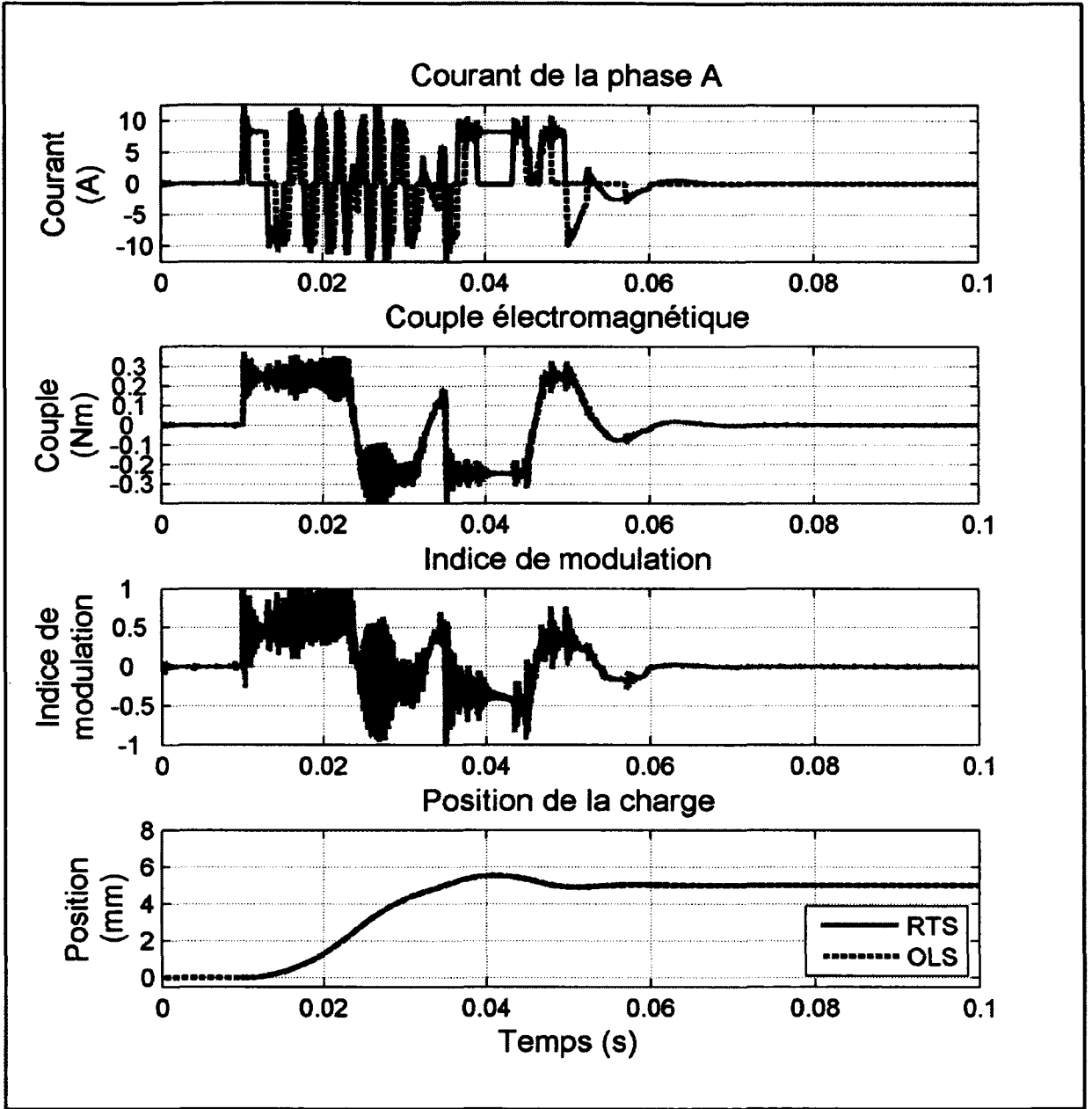


Figure 7.16 Comparaison des résultats pour le cas #2 à  $E_{UUT} = 140V$ .

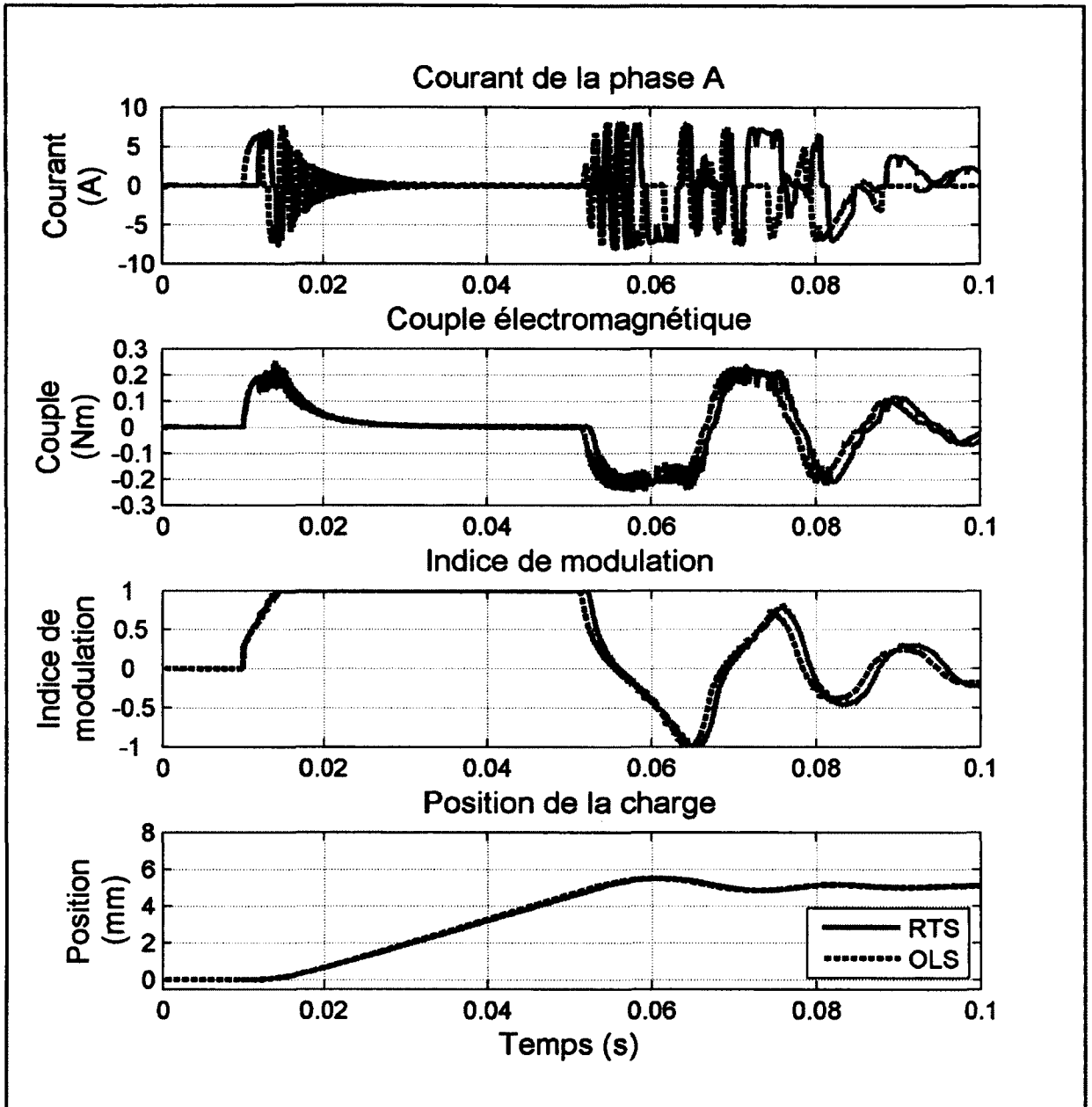


Figure 7.17 Comparaison des résultats pour le cas #3 avec  $E_{UUT} = 80V$ .

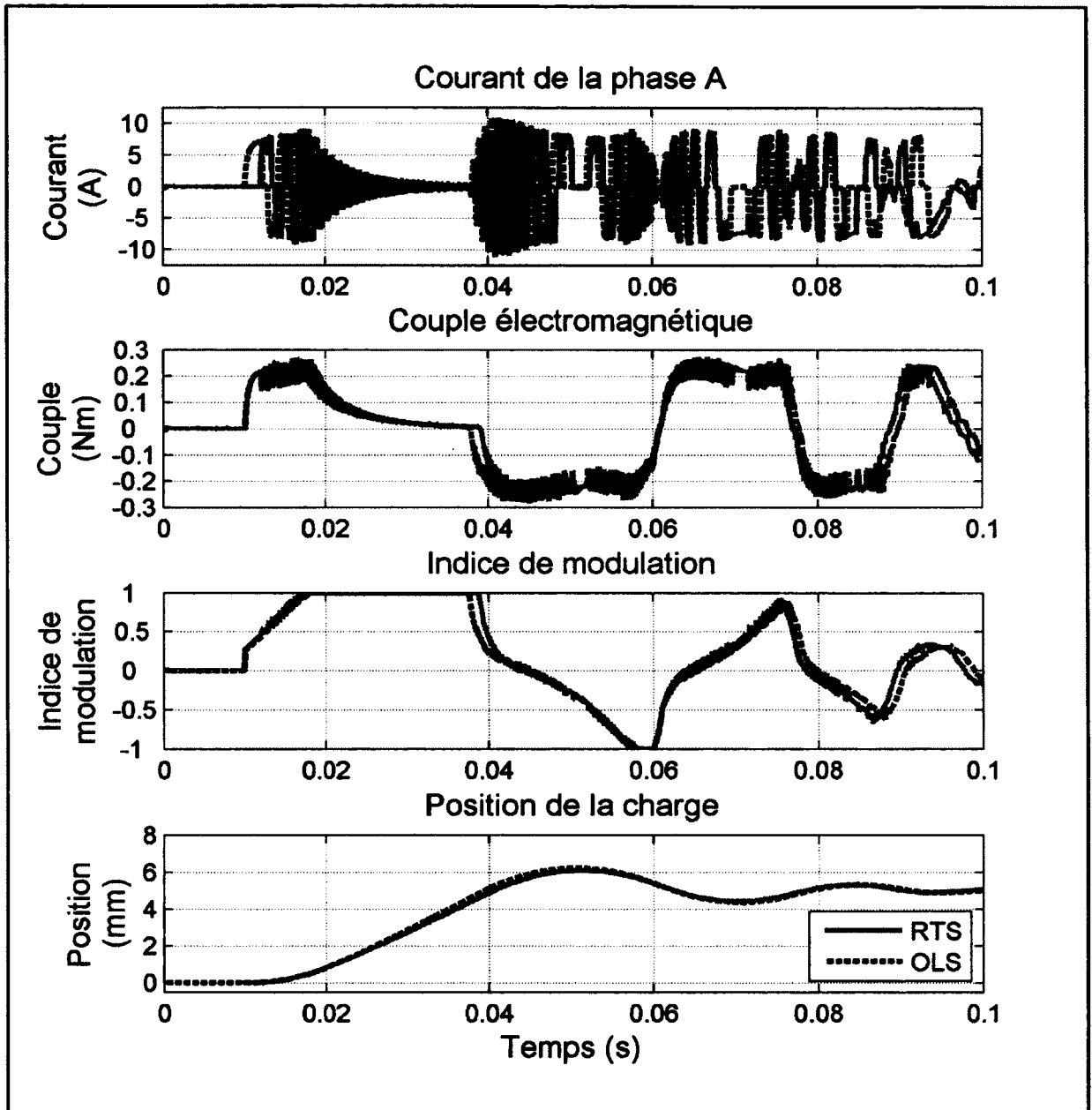


Figure 7.18 Comparaison des résultats pour le cas #3 avec  $E_{UUT} = 140V$ .

On voit que la superposition des résultats pour les deux figures précédentes n'est pas aussi aisée que pour les cas de simulation #1 et #2. On y voit que la simulation en temps réel se stabilise plus rapidement que la simulation en temps différé. Pour comprendre la raison de ces différences, on effectue un agrandissement de la Figure 7.17 (Figure 7.19) entre 15ms et 40ms. On voit sur cet agrandissement que le couple de la machine en temps réel est légèrement inférieur au couple rencontré en temps différé. Des courants légèrement plus faibles mènent à un couple aussi plus faible. Pourtant, l'indice de modulation sur cet intervalle de temps est identique et unitaire... Pour un même indice de modulation, le courant ne peut être plus faible qu'en raison de deux facteurs : une tension de l'UUT plus faible ou une tension de BEMF plus élevée.

Des mesures expérimentales ont montré que les appels de courant provoquaient une chute de la tension d'alimentation de l'UUT. Afin d'être en mesure de comparer les résultats, on a tenté de modéliser la source de tension réelle dans la simulation en temps différé. Ne connaissant pas les caractéristiques exactes de la source de tension réelle, on a opté pour un modèle de source de tension limité en courant avec un condensateur de 5.4mF en sortie. À tâtons, on a alors ajusté la limite de courant à 1A afin d'obtenir une chute de tension semblable à l'expérimentation, soit de 6.4V sur 140V.

Cette modification au modèle de simulation en temps différé à mener aux résultats de la Figure 7.20 et de la Figure 7.21. On y voit que les dynamiques obtenues en temps différé sont maintenant beaucoup plus près de celles obtenues en temps réel, d'où la validation de notre hypothèse et du fonctionnement de l'émulateur. Bien sûr, on voit que la corrélation n'est pas parfaite, mais on comprend que les différences proviennent de la modélisation de la source de tension limitée en courant. Le comportement exact n'étant pas connu, sa modélisation est difficile, mais est tout de même meilleure qu'initialement.

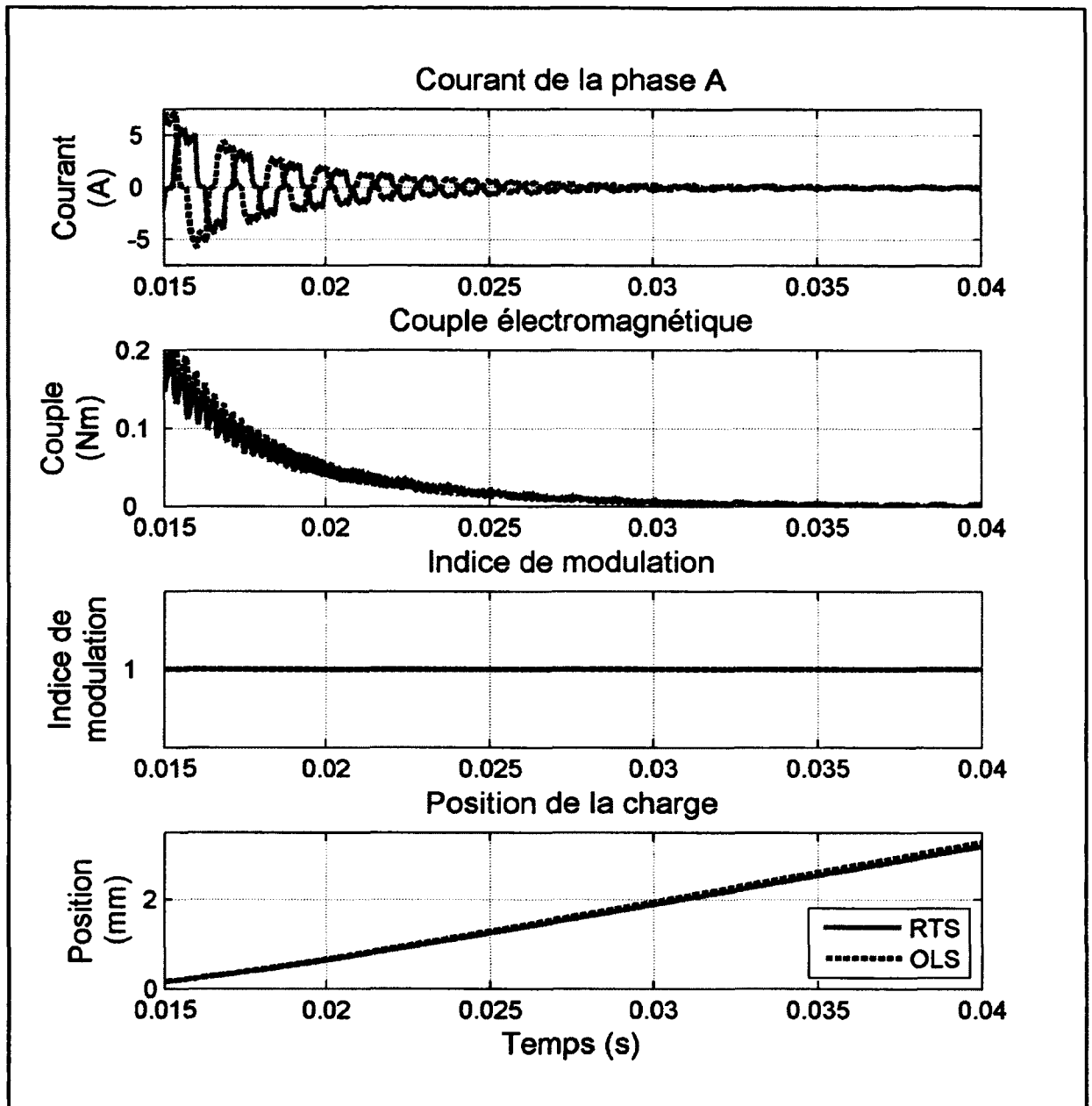


Figure 7.19 Agrandissement de la Figure 7.17.

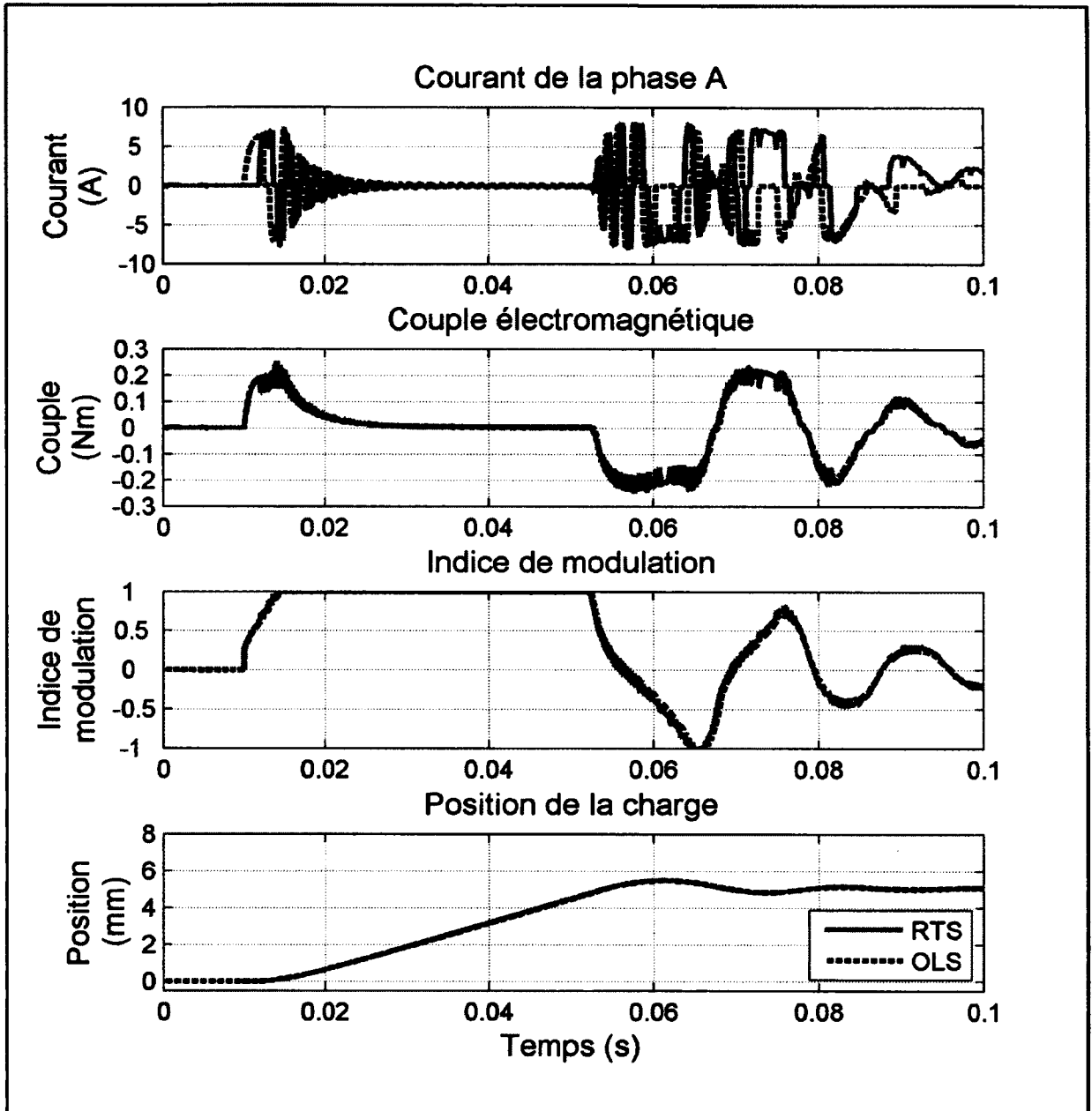


Figure 7.20 Comparaison des résultats pour le cas #3 avec  $E_{UUT} = 80V$  avec ajustement de la source.

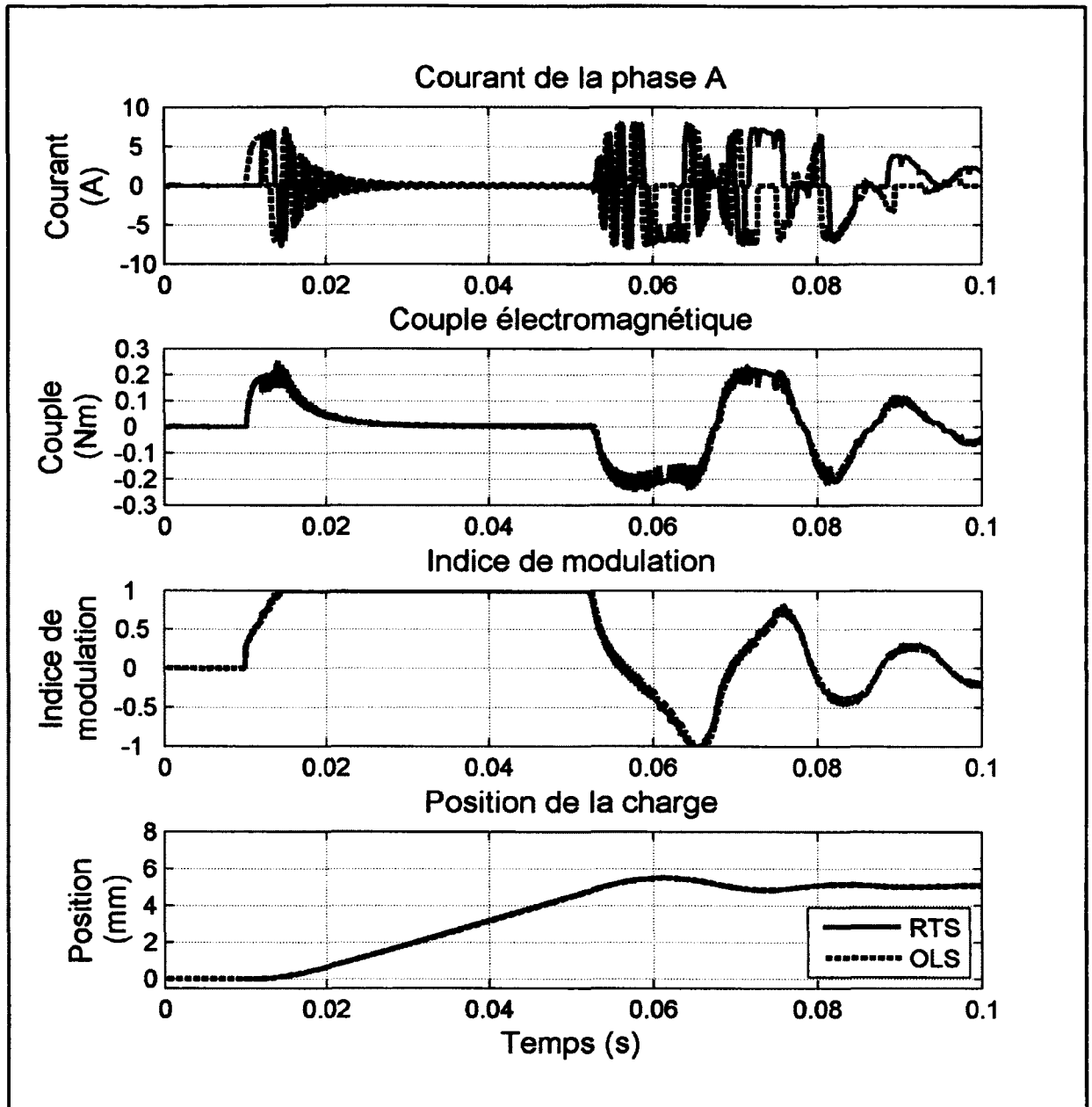


Figure 7.21 Comparaison des résultats pour le cas #3 avec  $E_{UUT} = 140V$  avec ajustement de la source.

## **7.5 Retour sur l'expérimentation**

L'expérimentation de ce travail de recherche se résume par la corrélation entre les résultats théoriques obtenus avec une application en temps différé et les résultats expérimentaux obtenus avec la même application en temps réel.

La superposition quasi parfaite des résultats prouve que l'émulation de moteur fonctionne très bien. De plus, aucun des problèmes superposition n'a été causé par le convertisseur de puissance construit pour les BEMF, ce qui prouve que sa construction est appropriée.

Malgré ces résultats satisfaisants, on comprend que pour y arriver, des ajustements importants ont dû être apportés. Sans ces ajustements, la superposition des résultats n'aurait pas été possible. Des réponses semblables auraient toutefois pu être obtenues et auraient pu convenir aux futurs utilisateurs. Ce chapitre a donc indiqué aux futurs utilisateurs de cet émulateur de moteur comment parvenir avec précision aux résultats de simulation en temps différé. Il revient à ces futurs utilisateurs de juger de la pertinence de ces ajustements selon l'objectif. Par exemple, une différence de 5% sur l'indice de modulation n'est peut-être pas problématique par rapport au comportement de l'UUT lorsque sa tension d'alimentation diminue.



## CONCLUSION

Les travaux menés dans le cadre de cette recherche avaient pour but de réaliser une charge électronique se comportant comme une machine synchrone trapézoïdale à aimants permanents (BLDC). La problématique initiale étant d'identifier la meilleure façon d'y parvenir. La solution qui a été privilégiée n'est certes pas la seule imaginable. Toutefois selon les exigences du partenariat établi avec Opal-RT, elle a été jugée comme étant la plus appropriée.

Les résultats expérimentaux recueillis prouvent hors de tout doute que les propositions apportées conviennent à l'émulation d'une machine synchrone trapézoïdale à aimants permanents basée sur le modèle de la librairie SimPowerSystems commercialement distribuée par Matlab/Simulink.

L'approche présentée se différencie des autres travaux de la littérature par son souci d'émuler adéquatement les dynamiques de courant à la fréquence de commutation de l'entraînement de moteur. Ainsi, le système conçu se targue de présenter instantanément les courants d'un vrai moteur, et non uniquement leur valeur moyenne. Cet aspect se relève particulièrement important pour les moteurs ayant des stators de faibles impédances et où les variations de courant sont importantes.

De plus, le choix d'un convertisseur piloté en tension permet de présenter naturellement une force contre-électromotrice aux bornes du moteur lorsque le courant d'une phase s'annule. Un convertisseur piloté en courant aurait obligé l'usage de mécanismes discontinus pour appliquer la tension adéquate dans ces conditions. De même, un émulateur de moteur piloté en tension simplifie grandement les circuits d'interfaçage à l'entraînement de moteur puisque la simulation en temps réel repose sur la lecture des courants. Il en découle un dispositif de mesure non intrusif, cher aux clients n'ayant pas accès aux connexions internes de l'entraînement de moteur.

Ces avantages expliquent le choix de l'approche. En rétrospective, étant donné la simplicité de la stratégie retenue, un autre choix de structure pour émuler une machine synchrone trapézoïdale à aimants permanents n'aurait pas fourni d'aussi bons résultats et aurait été beaucoup trop complexe pour les besoins.

Cette structure est facilement étendue à des moteurs du même type avec des caractéristiques électriques et mécaniques différentes. Toutefois, étant donné que les dynamiques du stator sont recréées avec un circuit d'ordre un réel, des non-linéarités du stator peuvent être difficilement ajoutées. Par exemple, la variation de l'inductance d'une machine synchrone à aimants permanents (PMSM) ne pourrait être réalisée qu'en valeur moyenne.

Aussi, la modélisation acceptée d'une machine asynchrone ou d'un PMSM emploie un modèle à deux variables (modèle D-Q) pour représenter ces systèmes triphasés. Or, ces modèles nécessitent, en guise d'entrées, des mesures de tensions et conduisent à des sorties en courant, d'où l'utilisation d'un émulateur piloté en courant par plusieurs auteurs. Ceci confère une flexibilité accrue de l'émulateur aux variations des paramètres électriques et à l'introduction de non-linéarités.

La structure développée dans ces travaux propose des solutions adéquates pour l'émulation de machines BLDC, mais requiert des questionnements quant à son utilisation pour d'autres types de moteur. Les besoins doivent être bien ciblés.

Finalement, l'extension de cette structure pour des moteurs BLDC de puissance plus importante nécessitera obligatoirement l'emploi d'un pré-régulateur pour gérer l'énergie du réseau et ne pas la dissiper inutilement.

## RECOMMANDATIONS

Suite à la réalisation de ce projet, on pourra se questionner à propos de son avenir, ce qui donne lieu à quelques recommandations. L'objectif premier du partenariat avec Opal-RT était d'étudier la réalisation d'un émulateur de moteur dit universel, c'est-à-dire, qui s'adapte à plusieurs types de moteur. Toutefois, l'entrée en jeu d'un client potentiel important a rapidement dirigé les travaux de recherche vers une solution pour un moteur BLDC de puissance, somme toute, assez faible. Connaissant maintenant le contexte, voici quelques recommandations et questionnements qui doivent être faits avant une nouvelle conception.

- L'approche du présent travail propose l'émulation des courants à la fréquence de commutation de l'entraînement de moteur comme critère de conception. Il faut établir si ce critère est réellement important en considérant la valeur de l'inductance du stator, c'est-à-dire en vérifiant l'amplitude des harmoniques de commutation de l'entraînement de moteur par rapport à l'amplitude du courant moyen.
- Les composantes du stator sont fixées matériellement. Il faut étudier s'il est possible de faire varier virtuellement la valeur de ces composantes en modifiant l'amplitude de la force contre-électromotrice. Avec la structure actuelle, cette compensation des impédances externes n'a d'autres choix que d'être en valeur moyenne. Si la compensation des impédances externes était possible, l'émulation d'une machine PMSM serait alors possible avec la structure présentée dans ce mémoire.
- Un nouvel émulateur de moteur devrait se questionner à propos de sa structure. L'utilisation de modèle de simulation D-Q est aujourd'hui acceptée pour représenter mathématiquement des machines tournantes. Une telle représentation nécessite toutefois un émulateur avec des sources de courant, qui permet de modifier virtuellement tous les paramètres de la machine. Il serait toutefois surprenant de pouvoir simuler les dynamiques à haute fréquence avec une telle structure.

- L'utilisation de sources de courant entraîne aussi la nécessité d'une lecture des tensions appliquées par l'entraînement de moteur. Ces lectures ne sont pas triviales et une réflexion importante est requise quant à leur réalisation. Idéalement, ces lectures devraient s'adapter à toutes les topologies d'entraînement de moteur et ne devraient se servir que des trois bornes de connexion à l'entraînement de moteur.
- Une fréquence de commutation élevée de 200kHz a été privilégiée pour ce projet. Le choix de cette fréquence repose sur l'atténuation désirée de l'harmonique de commutation. Cette fréquence de commutation élevée nécessite des temps de commutation des interrupteurs de puissance très rapides qui nuisent aux considérations d'EMI. Une nouvelle structure d'émulateur doit se questionner sur les spécifications de tension requises lors d'un fonctionnement sans charge. La topologie du convertisseur, actuellement un convertisseur à deux niveaux, doit aussi être à l'étude. Des topologies multiniveaux, entre autres, pourraient permettre la diminution de la fréquence de commutation.
- Le projet a été conçu pour de faibles puissances. Ce même projet appliqué à des puissances plus importantes devra se pencher sur la problématique de récupération d'énergie.

En résumé, la conception d'un nouvel émulateur de moteur doit d'abord établir clairement :

- Les dynamiques de courant à émuler.
- Le type de moteur à émuler.
- Le choix des sources de l'émulateur : en tension ou en courant.
- La stratégie de lecture des tensions appliquées.
- La topologie de la source de l'émulateur de moteur.
- Sa puissance.

## **ANNEXE I**

### **SCHÉMA DE LA CARTE DE COMMANDE**

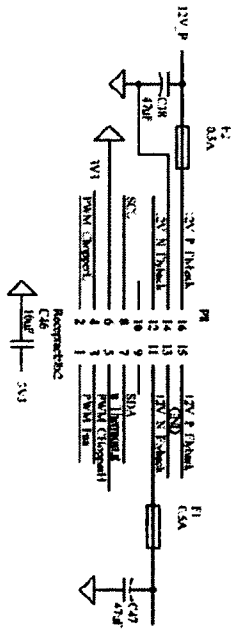
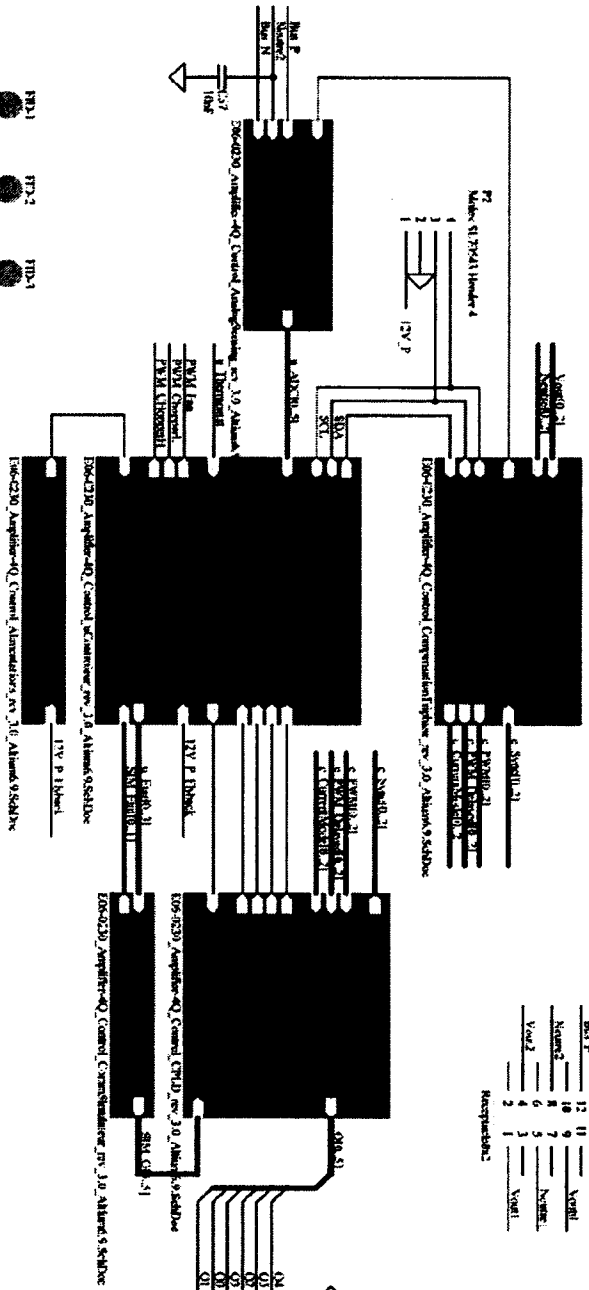
1  
2  
3  
4

- FD-1 Filtré
- FD-2 Filtré
- FD-3 Filtré
- FD-4 Filtré
- FD-5 Filtré
- FD-6 Filtré

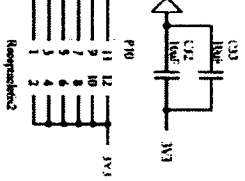
Place en Topologie

Place en Bottomologie

- N2 411A, 1W, 602
- N1 411A, 1W, 602
- S1 411A, 1W, 602



Bus	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	
Bus N																	
Bus P																	
Voire2																	
Voire3																	
Voire4																	



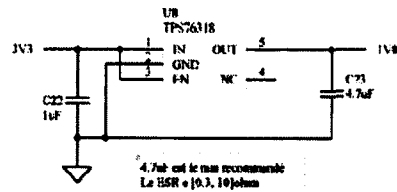
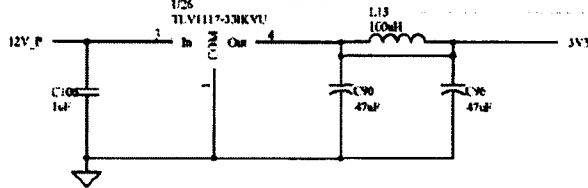
Revis	3/1
Date	10 octobre 2010
Page	1 de 19

App: 126-27m  
 PCB: E06-020 Rev: 3.0  
 Page: 1 of 8

### Alimentation Contrôles Numériques

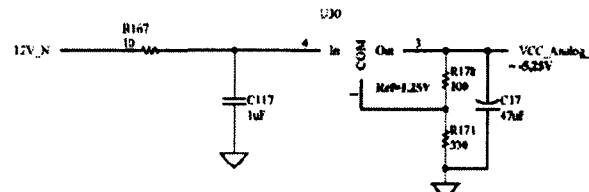
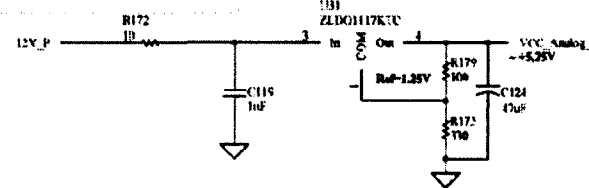
Consommation sur 3V3  
 1 x CPLD, 5mA  
 1 x ATMEGA16, 7mA  
 2 x 74A/541MTCX, 3.04mA  
 1 x CFPCTL-ASBP-62-50FS, 25mA  
 15 x Potential Leds, 10mA  
 2 x TC74AS-3.3, 0.35mA  
 3 x PMW21, 22mA+10.6mA  
 3 x LT1720, 14mA  
**Total : 907.59mA**

La consommation de courant sur le 3V3 est basée sur l'approximation du prototype. En fonctionnement normal, celui-ci est inférieur à 0.26A. La consommation devrait être sensiblement la même plus tard...

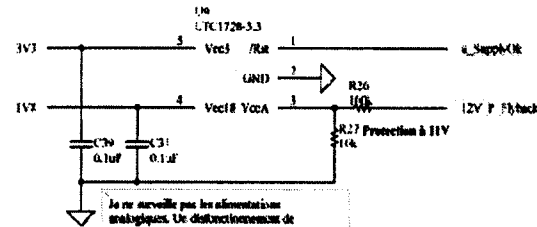


### Alimentation Compensateur Analogique

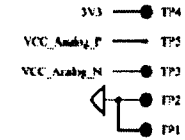
Consommation sur VCC\_Analog  
 2 x TL084, 16mA [Sensing, LEVb]  
 1 x TL082, 5mA [Sensing]  
 1 x TL431, 5mA [Reference]  
 1 x MCP78D, 0.3mA [Ref 3V3]  
 3 x TLC372, 0.6mA [Compensateur]  
 3 x TL084, 16mA [Compensateur]  
**Total : 62mA**



### Supervision des alimentations 3V3, 1V8, 12V



La surveillance porte sur les alimentations analogiques. Un dysfonctionnement de celles-ci se traduit par un arrêt automatique par une saturation du PWM qui sera détectée.



Assy: 126-2276  
 PCB: E08-0253 Rev 3.0  
 Page: 3 of 8

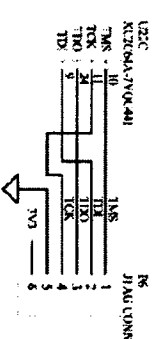
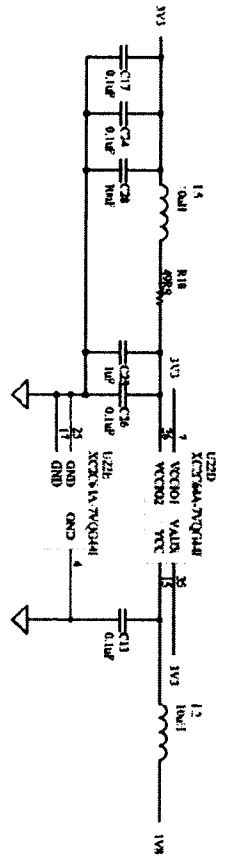
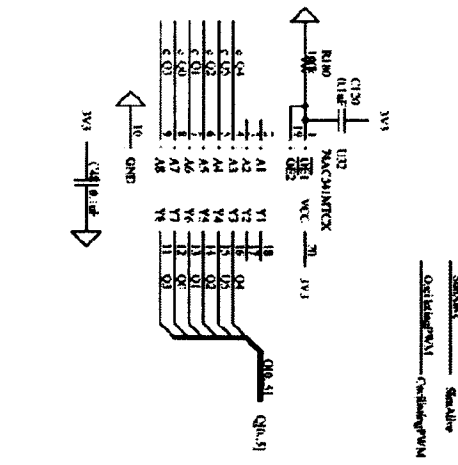
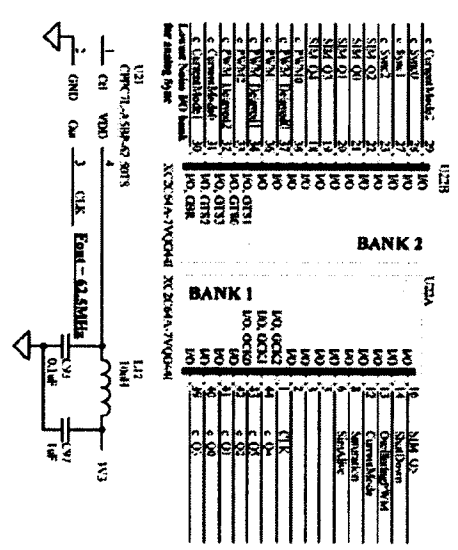
	Nom du projet	
	Boutil de commande de régulation	
Nom de la feuille		
Alimentations de la commande		
Rev	Conçu par Francis Legendre	Dessiné par Francis Legendre
3.1	Date 10 octobre 2010	Page 2 de 10



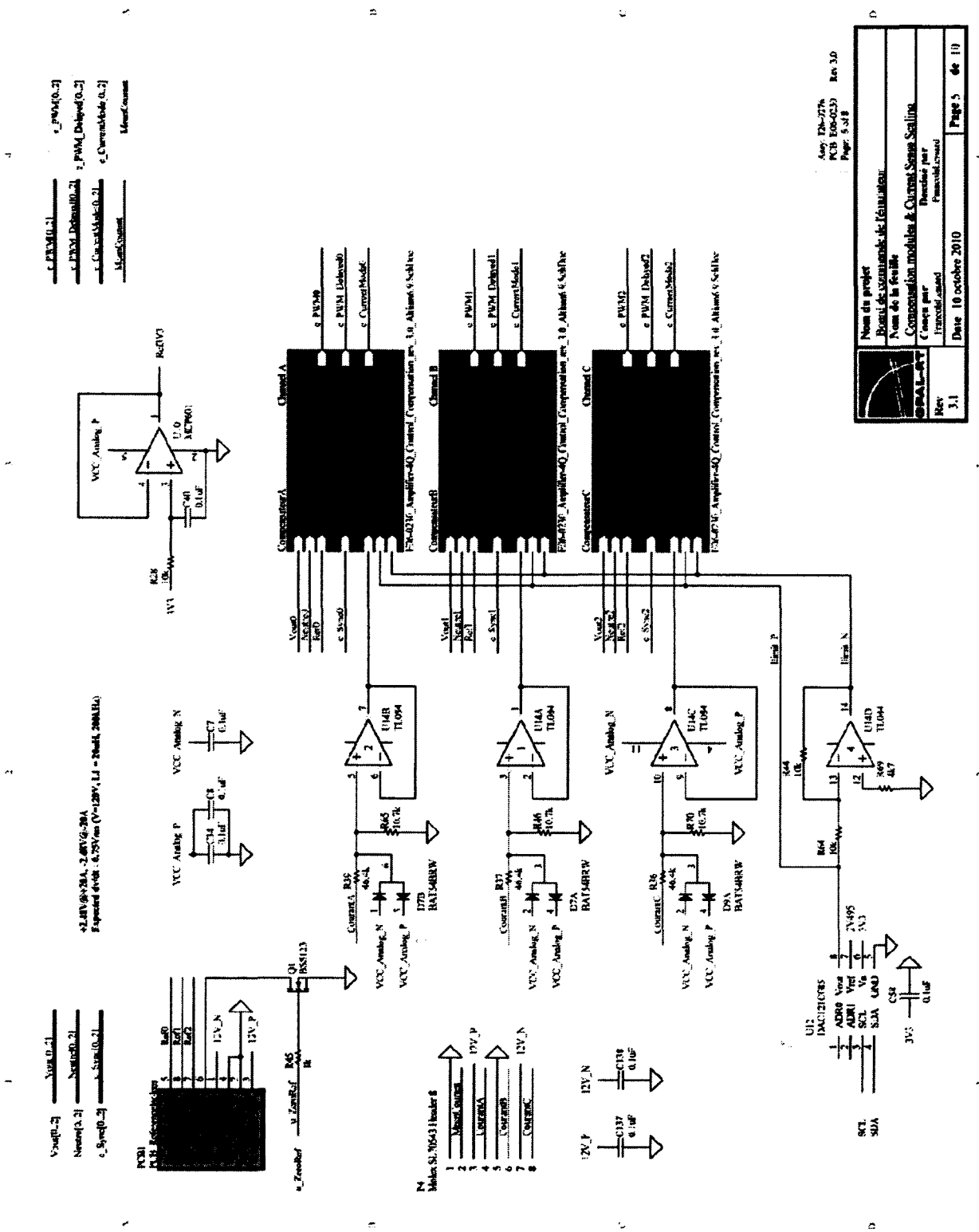


\*PWR01:2] \_\_\_\_\_  
 \*PWR1:Delvigo:2] \_\_\_\_\_  
 \*Commodat:2] \_\_\_\_\_  
 SIM\_000\_01] \_\_\_\_\_  
 SIM\_000\_01] \_\_\_\_\_  
 Shutdown] \_\_\_\_\_  
 Shutdown] \_\_\_\_\_

\*Mort:2] \_\_\_\_\_  
 \*Spend:2] \_\_\_\_\_  
 Comodade] \_\_\_\_\_  
 Comodade] \_\_\_\_\_  
 Mort:2] \_\_\_\_\_  
 Mort:2] \_\_\_\_\_  
 Comodade] \_\_\_\_\_  
 Comodade] \_\_\_\_\_



Nom du projet Brevet de l'Université de Valenciennes	
Nom de la feuille CPU D - Feuille Détection & Shutdown	
Auteur C. Leclercq	
Date 19 octobre 2010	
Page 4 de 10	Page 4 de 10



- 1. e\_PWM(0.2)
- 2. e\_PWM\_Delayed(0.2)
- 3. e\_CurrentMode(0.2)
- 4. e\_CurrentMode

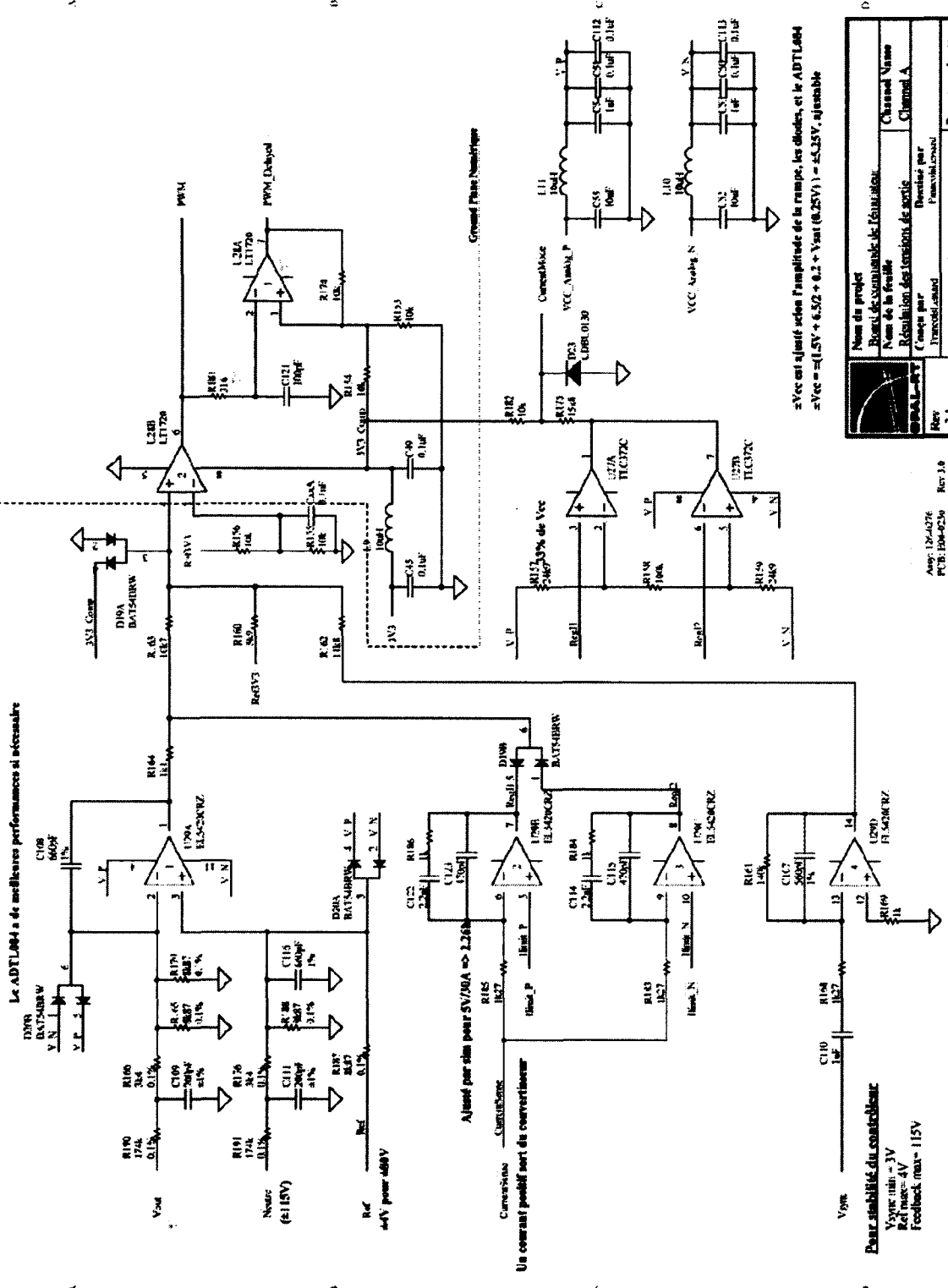
- 1. Vcc(0.2)
- 2. Vcc(0.2)
- 3. Vcc(0.2)

- 1. Vcc(0.2)
- 2. Vcc(0.2)
- 3. Vcc(0.2)

- 1. Vcc(0.2)
- 2. Vcc(0.2)
- 3. Vcc(0.2)

Assy: I2M-2776 Rev 3.0  
 PCB: E06-0233 Rev 3.0  
 Page: 5 of 8

**Nom de projet**  
**Données soumise de fabrication**  
**Nom de la feuille**  
**Composition module & Channel Sense Scaling**  
 Conçu par  
 François Laroche  
 Révisé par  
 François Laroche  
 Date: 10 octobre 2010 Page 5 de 10



Le ADTL064 a de meilleures performances si nécessaire

Ajusté pour sim pour 5V/50A => 2.26A

Un courant positif fort de conversion

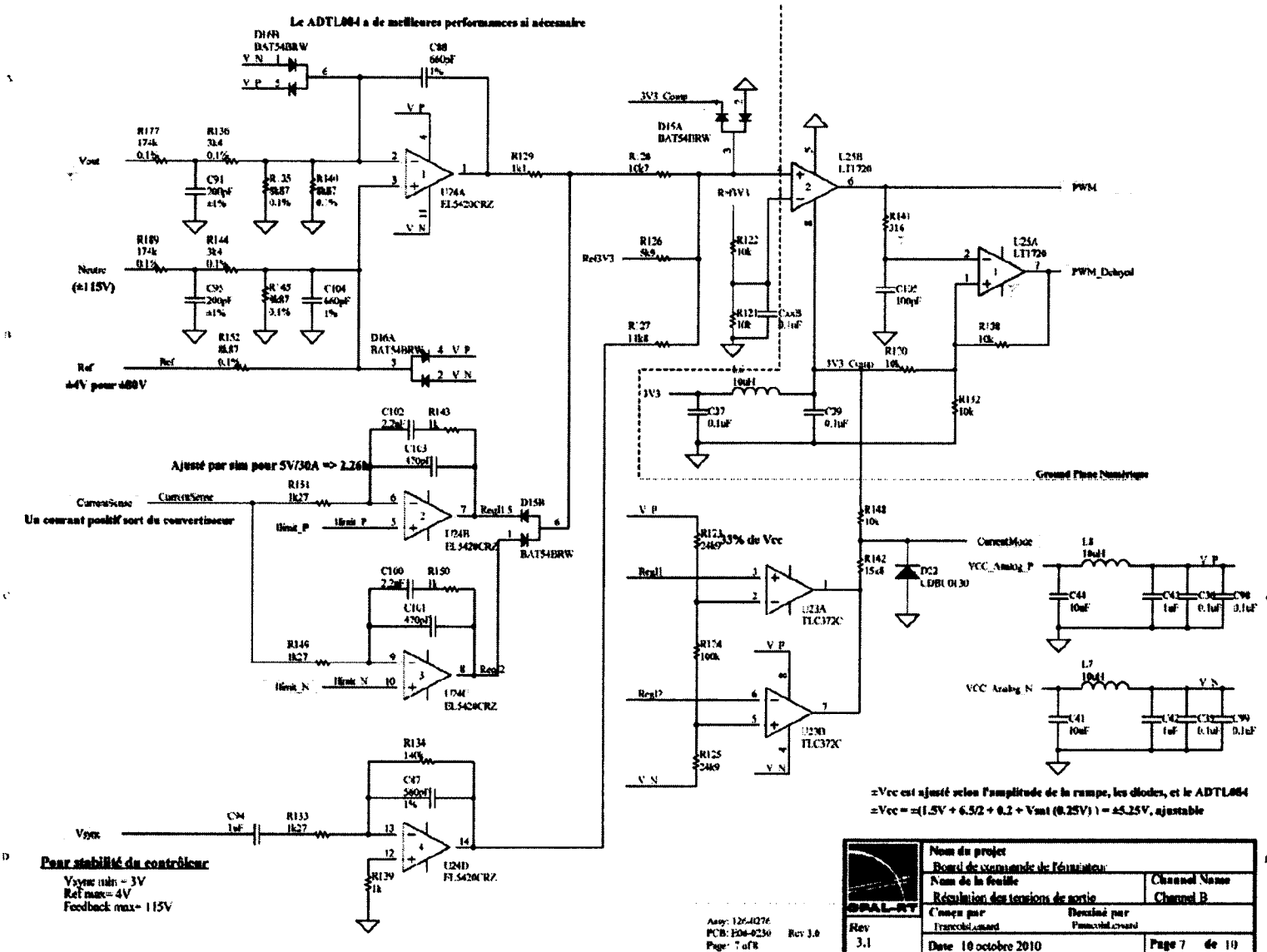
Pour stabilité du contrôle

V<sub>out</sub> min = 3V  
 Ref max = 4V  
 Feedback max = 115V

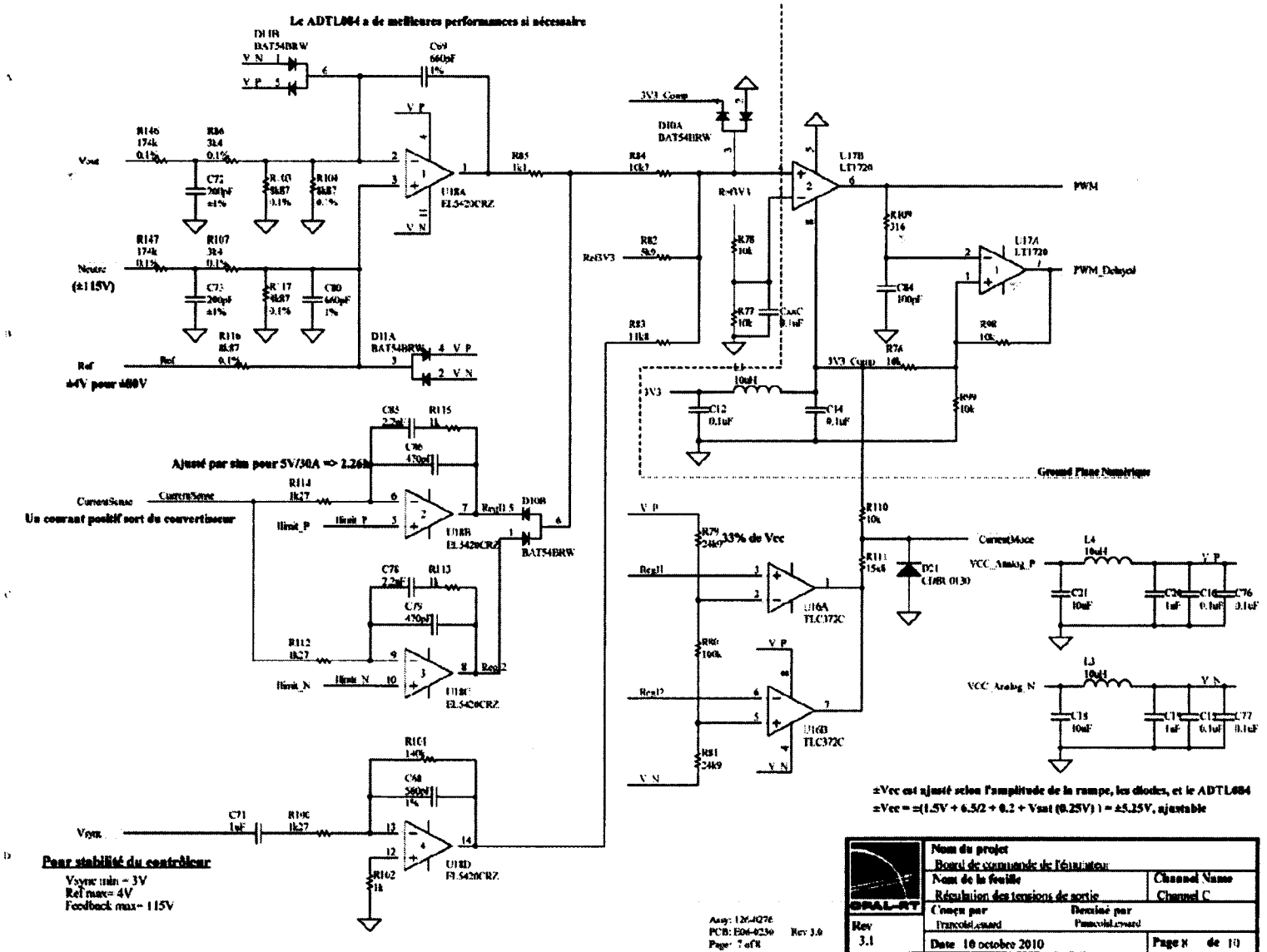
a V<sub>cc</sub> est ajusté selon l'amplitude de la rampe, les diodes, et le ADTL064  
 a V<sub>cc</sub> = -(1.5V + 6.5Z + 0.2 \* V<sub>out</sub> (0.25V)) = -2.53V, ajustable

Nom de projet		Channel Vues
Bout de commande de l'émission		Channel A
Nom de la feuille		Dessiné par
Révision des tensions de sortie		Francis Laval
Circuit pour		Date 10 octobre 2010
Revisé par		Page 6 de 10
3.1		

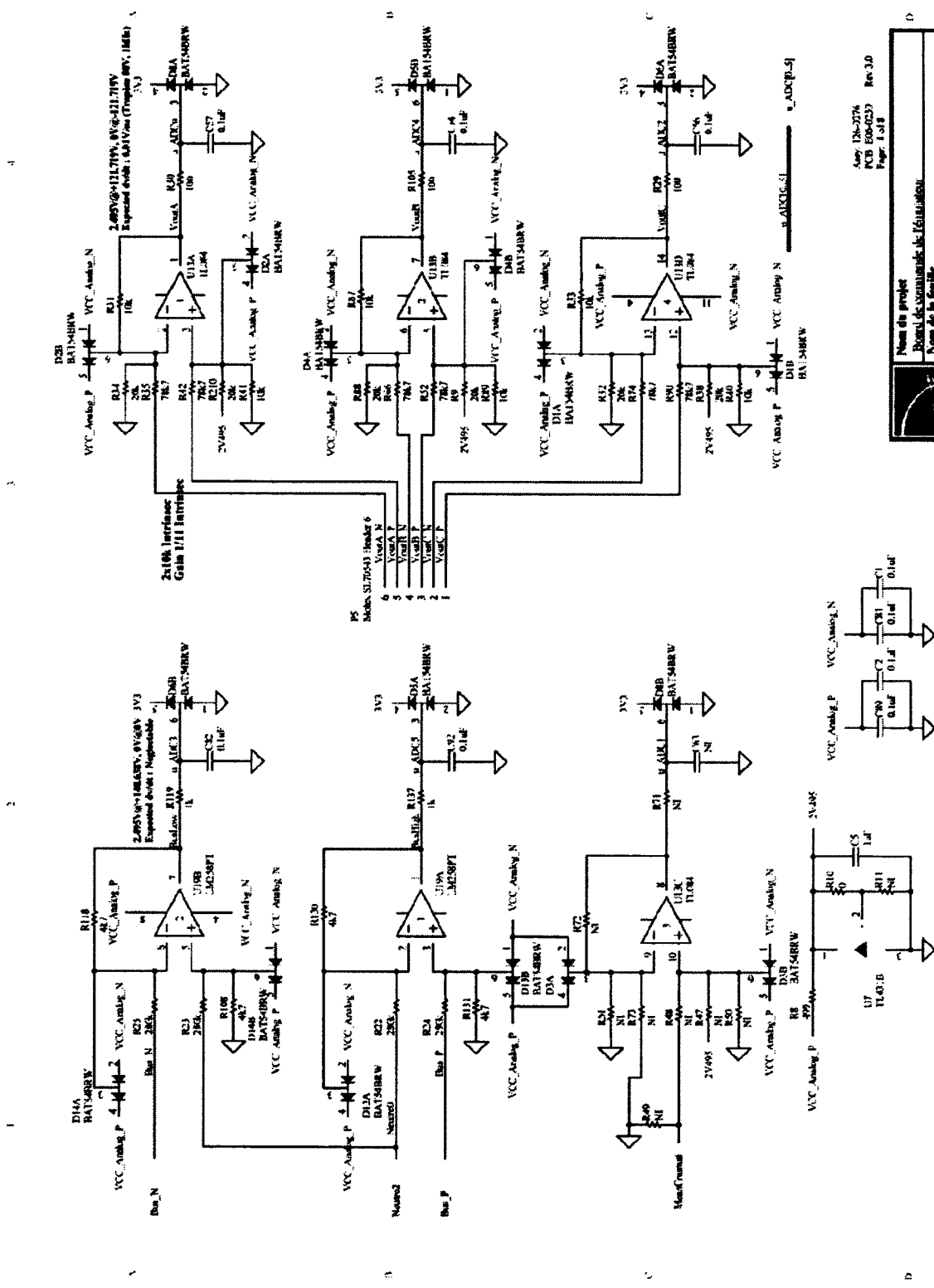
Ampl: 126-076  
 PCB: 104-026  
 Page: 7 of 8  
 Rev: 3.0



	Nom du projet	
	Bouclé commande de l'électro	
Nom de la feuille		Channel Name
Résolution des tensions de sortie		Channel B
Conçu par		Dessiné par
François,Guend		François,Guend
Rev	Date	
3.1	10 octobre 2010	
Page 7		de 10

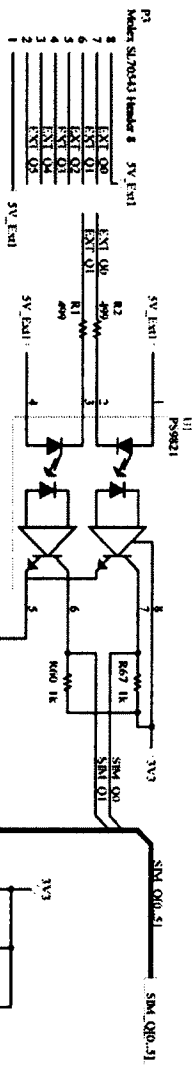


	Nom du projet	
	Boards de commande de l'éclairage	
	Nom de la feuille	Channel Name
	Régulation des tensions de sortie	Channel C
Rev	Conçu par	Dessiné par
3.1	francois.croand	francois.croand
	Date 10 octobre 2010	Page N de 10

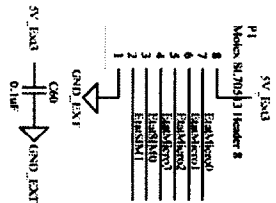
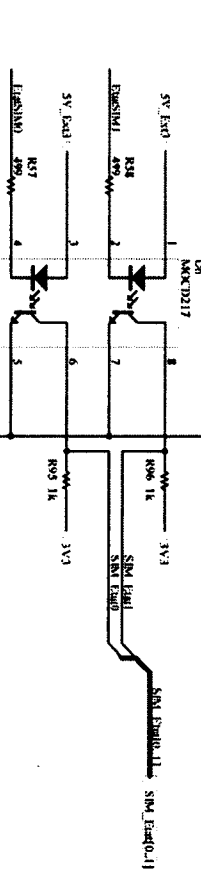


	Nom de projet	Bout de sondeur de l'atmosphère
	Nom de la feuille	Mesure Analogique
	Classeur par	Fonctionnel
	Intitulé de la feuille	Fonctionnel
N°	3.1	Date 10 octobre 2010
		Page 9 de 10

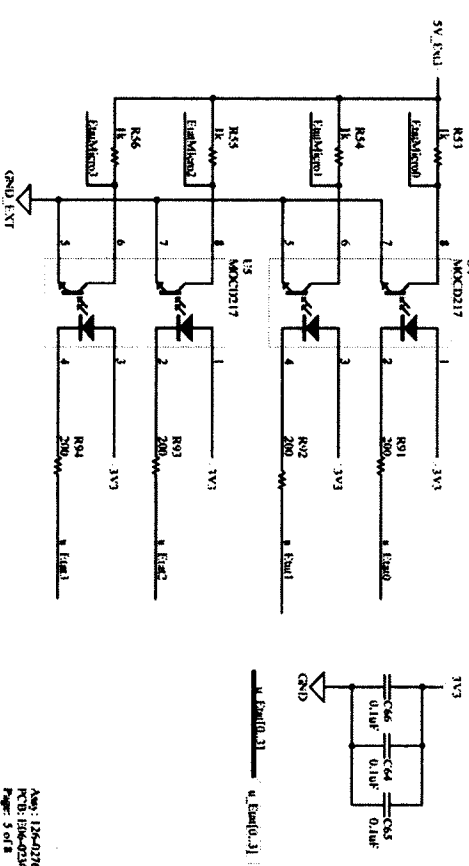
Ann. DS-2776  
 PCB 006-0233 Rev.3.0  
 Page: 1 of 8




**Input Section**



**Output Section**



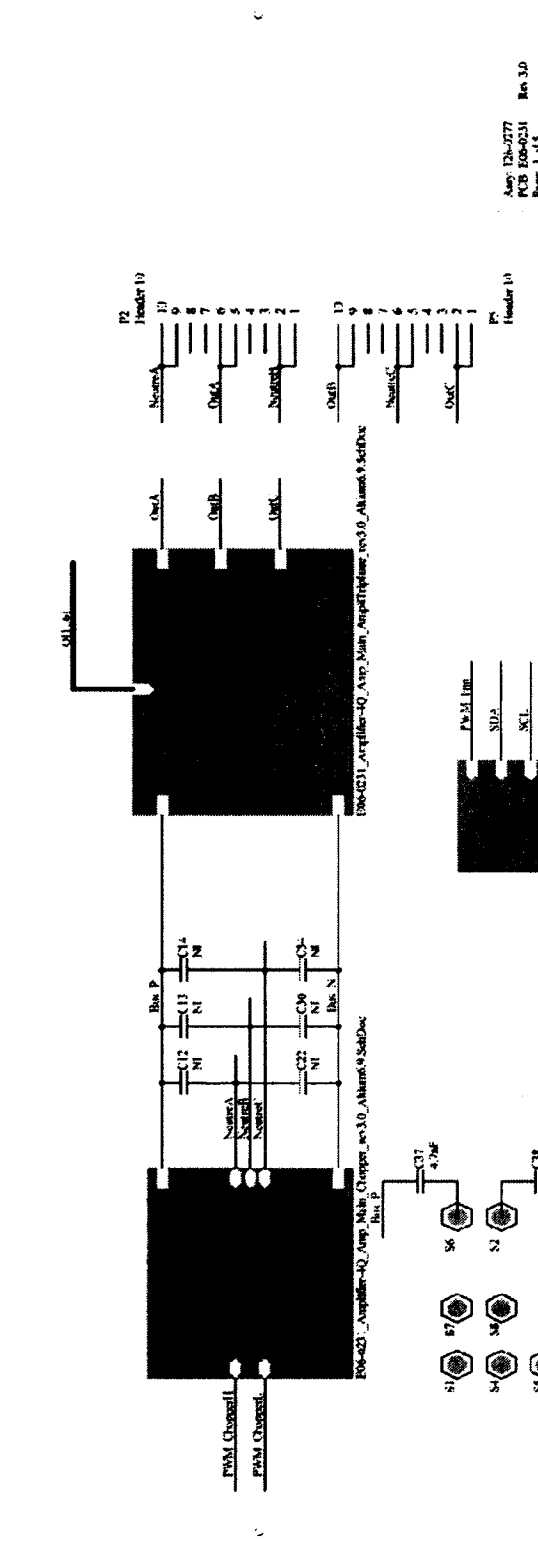
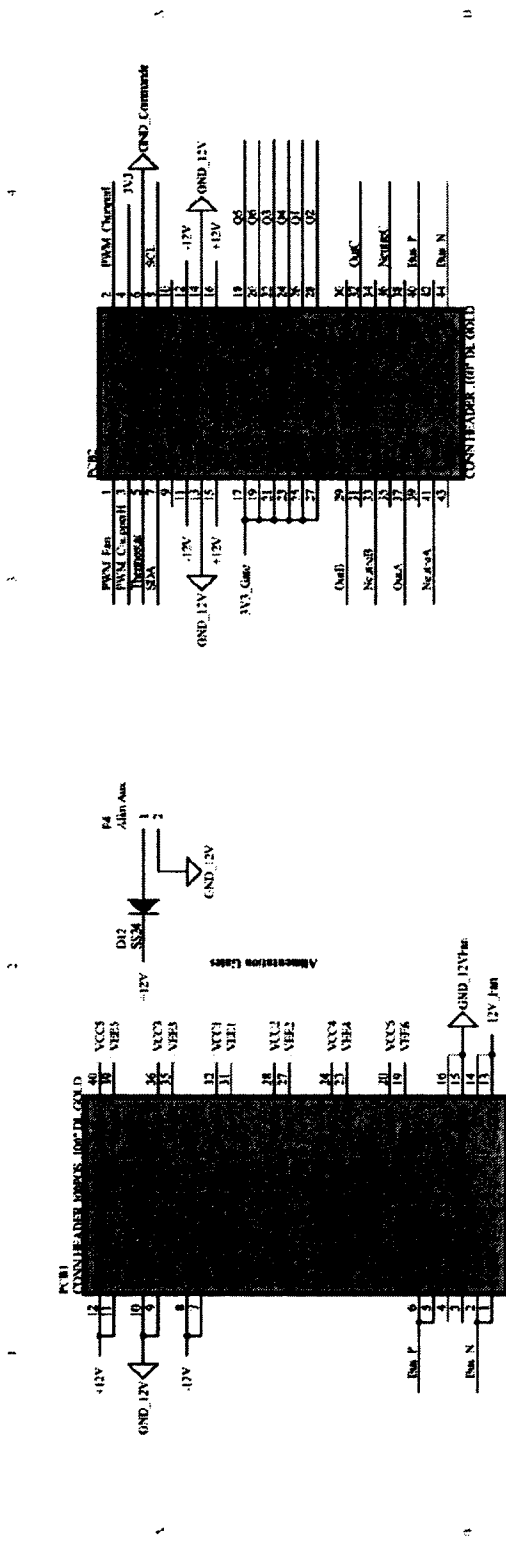
		<b>Nom du projet</b> Board de commande de l'emulateur	
ORAL-RT		<b>Nom de la feuille</b> Interface graphique avec simulateur	
Conçu par Ferashtehani		Dessiné par Ferashtehani	
Rev 3.1	Date 10 octobre 2010	Page 10 de 10	

Axy : 125-1216  
 PCB : 186-0280  
 Page : 3 of 8  
 Rev 3.0

## **ANNEXE II**

### **SCHÉMA DE L'AMPLIFICATEUR**



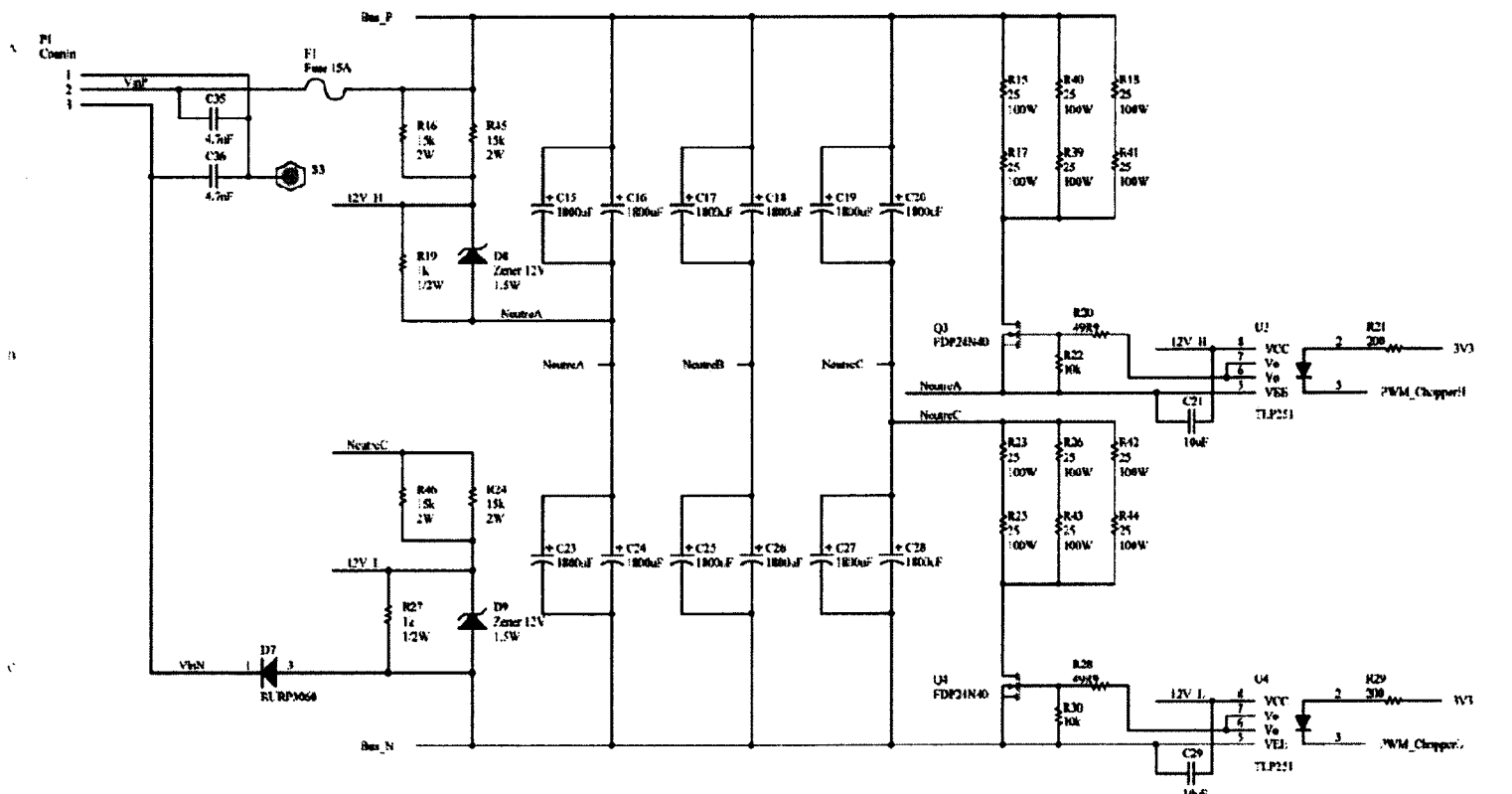


Nom de projet	
Pour le projet de	
Nom de la feuille	
Leuille principale du conventionneur de réalisation	
Conçu par	
Réalisé par	
Date 10 octobre 2010	
Page 1 de 7	

EWS-6231_Amplicar-4Q_Amp_Main_CircuitsAndRevs3.0_Alt	
PWB Ltr	
SUA	
SKL	
Plancha	
EWS-6231_Amplicar-4Q_Amp_Main_CircuitsAndRevs3.0_Alt	

- Fil.  
Fichier
- FID2  
Fichier
- FID3  
Fichier





La gâse du transistor sera très lente de façon à ce pas avoir d'EMI du chopper. Vu que cette unité est dissipative, ça ne sert à rien que ce soit rapide.

Le contrôle de la gâse se fait par le uC qui réglera le bus DC. La fréquence de commutation n'a aucune besoin d'être élevée puisque l'on tolère une onde rectangulaire dans les résistances (Imax = 125V/15ohm < 10A).

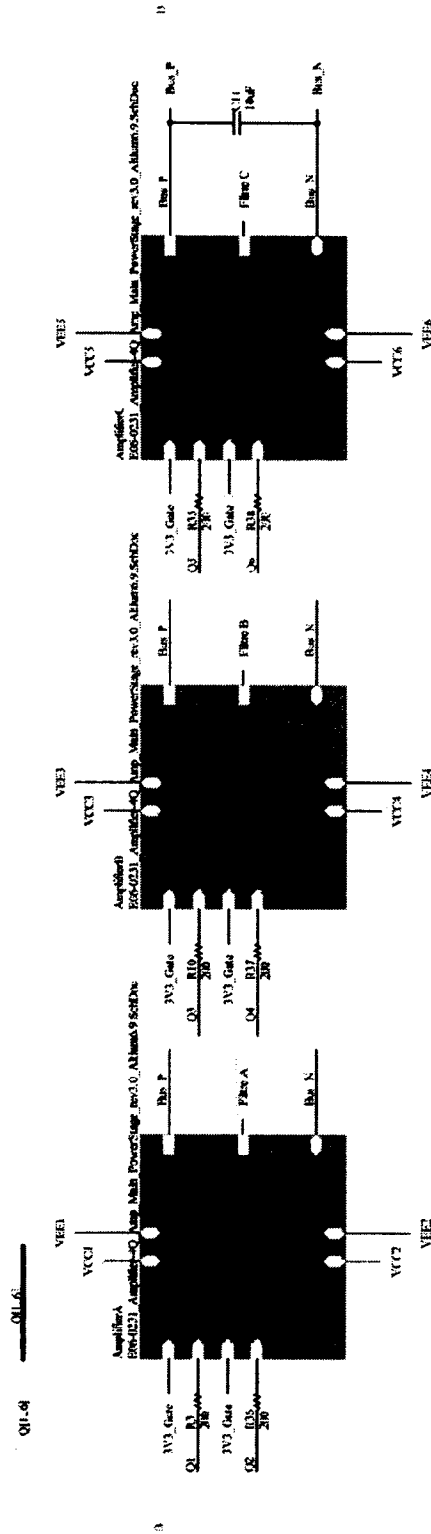
On ne met pas de diode de roue libre puisque le transistor ouvrira très lentement et que l'inductance de la bobine est aussi faible.

Le fonctionnement de ce circuit est assuré jusqu'à une tension de 150V (limité par la puissance de la résistance en série avec le zener). Une tension supérieure doit être protégée par les circuits de protection.

Le circuit d'alimentation par le zener fait aussi office de circuit de décharge pour les condensateurs.

Assy: 126-277  
 PCB: E00-0231 Rev 3.0  
 Page: 1 of 5

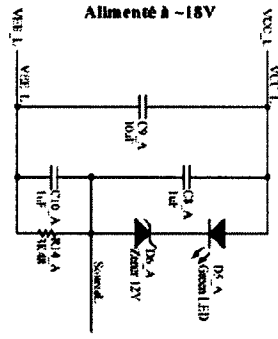
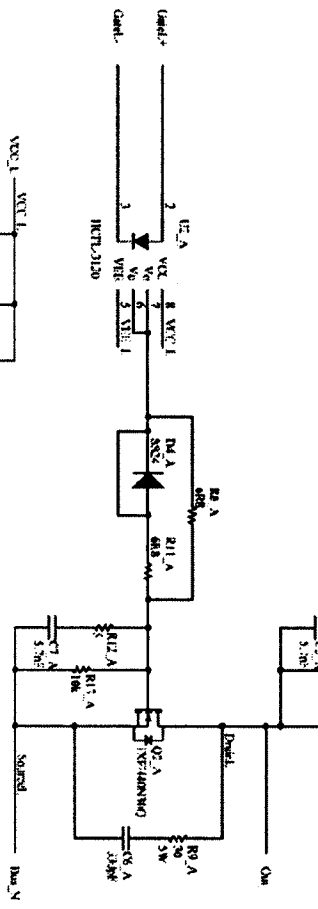
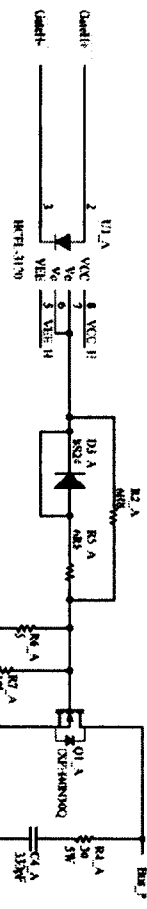
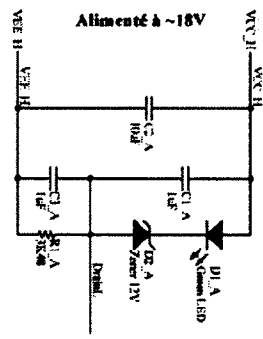
	Nom du projet	
	Pwm triphasé de simulateur	
Nom de la feuille		
Chopper - Dissipation de l'énergie du moteur		
Rev	Conçu par	Dessiné par
3.1	Francis.Lemaire	Francois.Crozier
Date	10 octobre 2010	Page 2 de 7



011-6

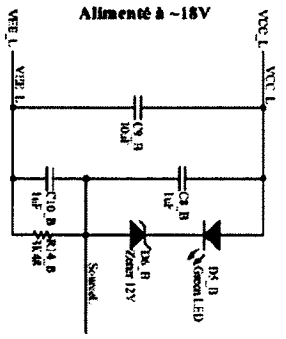
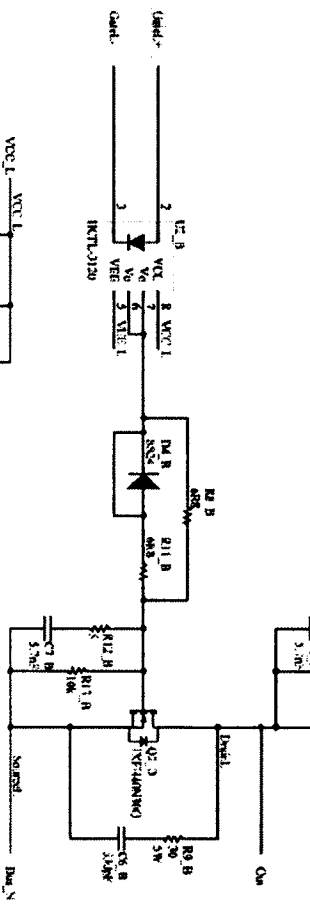
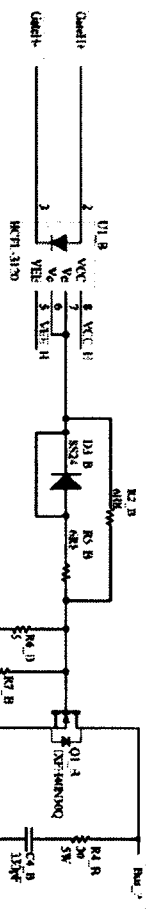
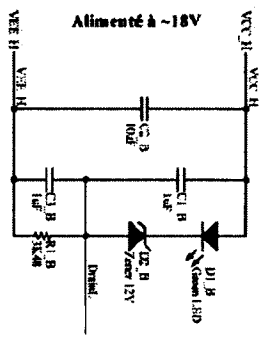
	Nom de projet Pour traitement de stabilité Nom de la feuille Conception et réalisation (comp. par) Travaux réalisés Date 10 octobre 2010	Revisé par Paramétré par Page 3 de 7
N° 3.1		

Ann: 12-0-277  
 PCB: E06-0231  
 Page: 2 of 5  
 Rev: 3.0



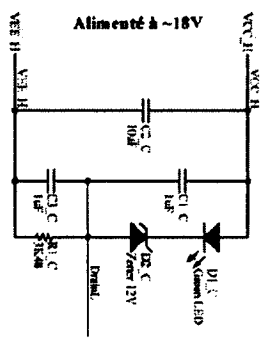
Ann. 13-0177  
 N°3 ED04231  
 Page 3 of 5

Logo	Logo
3.1	3.1
Nom du projet Paul, Antoine de Schulliker	Nom de la feuille Heli-Bidou
Créateur par (transmission)	Révisé par (transmission)
Date 10 octobre 2010	Page 4 de 7

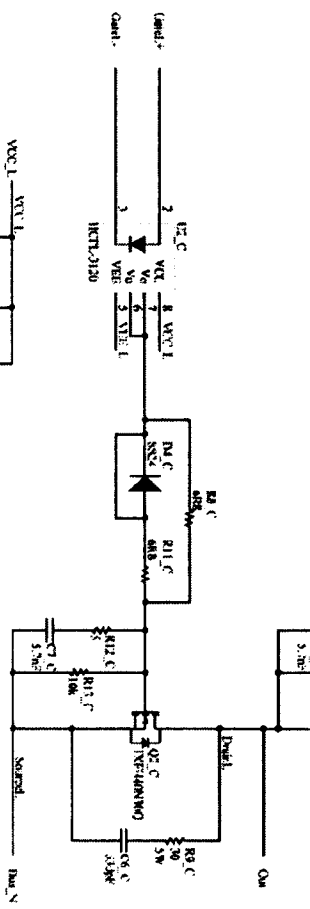
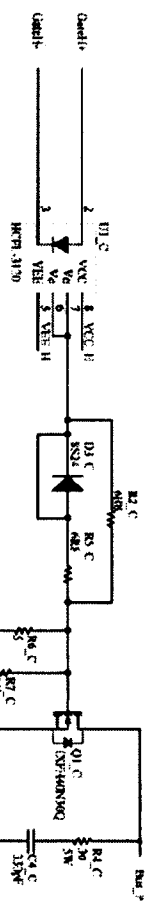


	Nom du projet Date réalisée de réalisation Nom de la feuille Hallé-Bridon (l'insert pour l'impression)
	Révisé par Date 10 octobre 2010
Page 3.1	Révisé par Page 3 de 7

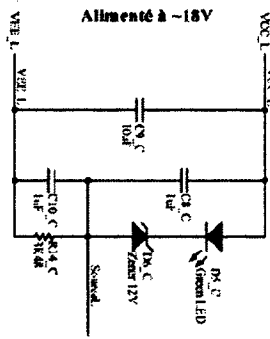
Ann: 13h-277  
 PCB 508-0231  
 Page: 3.14.5




Alimenté à +18V



Alimenté à -18V



	Nom du projet	
	Date de validation	
3.1	Nom de la feuille	
	Date 10 octobre 2010	
Circuit par		Revisé par
Incollé/autocollé		Emballé/encadré
Page 6		de 7

App: 12h-2777  
 PCB E08-0231  
 Page: 3/45  
 Rev. 3.0



**ANNEXE III**

**SCHÉMA DU FILTRE**

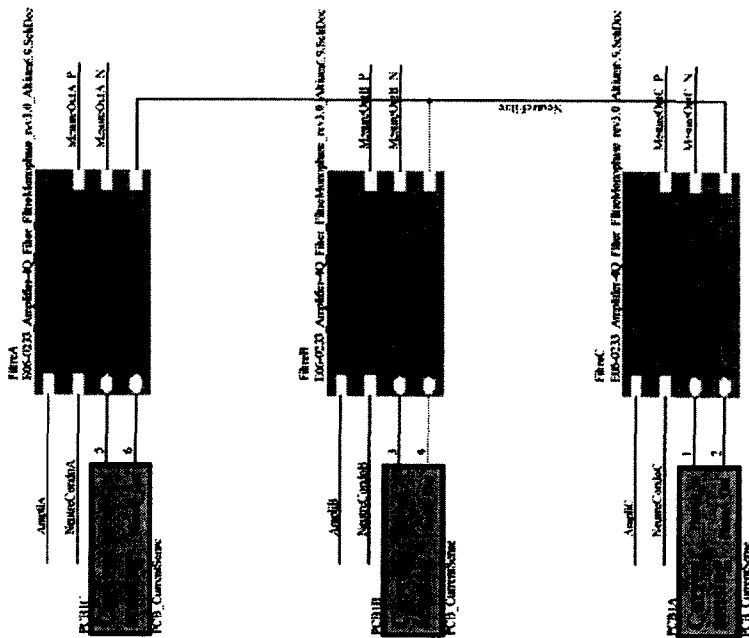


4

3

2

1



- P1 Composant 10
- 1 NeuronCandA
  - 2
  - 3
  - 4
  - 5 AmplifA
  - 6
  - 7 NeuronCandB
  - 8
  - 9
  - 10
- P4 Composant 10
- 1 AmplifB
  - 2
  - 3
  - 4
  - 5 NeuronCandC
  - 6
  - 7
  - 8 AmplifC
  - 9
  - 10

- P3
- 1 NeuronCandA\_P
  - 2 NeuronCandA\_N
  - 3 NeuronCandB\_P
  - 4 NeuronCandB\_N
  - 5 NeuronCandC\_P
  - 6 NeuronCandC\_N
  - 7
  - 8
  - 9
  - 10

Membre N° 76313 Heuvel 6

- PBD-1 PBD-2 PBD-3
- 1 PBD-1 PBD-1
  - 2 PBD-2 PBD-2
  - 3 PBD-3 PBD-3
- Place ou Type Over

- S1 8713, 14°, 632 8717, 14°, 632 8717, 14°, 632
- S2 8713, 14°, 632 8717, 14°, 632 8717, 14°, 632
- S3 8713, 14°, 632 8717, 14°, 632 8717, 14°, 632
- S4 8713, 14°, 632 8717, 14°, 632 8717, 14°, 632
- S5 8713, 14°, 632 8717, 14°, 632 8717, 14°, 632
- S6 8713, 14°, 632 8717, 14°, 632 8717, 14°, 632

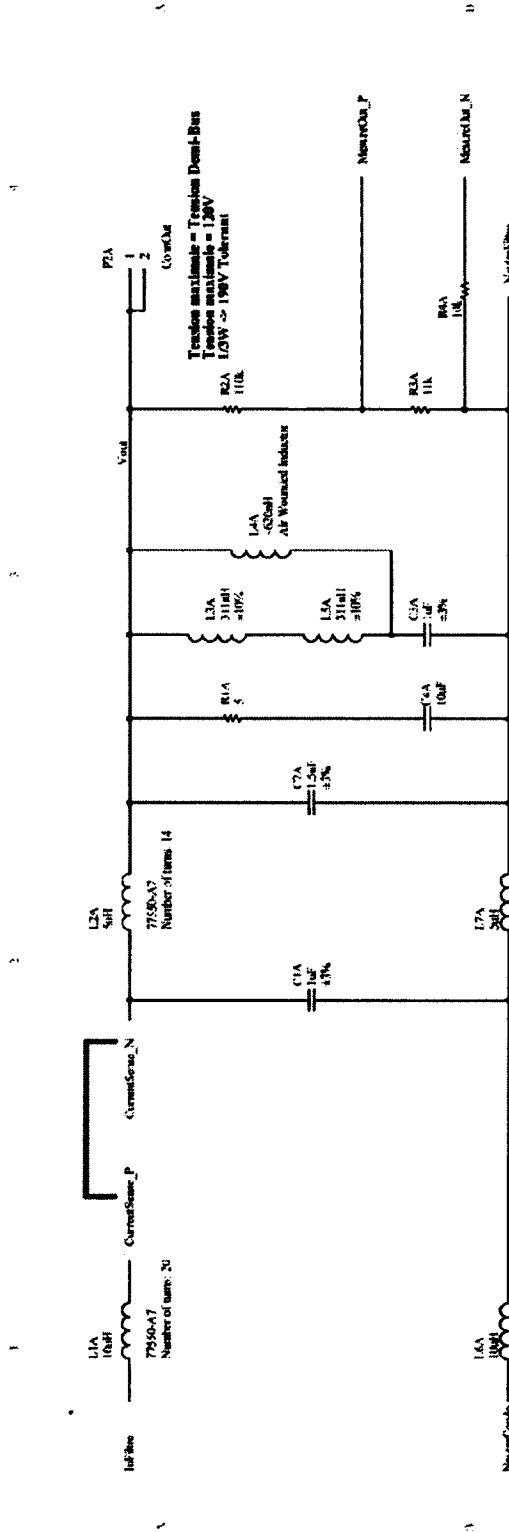
	Nom du projet Filtres de SATIS de l'Institut Nom de la feuille Filtre Trichiné
Révis 3.0	Dessiné par Franck Leonard
Date 10 octobre 2010 Page 1 de 4	

Ann: D2-279  
 PCB F06-023  
 Rev: 3.0  
 Page: 1 of 2

4

2

1



Check du circuit LC en sortie

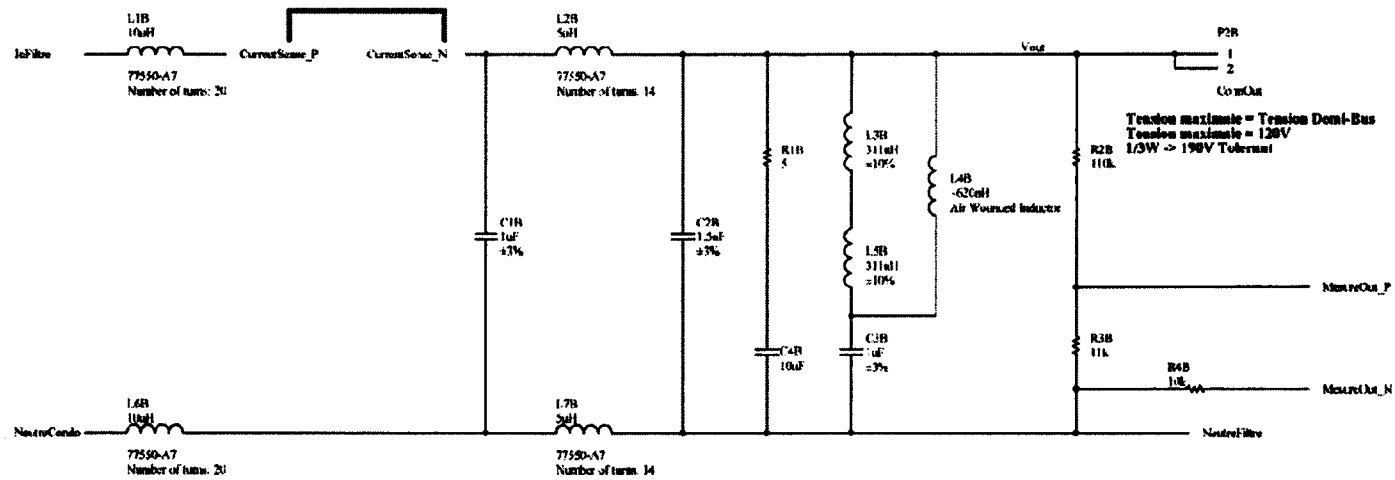
Les valeurs théoriques sont inscrites du circuit. RC pour  $f_0 = 200kHz$  sous 433mH et 1uF.  
 La rectitude de pièce autrement que le choix est limité si l'on désire une inductance avec une tolérance inférieure à 10%.  
 Le ESL de cette inductance doit être en deça de 10nOhms.  
 La meilleure tolérance disponible pour le condo est 3%.

Donc, pour une fréquence exacte de 200kHz avec 0.22mH à 10% et 1uF à 3%, on sature d'éviter une autorésonance supplémentaire de 15dB.  
 Si une autorésonance plus grande est nécessaire, il faut envisager de trouver une inductance avec une tolérance plus faible ou d'éviter une procédure de calibration ajustant la fréquence de résonance à la fréquence de résonance.  
 Si l'ajustement de la fréquence est choisi, on DOIT avoir un générateur de temps analytique ou une clock ajustable.

François

P.S. Le doublage du circuit LC n'est pas une solution car dans les pire cas, où les deux fréquences de résonance sont diamétralement opposées, le 200kHz est quasiment amplifié!

Nom de projet		Date: 10 octobre 2010	
Titre de la feuille		Page 2 de 4	
Nom de la feuille		Révisé par	
Elite Normand		François Lévesque	
Créé par		Émis par	
François Lévesque		François Lévesque	
Rev: 3.0			



**Choix du circuit LC en sortie**

Les valeurs théoriques nominales du circuit RC pour  $F_s = 200\text{kHz}$  sont  $633\text{nH}$  et  $1\text{nF}$ .  
 La recherche de pièces montrent que le choix est limité si l'on désire une inductance avec une tolérance inférieure à 10%.  
 Le ESL de cette inductance doit être en deça de  $10\text{mOhms}$ .  
 La meilleure tolérance disponible pour le condo est 3%.

Donc, pour une fréquence exacte de  $200\text{kHz}$  avec  $622\text{nH} \pm 10\%$  et  $1\text{nF} \pm 3\%$ , on s'assure d'avoir une atténuation supplémentaire de 1.5dB.

Si une atténuation plus grande est nécessaire, il faut envisager de trouver une inductance avec une tolérance plus faible ou d'avoir une procédure de calibration ajustant la fréquence de commutation à la fréquence de résonance.

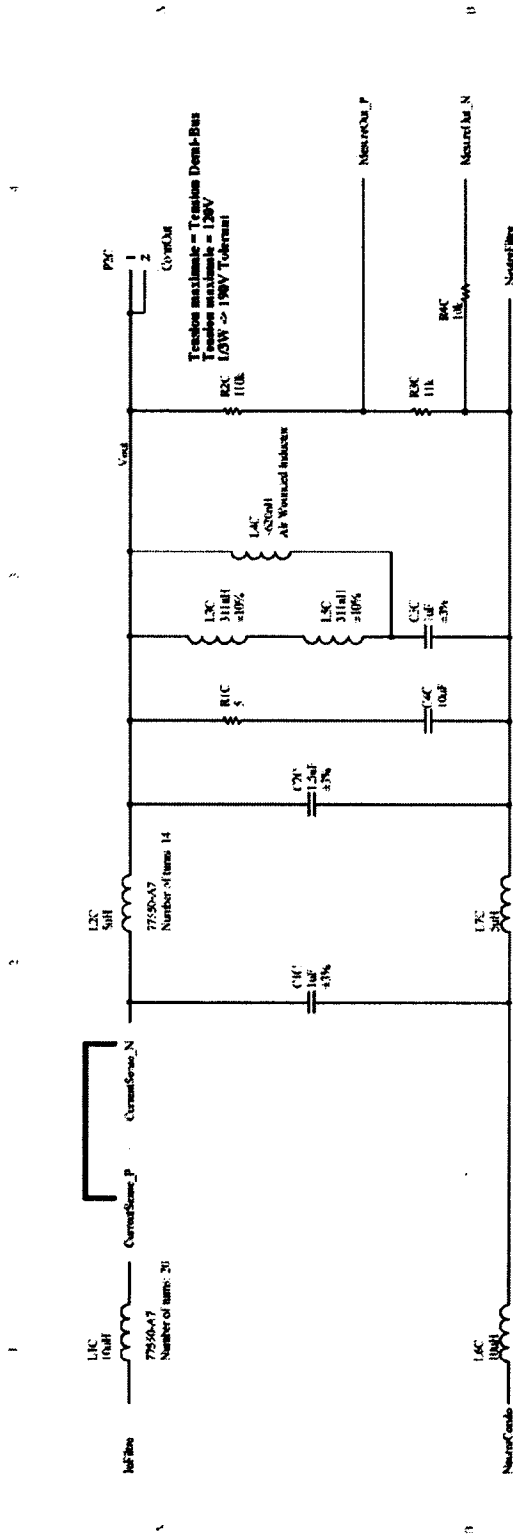
Si l'ajustement de la fréquence est choisi, on DOIT avoir un générateur de rampe analogique ou une clock ajustable.

François

P.S. Le doublement du circuit LC n'est pas une solution car dans les pire cas, où les deux fréquences de résonance sont diamétralement opposées, le  $200\text{kHz}$  est quasiment amplifié!

Assy: 126-0179  
 PCB: E06-0233 Rev. 3.0  
 Page: 1 of 2

	Nom du projet	
	Filtres de sortie de l'équilibre	
	Nom de la feuille	
	Filtre Monoohms	
Rev:	Conçu par	Dessiné par
3.0	François Lemaud	François Lemaud
	Date: 10 octobre 2010	Page 3 de 4




Choix du circuit LC en sortie

Les valeurs théoriques recommandées du circuit LC pour  $f_0 = 200\text{kHz}$  sont  $433\text{nH}$  et  $1\text{nF}$ .  
 La recherche de pièces montre que le choix est limité si l'on désire une inductance avec une tolérance inférieure à 10%.  
 Le 15Ω de cette inductance doit être en deça de 10nOhms.  
 La meilleure tolérance disponible pour le condensateur est 3%.

Donc, pour une fréquence exacte de 200kHz avec 0.22nH (10% et 1nF ±3%), on sursure d'envoyer une autorésonance supplémentaire de 15Ω.  
 Si une autorésonance plus grande est admissible, il faut envisager de trouver une inductance avec une tolérance plus faible ou d'opter une procédure de calibration ajustant la fréquence de résonance à la fréquence de résonance.  
 Si l'ajustement de la fréquence est choisi, on DOIT avoir un générateur de temps analytique ou une clock ajustable.

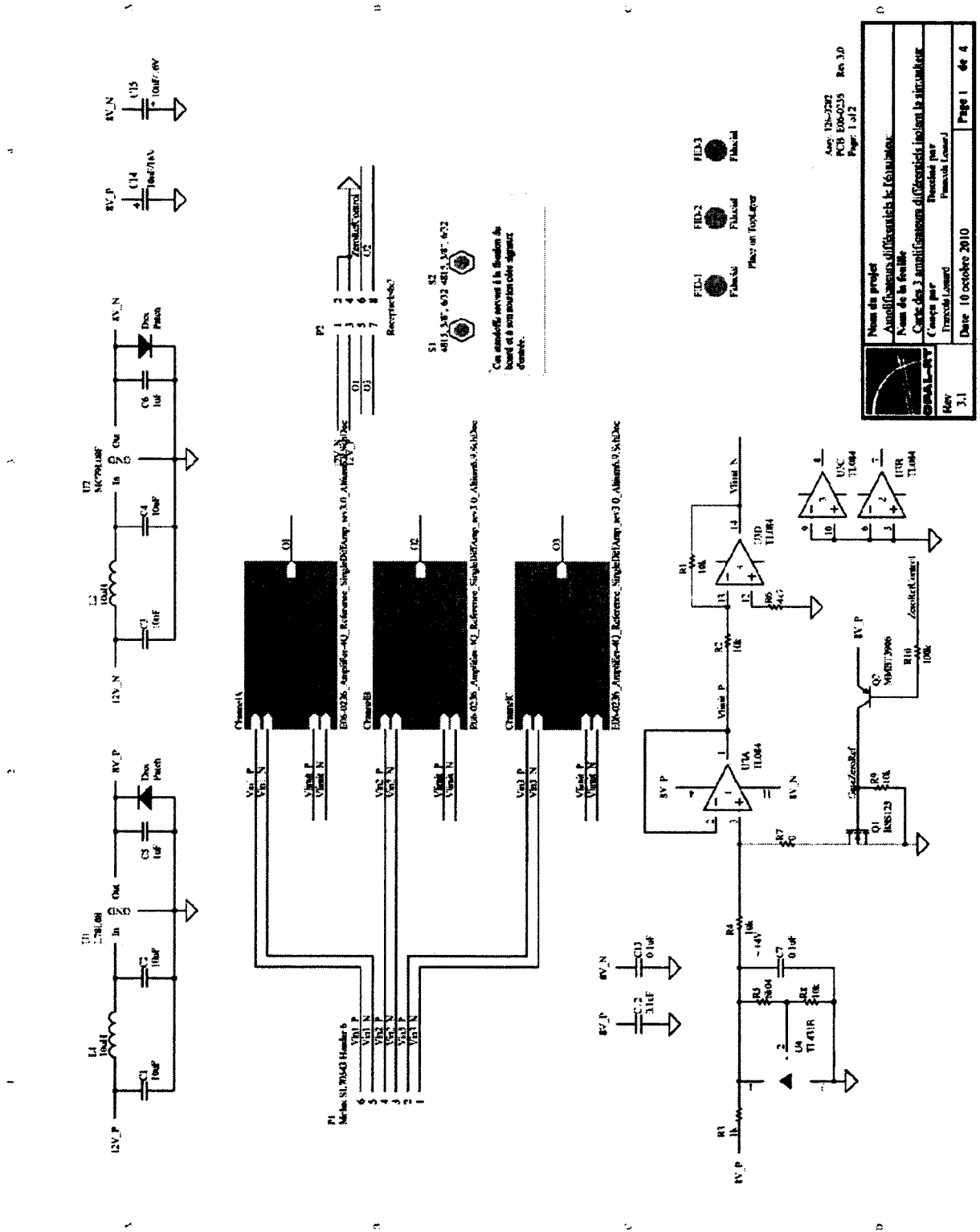
François

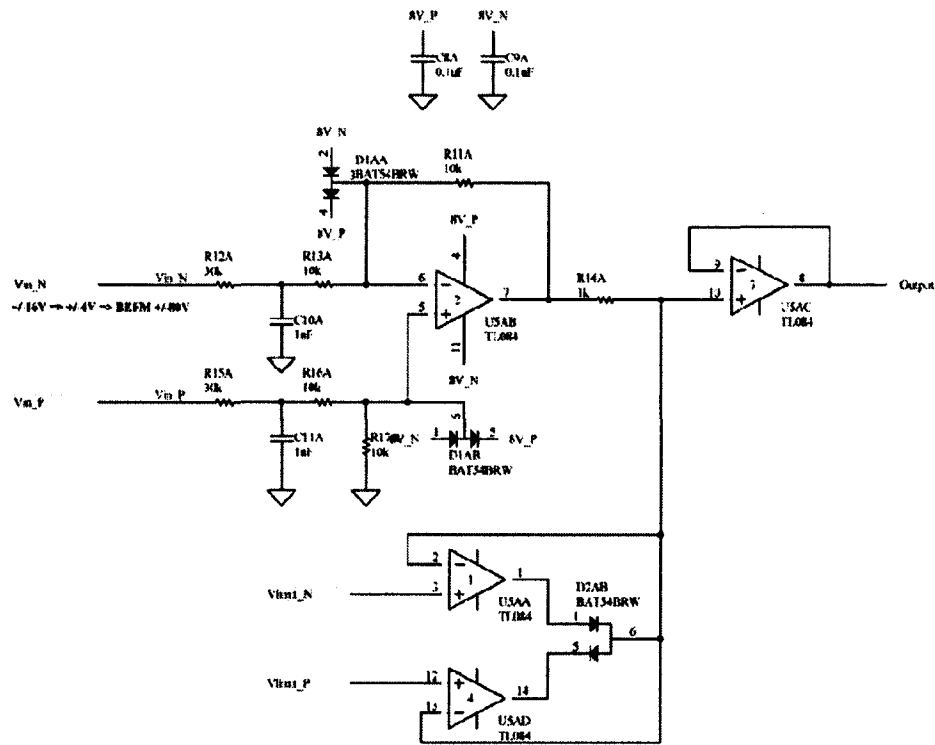
P.S. Le doublage du circuit LC n'est pas une solution car dans les pire cas, où les deux fréquences de résonance sont diamétralement opposées, le 200kHz est quasiment amplifié!

	
Nom du projet	
Titre de votre projet	
Nom de la feuille	
Elab. par	
Corrigé par	
Approuvé par	
Date: 19 octobre 2010	
Rev: 3.0	Page 4 de 4


## **ANNEXE IV**

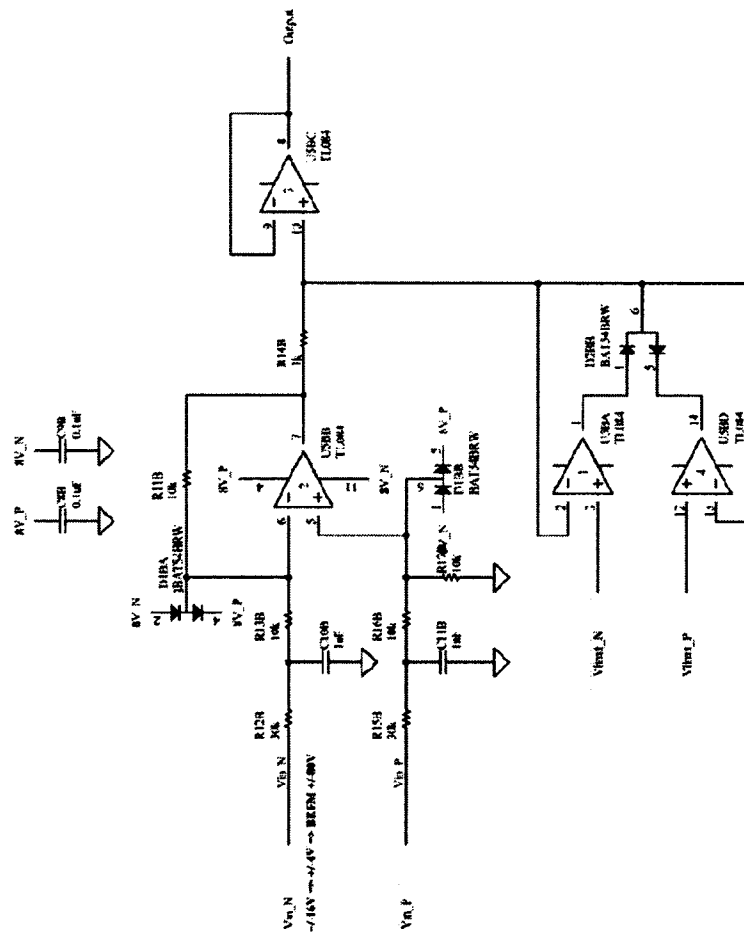
### **SCHÉMA DE LA CARTE DE RÉFÉRENCES ISOLÉES**





Assy: 126-0282  
 PCB: E08-0236 Rev 3.0  
 Page: 2 of 2

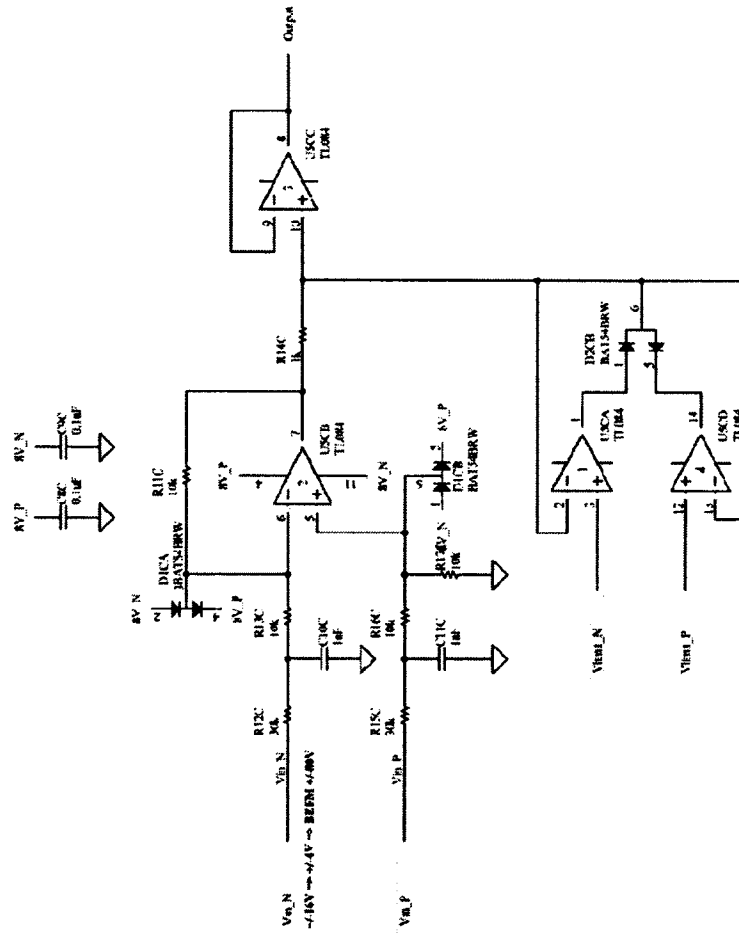
	Nom du projet	
	Amplificateurs différentiels le 0 et limitation	
Nom de la feuille		
Amplificateur différentiel avec mise à zéro et limitation		
C'est par		Donné par
Francis Lazard		Francis Lazard
Rev	Date	Page
3.1	10 octobre 2010	de 4



Assy: 12-2282  
PCB: E08-0235 Rev. 3.0  
Page: 2 of 2

	<b>Nom du projet</b> Amplificateur différentiel à zéro offset
	<b>Nom de la feuille</b> Amplificateur différentiel avec mise à zéro et limitation
	<b>Créé par</b> Francis Lizard
<b>Rev</b> 3.1	<b>Date</b> 16 octobre 2010
	<b>Page 1 de 4</b>



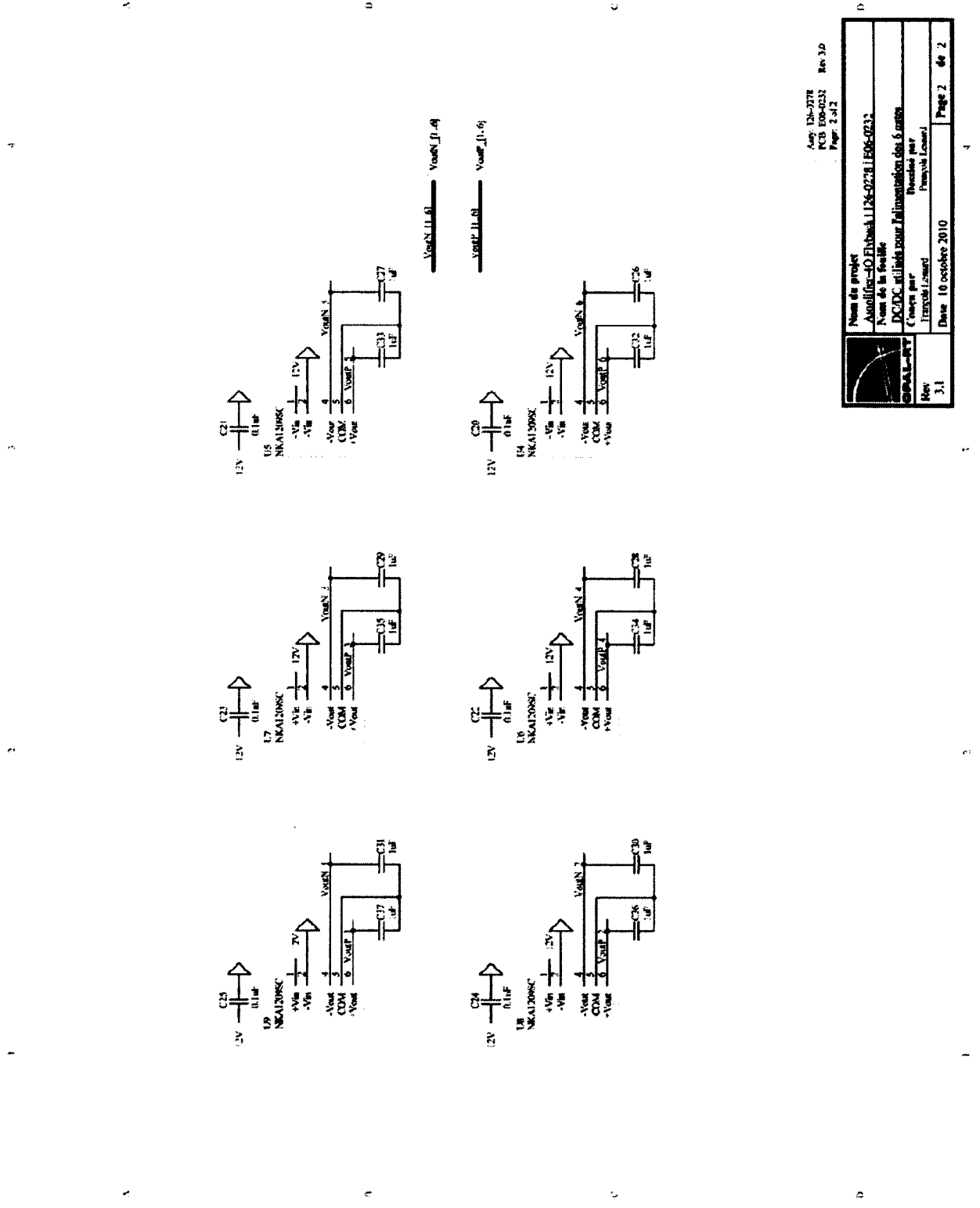


	Nom de projet Amplificateurs différentiels le Hampton	Rev 3.0
	Nom de la feuille Amplificateur différentiel avec mise à zéro et limitation	Page: 2 of 2
Dessiné par François Lévesque	Date 10 octobre 2010	Page 4 de 4
Révisé par 3.1		


**ANNEXE V**

**SCHÉMA DU FLYBACK**





Amv: 126-0278  
 PCB: E06-0232 Rev: 3.0  
 Page: 2 of 2

	Nom de projet <b>Amplificateur à 128-0278 E06-0232</b>
	Nom de la feuille <b>DC/DC utilisé pour l'alimentation des 6 rails</b>
	Créé par Présenté par Pranyth Louzet
	Date 10 octobre 2010 Page 2 de 2

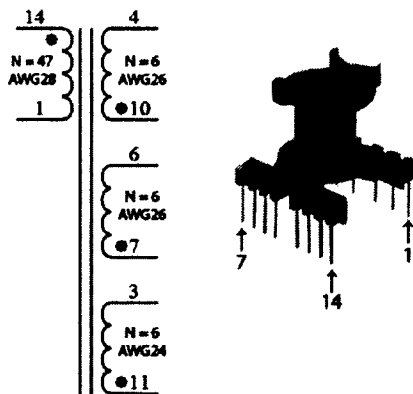
## ANNEXE VI

### SPÉCIFICATIONS DU TRANSFORMATEUR DU FLYBACK

DATASHEET OF FLYBACK TRANSFORMER

NOTES:

1. WIND 1 LEG OF 47 TURNS OF ITEM4, START AT PIN1 OF ITEM1 AND FINISH AT PIN14 OF ITEM1.
2. SIMULTANEOUSLY, WIND 1 LEG OF 6 TURNS OF ITEM6, START AT PIN3 OF ITEM1 AND FINISH AT PIN11 OF ITEM1.  
WIND 1 LEG OF 6 TURNS OF ITEM5, START AT PIN4 OF ITEM1 AND FINISH AT PIN10 OF ITEM1.
3. WELD CORRESPONDING ENDS OF ITEM4 ON PIN1 AND PIN14 OF ITEM1 USING ITEM7
4. WELD CORRESPONDING ENDS OF ITEM6 ON PIN3 AND PIN11 OF ITEM1 USING ITEM7
5. WELD CORRESPONDING ENDS OF ITEM5 ON PIN4 AND PIN10 OF ITEM1 USING ITEM7
6. WELD CORRESPONDING ENDS OF ITEM5 ON PIN6 AND PIN7 OF ITEM1 USING ITEM7
7. FIX THE TWO ITEMS2 ONTO ITEM1 WITH ITEM3



For more information, please contact  
 François Lessard  
 514-935-2323  
 francois.lessard@opal-rt.com

TEST REQUIREMENT TABLE		
TEST	REQUIREMENT	TERMINALS UNDER TEST
<b>BREAKDOWN VOLTAGE</b> IN Vac FOR 1min	>1000	(1-14) to (3-11) (1-14) to (4-10) (1-14) to (6-7)
<b>DC INSULATION RESISTANCE AT 25°C</b> IN MEG OHMS	>500	(1-14) to (3-11) (1-14) to (4-10) (1-14) to (6-7)
<b>DC RESISTANCE</b> AT 25°C IN Ω	< 0.5 Ω	(1) to (14)
	< 40 mΩ	(3) to (11)
	< 70 mΩ	(4) to (10)
	< 70 mΩ	(6) to (7)
<b>INDUCTANCE</b> AT 0.25VAC, 1kHz BIAS = 0ADC	750uH ± 5%	(1) to (14)
	15uH ± 5%	(3) to (11) (4) to (10) (6) to (7)
<b>INDUCTANCE</b> AT 0.25VAC, 1kHz BIAS = 1.3ADC	675uH ± 5%	(1) to (14)

A/R	WIRE SOLDER TIN-LEAD 60/40	(3,4,5,6)	7
A/R	Magnet wire ESSEX GP/MR-200 WIRE #24 or equivalent	(2,4)	6
A/R	Magnet wire ESSEX GP/MR-200 WIRE #26 or equivalent	(2,5,6)	5
A/R	Magnet wire ESSEX GP/MR-200 WIRE #28 or equivalent	(1,3)	4
1	Mounting clip TDK FPQ20/16-A or equivalent	(7)	3
2	Ferrite CORE TDK PC44PQ20/16-A325	(7)	2
1	Coil former TDK BPQ20/16-1114CPFR or equivalent	(1,2,3,4,5,6,7)	1
QTY	DESCRIPTION	NOTE	ITEM
<b>STOCK LIST</b>			

## LISTE DE RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- Boller, T., et R. M. Kennel. 2009. « Virtual machine - A hardware in the loop test for drive inverters ». In *13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09*. (Barcelona (Spain), Sept. 8-10 2009). p. 1-5.
- Bouscayrol, A. 2008. « Different types of Hardware-In-the-Loop simulation for electric drives ». In *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008*. (Cambridge (UK), June 30 2008 - July 2 2008). p. 2146-2151.
- Bracker, J., et M. Dolle. 2007. « Simulation of Inductive Loads ». In *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007*. (Vigo (Spain), 4-7 June 2007). p. 461-466.
- Graf, C., J. Maas, T. Schulte et J. Weise-Emden. 2008. « Real-time HIL-simulation of power electronics ». In *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2008. IECON 2008*. (Orlando FL (US), 10-13 Nov. 2008). p. 2829-2834.
- Harnefors, L. 2007. « Modeling of Three-Phase Dynamic Systems Using Complex Transfer Functions and Transfer Matrices ». *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, n° 4, p. 2239-2248.
- Holtz, J. 1995. « The representation of AC machine dynamics by complex signal flow graphs ». *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, n° 3, p. 263-271.
- Jack, A. G., D. J. Atkinson et H. J. Slater. 1998. « Real-time emulation for power equipment development. I. Real-time simulation ». *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 145, n° 2, p. 92-97.
- Johnson, J. P., M. Ehsani et Y. Guzelgunler. 1999. « Review of sensorless methods for brushless DC ». In *Industry Applications Conference, 1999. 34th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE* (Phoenix AZ (US), 3-7 Oct. 1999). Vol. 1, p. 143-150.
- Jokinen, Markku, et Anssi Lipsanen. 2005. « Fundamental Study of 2-level and 3-level Frequency Converters ». In *Assignment on converter losses* (2005). Smola, Norway.
- Kojabadi, H. M., Chang Liuchen et T. Boutot. 2004. « Development of a novel wind turbine simulator for wind energy conversion systems using an inverter-controlled induction motor ». *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, n° 3, p. 547-552.
- Leach, Marshall W Jr.. 2001. *Introduction to Electroacoustics and Audio Amplifier Design*, Second Edition, Revised Printing. Kendall/Hunt, 322 p.

- Lentijo, S., S. D'Arco et A. Monti. 2010. « Comparing the dynamic performances of power hardware-in-the-loop interfaces ». *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, n° 4, p. 1195-207.
- Lentijo, S., S. Pytel, A. Monti, J. Hudgins, E. Santi et G. Simin. 2004. « FPGA based sliding mode control for high frequency power converters ». In *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04.* (Aachen (Germany), 20-25 June 2004). Vol. 5, p. 3588-3592 Vol.5.
- Li, Hui, M. Steurer, K. L. Shi, S. Woodruff et Zhang Da. 2006. « Development of a Unified Design, Test, and Research Platform for Wind Energy Systems Based on Hardware-in-the-Loop Real-Time Simulation ». *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, n° 4, p. 1144-1151.
- Maclay, D. 1997. « Simulation gets into the loop ». *IEE Review*, vol. 43, n° 3, p. 109-112.
- Monti, A., S. D'Arco et A. Deshmukh. 2008. « A new architecture for low cost power hardware in the loop testing of power electronics equipments ». In *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008.* (Cambridge (UK), June 30 2008 - July 2 2008). p. 2183-8.
- Monti, A., S. D'Arco, Y. Work et A. Lentini. 2007. « A virtual testing facility for elevator and escalator systems ». In *IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007.* (Orlando FL (US), 17-21 June 2007). p. 820-825.
- Monti, Antonello, et Salvatore D'Arco. 18 Dec. 2008. *Systems and methods for power hardware in the loop testing.* US Patent 20080312855. Online. In *United States Patent and Trademark Office*.  
 <<http://appft.uspto.gov/netacgi/nph-Parser?Sect1=PTO1&Sect2=HITOFF&d=PG01&p=1&u=/netahtml/PTO/srchnum.html&r=1&f=G&l=50&s1=%2220080312855%22.PG&OS=DN/20080312855&RS=DN/20080312855>>.
- Oceguera, A., T. Basten, L. Somers et S. Hulsenboom. 2008. « Real-Time Step Motor Emulator for Hardware-in-the-Loop Simulation ». <[http://www.es.ele.tue.nl/~tbasten/papers/SCSC2010\\_final.pdf](http://www.es.ele.tue.nl/~tbasten/papers/SCSC2010_final.pdf)>. Consulté le 15 juillet 2010.
- Schulte, T., et J. Bracker. 2008. « Real-time simulation of BLDC motors for hardware-in-the-loop applications incorporating sensorless control ». In *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008.* (Cambridge (UK), June 30 2008-July 2 2008). p. 2195-2200.

- Slater, H. J., D. J. Atkinson et A. G. Jack. 1998. « Real-time emulation for power equipment development. II. The virtual machine ». *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 145, n° 3, p. 153-158.
- Srinivasa Rao, Y., et M. C. Chandorkar. 2010. « Real-Time Electrical Load Emulator Using Optimal Feedback Control Technique ». *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, n° 4, p. 1217-1225.
- Steurer, M., C. S. Edrington, M. Sloderbeck, Ren Wei et J. Langston. 2010. « A Megawatt-Scale Power Hardware-in-the-Loop Simulation Setup for Motor Drives ». *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, n° 4, p. 1254-1260.
- Sung Chul, Oh. 2005. « Evaluation of motor characteristics for hybrid electric vehicles using the hardware-in-the-loop concept ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, n° 3, p. 817-824.
- Terwiesch, P., T. Keller et E. Scheiben. 1999. « Rail vehicle control system integration testing using digital hardware-in-the-loop simulation ». *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 7, n° 3, p. 352-362.
- Turner, S., D. J. Atkinson, A. G. Jack et M. Armstrong. 2005. « Development of a high bandwidth multi-phase multilevel power supply for electricity supply network emulation ». In *11th European Conference on Power Electronics and Applications, 2005. EPE 2005* (Dresden (Germany), 11-14 Sept. 2005). p. 7.
- Walker, G., et G. Ledwich. 1999. « Bandwidth considerations for multilevel converters ». *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 14, n° 1, p. 74-81.
- Wei, Ren, M. Steurer et T. L. Baldwin. 2008. « Improve the stability and the accuracy of power hardware-in-the-loop simulation by selecting appropriate interface algorithms ». *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, n° 4, p. 1286-94.
- Williamson, Robert C., et James J. Croft. 7 Mar. 1995. *Audio frequency power amplifiers*. 54 p. US Patent 5396194. Online. In *United States Patent and Trademark Office*. <<http://patft.uspto.gov/netacgi/nph-Parser?Sect1=PTO1&Sect2=HITOFF&d=PALL&p=1&u=/netahtml/PTO/srchnum.htm&r=1&f=G&l=50&s1=5396194.PN.&OS=PN/5396194&RS=PN/5396194>>.
- Zhang, Junming, Yuancheng Ren et Yunping Lang. 19 Feb. 2009. *Close-lopp Class-D audio amplifier and control method thereof*. 22 p. US Patent 20090045873. Online. In *United States Patent and Trademark Office*. <<http://appft.uspto.gov/netacgi/nph-Parser?Sect1=PTO1&Sect2=HITOFF&d=PG01&p=1&u=/netahtml/PTO/srchnum.html&r=1&f=G&l=50&s1=%220090045873%22.PGNR.&OS=DN/20090045873&RS=DN/20090045873>>.