



**HAL**  
open science

# Conception d'entraînement multimachines multi-convertisseurs à haut niveau de fiabilité fonctionnelle

Tiago José dos Santos Moraes

► **To cite this version:**

Tiago José dos Santos Moraes. Conception d'entraînement multimachines multi-convertisseurs à haut niveau de fiabilité fonctionnelle. Génie des procédés. Ecole nationale supérieure d'arts et métiers - ENSAM, 2017. Français. NNT : 2017ENAM0026 . tel-01767950v2

**HAL Id: tel-01767950**

**<https://pastel.hal.science/tel-01767950v2>**

Submitted on 29 Aug 2018

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

École doctorale n° 432 : Science des Métiers de l'ingénieur

## Doctorat ParisTech

# THÈSE

pour obtenir le grade de docteur délivré par

**l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers**

**Spécialité " Génie Electrique "**

*présentée et soutenue publiquement par*

**Tiago José DOS SANTOS MORAES**

le 10 octobre 2017

## **Conception d'entraînements Multi-Machines Multi-Convertisseurs à haut niveau de fiabilité fonctionnelle**

Directeur de thèse : **Eric SEMAIL**

Co-encadrement de la thèse : **Ngac Ky NGUYEN**

Co-encadrement de la thèse : **Fabien MEINGUET**

Co-encadrement de la thèse : **Maël GUERIN**

### **Jury**

**Mme. Maria PIETRZAC-DAVID**, Professeur des universités, LAPLACE, INPT

**M. Johan GYSELINCK**, Professeur des universités, BEAMS, Université Libre de Bruxelles

**M. Serge PIERFEDERICI**, Professeur des universités, GREEN, Université de Lorraine

**M. Jean-Frédéric CHARPENTIER**, Maître de conférences HDR, IRENAV, Ecole Navale

**M. Eric SEMAIL**, Professeur des universités, L2EP, Arts et Métiers PARISTECH/ ENSAM

**M. Ngac Ky NGUYEN**, Maître de conférences, L2EP, Arts et Métiers PARISTECH/ ENSAM

**M. Fabien MEINGUET**, Docteur-Ingénieur, Thales Alenia Space/ TAS

**M. Maël GUERIN**, Ingénieur, Thales Avionics Electrical Systems/ TAES

Président

Rapporteur

Rapporteur

Examineur

Examineur

Examineur

Examineur

Invité

**T  
H  
È  
S  
E**



## *Remerciements :*

Cette thèse est le résultat d'un peu plus de 3 ans de travail au long desquels plusieurs personnes ont participé directement ou indirectement à son aboutissement.

Tout d'abord, je voudrais exprimer toute ma reconnaissance à Eric SEMAIL, qui m'a encadré depuis mon stage de master. Ses commentaires très pertinents m'ont encouragé à poursuivre dans la voie de la recherche en ingénierie. Vous m'avez transmis ce sens de l'autocritique indispensable dans le monde scientifique.

Je remercie également mon deuxième encadrant académique, Ngac-Ky NGUYEN, pour sa participation active aux discussions sur l'avancement de la thèse, mais surtout lorsque le banc d'essai ne fonctionnait pas comme attendu. Ses conseils lors de la rédaction de chaque article ont été précieux.

J'adresse mes remerciements au groupe Thales et les deux branches aéronautique, Thales Avionics Electrical System, et aérospatiale, Thales Alenia Space, pour le financement de cette thèse.

Je remercie Maël GUERIN, mon encadrant à Thales Avionics Electrical System, et les ingénieurs avec lesquels j'ai pu travailler pendant les séjours à Chatou. Ces moments avec eux m'ont donné une vision très pratique des contraintes du domaine industriel aéronautique, notamment concernant la fiabilité.

Un grand merci à Fabien MEINGUET, mon encadrant à Thales Alenia Space, pour les échanges enrichissants qui nous ont permis de valider les topologies HMM et RMM auprès de Thales. Je remercie également les autres ingénieurs que j'ai côtoyés à Charleroi.

J'adresse mes remerciements aux membres du jury pour leur présence lors de la soutenance, ainsi que pour leurs questions et commentaires. En premier lieu, je m'adresse à Maria PIETRZAC-DAVID, Professeur des universités à l'INPT, pour avoir accepté de présider le jury. Ce fut un honneur d'avoir la présence de quelqu'un aussi reconnue dans les domaines aéronautique et aérospatial. Je remercie également, Johan GYSELINCK, professeur des université à l'Université Libre de Bruxelles, pour ses observations et corrections pertinentes comme rapporteur de la thèse. Je remercie aussi le deuxième rapporteur, Serge PIERFEDERICI, dont les commentaires ont permis d'améliorer la qualité de la présentation. Je tiens à remercier enfin Jean Frédéric CHARPENTIER, Maître de conférences à l'Ecole Navale, parmi les rares concepteurs de machines à avoir des connaissances sur les machines connectées en série.

Mes remerciements s'adressent également à l'équipe de permanents, doctorants et post-doctorants du laboratoire L2EP. Parmi ceux qui m'ont suivi depuis le master MVE, je remercie Alain BOUSCAYROL, actuel responsable de l'équipe commande, qui m'a toujours conseillé concernant la pédagogie lors de mes présentations orales. De plus, chaque rencontre comme l'école d'été REM et les réunions annuels de l'équipe a été des moments

très enrichissants, en plus de leur convivialité indispensable à la bonne ambiance du laboratoire.

Aux Doctorants, Post-Docs et Ingénieurs qui ont travaillé à l'ENSAM lorsque j'étais en thèse. Merci beaucoup d'être là lors des pauses et des déjeuners. Même si nos discussions n'étaient pas forcément toujours techniques et scientifiques, elles m'ont fait passer d'agréables années à vos côtés. Je remercie très spécialement Arthur GIVOIS, Aurélia CHARRIER, David BUSSON, Emmanuel COTTANCEAU, Gabriel MARGALIDA, Juliette MORIN et Thomas PIDANCIER pour avoir eu la patience de relire et corriger le français de ce mémoire.

Je remercie mes autres amis qui sont à Lille, au Brésil ou ailleurs, amis qui n'ont pas besoin de comprendre ce que je fais pour me soutenir et encourager dans ma vie professionnelle.

Merci à Guillaume qui a été tous les jours de mes côtés dans les moments de stress, de réussite et d'autant d'autres. Je n'ai pas besoin de décrire comment ta présence est importante pour moi.

Finalement je remercie ma famille pour tout le soutien dont j'ai bénéficié depuis que j'ai décidé d'étudier en France. Je remercie tout particulièrement ma sœur, Camila, et ma mère, Angélica, qui m'ont permis d'être ce que je suis aujourd'hui.

# Table des Matières

<b>TABLE DE MATIERES .....</b>	<b>III</b>
<b>GLOSSAIRE .....</b>	<b>VI</b>
<b>LISTE DE FIGURES : .....</b>	<b>VIII</b>
<b>LISTE DE TABLEAUX : .....</b>	<b>XVI</b>
<b>1. INTRODUCTION - ETAT DE L’ART : .....</b>	<b>1</b>
1.1. Avion Plus Electrique .....	2
1.2. Application de référence pour la thèse .....	6
1.3. Concepts fondamentaux de fiabilité .....	7
1.4. Structures à haut niveau de fiabilité .....	11
1.4.1. Onduleur à bras redondants .....	11
1.4.2. Machine à phases électriquement indépendantes .....	13
1.4.3. Machines polyphasées .....	14
1.5. Structures Multi-Machines .....	15
1.5.1. Couplage électrique en parallèle.....	16
1.5.2. Couplage électrique en série.....	17
1.5.2.1. Couplages électriques en série classiques .....	20
1.5.2.2. Nouveau couplages électriques en série .....	21
1.6. Travaux et positionnement dans le cadre du laboratoire.....	23
1.6.1. Décomposition en machines fictives.....	24
1.6.2. Représentation Energétique Macroscopique .....	25
1.7. Résumé – Conclusion .....	26
<b>2. ENTRAINEMENT ELECTRIQUE AVEC DEUX MACHINES TOLERANTES AUX DEFAILLANCES.....</b>	<b>27</b>
2.1. Topologies d’alimentation et de connexion étudiées.....	27
2.1.1. Topologie Pont-H.....	28
2.1.2. Topologie Multi-machine à Onduleur en Pont-H (HIMM).....	28
2.1.3. Topologie Multi-machine à Onduleur Redondant (RIMM) .....	29
2.2. Modélisation et contrôle avec approche par REM .....	30
2.2.1. Modélisation de la structure Pont-H.....	31

2.2.2.	Contrôle de la structure Pont-H .....	34
2.2.3.	Modélisation des topologies HIMM et RIMM .....	36
2.2.4.	Contrôle des structures HIMM et RIMM.....	41
2.2.5.	Modèle de simulation et Banc d’essai.....	43
<b>2.3.</b>	<b>Comparaison des trois topologies choisies en mode normal.....</b>	<b>44</b>
2.3.1.	Courant et tension de la topologie Pont-H en mode normal.....	46
2.3.2.	Démonstration expérimentale du contrôle indépendant des machines connectées en série .....	48
2.3.3.	Définition du point de fonctionnement critique pour les topologies HIMM et RIMM .....	50
2.3.4.	Comparaison du dimensionnement de l’onduleur pour les topologies en mode normal .....	53
2.3.5.	Comparaison des pertes Joule des topologies en mode normal .....	54
<b>2.4.</b>	<b>Comparaison des trois topologies choisies en modes dégradés .....</b>	<b>55</b>
2.4.1.	Modes de défauts.....	56
2.4.2.	Comportement de la topologie Pont-H en mode dégradé .....	59
2.4.1.	Comportement de la topologie HIMM en mode dégradé .....	63
2.4.2.	Comportement de la topologie RIMM en mode dégradé.....	68
<b>2.5.</b>	<b>Comparaison globale des trois topologies choisies .....</b>	<b>74</b>
<b>2.6.</b>	<b>Résumé - Conclusion.....</b>	<b>77</b>
<b>3.</b>	<b>COMMANDE EN MODE DEGRADE .....</b>	<b>79</b>
<b>3.1.</b>	<b>Stratégie sans reconfiguration – Contrôle des machines fictives non-principales .....</b>	<b>79</b>
3.1.1.	Stratégies de contrôle pour les machines fictives non-principales de la topologie Pont-H .....	83
3.1.1.1.	Défaut de court-circuit.....	83
3.1.1.1.	Défaut de phase ouverte .....	87
3.1.1.2.	Comparaison globale .....	88
3.1.2.	Stratégies de contrôle pour les machines fictives non-principales de la topologie HIMM .....	92
3.1.2.1.	Défaut de court-circuit.....	92
3.1.2.2.	Défaut de phase ouverte .....	96
3.1.2.3.	Comparaison .....	97
3.1.3.	Stratégies de contrôle pour les machines fictives non-principales de la topologie RIMM .....	100
3.1.3.1.	Défaut de court-circuit.....	101
3.1.3.2.	Défaut de phase ouverte .....	102
3.1.3.3.	Comparaison .....	103
3.1.4.	Comparaison générale des trois topologies avec différentes combinaisons de contrôle pour des machines non-principales .....	105
<b>3.2.</b>	<b>Stratégies avec Reconfiguration .....</b>	<b>107</b>
3.2.1.	Reconfiguration Partielle 1 - Réduction du courant sur la phase en défaut .....	108
3.2.1.1.	Pont-H.....	110
3.2.1.2.	HIMM .....	112
3.2.1.3.	RIMM .....	114
3.2.2.	Reconfiguration partielle 2 – Réduction de la tension sur la phase en défaut .....	115
3.2.2.1.	Pont-H.....	117
3.2.2.2.	HIMM .....	119
3.2.2.3.	RIMM .....	120

3.2.3.	Reconfiguration complète.....	121
3.2.4.	Comparaison globale.....	123
3.2.4.1.	Pont-H.....	124
3.2.4.2.	HIMM.....	127
3.2.4.3.	RIMM.....	130
3.2.4.4.	Analyse générale.....	133
<b>3.3.</b>	<b>Résumé – conclusion .....</b>	<b>135</b>
<b>4.</b>	<b>CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....</b>	<b>137</b>
	<b>REFERENCES :.....</b>	<b>140</b>
<b>5.</b>	<b>ANNEXES :.....</b>	<b>148</b>
5.1.	Représentation Energétique Macroscopique.....	148
5.2.	Banc d’essai.....	151
5.3.	Contrôle de position.....	155
5.4.	Arbre de défaillance.....	157



# Glossaire

## **Abréviations :**

AEA	Avion tout électrique
MEA	Avion plus électrique
VFSG	Générateur à fréquence variable
EHA	Vérin électrohydraulique
EMA	Vérin électromécanique
ECS	Système de contrôle de l’environnement au sein de l’appareil
WIPS	Système de dégivrage des ailes
VCS	Système du cycle de vapeur
TVC	Contrôle de la poussée vectorielle
VSI	Onduleur de tension
REM	Représentation Energétique Macroscopique
MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
FEM	Force Electromotrice
HIMM	<i>H-bridge Inverter Multiple Machines</i>
RIMM	<i>Redundant Inverter Multiple Machines</i>

## **Grandeurs électriques, magnétiques et mécaniques :**

$V_{DC}$	Tension du bus DC
$v_i$	Tension de la phase « i »
$i_i$	Courant de la phase « i »
$e_i$	FEM de la phase « i »
$\vec{X}_{Mj}$	Grandeurs « X » de phase de la machine « Mj »
$[X_{\alpha\beta}]$	Grandeurs « X » dans les repères $\alpha\beta$
$[X_{dq}]$	Grandeurs « X » dans les repères dq
$x_{\alpha Mj}, x_{\beta Mj}$	Composante $\alpha$ ou $\beta$ de la grandeur « x » de la machine « Mj »
$x_{dMj}, x_{qMj}$	Composante d ou q homopolaire « i » de la grandeur « x » de la machine « Mj »
$x_{himj}$	Composante homopolaire « i » de la grandeur « x » de la machine « Mj »
$R$	Résistance de phase
$L_p$	Inductance propre de la phase
$M_i$	Mutuelle « i »
$[R]$	Matrice de résistance
$[L]$	Matrice d’inductance
$[L_{\alpha\beta}]$	Matrice d’inductance de la machine composée en machines fictives
$\vec{m}$	Rapport cyclique de l’onduleur
$V_{n1n2}$	Tension entre les potentiels négatifs des deux sources (Topologie RIMM)
$K_{fem}$	Constante de couple
$\phi$	Direction de l’inclinaison de la tuyère
$\theta$	Angle d’inclinaison de la tuyère
$K_\Omega$	Rapport entre la vitesse de la machine électrique et $\theta$
$T_{Mj}$	Couple de la machine « Mj »
$\Omega_{Mj}$	Vitesse mécanique de la machine « Mj »
$T_{RMj}$	Couple résistant de la machine « Mj »
$J$	Inertie
$f$	Constante de frottement

**Grandeurs mathématiques et autres :**

$N$	Nombre de machines
$n$	Nombre de phases
$\alpha$	Angle de transposition de la connexion en série
$s$	Constante de pas de transposition
$[K]$	Matrice de transposition de phase
$[C_6]$	Matrice de Concordia pour une machine à 6 phases symétrique
$[P_6]$	Matrice de Park pour une machine à 6 phases symétrique
$I_{MAX}$	Valeur crête de courant
$V_{MAX}$	Valeur crête de tension de référence
$Nb_{trans}$	Nombre de transistors
$P_{dim}$	Puissance de dimensionnement
$P_j$	Pertes Joule
$C_{ond}$	Ondulation de Couple
$X_{ref}$	Référence de la variable « X »

## Liste de Figures :

Figure 1: Evolution de la puissance électrique dans les avions commercialisés [3].	1
Figure 2 : Charges de l’avion avec un code couleur représentant la nature de l’énergie qui les alimente [14].	3
Figure 3: Schémas des vérins du contrôle de vol d’un A380 et leur technologie [14].	5
Figure 4: Schéma du lanceur spatial pour différents angles d’inclinaison du propulseur (vision frontale). Source : <i>Thales Alenia Space</i> .	6
Figure 5: Schéma de la tuyère (en rouge) et des vérins (en gris).	7
Figure 6: Courbe en baignoire [49].	8
Figure 7: Schéma représentant les principaux paramètres de fiabilité [49].	8
Figure 8: Structure en série à « n » éléments [49].	9
Figure 9: Structure en parallèle à « n » éléments [49].	10
Figure 10: Structure d'un système complexe [49].	10
Figure 11 : Schéma d’une machine triphasée alimentée par un onduleur avec un bras redondant [10].	11
Figure 12 : Schéma d’une machine triphasée alimentée par un onduleur avec un bras redondant connecté au point commun du couplage étoile [10].	13
Figure 13 : Schéma d’une machine à 3 phases électriquement indépendant [10].	13
Figure 14 : Schéma d’une machine à 6 phases couplée en double-étoile [10].	14
Figure 15 : Déphasage électrique entre les phases d’une machine à 6 phases asymétrique [79].	14
Figure 16: Schéma d’une structure 2 machines triphasées en étoile alimenté par 6 bras d’onduleur tolérant aux défaillances.	17
Figure 17 : Deux machines à 7 phases couplées en série.	17
Figure 18 : Couplage entre une machine à 6 phases symétrique et une machine à 3 phases.	21
Figure 19 : Connexion directe entre deux phases.	22
Figure 20 : Connexion inversée entre deux phases.	22
Figure 21 : Exemple de REM pour un contrôle d’une machine triphasée.	25
Figure 22: Schéma de la topologie Pont-H.	28
Figure 23: Schéma de la topologie HIMM.	29
Figure 24: Schéma de la topologie RIMM	29
Figure 25 : Modèle de la topologie Pont-H.	31
Figure 26: Modèle complet de la topologie Pont-H en REM.	33
Figure 27 : Modèle simplifié de la topologie Pont-H en REM.	33
Figure 28 : REM de la topologie Pont-H avec la chaîne de contrôle complète.	34
Figure 29 : Schéma de contrôle de la machine M1 de la topologie Pont-H.	35
Figure 30: Modèle en REM de la topologie Pont-H avec la chaîne de commande réduite.	36
Figure 31 : REM complète de la topologie HIMM.	37
Figure 32: REM complète de la topologie RIMM.	37
Figure 33 : Couplage entre les machines fictives de deux machines à 6 phases connectées en série.	38
Figure 34 : REM du modèle de la topologie HIMM.	39
Figure 35 : Modèle réduite de la topologie HIMM.	40

Figure 36 : Modèle réduite de la topologie RIMM.....	40
Figure 37: Schéma de couplage de machines fictives pour la structure HIMM ou RIMM.....	40
Figure 38 : Modèle en REM de la topologie HIMM avec la chaine de commande. ....	41
Figure 39 : Schéma de contrôle de la topologie HIMM ou RIMM.....	42
Figure 40 : Modèle en REM de la topologie HIMM avec la chaine de commande. ....	42
Figure 41 : Représentation du transistor avec une diode en antiparallèle. Source : MatLab SimuLink® .....	43
Figure 42 : Photo du banc d’essais. ....	44
Figure 43: Courants mesurés EXPERIMENTALEMENT d’une machine de la topologie Pont-H.....	46
Figure 44 : Tensions de référence obtenues EXPERIMENTALEMENT pour une machine Pont-H.....	47
Figure 45 : Courants des machines fictives obtenus EXPERIMENTALEMENT d’une machine de la topologie Pont-H. ....	47
Figure 46 : Vitesses mesurées EXPERIMENTALEMENT des deux machines connectées en série pour un profil de vitesse où une machine est à vitesse variable. ....	48
Figure 47 : Courants mesurés EXPERIMENTALEMENT des machines fictives pour un profil de vitesse où une machine est à vitesse variable. ....	48
Figure 48 : Courants de phase mesurés EXPERIMENTALEMENT pour un profil de vitesse où une machine est à vitesse variable.....	49
Figure 49 : Zoom sur les courants mesurés EXPERIMENTALEMENT pour un profil de vitesse où une machine est à vitesse variable.....	49
Figure 50: Courants mesurées EXPERIMENTALEMENT de la topologie RIMM pour PF1.....	51
Figure 51 : Courants mesurés EXPERIMENTALEMENT de la topologie RIMM pour PF2.....	51
Figure 52: Tensions de référence obtenues EXPERIMENTALEMENT de la topologie RIMM pour PF1.	51
Figure 53 : Tensions de référence obtenues EXPERIMENTALEMENT de la topologie RIMM pour PF2.	52
Figure 54: Courants de la topologie RIMM pour PF1 avec un contrôle du déphasage électrique entre les machines. ....	52
Figure 55 : Comparaison des trois topologies en dimensionnement .....	53
Figure 56 : Comparaison des trois topologies en pertes Joule. ....	55
Figure 57 : Schéma d’un court-circuit pour une machine alimentée en Pont-H.....	58
Figure 58 : Courants de la topologie Pont-H en court-circuit obtenus en SIMULATION. ....	59
Figure 59 : Courants des machines fictives de la topologie Pont-H en court-circuit obtenus en SIMULATION.....	60
Figure 60 : Références de tension de la topologie Pont-H en court-circuit obtenues en SIMULATION. .....	60
Figure 61 : Courants de la topologie Pont-H lors d’une ouverture de phase obtenus en SIMULATION. .....	61
Figure 62 : Courants mesurés expérimentalement de la topologie Pont-H lors d’une ouverture de phase. ....	61
Figure 63 : Couple généré en SIMULATION lors d’un court-circuit pour la topologie Pont-H. ....	62
Figure 64 : Couple généré en SIMULATION lors d’une ouverture de phase pour la topologie Pont-H.	62
Figure 65 : Graphique Courant et Tension crête obtenus en SIMULATION pour chaque localisation du défaut. ....	63
Figure 66 : Courants de phase obtenus en SIMULATION la topologie HIMM lors d’un court-circuit (phase A).....	65

Figure 67 : Courants des machines fictives obtenus en SIMULATION de la topologie HIMM en court-circuit (phase A).....	65
Figure 68 : Tensions de référence obtenues en SIMULATION de la topologie HIMM en court-circuit (phase A).....	66
Figure 69 : Courants de phase obtenus en SIMULATION de la topologie HIMM lors de l’ouverture de la phase B. ....	66
Figure 70 : Courants mesurés EXPERIMENTALEMENT de la topologie HIMM lors de l’ouverture de la phase B. ....	67
Figure 71 : Courants des machines fictives obtenus EXPERIMENTALEMENT de la topologie HIMM lors de l’ouverture de la phase B. ....	67
Figure 72 : Couple généré obtenu en SIMULATION lors d’un court-circuit de transistor de la phase A pour la topologie HIMM. ....	68
Figure 73 : Couple généré obtenu en SIMULATION lors d’une ouverture de la phase B pour la topologie HIMM. ....	68
Figure 74 : Graphique de puissance dimensionnant pour la topologie RIMM. ....	69
Figure 75 : Courants de la topologie RIMM lors d’un court-circuit d’un transistor de la phase A obtenus en SIMULATION.....	70
Figure 76 : Courants mesurés EXPERIMENTALEMENT de la topologie RIMM lors d’un court-circuit d’un transistor de la phase A.....	70
Figure 77 : Courants des machines fictives de la topologie RIMM lors d’un court-circuit d’un transistor de la phase A obtenus EXPERIMENTALEMENT. ....	71
Figure 78 : Références de tension de la topologie RIMM lors d’un court-circuit d’un transistor de la phase A obtenues en SIMULATION. ....	71
Figure 79 : Références de tension de la topologie RIMM lors d’un court-circuit d’un transistor de la phase A obtenues EXPERIMENTALEMENT. ....	71
Figure 80 : Courants de phase obtenus en SIMULATION de la topologie RIMM lors de l’ouverture de la phase B. ....	72
Figure 81 : Courants mesurés EXPERIMENTALEMENT de la topologie RIMM lors de l’ouverture de la phase B. ....	72
Figure 82 : Courants des machines fictives de la topologie RIMM obtenus EXPERIMENTALEMENT lors d’une ouverture de la phase B. ....	73
Figure 83 : Couple obtenu EXPERIMENTALEMENT lors d’un court-circuit d’un transistor de la phase A pour la topologie RIMM. ....	73
Figure 84 : Couple obtenu EXPERIMENTALEMENT lors d’une ouverture de la phase B pour la topologie RIMM.....	73
Figure 85 : Graphique comparant les 3 topologies en mode dégradé en termes de puissance de dimensionnement. ....	75
Figure 86 : Schéma de commande d’une machine de la topologie Pont-H. ....	81
Figure 87 : Schéma de commande d’une machine de la topologie HIMM. ....	81
Figure 88 : Schéma de commande des deux machines de la topologie RIMM.....	82
Figure 89 : Courants de phase obtenus en SIMULATION pour la topologie Pont-H avec la stratégie « 011 » lors d’un court-circuit d’un transistor de la phase A. ....	83
Figure 90 : Courants des machines fictives obtenus en SIMULATION pour la topologie Pont-H avec la stratégie « 011 » lors d’un court-circuit d’un transistor de la phase A.....	84

Figure 91 : Courants de phase obtenus en SIMULATION pour la topologie Pont-H avec la stratégie « 100 » lors d’un court-circuit d’un transistor de la phase A.....	84
Figure 92 : Courants des machines fictives obtenus en SIMULATION pour la topologie Pont-H avec la stratégie « 100 » lors d’un court-circuit d’un transistor de la phase A.....	85
Figure 93 : Tensions de référence obtenues en SIMULATION pour la topologie Pont-H avec la stratégie « 011 » lors d’un court-circuit d’un transistor de la phase A.....	85
Figure 94 : Tensions de référence obtenues en SIMULATION pour la topologie Pont-H avec la stratégie « 100 » lors d’un court-circuit d’un transistor de la phase A.....	86
Figure 95 : Couple obtenu en SIMULATION pour la topologie Pont-H avec la stratégie « 011 » lors d’un court-circuit d’un transistor de la phase A.....	86
Figure 96 : Couple obtenu en SIMULATION pour la topologie Pont-H avec la stratégie « 100 » lors d’un court-circuit d’un transistor de la phase A.....	86
Figure 97 : Courants de phase mesurés EXPERIMENTALEMENT pour la topologie Pont-H avec la stratégie « 011 » lors d’une ouverture de la phase A. ....	87
Figure 98 : Courants de phase mesurés EXPERIMENTALEMENT pour la topologie Pont-H avec la stratégie « 100 » lors d’une ouverture de la phase A. ....	87
Figure 99 : Tensions de référence obtenues EXPERIMENTALEMENT pour la topologie Pont-H avec la stratégie « 011 » lors d’une ouverture de la phase A. ....	88
Figure 100 : Tension de référence pour la topologie Pont-H avec la stratégie « 100 » lors d’une ouverture de la phase A. ....	88
Figure 101 : Puissance de dimensionnement de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle lors d’un court-circuit. ....	90
Figure 102 : Pertes Joule de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement lors d’un court-circuit.....	91
Figure 103 : Ondulation de couple de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle lors d’un court-circuit.....	91
Figure 104 : Courants de phase obtenus en SIMULATION pour la topologie HIMM avec la stratégie « 01 » lors d’un court-circuit d’un transistor de la phase A.....	93
Figure 105 : Courants des machines fictives obtenus en SIMULATION pour la topologie HIMM avec la stratégie « 01 » lors d’un court-circuit d’un transistor de la phase A.....	93
Figure 106 : Courants de phase obtenus en SIMULATION pour la topologie HIMM avec la stratégie « 11 » lors d’un court-circuit d’un transistor de la phase A.....	93
Figure 107 : Courants des machines fictives obtenus en SIMULATION pour la topologie HIMM avec la stratégie « 11 » lors d’un court-circuit d’un transistor de la phase A.....	94
Figure 108 : Tensions de référence obtenues en SIMULATION pour la topologie HIMM avec la stratégie « 01 » lors d’un court-circuit d’un transistor de la phase A.....	94
Figure 109 : Tensions de référence obtenues en SIMULATION pour la topologie HIMM avec la stratégie « 11 » lors d’un court-circuit d’un transistor de la phase A.....	95
Figure 110 : Couple obtenu en SIMULATION pour la topologie HIMM avec la stratégie « 01 » lors d’un court-circuit d’un transistor de la phase A.....	95
Figure 111 : Couple obtenu en SIMULATION pour la topologie HIMM avec la stratégie « 11 » lors d’un court-circuit d’un transistor de la phase A.....	95
Figure 112 : Courants de phase mesurés EXPERIMENTALEMENT pour la topologie HIMM avec la stratégie « 01 » lors d’une ouverture de la phase B. ....	96

Figure 113 : Courants de phase mesurés EXPERIMENTALEMENT pour la topologie HIMM avec la stratégie « 11 » lors d’une ouverture de la phase B. ....	96
Figure 114 : Tensions de référence obtenues EXPERIMENTALEMENT pour la topologie HIMM avec la stratégie « 01 » lors d’une ouverture de la phase B. ....	97
Figure 115 : Tensions de référence obtenues EXPERIMENTALEMENT pour la topologie HIMM avec la stratégie « 11 » lors d’une ouverture de la phase B. ....	97
Figure 116 : Puissance de dimensionnement de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle lors d’un court-circuit. ....	98
Figure 117 : Pertes Joule de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle lors d’un court-circuit. ....	99
Figure 118 : Ondulation de couple de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle lors d’un court-circuit. ....	100
Figure 119 : Courants de phase mesurés EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM avec la stratégie « 1 » lors d’un court-circuit d’un transistor de la phase A. ....	101
Figure 120 : Tensions de référence obtenues EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM avec la stratégie « 1 » lors d’un court-circuit d’un transistor de la phase A. ....	101
Figure 121 : Courants des machines fictives obtenus EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM avec la stratégie « 1 » lors d’un court-circuit d’un transistor de la phase A. ....	101
Figure 122 : Couples obtenus en SIMULATION pour la topologie RIMM avec la stratégie « 1 » lors d’un court-circuit d’un transistor de la phase A. ....	102
Figure 123 : Courants de phase mesurés EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM avec la stratégie « 1 » lors d’une ouverture de la phase B. ....	102
Figure 124 : Tensions de référence obtenues EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM avec la stratégie « 1 » lors d’une ouverture de la phase B. ....	103
Figure 125 : Puissance de dimensionnement de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle, lors d’un court-circuit pour la stratégie « 0 » et lors d’une ouverture de phase pour la stratégie « 1 ». ....	104
Figure 126 : Pertes Joule maximales de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle, lors d’un court-circuit pour la stratégie « 0 » et lors d’une ouverture de phase pour la stratégie « 1 ». ....	104
Figure 127 : Ondulation de couple de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle, lors d’un court-circuit. ....	105
Figure 128 : Comparaison générale entre les trois topologies sur les trois critères de comparaison. ....	106
Figure 129 : Schéma de la reconfiguration partielle 1. ....	109
Figure 130 : Boucle de courant de la phase en défaut lors de la reconfiguration partielle 1 pour la topologie Pont-H et HIMM. ....	109
Figure 131 : Boucle de courant de la phase en défaut lors de la reconfiguration partielle 1 pour la topologie RIMM. ....	110
Figure 132 : Courants de phase obtenus en SIMULATION pour la topologie Pont-H pour la reconfiguration partielle 1 sur la phase A. ....	110
Figure 133 : Courants des machines fictives obtenus en SIMULATION pour la topologie Pont-H pour la reconfiguration partielle 1 sur la phase A. ....	111
Figure 134 : Tensions de référence obtenues en SIMULATION pour la topologie Pont-H pour la reconfiguration partielle 1 sur la phase A. ....	111

Figure 135 : Couple obtenu en SIMULATION pour la topologie Pont-H pour la reconfiguration partielle 1 sur la phase A. ....	112
Figure 136 : Courants de phase obtenus en SIMULATION pour la topologie HIMM pour la reconfiguration partielle 1 sur la phase A. ....	112
Figure 137 : Courants des machines fictives obtenus en SIMULATION pour la topologie HIMM pour la reconfiguration partielle 1 sur la phase A. ....	113
Figure 138 : Tensions de référence obtenues en SIMULATION pour la topologie HIMM pour la reconfiguration partielle 1 sur la phase A. ....	113
Figure 139 : Couples obtenus en SIMULATION pour la topologie HIMM pour la reconfiguration partielle 1 sur la phase A. ....	113
Figure 140 : Courants de phase mesurés EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM pour la reconfiguration partielle 1 sur la phase A. ....	114
Figure 141 : Courants des machines fictives obtenus EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM pour la reconfiguration partielle 1 sur la phase A. ....	114
Figure 142 : Tensions de référence obtenues EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM pour la reconfiguration partielle 1 sur la phase A. ....	115
Figure 143 : Couples obtenus en SIMULATION pour la topologie RIMM pour la reconfiguration partielle 1 sur la phase A. ....	115
Figure 144 : Schéma de la reconfiguration partielle 2 .....	116
Figure 145 : Boucle de courant de la phase en défaut lors de la reconfiguration partielle 2 pour la topologie Pont-H et HIMM. ....	116
Figure 146 : Boucle de courant de la phase en défaut lors de la reconfiguration partielle 2 pour la topologie RIMM. ....	117
Figure 147 : Courants de phase obtenus en SIMULATION pour la topologie Pont-H avec reconfiguration partielle 2 sur la phase A. ....	117
Figure 148 : Courants des machines fictives obtenus en SIMULATION pour la topologie Pont-H avec reconfiguration partielle 2 sur la phase A. ....	118
Figure 149 : Tensions de référence obtenues en SIMULATION pour la topologie Pont-H avec reconfiguration partielle 2 sur la phase A. ....	118
Figure 150 : Couple obtenu en SIMULATION pour la topologie Pont-H avec reconfiguration partielle 2 sur la phase A. ....	118
Figure 151 : Courants de phase obtenus en SIMULATION pour la topologie HIMM avec reconfiguration partielle 2 sur la phase A. ....	119
Figure 152 : Courants des machines fictives obtenus en SIMULATION pour la topologie HIMM avec reconfiguration partielle 2 sur la phase A. ....	119
Figure 153 : Tensions de référence obtenues en SIMULATION pour la topologie HIMM avec reconfiguration partielle 2 sur la phase A. ....	119
Figure 154 : Couples obtenus en SIMULATION pour la topologie HIMM avec reconfiguration partielle 2 sur la phase A. ....	120
Figure 155 : Courants de phase mesurés EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM avec reconfiguration partielle 2 sur la phase A. ....	120
Figure 156 : Courants des machines fictives obtenus EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM avec reconfiguration partielle 2 sur la phase A. ....	120



Figure 157 : Tensions de référence obtenues EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM avec reconfiguration partielle 2 sur la phase A. ....	121
Figure 158 : Couples obtenus en SIMULATION pour la topologie RIMM avec reconfiguration partielle 2 sur la phase A. ....	121
Figure 159 : Courants de phase mesurés EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM avec reconfiguration complète sur la phase A. ....	122
Figure 160 : Courants des machines fictives obtenus EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM avec reconfiguration complète sur la phase A. ....	122
Figure 161 : Tensions de référence obtenues EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM avec reconfiguration complète sur la phase A. ....	123
Figure 162 : Couples obtenus en SIMULATION pour la topologie RIMM avec reconfiguration complète sur la phase A. ....	123
Figure 163 : Puissance de dimensionnement de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle en reconfiguration 1. ....	125
Figure 164 : Pertes Joule de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle en reconfiguration 1. ....	126
Figure 165 : Ondulation de couple de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle en reconfiguration 1. ....	127
Figure 166 : Puissance de dimensionnement de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle en reconfiguration 1. ....	128
Figure 167 : Pertes Joule de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle en reconfiguration 1. ....	129
Figure 168 : Ondulation de couple de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle en reconfiguration 1. ....	129
Figure 169 : Puissance de dimensionnement de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle en phase ouverte. ....	131
Figure 170 : Pertes Joule de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle en phase ouverte. ....	132
Figure 171 : Ondulation de couple de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes dégradés en phase ouverte. ....	132
Figure 172 : Comparaison générale des trois topologies pour stratégies de contrôle et reconfiguration. ....	134
Figure 173: Exemple de REM pour un contrôle d’une machine triphasée. ....	148
Figure 174: Courants de phase de la topologie RIMM en mode normal SANS contrôle de position obtenus EXPERIMENTALEMENT. ....	155
Figure 175: Courants de phase de la topologie RIMM en mode normal AVEC contrôle de position obtenus EXPERIMENTALEMENT. ....	156
Figure 176 : Schéma du contrôle de position. ....	156
Figure 177 : Combinaisons de défauts pour perdre le contrôle de deux phases. ....	157
Figure 178 : Arbre de défaillance pour perdre le contrôle de deux phases précises pour les topologies Pont-H et HIMM. ....	158
Figure 179 : Arbre de défaillance pour perdre le contrôle de deux phases précises pour la topologie RIMM. ....	158
Figure 180 : Arbre de défaillance de la topologie Pont-H. ....	159

Figure 181 : Arbre de défaillance de la topologie HIMM ..... 159  
Figure 182 : Arbre de défaillance de la topologie RIMM. .... 160

## Liste de Tableaux :

TABLEAU I : Matrice de connexion entre les 8 onduleurs et les 7 charges du projet PRISCA.....	16
TABLEAU II : Couplage entre deux machines à « n » phases pour différent valeurs de « s ». .....	20
TABLEAU III : Différentes connexions en série pour deux machines à 7 phases.....	21
TABLEAU IV : Différentes connexions en série pour deux machines à 6 phases symétriques [109] ..	21
TABLEAU V : Différentes connexions en série pour deux machines à 6 phases symétriques prenant en compte les connexions inversées.....	22
TABLEAU VI : Distribution d'harmoniques pour les machines fictives.....	24
TABLEAU VII : Distribution des harmoniques de machines fictives pour une machine à 6 phases symétrique.....	31
TABLEAU VIII : Valeurs référents aux points de fonctionnement PF1 et PF2 .....	50
TABLEAU IX : Dimensionnement des trois topologies.....	53
TABLEAU X : Comparaison des trois topologies en pertes Joule.....	54
TABLEAU XI : Liste de composants du système TVC et leur fonction.....	56
TABLEAU XII : Taux de défaillance par défaut ([14], [37] et [57]). .....	57
TABLEAU XIII : Valeurs crête de courant et tension obtenus en SIMULATION pour chaque localisation du défaut. ....	63
TABLEAU XIV : Courant et tension crête pour chaque localisation du défaut. ....	69
TABLEAU XV : Valeurs obtenues EXPERIMENTALEMENT et en SIMULATION pour les trois topologies en modes normal et dégradés. ....	74
TABLEAU XVI: Stratégies de contrôle. ....	80
TABLEAU XVII: Courant crête de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement.....	89
TABLEAU XVIII: Tension de référence crête de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement. ....	89
TABLEAU XIX : Puissance de dimensionnement de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement. ....	90
TABLEAU XX : Pertes Joule de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement.....	90
TABLEAU XXI : Ondulation de couple de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement.....	91
TABLEAU XXII : Courant crête de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement.....	97
TABLEAU XXIII : Tension de référence crête de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement. ....	98
TABLEAU XXIV : Puissance de dimensionnement de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement. ....	98
TABLEAU XXV : Pertes Joule de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement.....	99
TABLEAU XXVI : Ondulation de couple de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement.....	99

TABLEAU XXVII : Courant crête de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement.....	103
TABLEAU XXVIII : Tension de référence crête de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement.....	103
TABLEAU XXIX : Puissance de dimensionnement crête de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement.....	104
TABLEAU XXX : Pertes Joule de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement.....	104
TABLEAU XXXI : Ondulation de couple de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement.....	105
TABLEAU XXXII : Valeurs obtenues EXPERIMENTALEMENT et en SIMULATION pour les trois topologies en mode dégradé pour différentes stratégies de contrôle.....	106
TABLEAU XXXIII : Courant crête de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle et reconfigurations.....	124
TABLEAU XXXIV : Tension de référence crête de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle et reconfigurations.....	124
TABLEAU XXXV : Puissance de dimensionnement de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle et reconfigurations.....	124
TABLEAU XXXVI : Pertes Joule de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle et reconfigurations.....	126
TABLEAU XXXVII : Ondulation de couple de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle et reconfigurations.....	126
TABLEAU XXXVIII : Courant crête de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle et reconfigurations.....	127
TABLEAU XXXIX : Tension de référence crête de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle et reconfigurations.....	127
TABLEAU XL : Puissance de dimensionnement de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle et reconfigurations.....	128
TABLEAU XLI : Pertes Joule de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle et reconfigurations.....	128
TABLEAU XLII : Ondulation de couple de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle et reconfigurations.....	129
TABLEAU XLIII : Courant crête de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes dégradés.....	130
TABLEAU XLIV : Tension de référence crête de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes dégradés.....	130
TABLEAU XLV : Puissance de dimensionnement de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes dégradés.....	131
TABLEAU XLVI : Pertes Joule de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes dégradés.....	132
TABLEAU XLVII : Ondulation de couple de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes dégradés.....	132
TABLEAU XLVIII : Comparaison générale des trois topologies pour stratégies de contrôle et reconfiguration.....	133

TABLEAU XLIX : Blocs pour le modèle en REM. ....	149
TABLEAU L: Blocs pour la commande en REM. ....	150

# 1. Introduction - Etat de l’art :

Dans les avions et les lanceurs spatiaux de dernière génération, les équipements électroniques se répandent de plus en plus (Figure 1), principalement du fait de l’évolution de l’électronique de puissance [1]. Le rendement et la densité de puissance (W/kg) des convertisseurs ont en effet augmenté de façon conséquente au cours des dernières années. Ces deux facteurs impactent directement sur les poids des équipements électroniques, qui représente un facteur critique [1], [2]. En effet, le poids est directement lié à la consommation de carburant, un problème autant économique qu’environnemental.

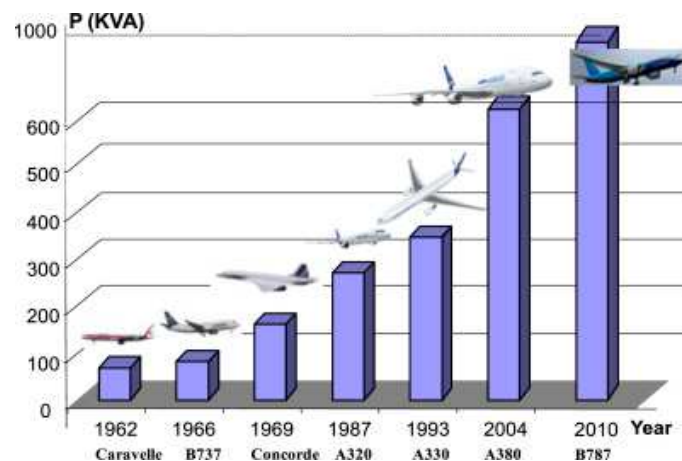


Figure 1: Evolution de la puissance électrique dans les avions commercialisés [3].

En utilisant des arguments économiques, techniques et environnementaux, des études ont été initiées pour remplacer des équipements mécaniques, hydrauliques ou autres par des analogues électriques. A partir de ces études, des concepts comme l’ « Avion Tout Electrique » (AEA – *All Electric Aircraft*) [1], [5]-[8] et l’ « Avion Plus Electrique » (MEA – *More Electric Aircraft*) [1]-[3], [9]-[20] ont été créés afin de formaliser l’étude et réaliser la transition vers les nouvelles technologies du domaine aéronautique. Le programme européen de financement à la recherche CleanSky [20] a été également fondé en accord avec les plus grandes compagnies du domaine, comme Airbus, Safran, Thales et Dassault Aviation. Dans le domaine aérospatial, la même tendance est observée, mais de façon moins médiatisée. Le trafic aérospatial ne présente pas le même flux que le transport aérien, les émissions de gaz à effet de serre sont moindres et donc l’aspect environnemental entre moins en ligne de compte.

Plusieurs avantages justifient l’augmentation d’équipements électroniques au sein de l’avion ou de la fusée. Economiquement parlant, la réduction du poids de l’appareil et l’optimisation de l’énergie embarquée peuvent être atteintes grâce à une mutualisation de l’énergie électrique [3], [11]. D’un point de vue technique, la robustesse et la souplesse par rapport à d’autres types d’énergie comme l’hydraulique, peut se traduire par une réduction de maintenance et plus de souplesse lors d’assemblage de l’avion [2], [12]. La réduction de la consommation de carburant est également mise en avant par son apport à l’environnement et le combat contre le réchauffement climatique.

Ces deux domaines sont soumis à des normes de sécurité très strictes. Une simple défaillance de composant ne doit pas amener à une perte de l’appareil qui engendrerait des pertes financières et/ou humaines, ce dernier point concernant surtout le transport aérien de passager. Pour cela, la tolérance aux défaillances se présente comme indispensable pour un équipement dans les domaines aéronautique et aérospatial [10], [14]. La littérature présente de nombreuses structures qui répondent aux exigences dans ce domaine, des équipements redondants, un équipement qui peut remplacer entièrement un autre identique qui tombe en panne, jusqu’aux systèmes intrinsèquement tolérants aux défaillances, comme des machines polyphasées par exemple. L’enjeu est de trouver le compromis entre le respect aux normes de sécurité tout en gardant les avantages économiques et techniques de l’équipement électrique. Il peut ainsi paraître évident que, plus un système est lourd, plus la redondance est coûteuse. De même lorsque la fonctionnalité du système consiste à produire du mouvement et non à traiter de l’information, alors la redondance est complexe à mettre en place et à opérer.

Par ailleurs, avec la cohabitation de plusieurs machines électriques et onduleurs, un autre aspect devient une voie d’optimisation : la mutualisation des ressources. Premièrement, la mutualisation des sources d’énergie et de puissance électriques est naturellement implantée, puisque des batteries et des alternateurs sont dimensionnés en prenant en compte l’énergie et la puissance demandées par les équipements et leurs profils de fonctionnement hétérogènes. En second lieu, des structures plus complexes de systèmes d’entraînement onduleur-machine proposent une mutualisation également des composants électroniques, réduisant ainsi le poids et le coût d’achat du système, tout en assurant la fiabilité exigée.

Dans l’optique des avions plus électriques de demain, ce travail de thèse cherche des solutions innovantes de systèmes multi-machines et multi-convertisseurs qui rendent un système électrique attractif par sa performance, par son poids et par son coût, tout en respectant la fiabilité requise dans ces deux domaines.

## 1.1. Avion Plus Electrique

L’ « **Avion Plus Electrique** » (**MEA** – More Electric Aircraft) est un concept qui cherche à remplacer les équipements mécaniques, pneumatiques et hydrauliques dans l’avion par des équipements similaires électriques. Le MEA diffère de l’ « **Avion Tout Electrique** » (**AEA** – All Electric Aircraft) du fait qu’il n’envisage que le remplacement de l’énergie secondaire de l’avion, c’est-à-dire remplacer l’énergie non-propulsive par de l’électrique.

La technologie développée jusqu’à présent ne permet pas de créer un avion à propulsion 100% électrique en échelle industrielle en raison de l’énorme poids supplémentaire dû à la batterie et à l’énergie nécessaire pour un vol entier. Dans ce domaine, les projets les plus avancés sont l’avion solaire « Solar Impulse 2 » [21] et l’ « Extra 330LE » [22]. Le premier a réalisé le très médiatisé tour du monde sans l’utilisation des carburants fossiles qui s’est fini au Caire en Juillet 2016. Le deuxième est un projet commun entre Siemens et Airbus. Cet avion a réalisé son premier vol de 20 minutes en public en Juillet 2016 en Allemagne. Bien que les deux projets soient de natures très différentes, ils mettent en évidence la contrainte du stockage d’énergie électrique. Pour cela, les deux avions sont de petite taille dans le sens où il n’y a que le pilote à l’intérieur.

Comme exemple de propulsion hybride, le « DA-36 E-Star 2 » [23] est un avion construit par Diamond Aircrafts et motorisé par Siemens et EADS qui a été présenté au Salon du Bourget en 2013. Cette motorisation est caractérisée comme hybride en série et se trouve déjà à sa deuxième génération d’entraînement intégré.

Quant à l’avion traditionnel de ligne, il présente une composition très hétérogène de sources d’énergie selon chaque application [1], [11]. La Figure 2 présente un avion traditionnel avant l’implémentation du concept MEA où les différentes sources d’énergie utilisées par chaque équipement sont définies par un code de couleur.

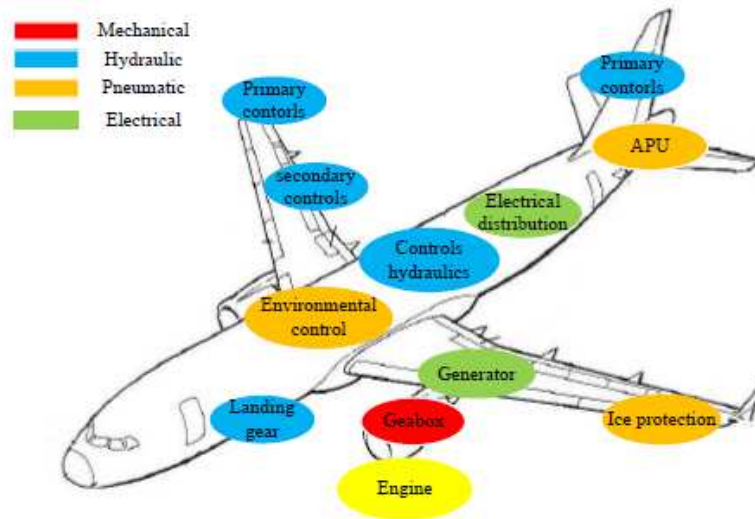


Figure 2 : Charges de l’avion avec un code couleur représentant la nature de l’énergie qui les alimente [14].

Dans la littérature [2], [3], [9], [11] -[18], différentes raisons ont été évoquées pour motiver le remplacement, avec des particularités en fonction de chaque type de source d’énergie.

#### Mécanique :

- **Exemples d’application** : dispositif de transmission mécanique au sein du générateur du réseau de bord 400Hz.
- **Remplaçants électriques** : un générateur à fréquence variable (**VFSG – Variable Frequency Starter Generator**) simplifie la transmission.
- **Avantages du remplacement** : réduction du poids et augmentation du rendement.
- **Inconvénients du remplacement** : les systèmes mécaniques sont structurellement plus fiables que l’électronique de puissance qui permet de générer l’énergie électrique à 400 Hz à partir d’une machine entraînée à vitesse variable.

#### Hydraulique :

- **Exemples d’application** : vérin pour le contrôle de vol et pour le train d’atterrissage.
- **Remplaçants électriques**: vérins hydrostatiques (**EHA – Electro-hydrostatic Actuators**) ou vérins électromécaniques (**EMA – Electromechanical Actuators**).
- **Avantages du remplacement** : moins de maintenance, moins de risque de fuite d’huile de nature corrosive et plus de flexibilité lors de l’assemblage de l’appareil.



- **Inconvénients du remplacement** : vérins hydrauliques ont une haute densité de force, ils ne risquent pas un blocage mécanique non-palliatif.

#### **Pneumatique :**

- **Exemples d’application** : contrôle de l’environnement au sein de l’appareil (**ECS** – *Environmental Control System*) et système de dégivrage des ailes (**WIPS** - *Wing Ice Protection System*).
- **Remplaçants électriques** : radiateurs électriques pour chauffer l’air et les ailes.
- **Avantages du remplacement** : Puisque l’air chaud est généré électriquement au lieu d’être récupéré au niveau du propulseur, ce dernier est libéré d’une contrainte qui pouvait entacher son rendement.
- **Inconvénients du remplacement** : Savoir-faire à acquérir.

#### **En général :**

- **Avantages du remplacement** : Mutualisation de l’énergie, réduisant ainsi le surdimensionnement des équipements qui doivent présenter une fiabilité élevée.
- **Inconvénients du remplacement** : La gestion de l’énergie électrique devient plus complexe.

Dans cette optique d’électrification, les grands constructeurs aéronautiques comme Airbus et Boeing et les équipementiers comme SAFRAN et Thales ont déjà commencé la transition énergétique sur les avions et équipements actuellement commercialisés.

Hormis les applications qui ont déjà été mentionnées, la motorisation électrique se présente aussi sur l’entraînement des trains d’atterrissage lorsque l’avion se trouve au sol. Classiquement, le roulage est généralement réalisé par les turbines de l’avion. Des projets comme le « Electric Green Taxiing System » [24] de SAFRAN et Honeywell et le « WheelTug » [25] motorisé par Chorus Motors proposent un entraînement électrique.

Dans le B787 [8], [11], [14], [17], [26], Boeing a réduit la boîte de transmission mécanique en remplaçant le générateur à fréquence fixe par un VFSG<sup>1</sup>, et a remplacé l’ECS<sup>2</sup>, qui contrôle la température et la pression d’air dans la cabine, et le WIPS, qui dégivre les ailes, en les remplaçant par des systèmes électriques analogues. Libéré de contraintes fonctionnelles, le rendement des propulseurs a augmenté.

L’A380 d’Airbus présente une combinaison de contrôleurs de vol électro-hydrostatique (vérin hydraulique alimenté par une pompe locale) avec actionneurs entièrement hydrauliques en redondance (Figure 3) [11], [14], [27]-[29].

---

<sup>1</sup> Sigle en anglais pour Générateur à Fréquence Variable.

<sup>2</sup> Sigle en anglais pour Système de contrôle de l’environnement au sein de l’appareil.

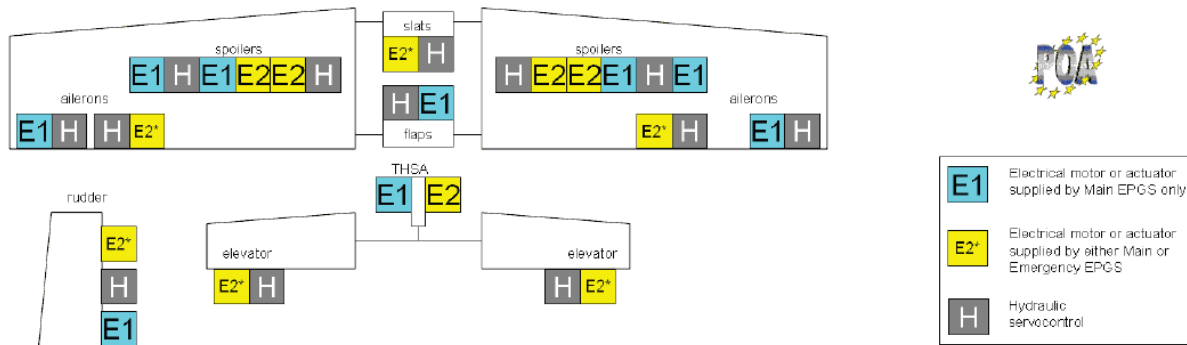


Figure 3: Schémas des vérins du contrôle de vol d'un A380 et leur technologie [14].

Dans le domaine aérospatial, une évolution similaire existe. Les vérins hydrauliques sont remplacés par des vérins électromécaniques pour l'ouverture de vannes et pour le contrôle de trajectoire des fusées, par exemple. Les vérins électro-hydrostatiques [12], [15], [28], [30]-[33] représentent une transition en douceur entre les deux technologies hydraulique et électromécanique [12], [13], [15], [31][34]-[40]. Des différences techniques entre ces deux vérins justifient ce choix : la consommation d'énergie, la fiabilité et la densité de force [11], [12], [14], [15], [29], [31]-[33], [40].

#### Vérin Hydro-Electrique (EHA) :

- **Consommation d'énergie** : Seulement pendant les moments de variation de position du vérin ;
- **Fiabilité** : Le système hydraulique étant plus petit et localisé réduit le risque de fuite en plus de réduire le poids de l'ensemble ;
- **Densité de force** : Ce vérin garde la haute densité de force système hydraulique ;

#### Vérin Electromécanique (EMA) :

- **Consommation d'énergie** : Pendant toute l'utilisation, y compris les moments où la position du vérin est constante ;
- **Fiabilité** : Le système hydraulique est supprimé, éliminant tous les risques de fuite, par contre il y a le risque de grippage [12], [32] ;
- **Densité de force** : La densité de force est plus faible que celle des vérins entièrement ou partiellement hydrauliques ;

Il est à noter que la réversibilité énergétique des vérins électromécaniques n'est pas à ce jour prise en considération [39]. Les conditions extrêmes d'une mission aérospatiale justifient l'élimination d'un système hydraulique sous pression à haut risque de fuite, au prix des inconvénients listés ci-dessus.

Avec les nouveaux équipements électriques qui s'ajoutent aux avions et lanceurs spatiaux, de nombreuses études sont menées sur l'intégration énergétique de ces équipements afin d'optimiser la consommation d'énergie de l'ensemble [3], [4], [11], [41]-[45]. Ces études prévoient des réductions non-négligeables au niveau de la consommation énergétique, le poids et le coût de l'appareil. Cependant, l'implémentation des solutions proposées dans ces études dans les avions commercialisés trouve des freins au niveau industriel, du fait de la nécessité d'agir sur différents équipements généralement produits par différents fabricants.

Afin de justifier un remplacement d’une application traditionnelle par l’électronique, des preuves de réduction de poids et/ou coût du système sont nécessaires pour des questions concurrentielles de l’industrie aéronautique et aérospatiale. Egalement, la démonstration de la conformité aux normes de fiabilité est nécessaire. Dans ce domaine, plusieurs études ont été menées sur la fiabilité des différents équipements électriques innovants pour les avions [13], [14], [29], [31], [35]-[37], [46] et des solutions tolérantes aux pannes [10], [14], [38], [30], [35], [42], [44], [46], [47]. Un autre obstacle est le savoir-faire traditionnel des grandes entreprises, sachant que des politiques gouvernementales, qui s’appuient sur des arguments environnementaux, et l’augmentation de la concurrence du marché aéronautique motivent les équipes de recherche et développement.

## 1.2. Application de référence pour la thèse

L’application étudiée plus en détail dans ce travail de thèse a été le **Contrôle de la Poussée Vectorielle (TVC - Trust Vector Control)**. Le TVC est le système qui incline la tuyère par rapport à l’axe de la fusée afin de générer un couple contrôlant la trajectoire de la fusée (Figure 4).

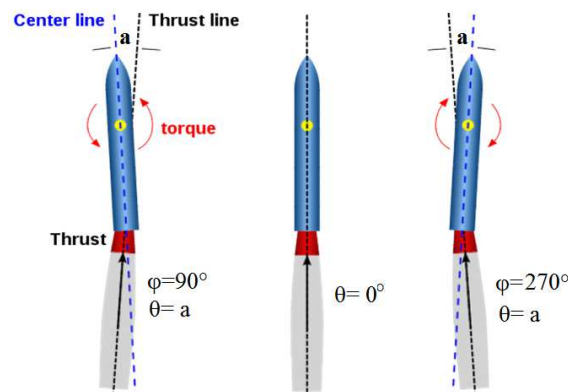


Figure 4: Schéma du lanceur spatial pour différents angles d’inclinaison du propulseur (vision frontale). Source : *Thales Alenia Space*.

Le TVC ici étudié est bidirectionnel, pouvant générer tout seul les mouvements de tangage et lacet. Pour cela, il est composé de deux vérins positionnés autour de la tuyère et déphasés de  $90^\circ$  (Figure 5). Cette disposition permet un contrôle presque découplé lors de l’inclinaison sur l’axe d’un des deux vérins. La combinaison du mouvement généré par les deux vérins permet un mouvement de la tuyère caractérisé par deux grandeurs : les angles  $\varphi$  et  $\theta$ . L’angle  $\theta$ , pouvant varier de  $0^\circ$  à  $6^\circ$ , est l’angle d’inclinaison entre l’axe de la poussée et l’axe d’attaque de la fusée. Le couple généré lors du guidage est proportionnel à cet angle. L’angle  $\varphi$ , pouvant varier de  $0^\circ$  à  $360^\circ$ , représente la direction de l’inclinaison.

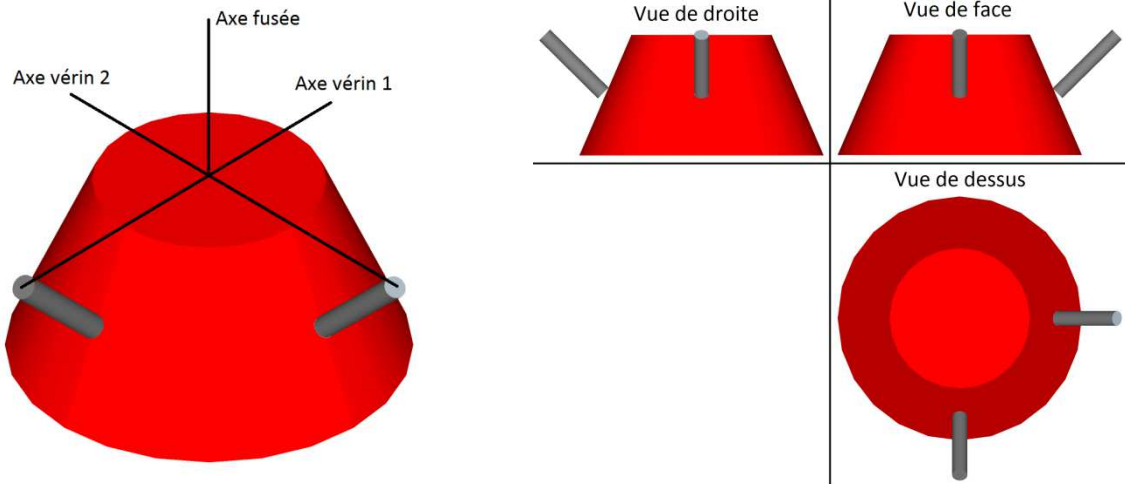


Figure 5: Schéma de la tuyère (en rouge) et des vérins (en gris).

Classiquement, ces vérins sont hydrauliques. Cependant, comme déjà mentionné dans la section 1.1, ce type de système est récemment remplacé par des systèmes électriques. Pour cette étude, des vérins électromécaniques sont envisagés pour éliminer totalement le réservoir hydraulique et les tuyaux. Les principales motivations sont l’élimination du risque de fuite, réduction du poids de l’ensemble et la récupération d’énergie du système électrique.

Dans cette étude, les machines électriques de chaque vérin sont contrôlées en vitesse, bien qu’en réalité elles soient contrôlées en position du vérin. Afin de représenter le fait qu’une machine fait plus d’effort que l’autre, dépendant de l’angle  $\varphi$ , les vitesses de référence sont exprimées par (Eq. 1) et (Eq. 2).

$$\Omega_{M1_{ref}} = K_{\Omega} \theta \cos(\varphi) \quad (\text{Eq. 1})$$

$$\Omega_{M2_{ref}} = K_{\Omega} \theta \sin(\varphi) \quad (\text{Eq. 2})$$

D’autres applications possèdent des profils semblables d’utilisation. Dans les avions, il est possible de mentionner les vérins du système de direction du train d’atterrissage [14], [29], [37], mais aussi d’autres vérins comme ceux d’extension et rétraction du train d’atterrissage et des contrôleurs de vol.

### 1.3. Concepts fondamentaux de fiabilité

Cette section s’intéresse à la définition de certaines notions de fiabilité qui sont nécessaires pour la bonne compréhension de la suite du document.

La **fiabilité** représente la faculté d’un élément ou d’un système de réaliser certaines fonctions dans des conditions définies et pendant une période de temps ( $T$ ) donnée [48]-[51]. Les probabilités de fonctionnement ( $R(t)$ ) et qu’un défaut survienne ( $Q(t)$ ) sont représentées mathématiquement sur l’(Eq. 3).

$$R(t) = 1 - Q(t) \quad (\text{Eq. 3})$$

La détermination de ces deux variables est acquise à partir du **taux de défaillance** ( $\lambda(t)$ ) du produit et du composant. Celui-ci représente le nombre moyen de pannes dans le temps. La Figure 6 représente la courbe standard pour de  $\lambda(t)$ , connue comme la courbe « en baignoire ».

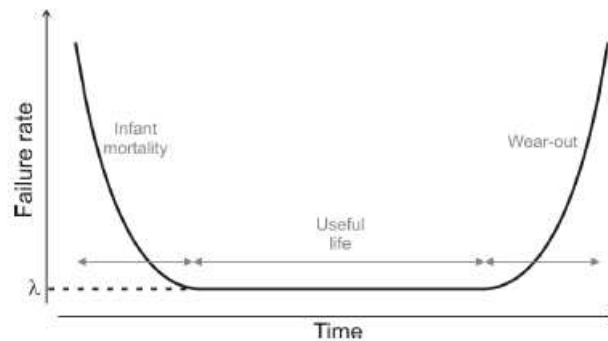


Figure 6: Courbe en baignoire [49].

Cette courbe représente les trois moments de la vie du produit : la période de **jeunesse** ou **déverminage**, où le produit tombe en panne au début de son fonctionnement pour possibles défauts de production. En deuxième temps, le taux de défaillance devient constant. Cette période est aussi connue comme la période de **vie utile** du produit. La valeur de taux de défaillance constant est régulièrement utilisée par les fabricants pour la spécification d’un produit en nombre de pannes par heure. Le dernier moment de la vie d’un produit est le **vieillessement**, où il peut éventuellement tomber en panne en usage normal.

La relation entre la fiabilité ( $R(t)$ ) et le taux de défaillance constant ( $\lambda$ ) est présentée par l’équation (Eq. 4). Cette relation ne prend pas en compte une panne lors de la période de jeunesse. Ainsi, un autre paramètre très utilisé par les fabricants est également défini, le **temps moyen pour tomber en panne** (**MTTF – Mean Time To Failure**) (Eq. 5).

$$R(t) \cong e^{-\lambda t} \quad (\text{Eq. 4})$$

$$MTTF = \int_0^{\infty} R(t) dt = \frac{1}{\lambda} \quad (\text{Eq. 5})$$

Certaines applications peuvent encore prendre en compte d’autres paramètres : **temps moyen de récupération** (**MTTR – Mean Time To Recover**), **temps moyen entre fautes** (**MTBF – Mean Time Between Faults**) et **temps moyen pour une deuxième faute** (**MUT – Mean UP Time**). Ces autres paramètres ne sont pas expliqués en détail, mais la Figure 7 les présente sur un schéma.

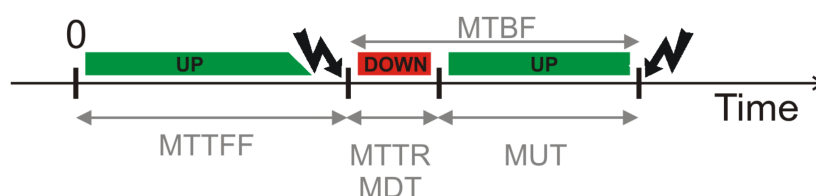


Figure 7: Schéma représentant les principaux paramètres de fiabilité [49].

Pour un composant, la courbe en baignoire et, en conséquence, les autres paramètres (MTTF et  $\lambda$ ) sont définis à partir de tests réalisés par le fabricant. Cependant, dès qu’un élément fait partie d’un

système composé par plusieurs éléments, la fiabilité du système est calculée à partir de la fiabilité de chaque composant.

Pour un système, il est nécessaire de prendre en compte deux notions différentes de fiabilité : la fiabilité structurelle et la fiabilité fonctionnelle. La **fiabilité structurelle** concerne la probabilité qu’un défaut quelconque survienne, même s’il n’engendre pas l’arrêt total de la structure. La **fiabilité fonctionnelle** est liée à la disponibilité du système, en d’autres termes, elle est liée à la probabilité que le système puisse réaliser la fonction qui lui est dédiée [52].

La fiabilité fonctionnelle est identique à la fiabilité structurelle lorsque le système ne tolère aucune défaillance. La **tolérance aux défaillances** signifie la faculté d’un système de pouvoir fonctionner de façon acceptable après l’avènement d’un défaut. Lorsqu’un défaut pour lequel le système est tolérant survient, le système fonctionne en **mode dégradé**. Cependant, lorsqu’une **panne** survient, soit en mode normal, soit en mode dégradé, le fonctionnement du système est inacceptable.

Une structure simple à analyser est celle nommée **structure en série** (Figure 8). Cette structure consiste en un système où la panne d’un composant quelconque définit la panne du système entier. Le système n’est donc pas tolérant aux pannes : les fiabilités structurelle et fonctionnelle sont égales en valeur et calculée par (Eq. 6).

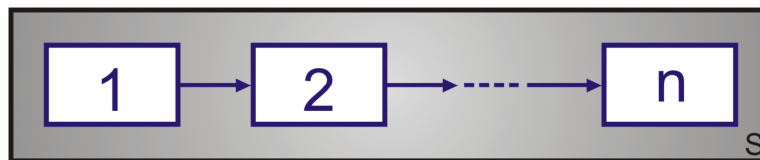


Figure 8: Structure en série à « n » éléments [49].

$$R_S = \prod_{i=1}^n R_i \text{ ou } \lambda_s = \sum_{i=1}^n \lambda_i \quad (\text{Eq. 6})$$

Puisque la fiabilité d’un élément est une valeur comprise entre 0 et 1, l’(Eq. 6) démontre que l’augmentation du nombre de composants réduit la fiabilité du système.

Par contre, les éléments redondants augmentent la fiabilité fonctionnelle du système. Cela s’explique par le fait que la redondance structurelle représente une **structure en parallèle** (Figure 9), où plus d’un élément réalise ou peut réaliser la même fonction. Ainsi, la perte des éléments redondants n’engendre pas une panne du système. Un exemple simple est celui de deux équipements identiques en parallèle, dans lequel le deuxième équipement est mis en fonctionnement lorsque le premier subit une panne.

L’ (Eq. 7) présente le calcul de la fiabilité fonctionnelle du système. Cependant, la fiabilité structurelle est toujours calculée comme l’ (Eq. 6). Dans ce cas, il est évident qu’en augmentant le nombre des composants, la fiabilité fonctionnelle est accrue. Si les éléments mis en parallèle partagent la même tâche, le stress sur chacun d’entre eux est réduit, augmentant ainsi le taux de fiabilité de chaque élément. En conséquence, il est possible que la fiabilité structurelle soit également plus élevée. En [53], cet aspect est présenté avec des valeurs numériques pour différentes topologies.

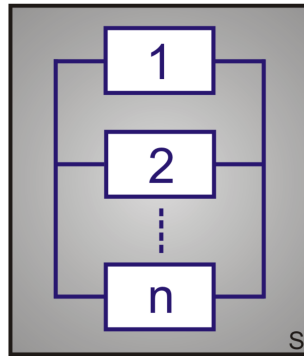


Figure 9: Structure en parallèle à « n » éléments [49].

$$R_s = 1 - \prod_{i=1}^n (1 - R_i) \quad (\text{Eq. 7})$$

Cependant, la plupart des systèmes sont considérés comme des **systèmes complexes**, c’est-à-dire, ils sont un hybride de composants en série et en parallèle (Figure 10). Ainsi, le calcul de la fiabilité fonctionnelle du système devient plus complexe.

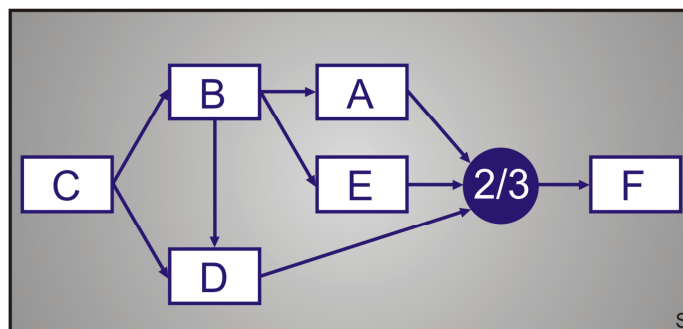


Figure 10: Structure d'un système complexe [49].

Différents outils existent pour aider le calcul de la fiabilité fonctionnelle d’un système complexe. La chaîne de Markov [53]-[56] et l’arbre de défaillance [29], [35], [37], [51], [57] sont parmi les plus courants. En aéronautique et aérospatiale il est également utilisé les chaînes fonctionnelles [58], prenant en compte ainsi plusieurs éléments qui sont nécessaires à la réalisation d’une fonction et, aussi, un élément que sert à plusieurs fonctions.

Une fois que le système est en mode dégradé, il est possible de ne rien changer au niveau du système, parce qu’il est déjà tolérant à ce type de panne malgré une dégradation de la performance comme par exemple une pulsation de couple ou une surintensité. Sinon il est aussi possible que soit prévue une **reconfiguration** du système [10], [15], [49], [59]. La reconfiguration consiste à demander un comportement différent du système en mode dégradé. Un exemple simple est le remplacement automatique du bras défaillant par un bras redondant. Cependant, pour agir il faut **détecter le défaut**, reconnaître que le système se trouve en mode dégradé, détecter le **mode de défaut**, court-circuit ou ouverture d’une phase par exemple, et, parfois, localiser le composant défaillant. Ainsi, la fiabilité et la rapidité de la détection concernent le système. La détection des défaillances n’est pas traitée dans ce travail, mais, dans la littérature, on trouve différentes techniques [10], [49], [59]-[66].

De plus, il est possible de diviser les stratégies de reconfiguration en deux grands groupes : **reconfiguration en hardware** et **en software**. La reconfiguration en hardware comprend les remplacements d’un bras défaillant par un bras redondant à l’aide de composants d’isolation ou le choix d’une position convenable pour un bras sain, cette stratégie est possible pour une structure à pont-H [67]-[70]. En revanche, la reconfiguration en software caractérise les stratégies où les algorithmes de commande sont modifiés. Un exemple classique est le changement des repères au sein du contrôle. Les consignes de tension sont calculées permettant d’éliminer l’ondulation de couple lorsqu’une machine polyphasée perd une phase [10], [70], [71].

Un aspect important, en traitant de composants redondants, comme un onduleur à 4 bras qui alimente une machine triphasée, est le fait que le 4<sup>ème</sup> bras se caractérise comme une **redondance froide** ou **passive**, dans d’autres mots, le bras ne fonctionne que lorsqu’un défaut survient. Il se peut que ce bras redondant soit en défaut avant même d’être mis en fonctionnement, sans que la faute soit détectée, bien qu’une double panne comme celle-ci soit peu probable. Pour empêcher ce type de situation, il est possible d’utiliser une **redondance chaude**, aussi appelée **active**, où une alternance d’utilisation entre les bras est mise en place afin que tous les composants soient utilisés presque tout le temps.

#### 1.4.Structures à haut niveau de fiabilité

Plusieurs études dans le domaine des transports aéronautique, nautique et ferroviaire et même dans d’autres cas plus spécifiques comme des éoliennes *offshore* abordent le sujet de la tolérance aux défaillances proposant une multitude de structures [10], [15], [53], [61], [71]-[75]. Dans cette section les solutions pour obtenir un entraînement onduleur-machine tolérant aux défaillances les plus répandues dans la littérature sont présentées. Ces solutions sont tolérantes aux défaillances les plus courantes pour les entraînements [10], [49], [61], [68]. Ceci explique comment le système agit pour assurer un fonctionnement en mode dégradé et les inconvénients de son application dans le cadre du domaine aéronautique et aérospatiale.

##### 1.4.1.Onduleur à bras redondants

Un bras redondant est un bras exactement pareil aux autres qui alimentent la machine en mode de fonctionnement normal qui est disponible pour remplacer le bras défaillant en mode dégradé [10], [15], [53], [62], [71], [73], [76].

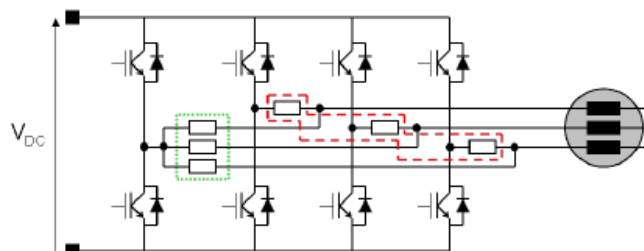


Figure 11 : Schéma d’une machine triphasée alimentée par un onduleur avec un bras redondant [10].



Cette solution est assez simple et le grand avantage est le fait que le système fonctionne en mode dégradé exactement comme il fonctionne en mode normal, c’est-à-dire, pas de surintensité ou d’ondulation de couple. Cependant, cette topologie possède certains inconvénients :

- Nécessité de plusieurs composants électroniques supplémentaires ;
- Risque de défaut non-déecté sur le bras redondant, si cela se comporte comme une redondance froide ;
- Nécessité d’une détection du bras défaillant fiable et reconfiguration rapide du système à la défaillance ;

Plusieurs composants d’électronique de puissance sont nécessaires pour remplacer le bras défaillant par le bras redondant. En plus des transistors du bras redondant, qui ne servent que lorsque le système se trouve en mode dégradé, il est nécessaire de disposer de deux sectionneurs électroniques bidirectionnels par phase de la machine. Les TRIACs sont les composants les plus recommandés pour cette fonction parce qu’une fois le composant à l’état bloquant le courant qui le traverse est nul. Comme la Figure 11 montre, il faut un TRIAC pour isoler chaque bras en cas de défaillance et, en plus, il faut un TRIAC pour connecter le bras redondant à chaque phase de la machine, lors du remplacement du bras défaillant. Les composants supplémentaires augmentent le volume, le poids et la dissipation d’énergie du système et dégrade sa fiabilité structurelle. Chaque composant ajouté est un composant qui peut tomber en panne.

Le bras redondant dans ce système est caractérisé comme une redondance froide, c’est-à-dire, il ne fonctionne pas si le système n’est pas en panne. Ceci augmente le risque que le bras peut être en défaut sans être détecté par le système, vu qu’en mode normal ce bras n’est pas sollicité. Une solution pour ce problème est de changer de temps en temps le bras d’onduleur inactif en mode dégradé.

Cette topologie n’est tolérante aux défaillances que si le bras redondant remplace le bras défaillant. Pour cela, il faut que le calculateur contrôlant l’onduleur puisse détecter le bras défaillant et agisse assez rapidement pour que les effets de la faute n’endommagent pas d’autres composants. Ainsi, il faut une détection de la panne et une réaction à cette panne rapide et efficace. Ces deux actions sont susceptibles à des pannes également comme la non-détection de la panne, mauvaise détection et mauvaise réaction à la panne, parmi d’autres. De plus, une mauvaise réaction serait suffisante pour la perte de l’ensemble onduleur-machine.

Pour ne pas avoir des problèmes de reconfiguration ou des TRIACs supplémentaires, il est possible de connecter le bras supplémentaire au point commun du couplage étoile (Figure 12) [10]. La possibilité d’avoir un courant de neutre non-nul permet que le courant des deux phases saines d’être découplés.

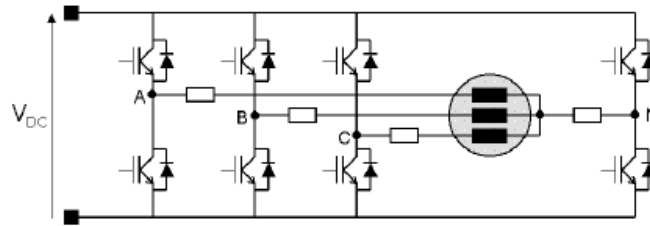


Figure 12 : Schéma d’une machine triphasée alimentée par un onduleur avec un bras redondant connecté au point commun du couplage étoile [10].

Le fonctionnement en mode dégradé sans reconfiguration est possible, mais le couple généré est pulsatoire. La reconfiguration est nécessaire afin d’éliminer l’ondulation de couple.

#### 1.4.2. Machine à phases électriquement indépendantes

Les phases d’une machine peuvent être indépendantes ou non au niveau électrique, magnétiquement ou thermique. Les machines à phases électriquement indépendantes sont celles dont aucune connexion électrique n’est faite entre les phases de la machine, ajoutant ainsi un **degré de liberté (DoF – Degree of Freedom)** par rapport à la même machine couplée en étoile. Ce DoF supplémentaire rend une machine triphasée standard tolérante aux défaillances.

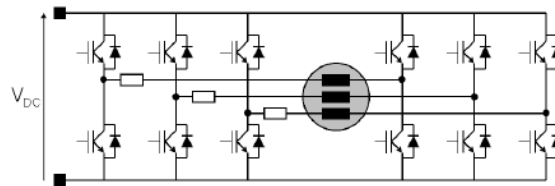


Figure 13 : Schéma d’une machine à 3 phases électriquement indépendant [10].

Cependant, pour l’alimentation de cette machine, deux bras d’onduleur par phase sont nécessaires, deux fois plus que pour une machine couplée en étoile. Cette modification de l’onduleur peut engendrer une augmentation du volume et du poids du système.

En mode dégradé, l’indépendance électrique entre les phases apporte plusieurs avantages [10], [15], [54], [63], [61], [67], [68], [74]-[76]. Lors d’un défaut où une phase n’est plus alimentée, il est possible d’implémenter des stratégies de contrôles assez simples pour éliminer des oscillations de couple en mode dégradé [10], [15], [61], [74], [76]. Si une phase est soumise à une surintensité, l’annulation du courant de la phase en défaut est possible en se servant d’un interrupteur bidirectionnel à pouvoir de coupure par phase, bien que cela représente une augmentation des composants du système.

### 1.4.3. Machines polyphasées

Les machines polyphasées sont celles dont le nombre de phases est supérieur à 3.

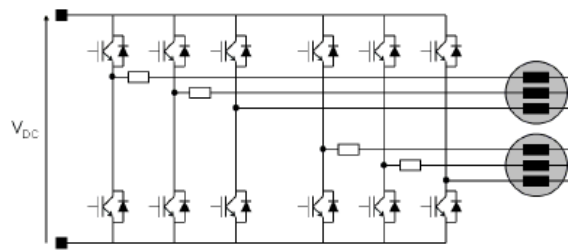


Figure 14 : Schéma d'une machine à 6 phases couplée en double-étoile [10].

Parmi ces principaux avantages se trouvent une réduction de l'ondulation du couple en mode normal et réduction de la puissance par phase [15], [40], [53], [61], [77]-[79]. Le fait d'avoir plus de phases permet aussi une plus grande liberté au niveau de la commande afin d'implémenter des stratégies plus complexes permettant une meilleure performance du système afin d'augmenter le couple [79], [80], réduire les harmoniques de courant [81] ou l'ondulation de couple [82]-[84].

Une **machine symétrique** à « n » phases est celle dont les phases sont électriquement déphasées de «  $2\pi/n$  » de ses phases voisines. Ce déphasage entre les phases est le plus commun pour des machines à 5 ou 7 phases. Cependant, des machines à 6 phases se trouvent régulièrement avec un déphasage asymétrique. Une **machine** à 6 phases **asymétrique**, aussi appelée double-étoile, a un déphasage comme présenté sur la Figure 15. Ces machines sont en fait à 12 phases avec connections internes pour ramener à 6 phases d'où le déphasage de  $30^\circ$  entre les deux étoiles. L'intérêt de cette distribution électrique des phases est la réduction de l'impact de certains harmoniques de courant de l'ordre 5 et 7 [85]-[87], un avantage aussi pour ces machines polyphasées.

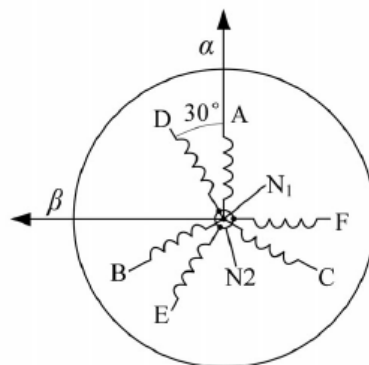


Figure 15 : Déphasage électrique entre les phases d'une machine à 6 phases asymétrique [81].

Cependant, la tolérance aux défaillances, inhérentes aux machines à plus de trois phases, se présente comme étant un de leurs principaux atouts [10], [15], [49], [54]-[56], [61], [73]-[78], [86], [88]-[98]. Par rapport à la machine triphasée chaque phase supplémentaire apporte un DoF de plus. Ainsi, la perte du contrôle d'un courant d'une phase d'une machine polyphasée ne représente pas la perte du système. De plus, n'importe quelle machine polyphasée peut perdre des phases jusqu'à ce qu'il ne reste que deux DoF, le nombre minimum pour contrôler une machine. Pour cela, plusieurs études

ont proposé des machines polyphasées pour des applications dans les domaines aéronautique et aérospatiale [16], [30], [32], [40], [47].

Si aucune action n’est réalisée en mode dégradé, le système fonctionne en mode dégradé, mais le courant sur les phases saines est plus élevé et une pulsation de couple est presque inévitable. Plus important est le nombre des phases de la machine, plus faible est l’impact d’un défaut. En même temps, concernant les défauts multiples, évidemment, les phases saines se trouvent dans une situation plus contraignante quand il y a plus de phases en défaut, mais la distribution de phases en défaut est aussi importante [55], [56], [78], [98]. Par exemple, pour une machine à 5 phases, la perte de deux phases consécutives impacte différemment le système par rapport à la perte de deux phases « électriquement éloignées » l’une de l’autre.

Parmi les reconfigurations possibles en mode dégradé pour les machines polyphasées possédant plusieurs étoiles, la plus courante est celle visant à isoler une étoile [10], [61]. Par exemple, la Figure 14 présente une machine à 6 phases couplées avec deux étoiles. Lorsqu’un composant d’une étoile est en défaut, toute l’étoile peut être isolée par l’application d’une reconfiguration simple en hardware. Dans ce cas, si le système perd la moitié de sa puissance en mode dégradé. En revanche, la pulsation du couple est faible, parce qu’en mode dégradé la machine fonctionne comme une machine triphasée. Sinon, d’autres stratégies plus complexes se servant de degrés de libertés supplémentaires existent également [76]-[78], [88]-[92], [94]-[97].

Plusieurs études ont été aussi menées sur des machines à plus de trois phases électriquement indépendantes [53], [63], [70], [75], [94], [98], [99]. Ces topologies ont les avantages mentionnés dans la section 1.4.2, mais en mode dégradé le système possède plus de degrés de liberté pour réduire l’impact de la faute sur les phases de la machine ou pour implémenter des stratégies spécifiques pour le fonctionnement en mode dégradé [70], [94], [99].

L’inconvénient des machines polyphasées est similaire à celui d’autres topologies tolérantes aux défaillances. Puisque chaque phase doit être alimentée, le nombre de bras d’onduleur est proportionnel au nombre des phases.

## 1.5.Structures Multi-Machines

L’augmentation des charges électroniques dans les avions génère des contraintes au niveau du nombre de moteurs électriques et d’onduleurs supplémentaires qui peuvent alourdir l’appareil, surtout si des équipements redondants et/ou de protection sont rajoutés au système. Puisque le poids est un point critique dans le domaine avionique, différentes solutions s’appuient sur la mutualisation de l’énergie afin de réduire le poids total des équipements, tout en gardant la tolérance aux défaillances. Ces solutions peuvent être divisées en deux grands groupes : ceux avec les charges connectées en parallèle et ceux avec les charges connectées en série.

### 1.5.1. Couplage électrique en parallèle

La **connexion en parallèle** consiste en plusieurs charges qui sont alimentées par les mêmes bras d’onduleurs, ainsi réduisant leur nombre total.

Une solution qui se trouve déjà en étude chez Thales a été nommé PRISCA (PowerR Integrated and SCAlable) [42], [44]. Sept charges triphasées, comme l’ECS<sup>3</sup> et le WIPS<sup>4</sup>, sont alimentées par 8 onduleurs également triphasés. La tolérance aux défaillances est assurée par le huitième onduleur qui peut se connecter à partir d’une matrice de commutateur électronique à la charge dont l’onduleur est tombé en panne (TABLEAU I). De plus, les charges sont de puissances et de profils de fonctionnement différents. Cette solution a donc pris en compte le fait que les charges les plus énergivores, comme le démarreur par exemple, consomment leur maximum d’énergie à un moment où d’autres charges sont éteintes. Ainsi, la mise en parallèle de 2 ou 3 onduleurs peut assurer la puissance nécessaire pendant une durée déterminée. Dans le projet PRISCA, les charges partagent un onduleur qui assure la tolérance aux défaillances du système.

TABLEAU I : Matrice de connexion entre les 8 onduleurs et les 7 charges du projet PRISCA.

Onduleur	ECS	VFSG <sup>5</sup>	VFSG Excitation	VCS <sup>6</sup>	115 V	WIPS	Ventilation
1							
2							
3							
4							
5							
6							
7							
8							

Une autre solution envisageable est la mutualisation des bras d’onduleur. Cette solution a été précédemment traitée dans différents papiers [100]-[111]. Ces papiers présentent le contrôle de « n » machines par « 2n+1 » bras [107]. Un nombre plus faible des bras d’onduleurs ne permet pas de contrôler les deux machines indépendamment [112].

Cette mutualisation des bras peut être utilisée afin de rendre le système tolérant aux pannes. Pour une structure avec deux machines triphasées alimentées chacune par trois bras d’onduleur, lors d’une faute sur un des bras, il est possible d’isoler le bras défaillant et de fonctionner avec les 5 bras sains restants (Figure 16) [102], [111].

<sup>3</sup> Contrôle de l’environnement au sein de l’appareil

<sup>4</sup> Système de dégivrage des ailes

<sup>5</sup> Générateur de fréquence variable

<sup>6</sup> Système du cycle de vapeur

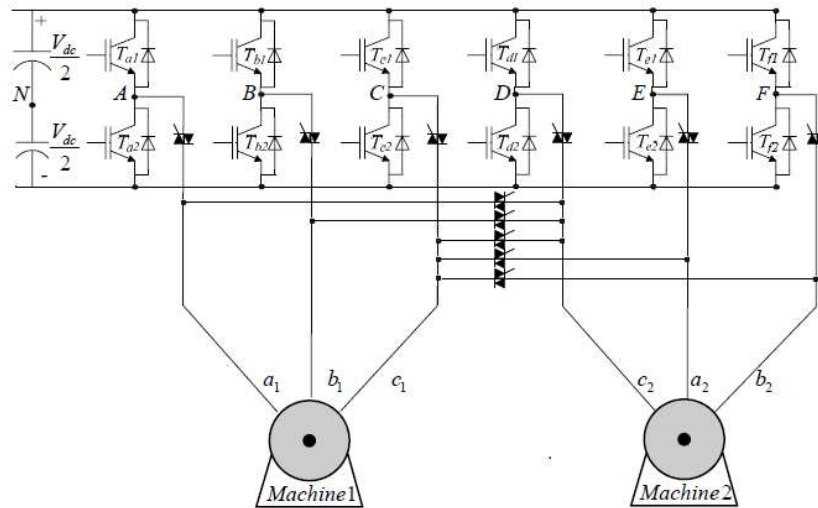


Figure 16: Schéma d’une structure 2 machines triphasées en étoile alimenté par 6 bras d’onduleur tolérant aux défaillances.

Cependant, certains problèmes de dimensionnement doivent être surmontés pour l’application de cette structure. Dans le cas de deux machines, les sources de tension et les bras partagés par les deux charges sont dimensionnés pour une puissance 2 fois plus importante, afin d’assurer un fonctionnement sans réduction de la puissance en mode dégradé. Par conséquent, différents papiers cherchent des commandes plus adaptées pour réduire le surdimensionnement du bras commun [102]-[104], [110] et de la source d’énergie [105], [106] ou encore réduire les commutations du bras commun [108].

### 1.5.2. Couplage électrique en série

La Figure 17 présente un exemple de **couplage en série** [113]-[121]. Cette structure encore peu connue dans le domaine académique et industriel connecte les phases de deux machines polyphasées en série d’une façon telle que chaque machine puisse être contrôlée indépendamment en couple et en vitesse.

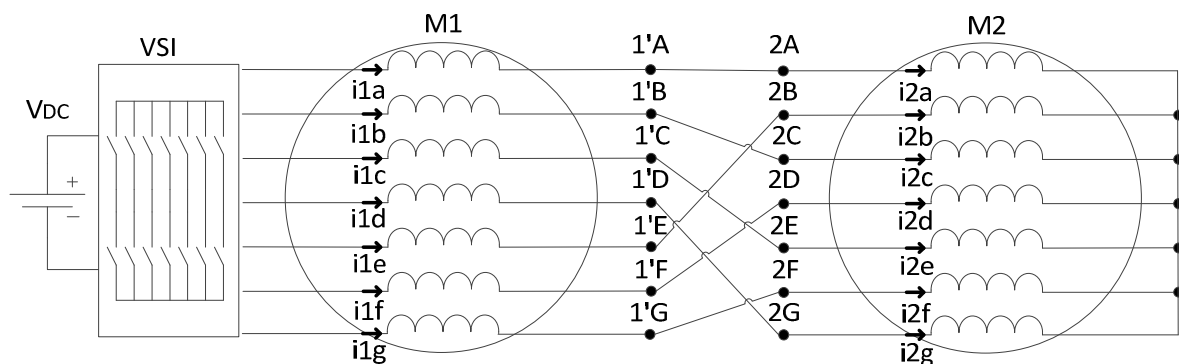


Figure 17 : Deux machines à 7 phases couplées en série.

Dans un contexte de réduction de coût du poids tout en gardant une fiabilité nécessaire pour les applications aéronautiques et aérospatiales, la connexion en série se présente comme une solution intéressante. Le fait de connecter les machines en série mutualise l’onduleur et il en résulte une

réduction de moitié du nombre de transistors [69], [114]-[117], [120], [122]-[124]. Par exemple, sur la Figure 17, deux machines à 7 phases sont alimentées par 7 bras d’onduleur.

De plus, la mise en série augmente les impédances inductives du système, filtrant ainsi certains harmoniques et pouvant alors réduire l’amplitude du courant en mode dégradé. Les applications compatibles à une topologie en série sont celles composées par deux machines qui doivent être contrôlées de façon indépendantes et qui doivent être tolérantes aux défaillances, justifiant ainsi l’utilisation des machines polyphasées. Cette description englobe plusieurs applications multi machines aéronautiques et aérospatiales.

En revanche, ces structures dissipent plus d’énergie en régime permanent parce que la résistance du système est également plus importante et même si une seule machine est en train de tourner, les deux dissipent. On pourrait donc également considérer des applications avec fonctionnement peu fréquent des machines et pour lesquels le coût de l’investissement est prépondérant par rapport au coût d’usage, ce dernier étant défini essentiellement par la consommation d’énergie et donc le rendement.

Enfin, la tension fournie par l’onduleur étant partagée par les deux machines, réduisant la tension disponible à chacune [119], [125], la détermination de la tension d’alimentation du système est plus délicate et de même les contraintes pour la tenue en tension des bobinages plus élevées.

Dans la suite, on cherche à exposer les conditions à vérifier pour obtenir que le contrôle en couple des machines connectées en série puisse effectivement être indépendant.

Premièrement, pour connecter deux machines en série, il faut des machines polyphasées, pour que le système dispose d’assez de DoF pour le contrôle en couple indépendant des deux machines. Classiquement, deux DoF par machine permettent la génération d’un couple constant pour une machine alimentée en régime sinusoïdal. Pour connecter « N » machines en les contrôlant indépendamment, une condition nécessaire est d’avoir plus de « 2 N » phases par machine parce que le nombre des phases est directement lié au nombre de DoF du système [113], [114], [116]-[119]. Ce nombre nécessaire de phases peut être encore supérieur dans le cas de systèmes tolérants aux défaillances, comme c’est le cas de cette étude.

Si on considère à présent le nombre de bras d’onduleur, la connexion en série de deux machines électriques à six phases ne diffère pas de l’alimentation « en parallèle » de deux machines triphasées chacune alimentée par 3 bras. La commande est indépendante dans les deux cas, la différence essentielle entre les deux structures se définit par rapport à la tolérance aux défaillances. Par contre, en [126], une comparaison est faite entre une structure en série et une structure en parallèle en utilisant les mêmes machines polyphasées et le même onduleur. Dans ce cas, la connexion en parallèle présentait un problème de courants non-contrôlables entre les deux machines.

Le premier papier proposant une structure de connexion en série a été publié en 2000 [113] avec un brevet associé. Ce papier démontrait théoriquement et par simulation la possibilité de connecter deux machines en série, tout en gardant une indépendance de la commande. Ensuite certains papiers ont commencé à étudier plus en détail la structure, toujours pour des machines asynchrones [85], [114], [115], [117], [118], [127].

Une propriété fondamentale qui est mise à profit pour pouvoir contrôler indépendamment les machines polyphasées connectées en série est la suivante. Une machine à « n » phases doit pouvoir être électriquement décomposée en machines ou circuit électriques diphasé et/ou monophasé équivalents parmi lesquels un seul circuit ou machine diphasé est à l'origine du couple lorsque la machine est alimentée en régime sinusoïdal. Dans ce cas si un courant circule dans les autres circuits de la machine à n-phase alors il ne produit pas de couple dans cette machine. Comment faire en sorte qu'un courant circule dans un circuit diphasé équivalent et pas dans un autre ? Cela est possible par la transposition de phases (Figure 17) qui fait en sorte que l'harmonique fondamental du courant à l'origine du couple pour une machine soit perçu par les autres machines comme circulant dans un de leurs circuits électriques équivalents non productif de couple. Dans le cas de machines asynchrones, dont la FMM (force magnétomotrice) peut être contrôlée, ou des machines synchrones avec FEM sinusoïdale, la propriété fondamentale énoncée au paragraphe précédent est assez bien vérifiée. Si par contre dans une machine, du couple peut être produit avec des harmoniques de courant alors l'indépendance stricte du contrôle des couples n'est plus guère possible.

Grâce à l'avancement des études dans le domaine, [115] a présenté des couplages permettant de contrôler indépendamment « N » machines avec « 2N+1 » phases connectées en série, y compris pour certaines machines symétriques<sup>7</sup> à nombre pair de phases. Pour ces machines symétriques, en utilisant la méthode décrite dans [113] et [115] pour trouver les transpositions de phases, une machine à 6 phases symétrique ne pouvait être connectée qu'à une autre à 3 phases [114], [117], [118], [121], [125], [127]-[129]. De même, deux machines à 8 phases symétriques ne pouvaient être connectées qu'à une machine à 4 phases [114]. Par contre, il était possible de connecter en série deux machines à 6 phases asymétriques<sup>8</sup> [85], [118], [130].

Une fois vérifiée les nécessaires contraintes topologiques permettant théoriquement le contrôle indépendant, il est nécessaire de réaliser la commande vectorielle du système. Pour les machines asynchrones, considérées dans la plupart des publications sur les machines connectées en série, les hypothèses suffisant à un contrôle indépendant sont facilement vérifiées : il suffit d'avoir une machine avec un coefficient de bobinage significatif uniquement pour le premier harmonique. Pour les machines à aimants permanents, si les forces électromotrices dues aux aimants ne sont pas sinusoïdales, l'obtention d'un contrôle indépendant est plus complexe. Des composantes de compensation doivent être ajoutées au sein du contrôle. Ainsi, [116],[120] et [129] ont présenté des résultats en simulation et expérimentaux pour des structures avec MSAP non-sinusoïdales connectées en série.

Sachant que le point central d'une topologie en série est la **transposition de phases** entre les machines, nous allons ci-dessous expliquer la méthode la plus utilisée pour choisir cette transposition.

<sup>7</sup> Une machine symétrique à « n » phases est telle que les phases sont déphasées régulièrement entre elles d'un angle électrique de «  $2\pi/n$  ».

<sup>8</sup> Cette appellation asymétrique ([1]) est utilisée pour les machines à « k » étoiles, chaque étoile comportant « d » phases. Le déphasage électrique entre 2 phases successives d'une même étoile est de «  $2\pi/d$  » et le déphasage entre deux étoiles est souvent de «  $2\pi/(2*d*k)$  ». La machine asymétrique la plus connue comporte deux étoiles à 3 phases avec un déphasage électrique de 30° entre les étoiles.



### 1.5.2.1. Couplages électriques en série classiques

La transposition consiste à ajouter un angle  $\alpha$  lors de la connexion en série. Par exemple, pour une machine à « n » phases, la phase 1 de la machine M1 est directement connectée à la phase 1 de la machine M2. Ensuite, la phase 2 de la machine M1 est transposée d’un angle «  $2\pi/n$  », la connectant donc à la phase 3 de la machine M2. Par la suite, les phases 3 et 4 de M1 sont transposées respectivement de «  $4\pi/n$  » et «  $6\pi/n$  » et ainsi de suite jusqu’à ce que toutes les phases de la machine M1 soient connectées à une phase de la machine M2. Ceci est un exemple pour un angle de transposition  $\alpha$  égal à «  $2\pi/n$  », mais cet angle peut être n’importe quelle autre multiple de «  $2\pi/n$  », l’angle entre deux phases d’une machine à « n » phases est donné par (Eq. 8).

$$\alpha = (s - 1) \frac{2\pi}{n} \quad (\text{Eq. 8})$$

Le tableau ci-dessous présente les connexions entre deux machines à « n » phases pour différentes valeurs de « s ».

TABLEAU II : Couplage entre deux machines à « n » phases pour différentes valeurs de « s ».

s	1	2	3	...	n-2	n-1	n
<b>Phases de M1</b>	<b>Phases de M2</b>						
<b>1</b>	1	1	1	...	1	1	1
<b>2</b>	2	3	4	...	n-1	n	1
<b>3</b>	3	5	7	...	n-3	n-1	1
<b>⋮</b>	<b>⋮</b>	<b>⋮</b>	<b>⋮</b>	<b>⋮</b>	<b>⋮</b>	<b>⋮</b>	<b>⋮</b>
<b>x</b>	x	2x-1	3x-2	...	(n-2)x-(n-3)	(n-1)x-(n-2)	1
<b>⋮</b>	<b>⋮</b>	<b>⋮</b>	<b>⋮</b>	<b>⋮</b>	<b>⋮</b>	<b>⋮</b>	<b>⋮</b>
<b>n-2</b>	n-2	n-5	n-8	...	7	4	1
<b>n-1</b>	n-1	n-3	n-5	...	5	3	1
<b>n</b>	n	n-1	n-2	...	3	2	1

En regardant le TABLEAU II, il est possible de conclure que certaines colonnes ne sont pas intéressantes.

- « s » = « n » : Une seule phase de M2 est alimentée, rendant impossible que celle-ci tourne ;
- « s » = 1 : La transposition est en effet nulle, rendant impossible que les deux machines tournent à des vitesses différentes et générant des couples différents l’un de l’autre ;
- « s » = « n-1 » : Ce cas est similaire au cas précédent. A la différence qu’au lieu d’avoir deux machines tournant à la même vitesse, les deux machines tourneraient à des vitesses inversées.

Ainsi, il est possible de dire que « s » peut prendre une valeur de 2 à « n-2 ». Toutes les valeurs de « s » au-dessus de « n » sont redondantes par rapport aux valeurs déjà analysées à cause de la distribution circulaire de la machine tournante. Le TABLEAU III présente ainsi les couplages possibles entre deux machines à 7 phases.

TABLEAU III : Différentes connexions en série pour deux machines à 7 phases.

s	2	3	4	5
<b>Phases de M1</b>	<b>Phases de M2</b>			
1	1	1	1	1
2	3	4	5	6
3	5	7	2	4
4	7	3	6	2
5	2	6	4	7
6	4	2	7	5
7	6	5	3	3

### 1.5.2.2. Nouveaux couplages électriques en série

Avec la méthode présentée précédemment, certaines machines ne peuvent pas être couplées en série. Par exemple, le TABLEAU IV présente les connexions trouvées pour deux machines à 6 phases symétriques.

TABLEAU IV : Différentes connexions en série pour deux machines à 6 phases symétriques [109] .

s	2	3	4
<b>Phases de M1</b>	<b>Phases de M2</b>		
1	1	1	1
2	3	4	5
3	5	1	3
4	1	4	1
5	3	1	5
6	5	4	3

Il est visible, qu’aucune connexion ne permet d’alimenter toutes les 6-phases de la machine M2. Pour cela, plusieurs papiers [114], [117], [118], [121], [125], [127]-[129] proposent une connexion entre une machine à 6 phases symétrique et une machine à 3 phases.

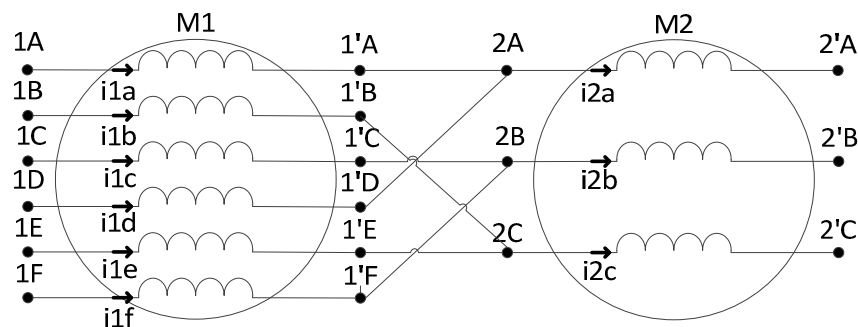


Figure 18 : Couplage entre une machine à 6 phases symétrique et une machine à 3 phases.

Néanmoins, en mettant à profit une symétrie d’une machine avec un nombre pair de phases, il est possible de faire des connexions inversées qui n’étaient pas prévues dans la méthode précédente. Cette nouvelle connexion a fait l’objet d’un brevet déposé par Thales Alenia Space [131], puis de

certaines présentations en conférence et articles rédigés dans le cadre de cette thèse [69], [71], [123], [124].

Concernant les connexions inversées, par exemple, alimenter la phase 1 d’une machine à 6 phases symétrique avec le courant alternatif «  $i_1(t)$  » est électro-magnétiquement identique à alimenter la phase 4, celle qui est électriquement déphasée de  $\pi$ , avec le courant «  $-i_1(t)$  », également déphasée de  $\pi$ . La Figure 19 et la Figure 20 montrent la différence entre une **connexion directe** et une **connexion inversée**.



Figure 19 : Connexion directe entre deux phases.



Figure 20 : Connexion inversée entre deux phases.

En reprenant le TABLEAU IV pour un couplage avec «  $s=2$  », les phases « 1 » et « 4 » de M1 sont connectées à la phase « 1 » de M2. Grâce à la symétrie de la machine il est possible donc de connecter inversement une des deux phases de M1 à la phase 4 de M2, qui n’est pour l’instant pas alimentée. Désormais, des connexions inversées sont prises en compte en plus des connexions directes. Le TABLEAU V est donc obtenu dans lequel, les valeurs de «  $s$  » avec un « \* » représente les couplages électriques avec connexion inversée entre phases, qui sont ensuite représentées par un signal « - » avant le numéro de phase de M2.

TABLEAU V : Différentes connexions en série pour deux machines à 6 phases symétriques prenant en compte les connexions inversées.

$s$	2	2*	3	4	4*
<b>Phases de M1</b>	<b>Phases de M2</b>				
<b>1</b>	1	1	1	1	1
<b>2</b>	3	-6	4	5	-2
<b>3</b>	5	5	1	3	3
<b>4</b>	1	-4	4	1	-4
<b>5</b>	3	3	1	5	5
<b>6</b>	5	-2	4	3	-6

Cette connexion inversée n’est pas applicable quand «  $s$  » est égal à 3 parce que trois phases de M1 sont connectées à chaque phase de M2 et la phase opposée de M2 est déjà connectée à une autre phase de M1.

Finalement, deux couplages, «  $s=2^*$  » et «  $s=4^*$  », sont possibles entre deux machines à 6 phases symétriques. C’est cette connexion qui est présentée dans le brevet posé par Thales Alenia Space [131], puis dans le dispositif expérimental de ces travaux de thèse. Un des objectifs de la thèse a été d’explorer plus en détail, notamment en mode dégradé, les potentialités de ce type de structure.

## 1.6. Travaux et positionnement dans le cadre du laboratoire

Cette étude se positionne dans la thématique d'étude des entraînements polyphasés de l'équipe commande du laboratoire L2EP.

Afin de rendre plus simple le contrôle des machines polyphasées, un formalisme vectoriel a été développé. Celui-ci se sert de la transformation de Concordia pour transformer mathématiquement une machine polyphasée à « n » phases dans un système avec « n » dimensions. La plupart de ces dimensions peuvent se regrouper 2 à 2, créant des plans totalement découplés les uns des autres. Ainsi, il est plus facile de contrôler chaque plan bidimensionnel indépendamment au lieu de contrôler un système de « n » dimensions.

Par analogie, on considère qu'un plan découplé est comme une machine fictive diphasée, dont les phases sont déphasées de 90 degrés, et les axes indépendants sont des machines fictives monophasées. Il est donc possible de corréliser le couple, la vitesse et le courant de chaque machine fictive avec les mêmes variables de la machine réelle. Pour cela, ce formalisme est aussi appelé décomposition en machines fictives et est expliqué plus en détail dans la section 1.6.1. Plusieurs papiers rédigés dans le laboratoire démontrent ce formalisme vectoriel théoriquement [116], [132], [133] et aussi expérimentalement [65], [66], [70], [92], [134]-[137].

En même temps, la Représentation Energétique Macroscopique (REM) a été développée. Cette représentation a comme but de formaliser la représentation d'un système complexe afin de faciliter la déduction de la structure de commande et aussi de mettre en évidence les degrés de liberté supplémentaires qui permettent l'application d'une stratégie qui pourrait améliorer la performance du système. Ainsi, cet outil a été appliqué avec succès dans des systèmes énergétiques multi-sources, comme par exemple des véhicules hydrides ou électriques, parce que la représentation aidait l'implémentation de stratégies de gestion d'énergie plus complexes [138], [139].

La REM s'est présentée également très intéressante pour les machines polyphasées. En fusionnant le formalisme vectoriel avec la REM, le rôle des degrés de liberté supplémentaires des phases au-delà de la troisième était évident [116], [120], [132]-[135], [137]. Ainsi, ces degrés de libertés pouvaient être forcément utilisés afin de réduire les pertes ou augmenter la densité de couple de la machine par exemple, mais aussi pour les applications tolérantes aux défaillances et pour la mise en série de machines électriques.

Dans le domaine de la tolérance aux pannes, les études comprennent des stratégies de contrôle en mode dégradé en se servant des DoF supplémentaires [70], [79], [94], [120]. Ceci a mené également à des études sur la détection de panne [63], [64], [65], [66] et le dimensionnement de machines tolérantes aux défaillances [79], [88], [136].

Concernant la mise en série, des papiers ont été rédigés en collaboration avec des spécialistes dans le domaine comme Emil Levi, afin d'utiliser le concept de décomposition en machines fictives pour démontrer qu'il est possible de découpler le contrôle de deux machines connectées en série [116], [120]. Cependant, d'autres topologies multi-machines ont été également analysées dans le laboratoire, comme les machines couplées en parallèle [100], [101].

Le travail présenté consiste à analyser le comportement d’un système multi-machine innovant en mode dégradé pour valider son intérêt scientifique et industriel par rapport à d’autres topologies standards qui n’assurent une tolérance aux défaillances que par l’ajout de composants supplémentaires qui rendent le système plus cher et plus lourd.

### 1.6.1. Décomposition en machines fictives

La décomposition en machine fictive est un outil régulièrement utilisé par le laboratoire pour contrôler des machines polyphasées [69], [101], [116], [120], [121], [123], [124], [132], [133], [135]-[137], [140]. Cet outil consiste en une décomposition d’une machine polyphasée en plusieurs **machines fictives** diphasées et monophasées, aussi appelées homopolaires. En effet, chaque machine fictive représente un plan ou un axe indépendant dans un domaine de « n » dimensions pour une machine à « n » phases, sur lesquels les courants et tensions sont projetés.

Chaque machine fictive interagit avec une gamme d’harmoniques des courants et de la FEM pour générer du couple et le couple réel de la machine polyphasée est la somme du couple généré par chaque machine fictive. Les machines diphasées peuvent générer du couple constant alors que les machines homopolaires ne peuvent générer que des couples comportant une pulsation.

Les harmoniques sont répartis entre les machines fictives comme dans le TABLEAU VI pour une machine à « n » phases symétrique. Les machines asymétriques, comme les machines double-étoile, peuvent aussi être décomposées en machines fictives, mais la distribution d’harmoniques entre elles dépend du déphasage entre les phases.

TABLEAU VI : Distribution d’harmoniques pour les machines fictives.

FM	Harmoniques
Principal (fondamental)	$1; n - 1; n + 1; \dots kn \pm 1$
$2^{\text{nd}}$	$2; n - 2; n + 2; \dots kn \pm 2$
$\vdots$	$\vdots$
$x^{\text{th}}$	$x; n - x; n + x; \dots kn \pm x$
$\vdots$	$\vdots$
$"n/2 - 2"^{\text{th}}$	$n/2 - 2; n/2 + 2; 3n/2 - 2; \dots kn \pm (n/2 - 2)$
$"n/2 - 1"^{\text{th}}$	$n/2 - 1; n/2 + 1; 3n/2 - 1; \dots kn \pm (n/2 - 1)$
Homopolaire 1	$n; 2n; \dots kn$
Homopolaire 2 (pour les machines à nombre pair de phases)	$n/2; 3n/2; \dots kn \pm n/2$

Puisque les machines fictives sont électriquement découplées entre elles, elles peuvent être indépendamment contrôlées. Finalement chaque machine fictive est contrôlée similairement à une machine triphasée standard, qui n’a qu’une machine fictive diphasée après la décomposition.

La décomposition est obtenue en se servant de la matrice de Concordia. Pour n’importe quelle variable (courant ou tension par exemple) ou paramètre (matrice de résistance ou d’inductance), la matrice de Concordia permet la transformation entre les valeurs réelles de la machine polyphasée et les valeurs pour les machines fictives.

### 1.6.2.Représentation Energétique Macroscopique

La **Représentation Energétique Macroscopique (REM)** est un outil de représentation des systèmes énergétiques en schéma bloc de façon méthodique afin de rendre plus simple sa visualisation et pour obtenir de façon méthodique la chaîne de commande [138], [139], [141]. L’intérêt de l’utilisation de cette méthode est accru lorsque le système étudié est plus complexe.

La REM est composée de deux parties distinctes principales : le modèle (en orange) et la commande (en bleu) (Figure 21).

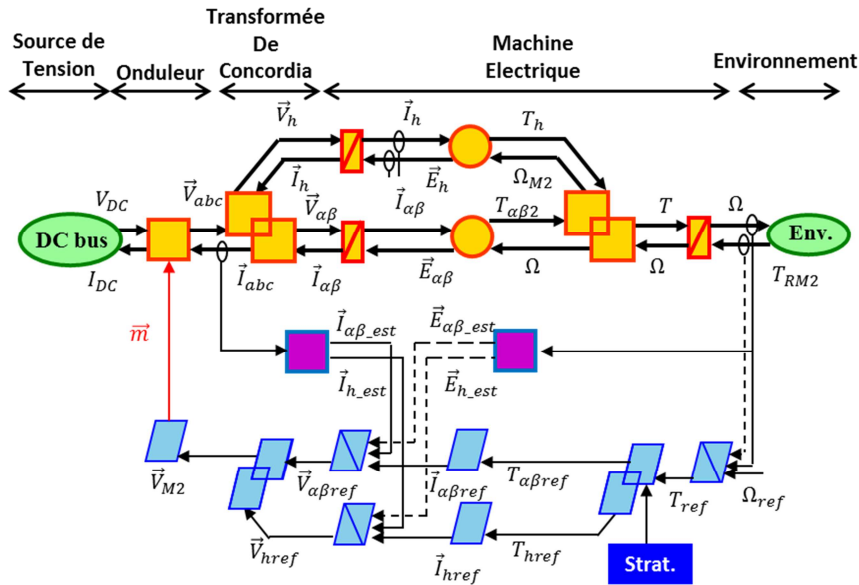


Figure 21 : Exemple de REM pour un contrôle d’une machine triphasée.

Le **modèle** est la partie où se trouvent les équations du système. Deux blocs consécutifs sont connectés par deux flèches, une dans chaque sens, représentant un flux et un potentiel, dont le produit représente la puissance transférée d’un bloc à un autre. Des flèches supplémentaires servent à intégrer des variables de contrôlées au modèle, comme par exemple le rapport cyclique d’un onduleur. La différence entre les différents blocs composant le modèle et la commande est expliquée dans l’Annexe 5.1.

La **commande** est formée par le principe de l’inversion. Par exemple, une machine triphasée alimentée par un onduleur et contrôlée en vitesse, la vitesse est le but du contrôle mais la seule variable sur laquelle il est possible d’agir est le rapport cyclique de l’onduleur. Ainsi, un chemin est défini entre la variable but et la variable contrôlable et tous les blocs traversés par ce chemin sont inversés.

En plus du modèle et du contrôle, il existe encore d’autres blocs :

- **Blocs d’environnement** (vert) : ces blocs représentent les éléments extérieurs avec le système étudié, mais qui interagissent avec lui. Sur la Figure 21, les blocs verts représentent la source électrique alimentant le système.

- **Blocs d’estimation** (rose) : ces blocs font le lien entre le modèle et la commande quand la commande nécessite une variable qui ne peut pas être directement obtenue, comme par exemple les courants dans les repères dq. En réalité, les courants des phases sont mesurés et ensuite un bloc d’estimation calcul la valeur des courants dq, à l’aide de la position électrique de la machine.
- **Blocs de stratégie** (bleu foncé) : ces blocs représentent les stratégies qui sont insérées sur la commande.

Il est important de souligner que la représentation REM permet de retrouver facilement où se trouvent les DoF pour ensuite rajouter une stratégie. Ces DoF se trouvent là où la sortie possède plus de dimensions que l’entrée. Par exemple, un bloc qui fait la conversion du couple en courant dq, ce bloc possède une entrée unidimensionnelle (le couple de référence) et une sortie bidimensionnelle (les courants de référence  $I_d$  et  $I_q$ ). Le courant de référence  $I_q$  dépend du couple de référence, mais le courant de référence  $I_d$  peut être défini à partir d’une stratégie.

## 1.7.Résumé – Conclusion

Ce chapitre a présenté un des principaux verrous industriels et scientifiques pour l’électrification des avions et fusées aérospatiale : celui d’assurer les normes de fiabilité requises, sans que le coût et le poids des systèmes électriques ne soient trop élevés. Pour cela, des topologies tolérantes aux pannes et structures multi-machines ont été présentées afin de trouver une combinaison intéressante pour les applications aéronautiques et aérospatiales.

Parmi les structures multi-machines présentes dans la littérature, celles avec des machines connectées électriquement en série présentent d’importante réduction du nombre de transistors, pouvant réduire le poids et le coût de l’onduleur. De plus, avec la connexion inversée, une connexion en série des machines à 6 phases symétriques est devenue possible. Le fonctionnement de ces machines est très similaire à celui des machines triphasées classiques tout en étant tolérant à plusieurs défaillances.

La suite de ce travail présente les topologies qui ont été choisies pour une analyse plus approfondie, en prenant en compte ce qui a été présenté dans ce chapitre. La conclusion de cette étude consiste dans la comparaison de différentes topologies multi-machines. Cette comparaison comprendra, forcément, la performance du système en mode dégradé. Dans un deuxième temps, des stratégies sont appliquées afin d’améliorer davantage la performance de ces systèmes en mode dégradé, selon des critères qui sont définis dans le Chapitre 2.

## 2. Entraînement électrique avec deux machines tolérantes aux défaillances

Dans ce chapitre, les topologies onduleurs-machines tolérantes aux défaillances choisies pour une application aéronautique ou aérospatiale sont présentées et analysées. Cette analyse prend en compte leur fonctionnement en mode normal et en mode dégradé afin d'évaluer l'impact du mode dégradé sur leurs performances et sur le dimensionnement de l'ensemble onduleur-machine.

### 2.1. Topologies d'alimentation et de connexion étudiées

Afin de répondre au besoin du système TVC (section 1.2), les topologies qui sont étudiées plus en détail ont toutes les caractéristiques communes citées ci-dessous:

- 2 machines : le nombre minimum nécessaire de machines pour entraîner de façon indépendante les deux vérins qui composent le système TVC.
- Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) : les MSAP sont les machines électriques présentant la densité de couple la plus importante, réduisant ainsi le poids du système, malgré le fait qu'elles soient plus coûteuses à cause des aimants terre rare utilisés, mais aussi malgré une gestion a priori plus délicate en cas de défaut de court-circuit du fait de la présence de forces électromotrices.
- Machines avec un minimum de 6 phases : ce nombre minimum de phases a été choisi afin d'assurer le fonctionnement en mode dégradé et également pour respecter des valeurs maximales de courant et de tension supportées par des transistors (type IGBT) et disponibles pour les sources de tension de la fusée. La valeur de tension du bus DC est imposée.
- Machines à phases électriquement indépendantes, à faible couplage magnétique et thermique entre phases: cette configuration présente une meilleure performance en mode dégradé parce que, lorsqu'une phase est défaillante, l'impact sur les autres phases est moindre. De plus, la tension que l'onduleur peut fournir à chaque phase est de  $-V_{DC}$  à  $+V_{DC}$ , à condition d'avoir deux bras d'onduleur par phase.

En prenant en considération ces critères communs, 3 topologies ont été étudiées plus en détail. Pour chaque topologie, le nombre de phases de chaque machine peut être supérieur à 6, mais, en raison du matériel disponible dans le laboratoire, tous les résultats présentés sont pour les topologies avec 6 phases. Au long du mémoire, certains aspects des topologies à 7 et à 8 phases sont néanmoins abordés de façon théorique.

Le choix d'une machine à 6 phases correspond également à une demande des industriels. Cette machine est celle dont le comportement ressemble le plus à celui d'une machine standard triphasée. Cela permet aux industriels de faire évoluer par des modifications mineures des machines triphasées existantes au lieu de concevoir de nouvelles machines à 7 ou 8 phases. Par exemple, les machines utilisées comme base pour les essais de cette étude sont des machines à 12 bobines et 8 pôles



conçues pour être alimentées en triphasé. Puisque les 12 bobines étaient indépendamment accessibles, l'alimentation en machine à 6 phases a été possible.

### 2.1.1. Topologie Pont-H

La topologie Pont-H est la plus standard qui répond aux critères définis précédemment rassemblant les caractéristiques ci-dessous. Les valeurs entre parenthèses représentent les valeurs pour une topologie avec MSAP à 6 phases (Figure 22).

- une source de tension ;
- deux machines indépendamment alimentées ;
- 2 bras d'onduleur, totalisant 4 transistors, par phase et par machine (24 bras avec un total de 48 transistors pour une structure à 6 phases) ;

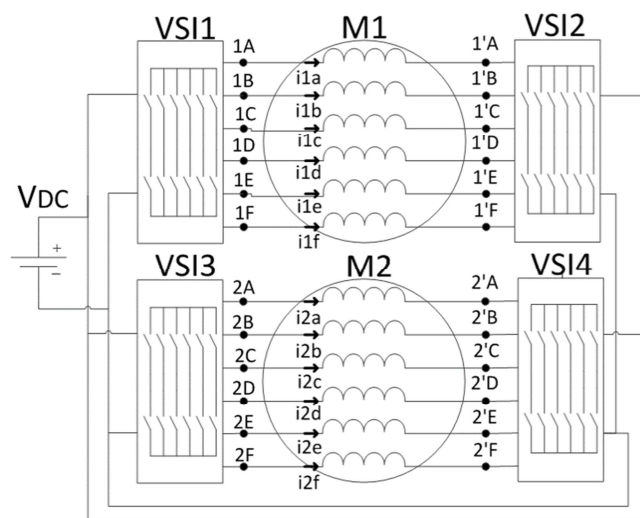


Figure 22: Schéma de la topologie Pont-H.

Le plus grand inconvénient de cette structure est évidemment le grand nombre de transistors nécessaire pour alimenter les machines, augmentant ainsi le poids et le volume de l'onduleur. En revanche, le contrôle de machines polyphasées avec cette structure est déjà assez présent dans l'industrie, représentant donc une solution mature et aisée à implémenter.

### 2.1.2. Topologie Multi-machine à Onduleur en Pont-H (HIMM)

La topologie HIMM (*H-bridge Inverter of Multiple Machines*) est une topologie où les deux machines électriques sont connectées en série et alimentées par 12 bras d'onduleurs et une source de tension (Figure 23).

- une source de tension ;
- deux machines électriquement connectées en série ;
- 2 bras d'onduleur, totalisant 4 transistors, par phase (12 bras avec 24 transistors pour une structure à 6 phases) ;

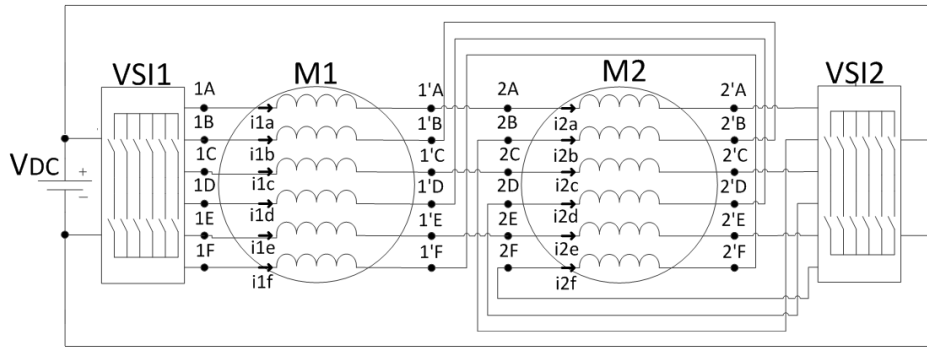


Figure 23: Schéma de la topologie HIMM.

Comme évoqué précédemment dans la section 1.5.2, le fait de mettre électriquement en série deux machines mutualise les transistors, réduisant ainsi le nombre de transistors de moitié en comparaison avec la topologie Pont-H. Cependant pour que cette réduction du nombre de transistors se traduise en réduction de coût, poids et volume du système, le dimensionnement des transistors pour la topologie HIMM ne doit pas être beaucoup plus important que celui obtenu avec la topologie standard Pont-H.

Pour un système avec deux machines à 6-phases connectées en série, 2 connexions électriques différentes entre les machines sont possibles. Cependant, dans ce cas, le choix parmi les deux couplages possibles n'a pas d'impact sur le dimensionnement de l'onduleur. En augmentant le nombre de phases des machines, le nombre de connexions possible augmente également avec des solutions plus ou moins intéressantes. Cette différence est expliquée en détail dans la section 2.2.3 lors de la modélisation des topologies en série. Le contrôle de cette structure innovante est présenté juste après dans la section 2.2.4.

### 2.1.3. Topologie Multi-machine à Onduleur Redondant (RIMM)

Le seul point distinguant la topologie RIMM (Figure 24) de la topologie HIMM est le nombre de sources de tension.

- deux sources de tension ;
- deux machines électriquement connectées en série ;
- 2 bras d'onduleur, totalisant 4 transistors, par phase (12 bras avec 24 transistors pour une structure à 6 phases) ;

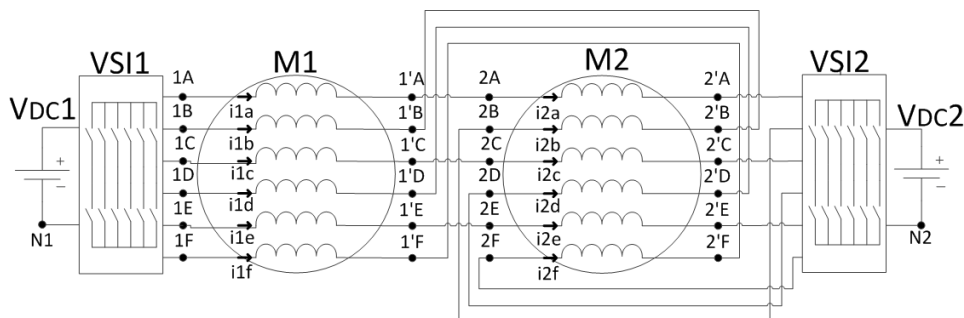


Figure 24: Schéma de la topologie RIMM

Le fait d'avoir deux sources de tension isolées empêche la circulation des courants dit classiquement homopolaires dont l'ordre « harmonique » est « 0 » ou un multiple du nombre de phases. Cette même propriété est assurée en triphasé par l'usage d'un couplage en étoile sans neutre sorti. Cette contrainte d'annulation structurelle a peu d'impact sur le comportement du système en mode de fonctionnement normal, car la commande recherche en général elle-même un courant homopolaire nul<sup>9</sup>. Par contre cette annulation structurelle peut être très bénéfique en mode dégradé. Puisque les courants deviennent déséquilibrés, ces courants homopolaires peuvent atteindre des valeurs très élevées dans certains cas. Si la structure bloque naturellement la circulation de certains courants homopolaires, l'amplitude du courant de phase peut être naturellement limitée ; ceci est présenté plus en détail dans la section 2.4.

Pour l'analyse qui suit, les deux sources sont identiques entre elles et l'amplitude de tension est la même que celles des structures HIMM et Pont-H. Ceci ne représente pas forcément une énorme augmentation du coût énergétique parce que l'énergie délivrée par chaque source de tension est en effet la moitié, en comparant avec la topologie HIMM. Cela impose néanmoins deux conditionnements avec les protections associées. Les avions et les fusées aérospatiales possèdent déjà une redondance au niveau des sources de tension, qui peut être exploitée afin d'alimenter une topologie RIMM.

## 2.2. Modélisation et contrôle avec approche par REM

Lors de la modélisation et du contrôle des topologies présentées dans la section précédente, on a rappelé deux outils développés au sein du L2EP (section 1.6):

- Décomposition en machines fictives ;
- Représentation énergétique macroscopique (REM) ;

La décomposition en machines fictives (section 1.6.1) simplifie la modélisation de machines polyphasées et, en conséquence, leur contrôle. Cela a été également utilisé pour démontrer l'indépendance de contrôle des machines connectées en série grâce au couplage spécial.

La REM, également présentée sur la section 1.6.2, permet d'organiser la structure du système étudié de façon à que cela soit facilement lisible, tout en respectant la causalité du système. En conséquence la structure de contrôle est automatiquement obtenue ainsi que les degrés de libertés à disposition pour implémenter des commandes plus complexes. Cela est particulièrement intéressant pour des structures complexes et nouvelles telles que les topologies HIMM et RIMM.

---

<sup>9</sup> Il y a des cas particuliers de commande de MSAP triphasée où par exemple un harmonique de rang 3 de courant pourrait être intéressant en contribuant à la production du couple lorsqu'un harmonique 3 de FEM existe, mais ce cas est particulier.

### 2.2.1. Modélisation de la structure Pont-H

La Figure 25 présente la REM de la topologie Pont-H en présentant tous les éléments réels qui composent la structure onduleurs-machines.

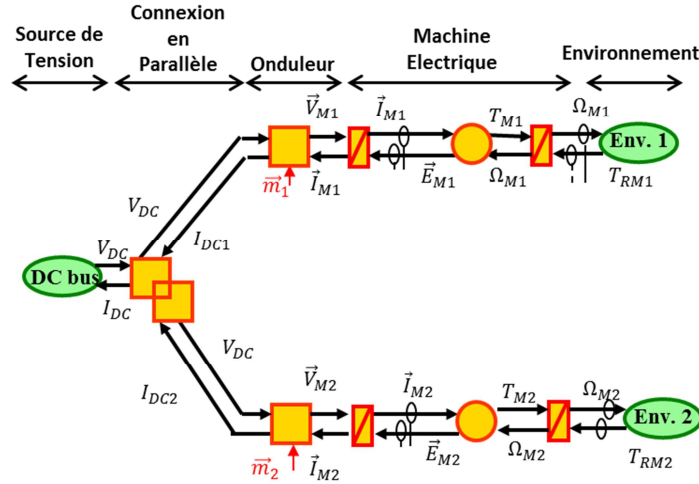


Figure 25 : Modèle de la topologie Pont-H.

Pour simplifier la commande, la décomposition en machines fictives a été implémentée (section 1.6.1). Cette méthode consiste à représenter une machine polyphasée par plusieurs machines diphasées et homopolaires, dont chacune interagit avec une certaine famille d'harmoniques du courant et des FEM. Le TABLEAU VII présente la distribution des harmoniques pour une machine à 6 phases symétrique.

TABLEAU VII : Distribution des harmoniques de machines fictives pour une machine à 6 phases symétrique.

Machine Fictive	Harmonique
Principale ( $\alpha\beta 1$ )	1, 5, 7, 11, ... $6k \pm 1$
Secondaire ( $\alpha\beta 2$ )	2, 4, 8, 10, ... $6k \pm 2$
Homopolaire 1 (h1)	6, 12, ... $6k$
Homopolaire 2 (h2)	3, 9, ... $6k \pm 3$

Les (Eq. 9) à (Eq. 14) présentent l'obtention des paramètres des machines fictives pour une machine à 6 phases symétrique. La matrice de résistances est normalement diagonale. Par contre, à cause des inductances mutuelles, la matrice des inductances ne l'est pas. Ainsi, on se sert de la matrice de Concordia (Eq. 11) pour la diagonaliser. En conclusion, les machines principale ( $\alpha\beta 1$ ), secondaire ( $\alpha\beta 2$ ) et homopolaire 1 et 2 (h1 et h2) totalement découplées électro-magnétiquement entre elles sont obtenues (Eq. 14), pour être ensuite contrôlées indépendamment.

$$[V] = [R][I] + [L] \frac{d[I]}{dt} + [E] \tag{Eq. 9}$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_d \\ v_e \\ v_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_d \\ i_e \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_p & M_1 & M_2 & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & L_p & M_1 & M_2 & M_3 & M_2 \\ M_2 & M_1 & L_p & M_1 & M_2 & M_3 \\ M_3 & M_2 & M_1 & L_p & M_1 & M_2 \\ M_2 & M_3 & M_2 & M_1 & L_p & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & M_2 & M_1 & L_p \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_d \\ i_e \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ e_d \\ e_e \\ e_f \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 10})$$

$$[C_6] = \sqrt{\frac{2}{6}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{6}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{6}\right) & -1 & \cos\left(\frac{8\pi}{6}\right) & \cos\left(\frac{10\pi}{6}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{6}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{6}\right) & 0 & \sin\left(\frac{8\pi}{6}\right) & \sin\left(\frac{10\pi}{6}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{6}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{6}\right) & 1 & \cos\left(\frac{16\pi}{6}\right) & \cos\left(\frac{20\pi}{6}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{4\pi}{6}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{6}\right) & 0 & \sin\left(\frac{16\pi}{6}\right) & \sin\left(\frac{20\pi}{6}\right) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 11})$$

$$[V_{\alpha\beta}] = [C_6][R][C_6]^T [I_{\alpha\beta}] + [C_6][L][C_6]^T \frac{d[I_{\alpha\beta}]}{dt} + [E_{\alpha\beta}] \quad (\text{Eq. 12})$$

$$[V_{\alpha\beta}] = [R][I_{\alpha\beta}] + [L_{\alpha\beta}] \frac{d[I_{\alpha\beta}]}{dt} + [E_{\alpha\beta}] \quad (\text{Eq. 13})$$

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha 1} \\ v_{\beta 1} \\ v_{\alpha 2} \\ v_{\beta 2} \\ v_{h1} \\ v_{h2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \\ i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 2} \\ i_{h1} \\ i_{h2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{\alpha 1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{\beta 1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{\alpha 2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{\beta 2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{h1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{h2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \\ i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 2} \\ i_{h1} \\ i_{h2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{\alpha 1} \\ e_{\beta 1} \\ e_{\alpha 2} \\ e_{\beta 2} \\ e_{h1} \\ e_{h2} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 14})$$

Chaque machine fictive diphasée peut générer un couple constant, parce que les deux phases sont déphasées de 90°. En revanche, les machines homopolaires ne peuvent générer que du couple comportant nécessairement une composante oscillatoire. Le couple total généré par la machine est la somme du couple généré par chaque machine fictive.

En décomposant chaque machine polyphasée en machines fictives du modèle de la Figure 25, la Figure 26 est obtenue.

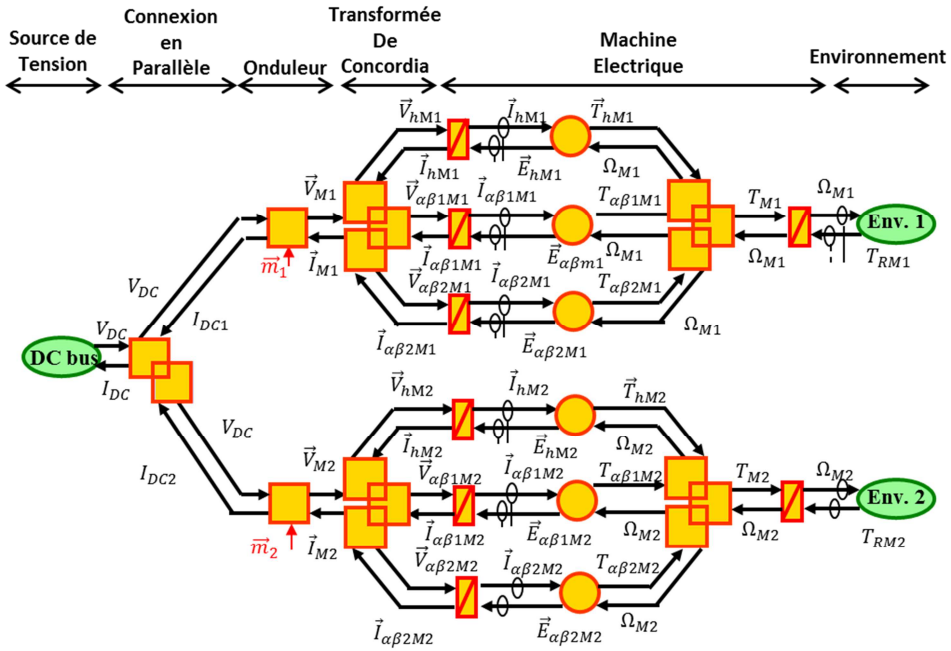


Figure 26: Modèle complet de la topologie Pont-H en REM.

Les MSAP symétriques à nombre pair de phases ont certaines machines fictives qui normalement ne peuvent pas générer du couple. Les machines secondaire et homopolaire 1 n’interagissent qu’avec des harmoniques pairs de courant et de forces électromotrices (TABLEAU VII). Or ces harmoniques pairs de la FEM sont nuls lorsque le rotor à aimants permanents est symétrique, ce qui s’avère être le cas pour la plupart des MSAP. En conséquence, le couple de ces machines fictives est nul. Ainsi, il est possible de simplifier le modèle présenté précédemment (Figure 27). Il faut souligner que le bloc responsable de la transformation électromécanique des machines homopolaire n’a qu’une seule dimension sur la Figure 27, parce que la dimension relative à l’homopolaire h1 a été supprimée lors de la simplification.

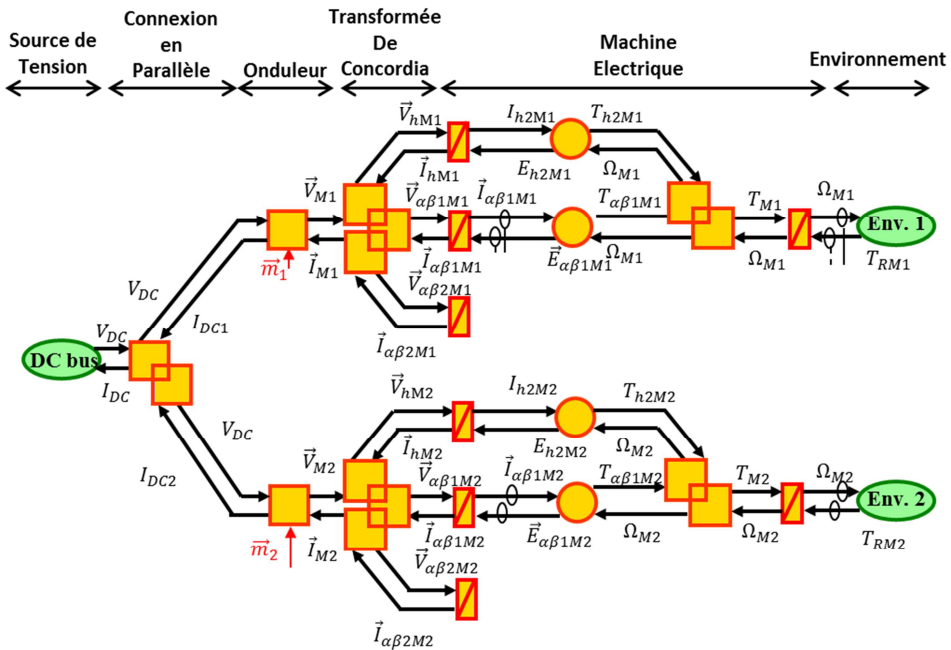


Figure 27 : Modèle simplifié de la topologie Pont-H en REM.

### 2.2.2. Contrôle de la structure Pont-H

En utilisant la REM, il est possible de définir le schéma de contrôle entre la variable qu'on souhaite contrôler et celle qu'on peut contrôler. Dans le cas d'un contrôle en vitesse pour un système onduleur-machine, il est souhaitable de contrôler la vitesse à partir des rapports cycliques des transistors de l'onduleur. Ainsi le contrôle est formé par des blocs en bleu représentant l'inverse des blocs du modèle entre les deux variables repérés précédemment. Sur la Figure 28, le chemin entre les deux variables est souligné, et la chaîne de contrôle est représentée.

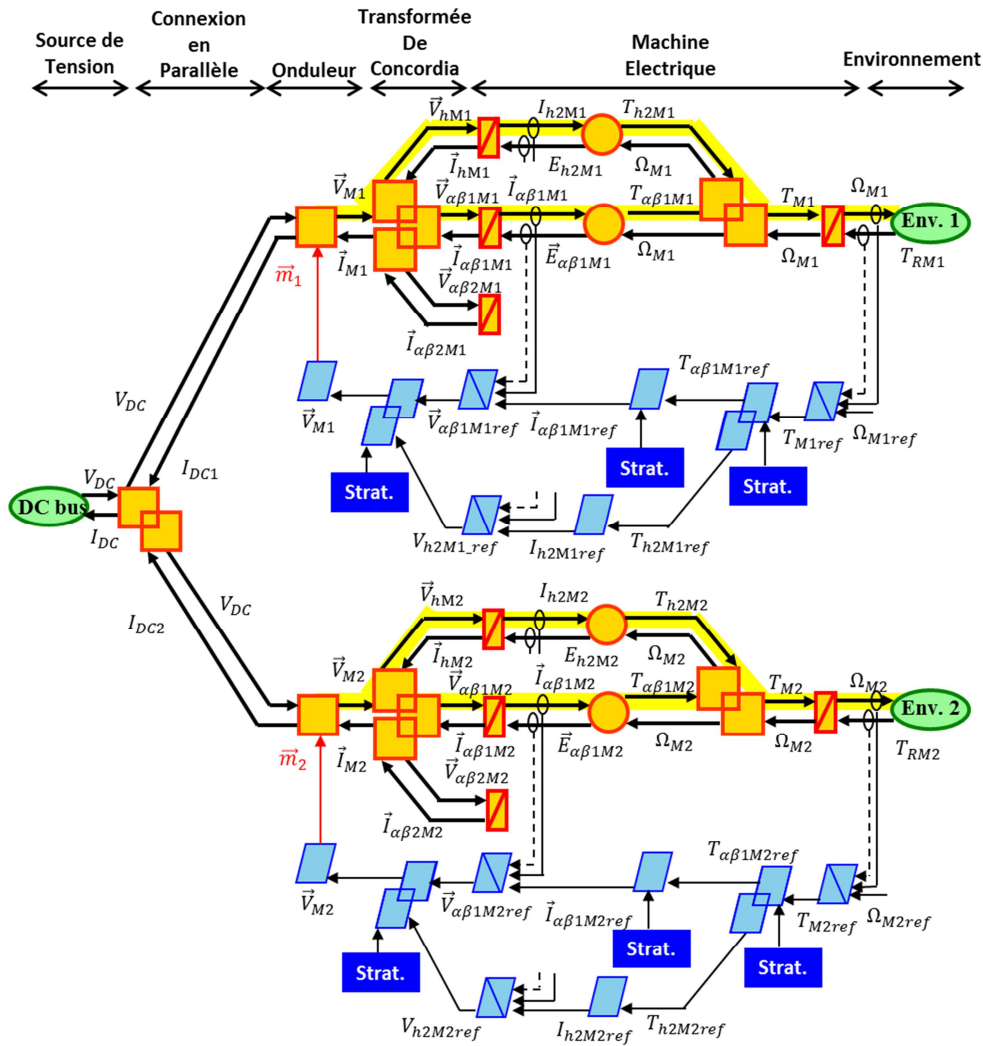


Figure 28 : REM de la topologie Pont-H avec la chaîne de contrôle complète.

A partir de la REM, il est possible de voir des blocs qui acceptent une stratégie. Ces blocs sont ceux de la stratégie dont le nombre des variables en entrée est inférieur à ceux en sortie du bloc. Par exemple, les blocs qui font la conversion entre le couple de référence et les courants en dq. Ces blocs ont une variable à l'entrée et deux à la sortie. Ainsi les 3 stratégies possibles par machine, représentées par des blocs bleu foncé sur la REM, sont listées ci-dessous :

- répartition du couple de la machine entre la machine principale et la machine homopolaire 2 ;
- détermination des courants de référence à partir du couple donné ;
- valeur des tensions de la machines secondaire et homopolaire 1 ;

Puisque les machines homopolaires ne génèrent pas de couple constant, il est plus intéressant de ne générer le couple qu'avec la machine principale. Ensuite, afin de contrôler le couple de la machine sur une stratégie MTPA (*Maximum Torque Per Ampere*), la composante  $I_q$  de chaque machine principale est définie selon le couple de référence et la composante  $I_d$  est nulle. A ce point de l'étude, sur les machines fictives qui ne génèrent pas de couple, une tension nulle est imposée. Ainsi, les courants des machines fictives ne générant pas de couple représentent les degrés de liberté pour le fonctionnement en mode dégradé, qui sont abordés en détail lors du chapitre 3.

Ainsi, les schémas de contrôle réduits tels que présentés dans la Figure 29 et la REM de la Figure 30 sont obtenus.

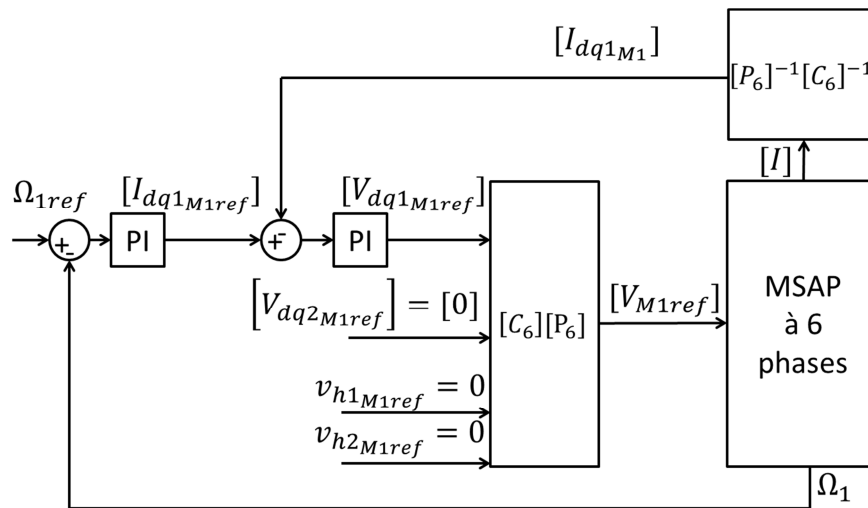


Figure 29 : Schéma de contrôle de la machine M1 de la topologie Pont-H.



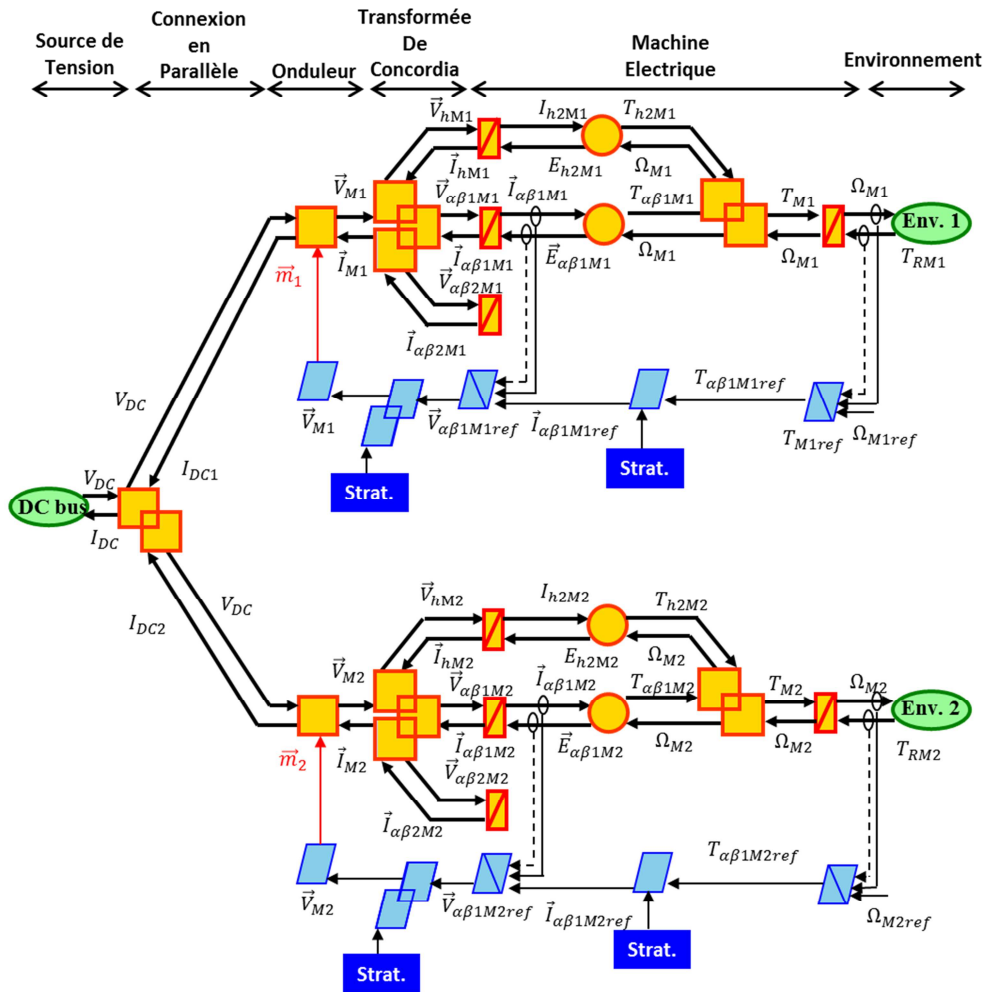


Figure 30: Modèle en REM de la topologie Pont-H avec la chaîne de commande réduite.

Finalement, le contrôle d’une machine à 6 phases devient aussi simple que celui d’une machine triphasée que l’on retrouve assez classiquement dans l’industrie. La REM présente des degrés de libertés supplémentaires, où une stratégie peut être implémentée plus tard.

### 2.2.3. Modélisation des topologies HIMM et RIMM

En raison du couplage en série la REM des topologies HIMM et RIMM représentant les éléments du système est présentée à la Figure 31 et Figure 32 respectivement. Ce modèle montre que, malgré le fait que la conversion électromécanique de chaque machine soit indépendante, la partie électrique des machines ne peut pas être découplée, parce que le courant qui passe par une machine passe obligatoirement par l’autre, en raison de la mise en série. Il est évident que la seule différence entre les deux topologies est le nombre de sources de tension.

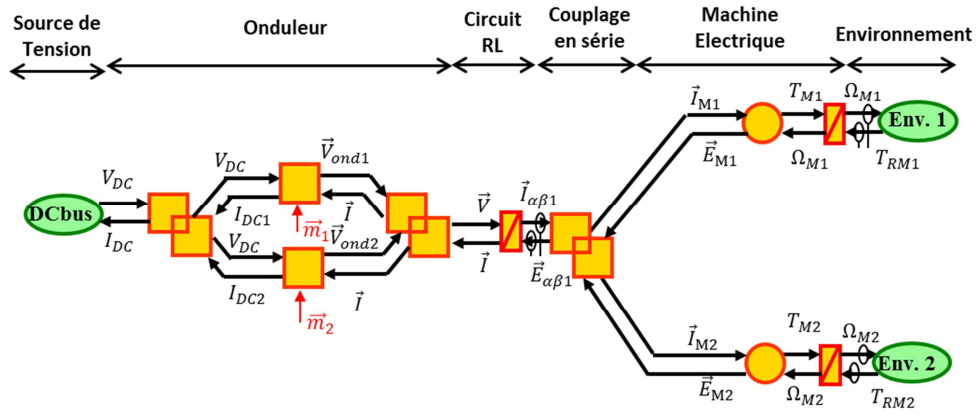


Figure 31 : REM complète de la topologie HIMM.

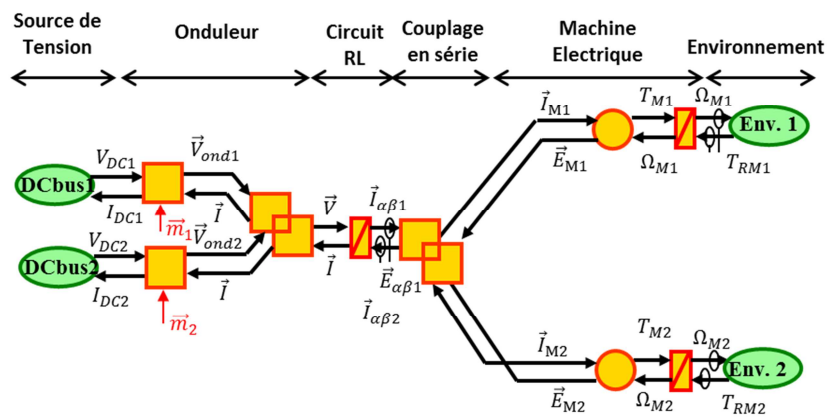


Figure 32: REM complète de la topologie RIMM.

Les machines de la topologie HIMM et RIMM sont également décomposées en machines fictives afin de concevoir la chaîne de commande. Dans ce cas, comme les deux machines réelles, les machines fictives sont couplées entre elles. Les (Eq. 15) à (Eq. 17) démontrent mathématiquement ce couplage entre les machines fictives des deux machines à 6 phases connectées en série.

$$[I_{M1}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} [I_{M2}] = [K]^{-1} [I_{M2}] \quad (\text{Eq. 15})$$

$$[I_{\alpha\beta M1}] = \begin{bmatrix} i_{\alpha 1 M1} \\ i_{\beta 1 M1} \\ i_{\alpha 2 M1} \\ i_{\beta 2 M1} \\ I_{h1 M1} \\ I_{h2 M1} \end{bmatrix} = [C_6] [K]^{-1} [C_6]^T [I_{\alpha\beta M2}] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha 1 M2} \\ i_{\beta 1 M2} \\ i_{\alpha 2 M2} \\ i_{\beta 2 M2} \\ I_{h1 M2} \\ I_{h2 M2} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 16})$$

$$\begin{aligned}
 [I_{\alpha\beta 1}] &= \begin{bmatrix} I_{\alpha 1 M1} \\ I_{\beta 1 M1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{\alpha 2 M2} \\ -I_{\beta 2 M2} \end{bmatrix} \\
 [I_{\alpha\beta 2}] &= \begin{bmatrix} I_{\alpha 2 M1} \\ I_{\beta 2 M1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{\alpha 1 M2} \\ -I_{\beta 1 M2} \end{bmatrix}
 \end{aligned}
 \rightarrow
 \begin{cases}
 [I_{\alpha\beta 1 M1}] = [I_{\alpha\beta 2 M2}]^* \\
 [I_{\alpha\beta 2 M1}] = [I_{\alpha\beta 1 M2}]^*
 \end{cases}
 \quad (\text{Eq. 17})$$

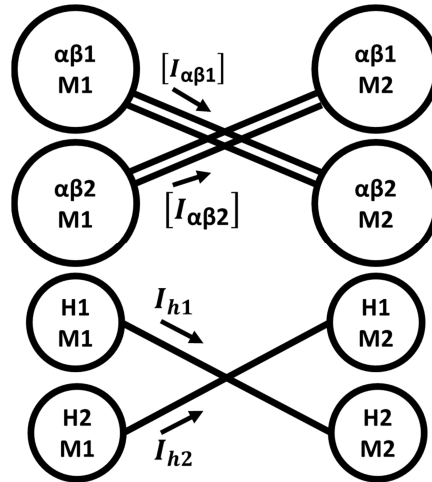


Figure 33 : Couplage entre les machines fictives de deux machines à 6 phases connectées en série.

Le couplage entre les machines fictives montré à la Figure 33 met en évidence l’indépendance de contrôle entre les deux machines connectées en série. En effet, les deux machines principales sont découplées entre elles, c’est-à-dire que le courant générant le couple au sein de la machine principale de M1 ne génère pas de couple au sein de la machine principale de M2 et vice-versa. Cela ne signifie pas que les deux machines sont totalement découplées. En effet, la machine principale d’une machine est couplée à la machine secondaire de l’autre comme le fait apparaître la Figure 33.

Afin d’assurer l’indépendance du contrôle des deux machines couplées en série, les machines secondaires ne doivent pas générer de couple. Pour cela, deux solutions sont proposées :

- Compenser le couple généré par la machine secondaire par la commande ;
- Eliminer les harmoniques de force électromotrice de la machine secondaire lors de la phase de conception de la machine ;

La première solution est présentée en [120]. Cette stratégie met à profit les degrés de libertés supplémentaires du système pour créer un couple qui compense celui généré par la machine fictive secondaire.

La deuxième solution peut paraître coûteuse ou trop contraignante à première vue, mais cela est naturellement acquis pour les machines à 6 phases. Comme déjà mentionné précédemment, les courants de la machine secondaire (TABLEAU VII) de la machine à 6 phases n’interagissent qu’avec des harmoniques pairs de la FEM qui sont nuls grâce à la symétrie du rotor et, par conséquent, ne génèrent pas de couple.

Pour les topologies en série, le couplage entre machines fictives d’harmoniques impairs avec des machines d’harmoniques pairs est par conséquent un avantage. Cela est possible entre machines à 6 et à 10 phases par exemple, mais pas possible pour des machines dont le nombre de phases est un

multiple de 4, comme des machines à 8 ou 12 phases. Une façon de vérifier cela est par le nombre des machines fictives avec d'harmoniques pairs et impairs. La machine à 8 phases peut être décomposée en trois machines fictives diphasées, dont une interagit avec des harmoniques pairs et les deux autres avec les impairs. Lors d'une connexion en série de deux machines à 8 phases symétrique, un couplage entre deux machines fictives d'harmoniques impaires est donc inévitable.

Concernant les machines à nombre impair de phases, comme les machines à 7 phases, toutes les machines fictives interagissent autant avec des harmoniques pairs qu'avec des impairs (TABLEAU VI). Ainsi, il est évident que des machines à 7 ou 8 phases nécessitent soit une commande spécifique soit une conception machine spécifique afin d'assurer l'indépendance du contrôle entre les deux machines connectées en série.

La Figure 34 présente la REM de la topologie HIMM avec décomposition des machines polyphasées en machines fictives. La REM de la topologie RIMM est similaire à celle de la topologie HIMM, et diffère seulement par le nombre des sources de tension.

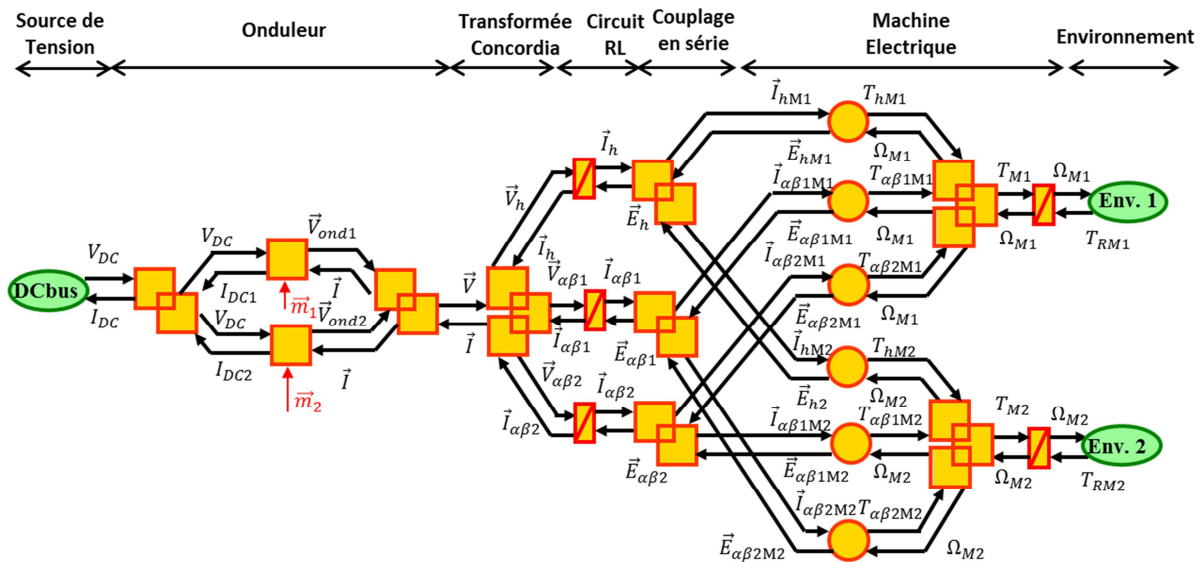


Figure 34 : REM du modèle de la topologie HIMM.

En simplifiant par élimination des machines fictives qui ne peuvent pas générer du couple, la REM de la Figure 35 est obtenue pour la topologie HIMM. On constate que la REM simplifiée de la topologie RIMM (Figure 36) a une différence en plus en le comparant au modèle de la topologie HIMM. Pour chaque machine, la seule machine fictive homopolaire qui peut générer du couple est la machine homopolaire 2 parce qu'elle interagit avec des harmoniques impairs. Dans la topologie HIMM, chaque courant homopolaire alimente la machine homopolaire 2 d'une des deux machines. En raison du couplage, le courant  $I_{h1}$ , qui est nul pour la topologie RIMM, est celui qui alimente la machine homopolaire 2 de la machine M2. Par conséquent, aucune machine homopolaire de la machine M2 ne peut générer du couple. Ceci montre une asymétrie entre les deux machines couplées en série. Une peut subir plus d'ondulation de couple que l'autre.

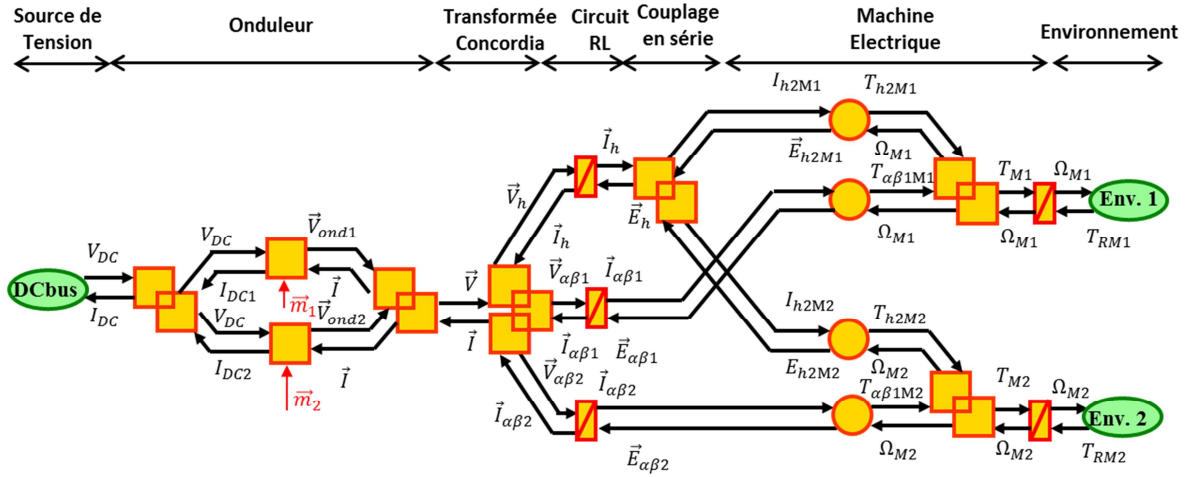


Figure 35 : Modèle réduit de la topologie HIMM.

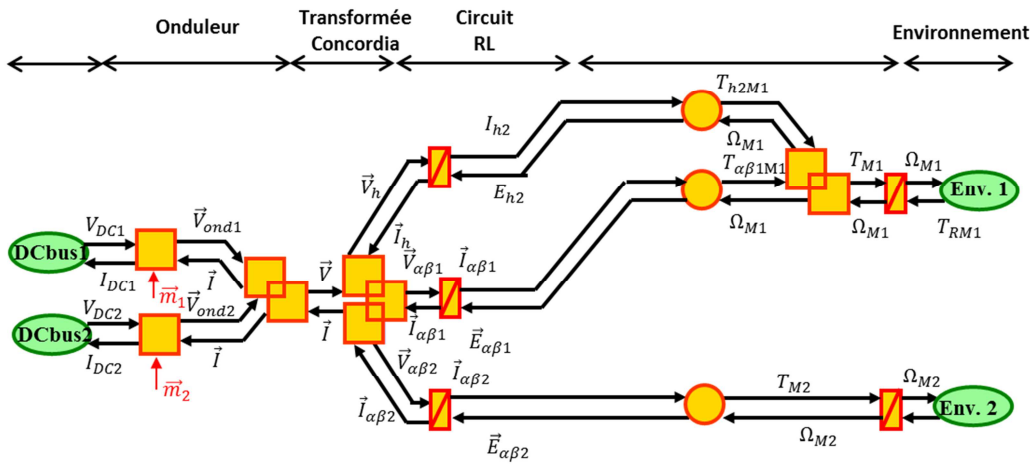


Figure 36 : Modèle réduite de la topologie RIMM.

La Figure 35 et la Figure 36 montrent que la machine principale de chaque machine est totalement découplée de n'importe quelle autre machine fictive, représentant ainsi de façon visuelle le découplage du contrôle de chaque machine. Ce découplage est aussi présenté sur le schéma de la Figure 37.

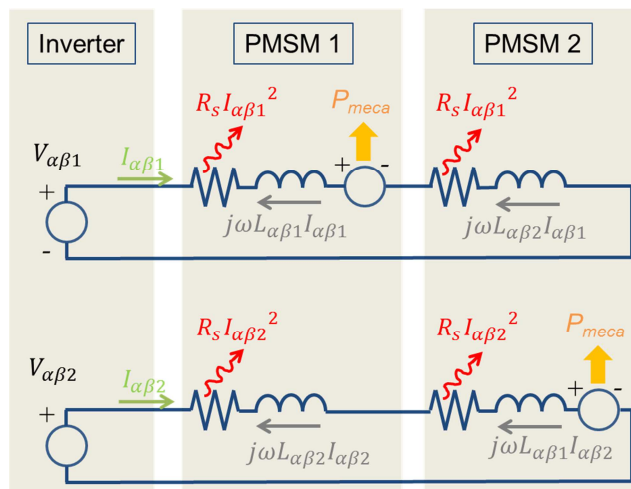


Figure 37: Schéma de couplage de machines fictives pour la structure HIMM ou RIMM.

### 2.2.4. Contrôle des structures HIMM et RIMM

Similairement à la topologie Pont-H, la vitesse est la variable que l'on souhaite contrôler, alors que les rapports cycliques sont les variables que l'on peut effectivement commander. Ainsi nous obtenons le schéma de commande de la Figure 38 pour la topologie HIMM.

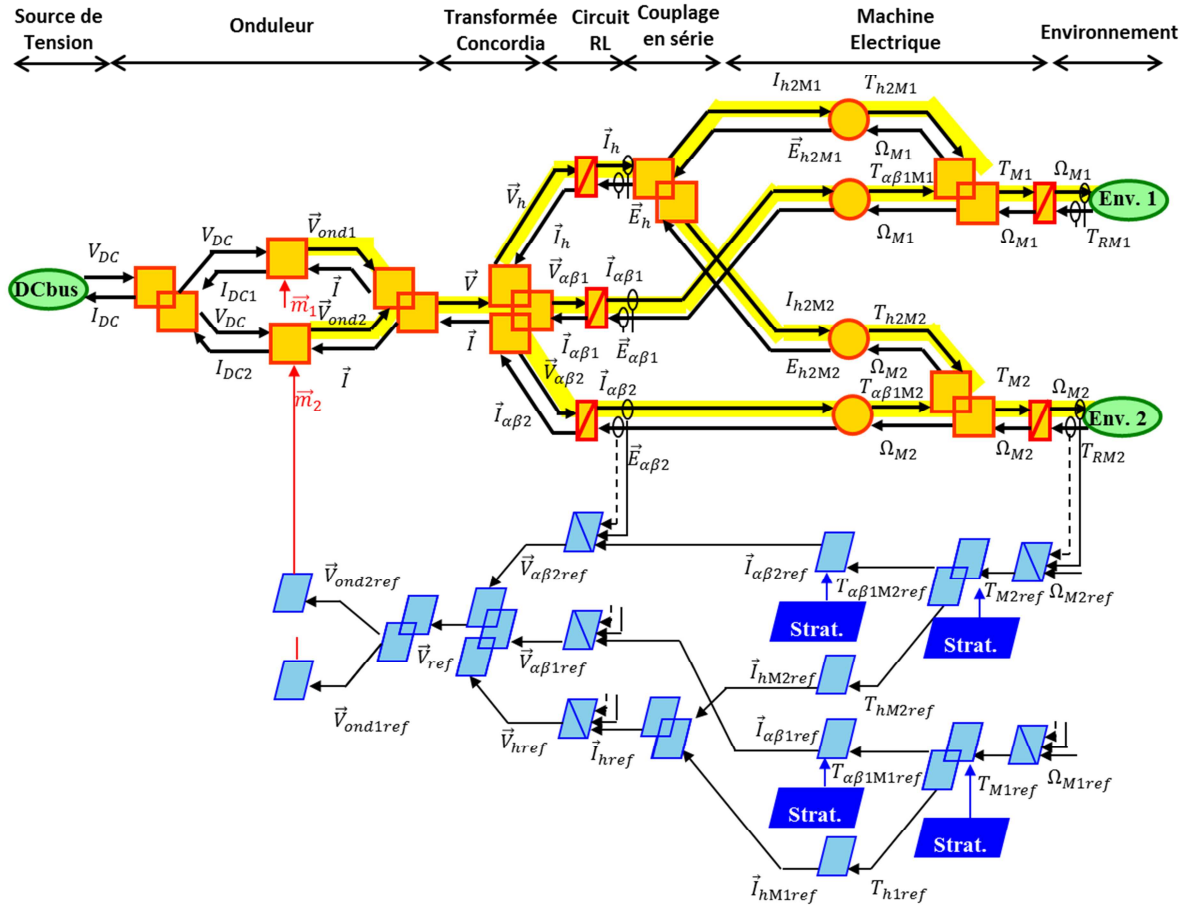


Figure 38 : Modèle en REM de la topologie HIMM avec la chaîne de commande.

La différence entre le nombre de sources de tension entre les deux topologies n'a aucun impact sur la chaîne de commande. La seule réelle différence concerne le contrôle du courant  $I_{h1}$ . Puisque ce courant est nul pour la topologie RIMM en raison des deux sources de tension indépendantes, son contrôle est donc impossible.

Au niveau des stratégies possibles, celles-ci diffèrent à peine de celles de la topologie Pont-H. Puisque les stratégies implémentées sont les mêmes, les simplifications du modèle sont similaires à celles du Pont-H.

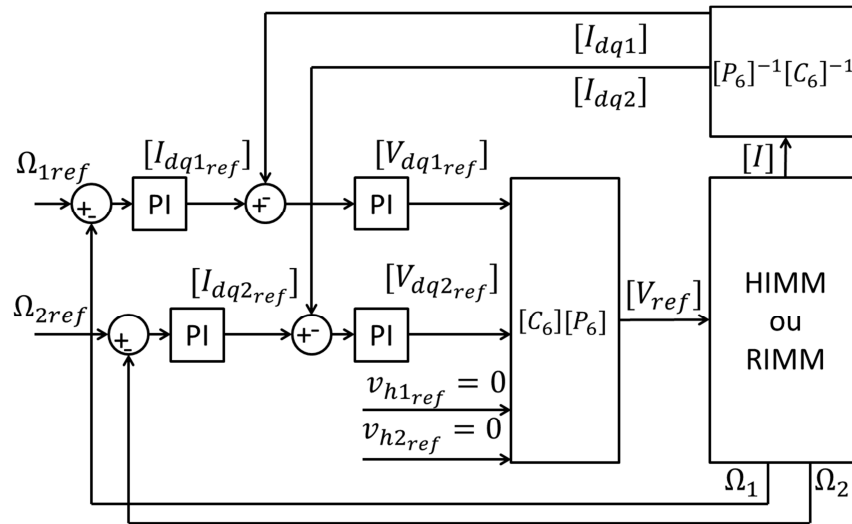


Figure 39 : Schéma de contrôle de la topologie HIMM ou RIMM.

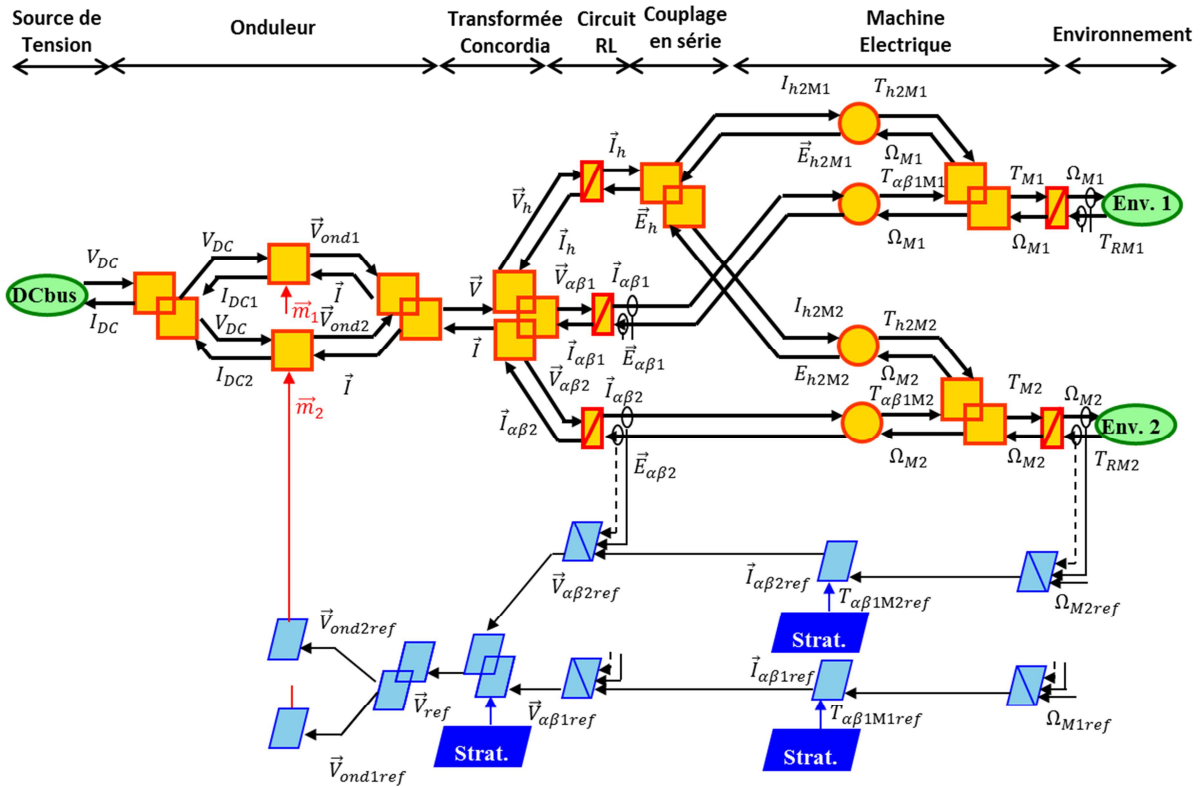


Figure 40 : Modèle en REM de la topologie HIMM avec la chaîne de commande.

Finalement, chaque machine principale peut être contrôlée séparément, grâce au couplage électrique spécial. Cependant, afin de dimensionner les correcteurs, il faut prendre en compte les paramètres de la machine principale en série avec les paramètres de la machine secondaire, (Eq. 18) à (Eq. 23).

$$[V] = [V_1] + [K]^{-1}[V_2] \tag{Eq. 18}$$

$$[V] = [R][I] + L \frac{d}{dt} [I] + [E_1] + [K]^{-1} \left( [R][I] + L \frac{d}{dt} [I] + [E_2] \right) \quad (\text{Eq. 19})$$

$$[V] = ([R] + [K]^{-1}[R]) [I] + ([L] + [K]^{-1}[L]) \frac{d}{dt} [I] + [E_{eq}] \quad (\text{Eq. 20})$$

$$[V_{\alpha\beta}] = [C_6]([R] + [K]^{-1}[R])[C_6]^T [I_{\alpha\beta}] + [C_6]([L] + [K]^{-1}[L])[C_6]^T \frac{d}{dt} [I_{\alpha\beta}] + [E_{\alpha\beta}] \quad (\text{Eq. 21})$$

$$[C_6]([R] + [K]^{-1}[R])[C_6]^T = \begin{bmatrix} 2R & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2R & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2R & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2R \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 22})$$

$$[C_6]([L] + [K]^{-1}[L])[C_6]^T = \begin{bmatrix} L_p + L_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_p + L_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_p + L_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_p + L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{h1} + L_{h2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{h1} + L_{h2} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 23})$$

### 2.2.5. Modèle de simulation et Banc d'essai

Les résultats présentés dans ces mémoires sont issus de simulations et d'essais expérimentaux.

Les simulations ont été intégralement réalisées en utilisant MatLab SimuLink®, plus précisément la librairie SimPowerSystems. Cette librairie fournit des modèles assez complets d'éléments complexes et non-linéaires comme les transistors. Ces transistors, comme ceux de l'onduleur appartenant au banc d'essais, possèdent une diode en antiparallèle (Figure 41). Ces éléments permettent une simulation de représenter assez fidèlement le comportement réel, en particulier lors du fonctionnement en mode dégradé.

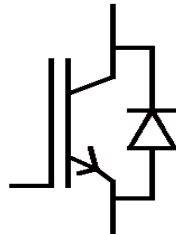


Figure 41 : Représentation du transistor avec une diode en antiparallèle. Source : MatLab SimuLink®

Un banc d'essai a été utilisé afin de reproduire des résultats expérimentaux pour l'analyse de cette étude. La Figure 42 présente le banc d'essais et ses éléments dont la valeur des paramètres se trouvent dans l'Annexe 5.2.



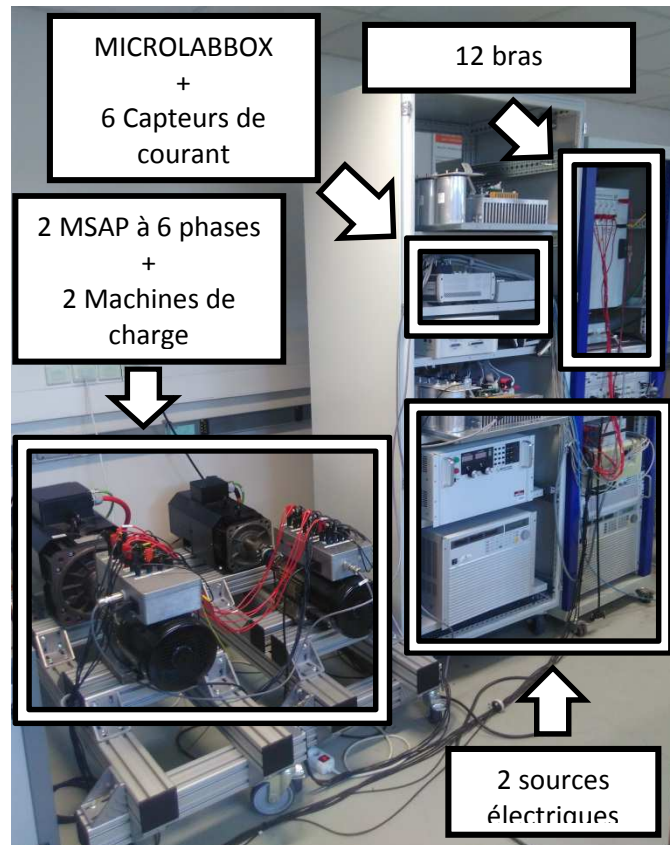


Figure 42 : Photo du banc d'essais.

De même, puisque 2 MSAP à 6 phases se trouvaient déjà au laboratoire avant le début de cette étude, elles n'ont donc pas été dimensionnées pour cette application. Malgré cela, les FEM de ces machines sont presque sinusoïdales, engendrant ainsi une réduction conséquente du couple pulsatoire en mode dégradé. Cependant, ces machines, qui ont 12 bobines et 4 paires de pôles, ont été premièrement conçues pour fonctionner en triphasé sans considération pour un éventuel fonctionnement en mode dégradé.

Tous les éléments disponibles permettent de reproduire le fonctionnement des trois topologies ici étudiées. La seule adaptation concerne la topologie Pont-H. Puisque que le banc ne dispose que de 12 bras d'onduleur, il n'est pas possible d'alimenter les deux machines, il serait nécessaire 24 bras pour cela. Dans ce cas une seule machine est entraînée. Cela ne gêne pas l'analyse, parce que le contrôle des deux machines est totalement découplé. De plus, aucune analyse énergétique n'est faite au niveau de la source.

Lors de toutes les analyses, les MSAP à 6-phases sont contrôlées en vitesse alors que les machines de charges sont contrôlées en couple afin de respecter la valeur de référence du courant  $I_q$  définie pour chaque topologie.

### 2.3. Comparaison des trois topologies choisies en mode normal

Les modes de fonctionnement normal et dégradés sont analysés dans ce chapitre. Concernant l'analyse du fonctionnement en mode normal, les objectifs consistent à :

- définir les points de fonctionnement les plus critiques pour l'analyse en mode dégradé ;
- obtenir les pertes Joule pour chaque topologie ;
- dimensionner l'onduleur en mode normal ;

Le point de fonctionnement est défini par le couple et la vitesse de référence de chaque machine. Dans le cas de cette étude, le point de fonctionnement le plus critique est donc celui où les courants de phase et les tensions de référence sont les plus élevés. Dans le cas de la topologie Pont-H, ce point est évident en raison du découplage électrique entre les machines. En revanche, cela n'est pas le cas pour les topologies en série. Une analyse des pertes en mode de fonctionnement normal quantifie les effets non-désirés des topologies en série. Les pertes Joule totales sont généralement plus élevées pour ces topologies ; cependant ce critère ne prend pas en compte le profil de fonctionnement de l'application TVC. Ainsi les pertes supplémentaires des topologies HIMM et RIMM sont théoriquement quantifiés afin d'établir une comparaison avec la topologie standard Pont-H.

La puissance de dimensionnement est une image du coût, du volume et du poids du système. Ces variables sont en effet proportionnelles à la puissance de dimensionnement de l'onduleur ( $P_{dim}$ ) définie par le produit du nombre de transistors du système ( $Nb_{trans}$ ) et de leur puissance de dimensionnement individuelle, le produit du courant maximal ( $I_{MAX}$ ) et de la tension de référence maximale ( $V_{MAX}$ ) de chaque transistor (Eq. 24). L'onduleur est finalement dimensionné en mode dégradé afin que le système soit tolérant aux défaillances. Le calcul du dimensionnement en mode normal permet d'évaluer le surdimensionnement du système induit par la contrainte d'un fonctionnement en mode dégradé.

$$P_{dim} = Nb_{trans} * I_{MAX} * V_{MAX} \quad (\text{Eq. 24})$$

Les paramètres des machines, présentés dans l'annexe 5.2, sont exactement les mêmes pour les trois topologies. Un choix plus judicieux serait de dimensionner les machines à la tension disponible à chacune d'entre elles. Il est possible d'alimenter chaque phase de la machine de la topologie Pont-H avec la tension du bus DC. Cependant, pour les topologies en série, la tension par phase est divisée par deux, parce que la tension du bus DC est la même pour les trois topologies. Cette réduction de tension demanderait l'augmentation du nombre de spires afin de respecter le flux généré par phase, augmentant en conséquence les valeurs des inductances et résistances des machines.

Les trois topologies peuvent fonctionner dans les modes de fonctionnement normal ou dégradé avec un profil de vitesse dynamique. Cependant, afin d'estimer les critères de comparaison définis précédemment, les essais sont réalisés en statique, c'est-à-dire, avec une référence de vitesse constante.

Pour les topologies en série, le comportement du système est étudié pour différentes vitesses et différents couples. Ainsi, l'objectif est d'une part de montrer que ce fonctionnement est possible et d'autre part de se familiariser avec le comportement de ces topologies innovantes.

### 2.3.1. Courant et tension de la topologie Pont-H en mode normal

Le point de fonctionnement utilisé pour les essais de la topologie Pont-H est défini par la vitesse maximale à laquelle une machine électrique peut tourner. Ceci signifie une inclinaison maximale ( $\theta=6^\circ$ ) sur l'axe d'un des deux vérins ( $\varphi=0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$  ou  $270^\circ$ ). Le couple généré par chaque machine a été choisi afin que celui-ci soit proportionnel à la vitesse. Pour l'application TVC, les deux vérins ont le même dimensionnement et peuvent subir les mêmes efforts. En conclusion, quel que soit le choix opéré parmi les quatre valeurs de  $\varphi$  listées, le couple est défini par les valeurs du composant de courant  $I_q$ . Ceci est proportionnel au couple généré et comprend déjà le couple de résistance et le coefficient de frottement de l'ensemble comprenant la machine de traction et la machine de charge. Cette valeur est assez faible pour réduire la saturation de la tension demandée par l'onduleur en mode dégradé et est proportionnelle à la vitesse de référence.

Tous les essais pour la topologie Pont-H sont réalisés sur le point de fonctionnement correspondant aux valeurs présentées ci-dessous :

$$\theta = 6^\circ ; \varphi = 0^\circ$$

$$\Omega_{1REF} = 50 \text{ rad/s} ; I_{q1REF} = 1,4 \text{ A}$$

$$\Omega_{2REF} = 0 \text{ rad/s} ; I_{q2REF} = 0 \text{ A}$$

La Figure 43 et la Figure 44 présentent les courants mesurés et les références de tension expérimentalement obtenues pour une machine de la topologie Pont-H. Puisqu'une seule machine tourne dans ce cas, les données présentées ci-dessous sont évidemment de celle qui tourne.

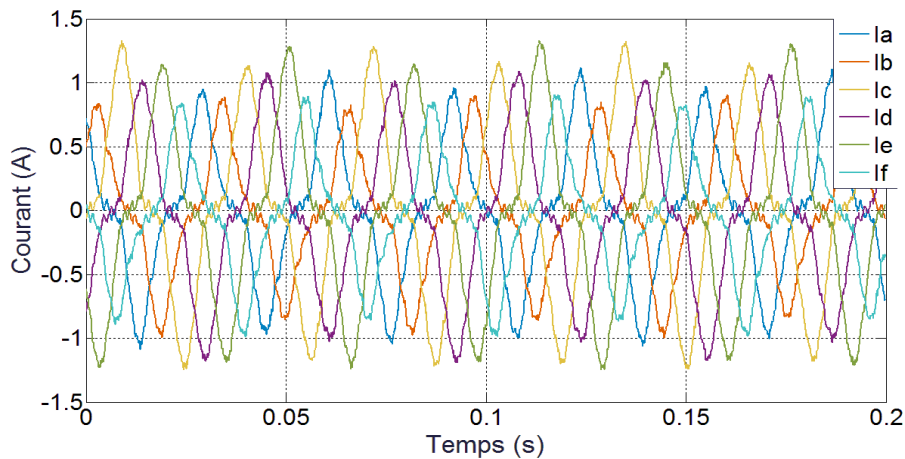


Figure 43: Courants mesurés EXPERIMENTALEMENT d'une machine de la topologie Pont-H.

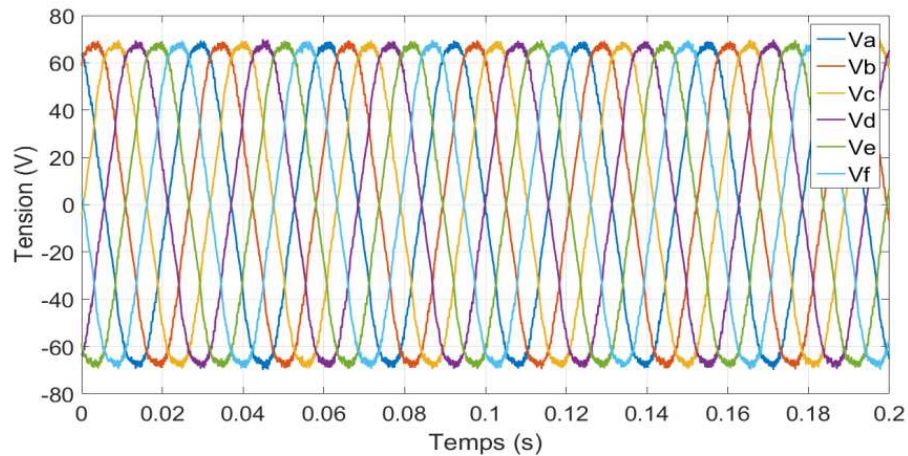


Figure 44 : Tensions de référence obtenues EXPERIMENTALEMENT pour une machine Pont-H.

Les tensions de référence (Figure 44) sont parfaitement sinusoïdales et équilibrées en déphasage et amplitude. Ceci est dû à la stratégie de commande relativement simple qui vise à contrôler uniquement les composantes de courant de la machine principale. Par ailleurs, certains harmoniques à basse fréquence sont visibles sur les courants mesurés.

Puisque les courants des machines fictives secondaire et homopolaire ne sont pas contrôlés, leur amplitude dépend des harmoniques de FEM, des harmoniques de tension générés par l'onduleur et par les résistances et inductances de ces machines fictives qui sont assez faible (Annexe 5.2). La Figure 45 montre que les valeurs crête de courant  $I_{h1}$  et  $I_{h2}$  représentent respectivement 70% et 58% du courant  $I_{q1}$ . Malgré ces valeurs relativement élevées, ces harmoniques de courant n'empêchent pas le bon fonctionnement du système puisque ils n'ont pas d'influence sur la valeur du couple.

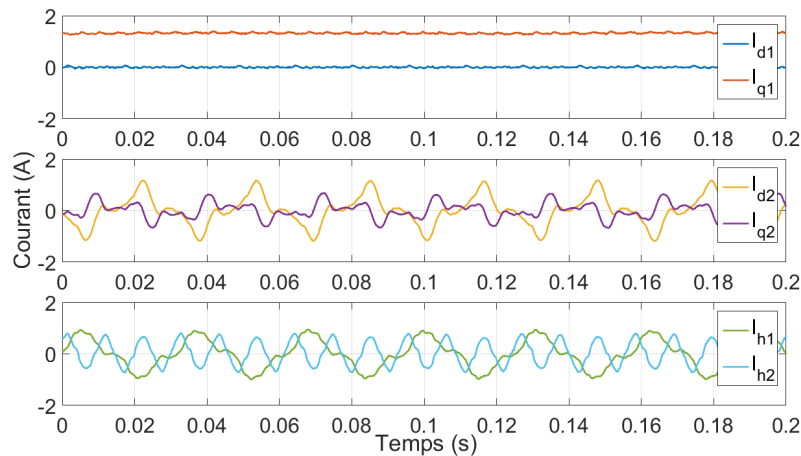


Figure 45 : Courants des machines fictives obtenus EXPERIMENTALEMENT d'une machine de la topologie Pont-H.

### 2.3.2. Démonstration expérimentale du contrôle indépendant des machines connectées en série

Afin de vérifier que le contrôle est effectué de manière indépendante sur les deux machines, la Figure 46 et la Figure 47 présentent des résultats obtenus expérimentalement alors qu'une machine est contrôlée en vitesse constante et la deuxième avec un profil trapézoïdal.

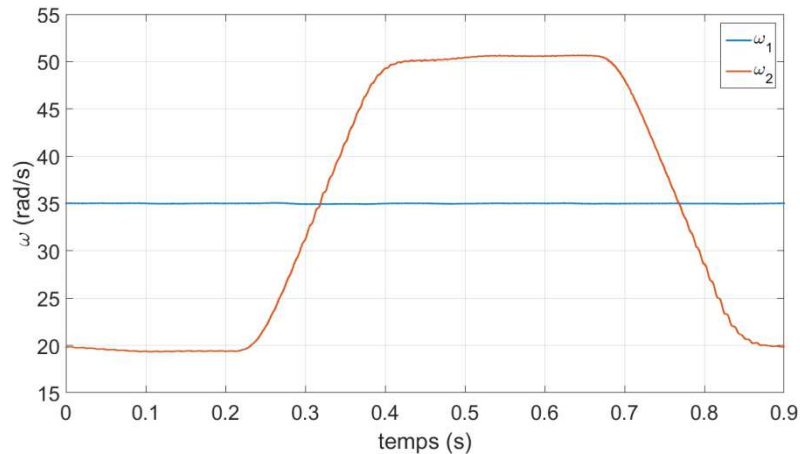


Figure 46 : Vitesses mesurées EXPERIMENTALEMENT des deux machines connectées en série pour un profil de vitesse où une machine est à vitesse variable.

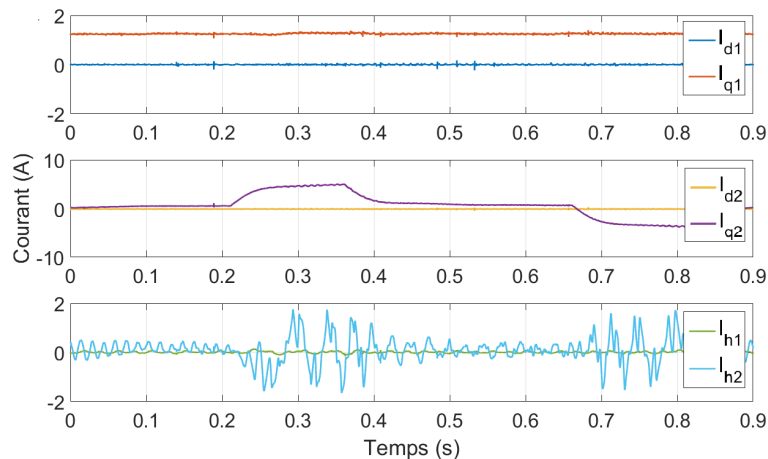


Figure 47 : Courants mesurés EXPERIMENTALEMENT des machines fictives pour un profil de vitesse où une machine est à vitesse variable.

La Figure 46 et la Figure 47 montrent l'indépendance de contrôle entre les machines. En effet, pour que le contrôle des deux machines soit indépendant l'un de l'autre, la variation de couple ou de vitesse sur une machine ne doit pas influencer l'évolution de la vitesse et du couple de l'autre machine. Cette condition est vérifiée par la Figure 46 et la Figure 47 qui présentent, respectivement, les vitesses mesurées et le composant  $I_q$  de chaque machine fictive.

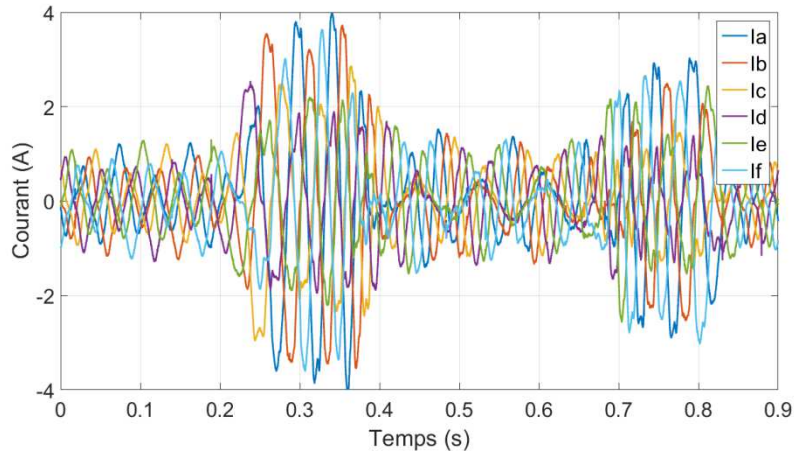


Figure 48 : Courants de phase mesurés EXPERIMENTALEMENT pour un profil de vitesse où une machine est à vitesse variable.

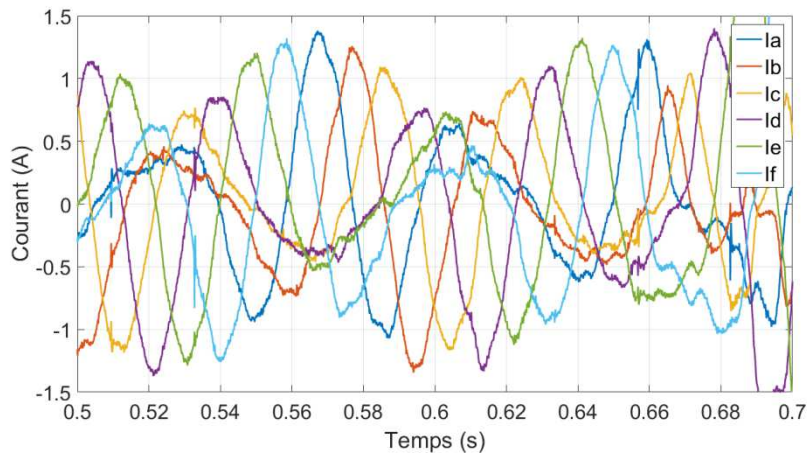


Figure 49 : Zoom sur les courants mesurés EXPERIMENTALEMENT pour un profil de vitesse où une machine est à vitesse variable.

La Figure 48 présente les courants de la structure relatifs au profil de vitesse présenté sur la figure 5. La Figure 49 est obtenue en zoomant sur la Figure 48. Sur celle-ci, il est plus visible que les courants n’ont pas l’allure habituelle, comme celle obtenue sur la topologie standard Pont-H (Figure 43). Les courants ne sont pas équilibrés et deux composantes se superposent, dont les fréquences fondamentales sont liées à la différence de vitesse électrique de chaque machine. Ces courants peuvent être obtenus analytiquement à partir des expressions (Eq. 25) et (Eq. 26).

$$[I_{ref}] = [C_6] \begin{bmatrix} I_{\alpha 1} \\ I_{\beta 1} \\ I_{\alpha 2} \\ -I_{\beta 2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [C_6] \begin{bmatrix} I_{\alpha 1} \\ I_{\beta 1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + [K][C_6] \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ I_{\alpha 2} \\ I_{\beta 2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 25})$$

$$[I_{ref}] = \begin{bmatrix} I_1 \cos(\omega_1 t) + I_2 \cos(\omega_2 t + \phi) \\ I_1 \cos\left(\omega_1 t + \frac{2\pi}{6}\right) - I_2 \cos\left(\omega_2 t + \frac{2\pi}{6} + \phi\right) \\ I_1 \cos\left(\omega_1 t + \frac{4\pi}{6}\right) + I_2 \cos\left(\omega_2 t + \frac{4\pi}{6} + \phi\right) \\ I_1 \cos\left(\omega_1 t + \frac{6\pi}{6}\right) - I_2 \cos\left(\omega_2 t + \frac{6\pi}{6} + \phi\right) \\ I_1 \cos\left(\omega_1 t + \frac{8\pi}{6}\right) + I_2 \cos\left(\omega_2 t + \frac{8\pi}{6} + \phi\right) \\ I_1 \cos\left(\omega_1 t + \frac{10\pi}{6}\right) - I_2 \cos\left(\omega_2 t + \frac{10\pi}{6} + \phi\right) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 26})$$

### 2.3.3. Définition du point de fonctionnement critique pour les topologies HIMM et RIMM

Le point de fonctionnement le plus critique pour les topologies en série est celui où les deux machines fonctionnent en même temps. Les (Eq. 1) et (Eq. 2) (Section 1.2), représentant le fonctionnement de l'application aérospatiale TVC, ont montré que le fait d'augmenter la vitesse de la machine électrique d'un vérin, réduit celle de l'autre. Pour cela, un maximum d'effort commun est atteint quand les deux machines tournent à la même vitesse. Donc, l'inclinaison est toujours maximale ( $\theta=6^\circ$ ), mais sa direction ( $\phi$ ) est d'un angle égal à  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$  ou  $315^\circ$ .

Ces quatre points de fonctionnement peuvent être séparés en deux cas de figure :

- les deux machines tournent dans le même sens, en sens horaire par exemple ;
- chaque machine tourne dans un sens différent : une machine tournant en sens horaire alors que l'autre tourne en sens antihoraire ;

Pour cela deux points de fonctionnement sont pris en compte pour la suite. La valeur de référence du couple ou de  $I_q$  est proportionnelle à la vitesse.

Le Points de fonctionnement 1 (PF1) et 2 (PF2) sont respectivement définis par les valeurs suivantes :

TABLEAU VIII : Valeurs référents aux points de fonctionnement PF1 et PF2

Point de Fonctionnement	PF1	PF2
$\theta$	$6^\circ$	
$\phi$	$45^\circ$	$315^\circ$
$\Omega_{1REF}$	$35,35 \text{ rad/s}$	
$\Omega_{2REF}$	$35,35 \text{ rad/s}$	$-35,35 \text{ rad/s}$
$I_{q1REF}$	$1,0 \text{ A}$	
$I_{q2REF}$	$1,0 \text{ A}$	$-1,0 \text{ A}$

En mode normal les différences entre les topologies HIMM et RIMM sont négligeables, pour cela seules les valeurs relatives à la topologie RIMM sont présentées ici. Les graphiques de la Figure 50 à la Figure 53 présentent les courants et les références de tension pour les deux points de fonctionnement.

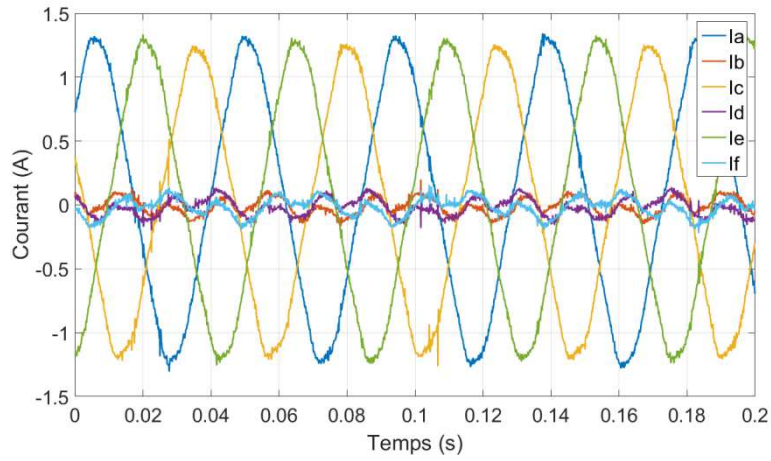


Figure 50: Courants mesurées EXPERIMENTALEMENT de la topologie RIMM pour PF1.

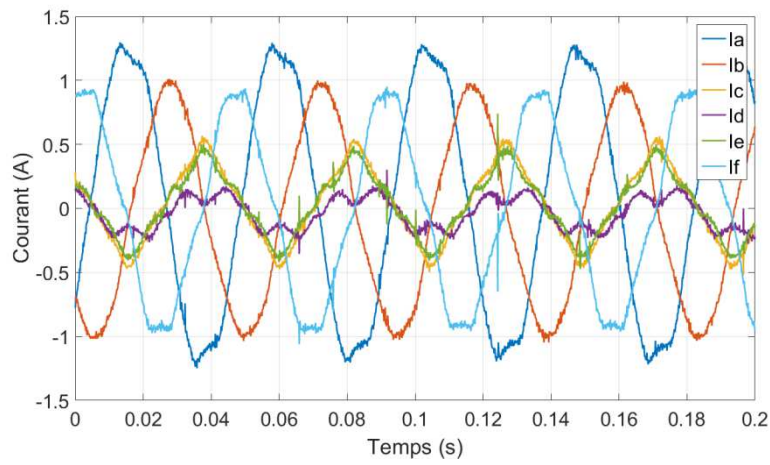


Figure 51 : Courants mesurés EXPERIMENTALEMENT de la topologie RIMM pour PF2.

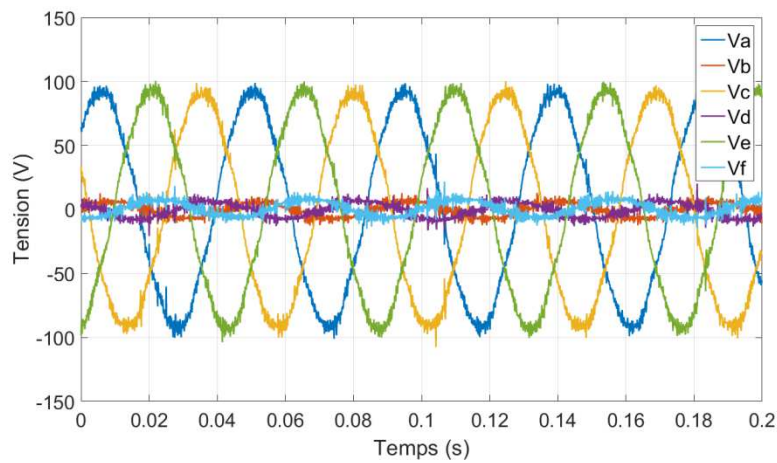


Figure 52: Tensions de référence obtenues EXPERIMENTALEMENT de la topologie RIMM pour PF1.



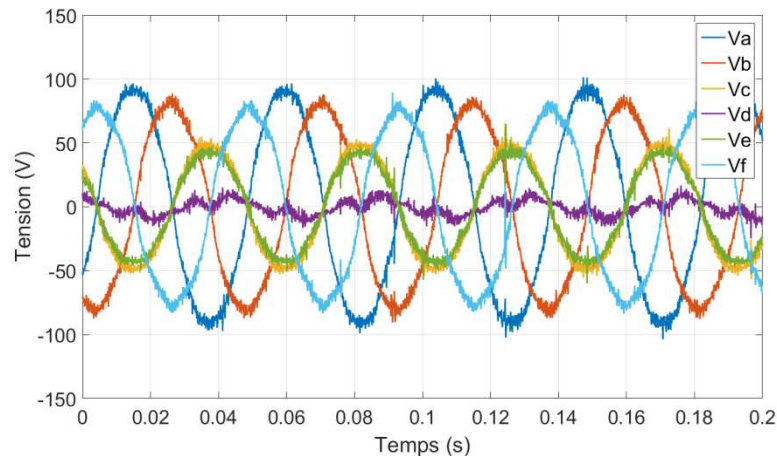


Figure 53 : Tensions de référence obtenues EXPERIMENTALEMENT de la topologie RIMM pour PF2.

Le fait que les courants soient une combinaison des courants nécessaires pour entraîner chaque machine implique cette différence entre les deux points de fonctionnement. Les courants de référence pour entraîner la machine 1 et machine 2 sont respectivement notés  $[I_{\alpha\beta 1}]$  et  $[I_{\alpha\beta 2}]$ .

En reprenant l'(Eq. 25) et l'(Eq. 26) de courant de phase en fonction des composants  $\alpha\beta$  entraînant chaque machine, lorsque les deux machines tournent à la même vitesse, les courants des phases A, C et E simplement se somment, alors que celles des phases B, D et F se soustraient en raison de connexions directes ou inversés entre les phases. En fonction des amplitudes de courant ( $[I_1]$  et  $[I_2]$ ) et des déphasages électriques entre les FEM des deux machines ( $\phi$ ) (Eq. 26), il est possible d'annuler les courants des 3 parmi les 6 phases, ce qui explique les résultats obtenus en Figure 50. Dans ce cas,  $[I_1]$  et  $[I_2]$  ont la même valeur et le déphasage électrique entre les FEM de deux machines est nul. Un déphasage de  $\phi$  égal à  $180^\circ$  génère le même effet, mais annule les courants des trois autres phases. Si une telle combinaison de facteurs est possible, elle représente un cas peu probable étant donné que les turbulences « aléatoires » autour d'une fusée génèrent des mouvements eux aussi « aléatoires » entre les deux vérins. De plus, cette situation peut être évitée par un contrôle du déphasage électrique entre les machines afin que celui-ci vaille  $90^\circ$  ou  $270^\circ$ , c'est-à-dire une valeur qui génère une distribution homogène de la puissance entre les six phases comme le montre la Figure 54. Ce contrôle est détaillé dans l'annexe 5.3.

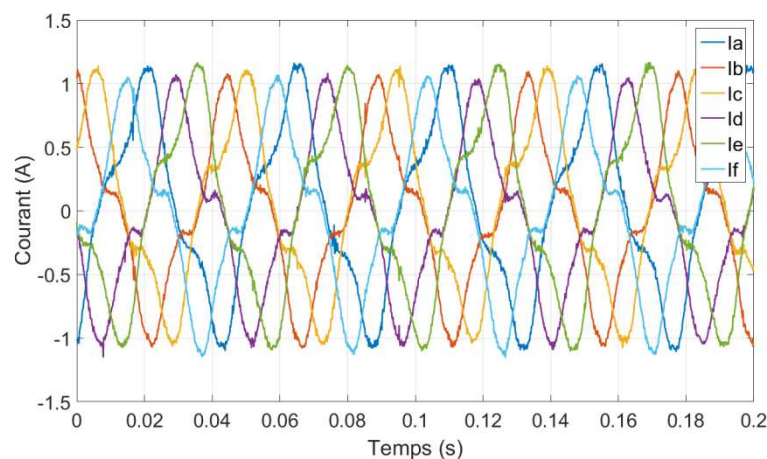


Figure 54: Courants de la topologie RIMM pour PF1 avec un contrôle du déphasage électrique entre les machines.

Quand les vitesses sont rigoureusement de même valeur mais de sens opposés, le courant d'une seule phase peut être nul. Par exemple, dans le cas de la topologie RIMM avec le point de fonctionnement PF2 présenté sur la Figure 51,  $I_1$  est égale à  $I_2$  et le déphasage  $\phi$  égal à  $\pi$ . Ces conditions annulent le courant de la phase D, il vient alors que le courant de la phase A soit le double du courant nécessaire pour entraîner une seule machine. Différents déphasages électriques entre les machines peuvent annuler le courant d'autres phases puisque lorsque le courant d'une phase est nul celui de la phase électriquement déphasé de  $\pi$  est le plus élevé. Ainsi, la Figure 53 montre que le courant et la tension de référence de la phase D sont presque nuls tandis que ceux de la phase A sont les plus élevés.

Malgré les différences entre les points de fonctionnement PF1 et PF2, les valeurs crêtes du courant et de la référence de tension sont identiques. Puisque la situation la plus contraignante pour PF1 peut être évitée par un contrôle du déphasage électrique entre les machines, qui a été expérimentalement implémenté, la comparaison avec la topologie Pont-H ainsi que les essais en mode dégradé sont réalisés avec chaque machine tournant dans un sens différent (PF2).

### 2.3.4. Comparaison du dimensionnement de l'onduleur pour les topologies en mode normal

Le graphique ci-dessous compare les tensions de référence crête, courant crête mesuré et dimensionnement de l'onduleur entre les trois topologies (TABLEAU IX et Figure 55).

TABLEAU IX : Dimensionnement des trois topologies.

	$I_{MAX}$ (PU)	$V_{MAX}$ (PU)	$P_{dim}$ (PU)
Pont-H	1,00	1,00	1,00
HIMM	1,23	1,27	0,78
RIMM	1,00	1,35	0,68

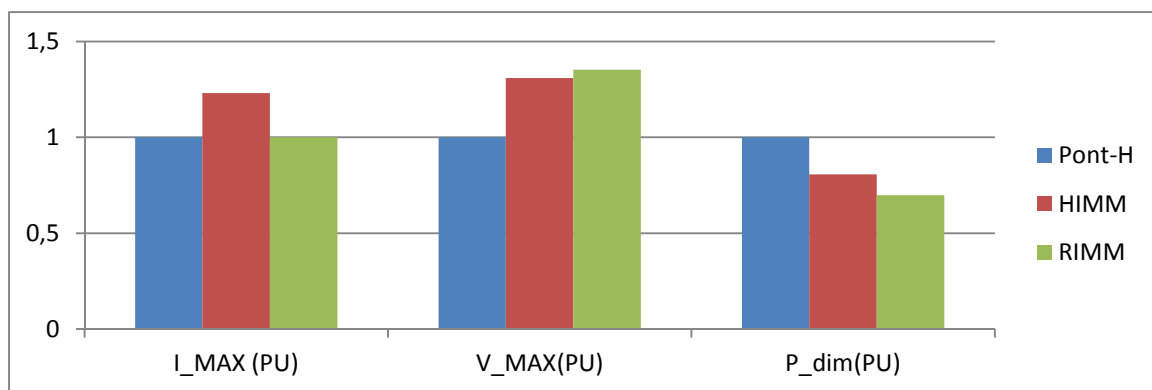


Figure 55 : Comparaison des trois topologies en dimensionnement

Théoriquement, l'amplitude du courant des topologies en série devrait être  $\sqrt{2}$  ( $\approx 1,41$ ) fois plus élevée que celle de la topologie Pont-H. Cependant, le courant  $I_{h1}$  de la topologie RIMM est nul et la mise en série des HIMM et RIMM réduit également les courants homopolaires. En conséquence, le courant max de la topologie RIMM est similaire à celui du Pont-H et le courant de la topologie HIMM n'est que 23% plus élevé au lieu de 41% prévu.

La tension de référence des topologies en série est 35% plus élevée que celle du Pont-H, ce qui est plus proche de la valeur attendue autour de 41% à faible charge. Cette valeur est principalement due à la valeur de la FEM équivalente du système en série. La valeur maximale de la FEM générée par chaque machine en série vaut environ 0,71 fois celle générée par la machine de la topologie Pont-H, étant chaque topologie sur le point de fonctionnement défini précédemment. Connecter les deux machines en série implique l'existence d'une FEM équivalente dont la valeur maximale est deux fois celle générée pour chaque machine et 41% plus élevée que celle générée par la machine de la topologie Pont-H dont la vitesse n'est pas nulle.

Le dimensionnement en mode normal ne sert qu'à quantifier le « surdimensionnement » de l'onduleur, parce que celui-ci est défini par le mode dégradé. Cependant, il montre que les topologies HIMM et RIMM sont intéressantes, même dans le cas d'une application qui ne nécessite pas de fonctionner en mode dégradé. La puissance de dimensionnement de l'onduleur est réduite de 22% pour la topologie HIMM et de 32% pour la topologie RIMM (Figure 55) par rapport à celle de la topologie Pont-H. En effet, la réduction de la moitié de transistors pour les topologies est plus élevée que l'augmentation du dimensionnement de chacun des transistors.

En prenant en compte une machine dont les courants homopolaires seraient naturellement nuls, les trois topologies seraient équivalentes au niveau du dimensionnement de l'onduleur avec un léger avantage pour la topologie Pont-H.

### 2.3.5. Comparaison des pertes Joule des topologies en mode normal

Les pertes Joule n'ont pas été présentées précédemment, mais elles sont directement liées aux courants obtenus car les résistances des phases des machines et des transistors sont considérées comme connues. Puisque les courants des phases n'ont pas tous la même amplitude, les pertes Joule ont été estimées avec le calcul de la valeur RMS de chaque phase sur deux périodes.

Le TABLEAU X et la Figure 56 comparent les pertes Joule totales, par machine et par bras d'onduleur. Bien que les pertes totales donnent une vision globale du système, le dimensionnement des dissipateurs est dans certains cas opéré indépendamment au niveau de chaque machine et de chaque transistor.

Puisque les transistors ne dissipent pas tous la même quantité d'énergie en raison de la différence d'amplitude de courant entre les phases, le critère « Pertes par Transistor » est défini par la valeur du transistor qui dissipe le plus d'énergie. En revanche, le critère « pertes par onduleur » présente les pertes totales au niveau de l'onduleur. Par conséquent, ceci n'est pas simplement obtenu avec le produit des pertes par transistors et du nombre de transistors.

TABLEAU X : Comparaison des trois topologies en pertes Joule

	Pertes par Transistor (PU)	Pertes Onduleur (PU)	Pertes par Machine (PU)	Pertes Machines (PU)	Pertes Totales (PU)
Pont-H	0,01	0,21	0,80	0,80	1,00
HIMM	0,02	0,21	0,81	1,62	1,83
RIMM	0,01	0,19	0,75	1,49	1,68

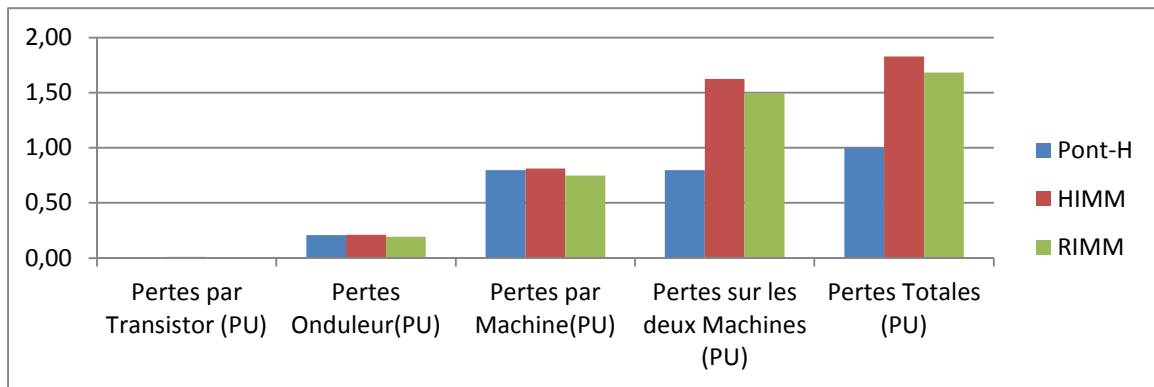


Figure 56 : Comparaison des trois topologies en pertes Joule.

La mise en série de deux machines implique que le courant nécessaire pour entraîner une machine traverse les deux machines, générant ainsi plus de pertes. Ceci peut être confirmé par comparaison des pertes sur les deux machines et des pertes par machine. En conclusion, les pertes sur les deux machines des topologies en série sont plus élevées, mais seulement parce que les deux machines dissipent de l'énergie en même temps. En comparant les pertes au niveau de l'onduleur, du transistor et de la machine, la différence entre les trois topologies est négligeable.

## 2.4. Comparaison des trois topologies choisies en modes dégradés

La comparaison en mode dégradé a les objectifs suivants :

- dimensionner l'onduleur ;
- obtenir les pertes Joule pour chaque machine ;
- évaluer l'amplitude du couple pulsatoire ;

Comme mentionné précédemment, les onduleurs doivent être dimensionnés pour un fonctionnement en mode dégradé, ce qui signifie que le système est surdimensionné pour un fonctionnement en mode normal. Dans l'application étudiée, il est souhaité que le système délivre en mode dégradé la même puissance qu'en mode normal. La réduction de puissance en mode dégradé pourrait compromettre la mission spatiale. Dans un premier temps, l'analyse est réalisée pour un cas où la commande fonctionne exactement de la même façon, soit en mode normal, soit en mode dégradé.

Une estimation des pertes Joule en mode dégradé est également réalisée en mode dégradé. Cependant, ce critère est moins contraignant pour le système que la puissance de dimensionnement de l'onduleur. Les pertes Joule peuvent nuire au système si elles n'arrivent pas à être évacuées au cours de la mission. Dans ce cas, même si le système n'est pas dimensionné pour une telle dissipation d'énergie, l'indisponibilité du système dépend de sa constante de temps thermique. Si celle-ci est assez longue, il est possible que le système puisse fonctionner jusqu'à la fin de la mission, puis perdu. Ceci est commun dans le domaine aérospatial dont plusieurs éléments ne fonctionnent que lors d'une mission. En prenant en compte la dissipation d'énergie du système en mode dégradé lors du dimensionnement du système, il est tolérant aux défaillances même si la panne survient au début de la mission.

L'ondulation du couple fournit un indice de la performance du système en mode dégradé. Cette ondulation est due au déséquilibre des courants de la machine. Cependant, il n'est pas évident de définir un seuil limite du couple pulsatoire, parce que l'impact sur le système dépend aussi de son inertie.

L'analyse en mode dégradé est effectuée dans un premier temps en simulation et prend en compte les points de fonctionnement les plus critiques pour chaque topologie, ainsi que les modes de défaut considérés comme étant les plus courants et critiques pour le dimensionnement de l'onduleur.

Tous les essais en mode dégradé ont été réalisés à vitesse constante et les calculs du dimensionnement de l'onduleur, des pertes Joule et du couple pulsatoire ont été réalisés en régime permanent. Les possibles dépassements en régime transitoire sont donc négligés.

### 2.4.1. Modes de défauts

Un entraînement électrique est candidat à différents types de défaillances au niveau de la machine, de l'onduleur et de la commande. Afin de pouvoir lister toutes les fautes possibles, il est nécessaire de répertorier dans un premier temps les éléments qui composent le système et leur fonctions (TABLEAU XI).

TABLEAU XI : Liste de composants du système TVC et leur fonction.

Composant	Description de la fonction
EMA	Créer un mouvement de translation
MSAP	Générer une force motrice
Transistors	Alimenter la machine en AC
Bus DC	Alimenter l'onduleur
Capteur de position	Mesurer la position du rotor de la machine
Capteur de courant	Mesurer les courants
Calculateur	Réguler l'inclinaison de la tuyère
	Réguler les courants des machines
	Calculer les rapports cycliques et envoyer à l'onduleur

Le taux de défaillance du composant peut être obtenu de différentes façons :

- Par calcul (ex : guide FIDES pour des éléments électroniques) ;
- Dans livres ou articles ;
- Retour d'expérience de l'entreprise ;

Le taux de défaillance du composant comprend tous les défauts qu'un seul composant peut subir. Le facteur de contribution correspond à la contribution du taux de défaillance de chaque défaut au taux de défaillance du composant. Ce facteur de contribution est obtenu par les mêmes moyens que ceux listés pour le taux de défaillance du composant. Le taux de défaillance et le facteur de contribution dépendent tous les deux des plusieurs données spécifiques concernant le profil d'utilisation et sa fabrication.

TABLEAU XII : Taux de défaillance par défaut ([14], [37] et [57]).

No. du défaut	Composant	Fonction	Mode de défaut	Causes du défaut	TAUX DE DEFAILLANCE			EFFETS DU DEFAUT		
					Taux de défaillance du composant ( $\lambda$ )	Facteur de contribution (%)	Taux de défaillance de la mission	Effets locaux	Effets sur le système	Gravité du défaut
FL1	Moteur Electrique	Générer force électromotrice	Perte du roulement de la machine	Usage mécanique	3,16E-06	95%	3,00E-06	Blocage de la machine	Perte du système	MAJEUR
FL2			Ouverture d'une phase	Perte de la connexion ou ouverture de la protection	3,16E-06	5%	1,58E-07	Une phase non alimenté et déséquilibre des autres	PAS d'effet majeur	-
FL3	Transistors	Alimenter la machine en tension alternative.	Ouverture du transistor	Perte du driver, surcharge	8,55E-05	55%	4,70E-05	Déséquilibre des tensions générées	PAS d'effet majeur	-
FL4			Transistor court-circuité	Emballement thermique, faute du driver	8,55E-05	45%	3,85E-05	Déséquilibre des tensions générés et augmentation du courant de la phase dégradé	PAS d'effet majeur	-
FL5	Capteur de Position	Mesurer la position de la roue	Perte du capteur	Surtension, vibration	4,90E-06	100%	4,90E-06	Le calculateur ne peut pas utiliser cette donnée	Perte du système	MAJEUR
FL6	Capteur de Courant	Mesurer le courant	Perte du capteur	Surtension, vibration	1,00E-09	100%	1,00E-09	Déséquilibre des tensions générés et augmentation du courant de la phase dégradé	PAS d'effet majeur	-
FL7	Calculateur	Réguler la position de la roue	Perte du calculateur	Perte des composants, vibration	1,30E-05	100%	1,30E-05	Pas d'alimentation du système	Perte du système	MAJEUR
		Réguler les courants des machines.								
		Calculer les rapports cycliques								
FL8	Bus DC + Câblage	Alimenter l'onduleur	Perte de la source	Court-circuit de la source, vieillissement	1,20E-05	100%	1,20E-05	Moins de tension disponible (RIMM), Pas de tension disponible (Pont-H et HIMM)	PAS d'effet majeur (RIMM) Perte du système (Pont-H et HIMM)	-

Le TABLEAU XII présente les principaux défauts pour chaque composant de l'entraînement du système TVC. Pour chaque défaut, des données comme le taux de défaillance, causes et conséquences sont présentées. Toutes les données sont inhérentes à un composant et ne prennent pas en compte leur nombre dans le système. Ainsi, afin d'avoir la participation finale de chaque défaut dans le système en entier, il faut dessiner l'arbre de défaillance de chaque topologie ; celles-ci sont présentés dans l'annexe 5.4. Le TABLEAU XII permet de définir les défaillances les plus importantes pour l'analyse réalisée dans cette étude. Les données numériques ont été obtenues sur [14], [37] et [57].

Les défauts les plus courants qui impactent le plus le dimensionnement de l'onduleur sont ceux qui génèrent un déséquilibre des courants ou des tensions d'alimentation. Cette situation peut être atteinte par différents défauts en différents composants du système TVC. Parmi les défauts les plus courants dans un système onduleur-machine, trois ont été répertoriés, parmi lesquels seulement deux sont analysés en détail :

- Court-circuit d'un transistor ;
- Ouverture d'une phase ;

Le troisième défaut qui peut également impacter le dimensionnement de l'onduleur est l'ouverture d'un transistor. Cependant, le comportement du système lors de ce type de défaut est similaire à celui d'une ouverture de phase et a donc moins de conséquence non désirée. Lors d'une ouverture de phase, le courant de phase défaillante est nul. Lors d'une ouverture de transistor, le courant n'est nul que pendant une demi-période électrique, celle où le transistor défaillant était censé conduire du courant. Finalement, l'augmentation de l'amplitude de courant et de tension serait théoriquement toujours plus faible que pour une ouverture de phase.

#### A. Court-circuit du transistor

Le court-circuit se caractérise par le blocage d'un transistor à l'état fermé. Afin de protéger la source de tension, l'autre transistor du même bras est bloqué à l'état ouvert comme le montre la Figure 57. Concernant cette protection de la source, certains entraînements qui commandent des bras d'onduleur ont l'intelligence pour le faire automatiquement. Dans cette étude, la protection de la source est considérée comme étant déjà acquise.

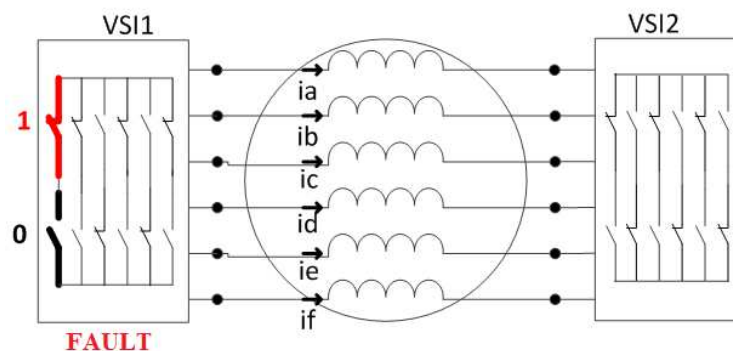


Figure 57 : Schéma d'un court-circuit pour une machine alimentée en Pont-H.

Le court-circuit est simulé par le blocage d'un bras d'onduleur à une position précise, malgré le signal envoyé par la commande. En expérimentation, ce défaut est également créé en imposant une

position fixe à un bras d'onduleur malgré la commande, c'est-à-dire avec un transistor toujours fermé et le second transistor du même bras toujours ouvert.

### B. Ouverture d'une phase

L'ouverture d'une phase consiste en la non-alimentation d'une phase de la machine. Les causes de cette ouverture de phase peuvent être au niveau de l'onduleur ou de la machine.

En simulation, l'ouverture de phase est simulée par l'ouverture d'un transistor connecté en série avec les phases des machines. Lorsque ce transistor est à l'état fermé sa résistance est négligeable. Une fois ouvert, sa résistance devient très élevée par rapport à la résistance des machines. Expérimentalement, ce défaut est réalisé en ouvrant manuellement le circuit d'une des phases.

## 2.4.2. Comportement de la topologie Pont-H en mode dégradé

### A. Défaut de court-circuit pour la topologie Pont-H

La Figure 58, la Figure 59 et la Figure 60 montrent les courants et les tensions de référence de la topologie Pont-H lors d'un défaut de court-circuit obtenus en simulation.

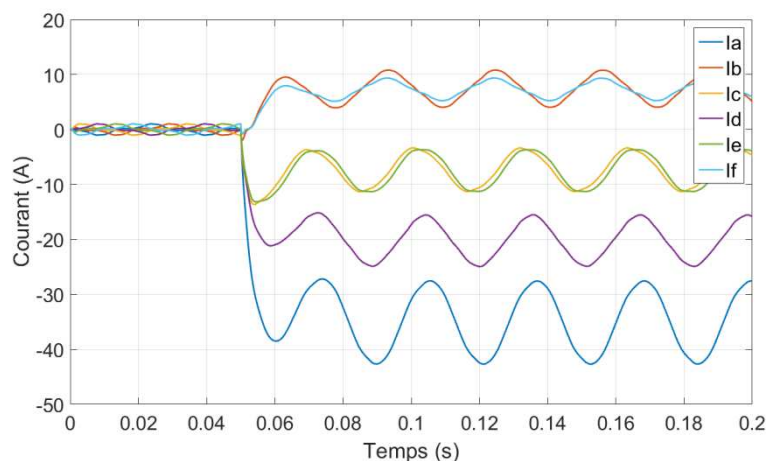


Figure 58 : Courants de la topologie Pont-H en court-circuit obtenus en SIMULATION.

L'amplitude du courant pour la topologie en Pont-H lors d'un court-circuit est trop élevée pour reproduire l'essai expérimentalement. La Figure 58 montre que l'amplitude de courant atteint 43A, soit 33,9 PU, alors que le courant de la machine ne peut pas dépasser 10,0A (7,7PU). Cette valeur élevée est atteinte à cause des courants homopolaires.

Lors d'un défaut de court-circuit, les transistors du bras en défaut ne commutent plus. Par conséquent, la phase défaillante subit une tension presque constante, très proche de la tension du bus DC. Le courant de la phase en défaut possède une composante continue assez proche de la valeur de la tension du bus divisée par les résistances du système (résistance des bobines et des transistors). Puisque ces résistances sont normalement faibles afin de réduire les pertes par effet Joule du système, la composante constante est donc assez élevée. Cet effet peut être perçu en examinant les courants des machines fictives en mode dégradé (Figure 59).



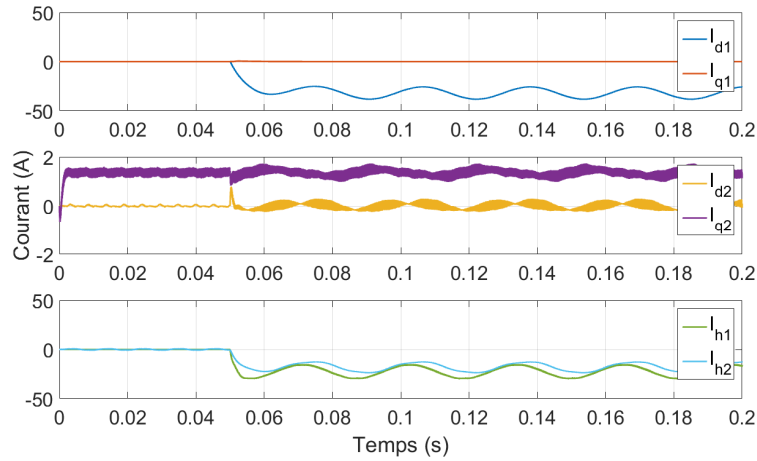


Figure 59 : Courants des machines fictives de la topologie Pont-H en court-circuit obtenus en SIMULATION.

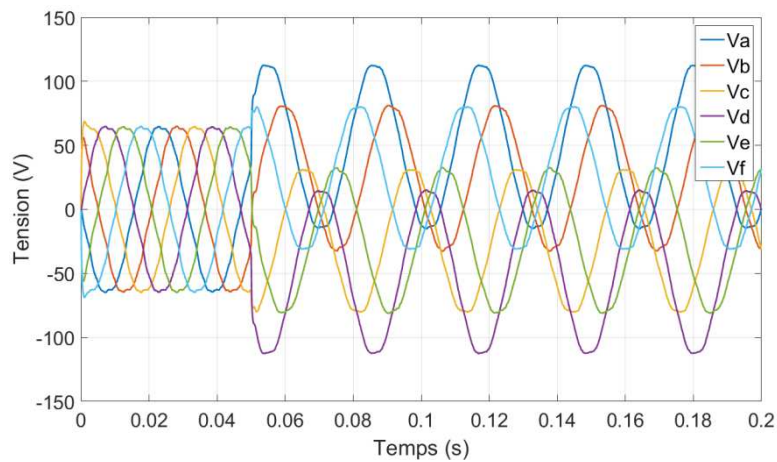


Figure 60 : Références de tension de la topologie Pont-H en court-circuit obtenues en SIMULATION.

En analysant les tensions de référence du système, la Figure 60 montre que les références de tension deviennent très déséquilibrées à cause du court-circuit. La référence de la phase D, par exemple, atteint la valeur de la tension du bus.

*B. Défaut d'ouverture de phase pour la topologie Pont-H*

Un autre type de défaut étudié est celui de l'ouverture d'une phase. Puisque la valeur crête des courants obtenue en simulation (Figure 61) est plus faible, il a été possible de reproduire l'essai expérimentalement (Figure 62).

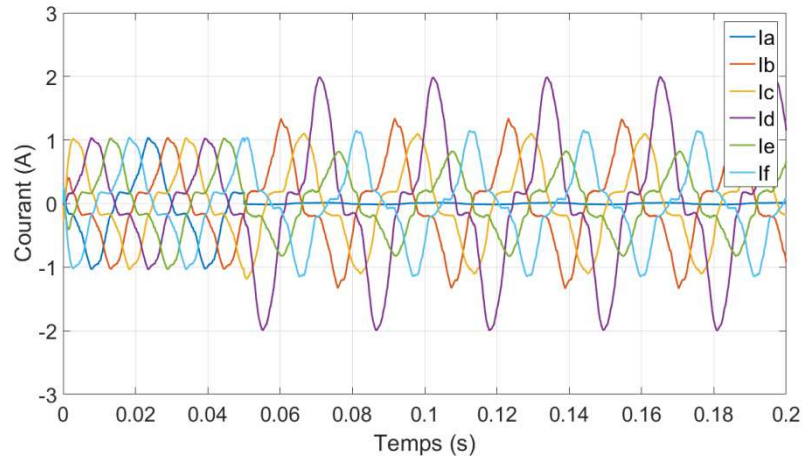


Figure 61 : Courants de la topologie Pont-H lors d'une ouverture de phase obtenus en SIMULATION.

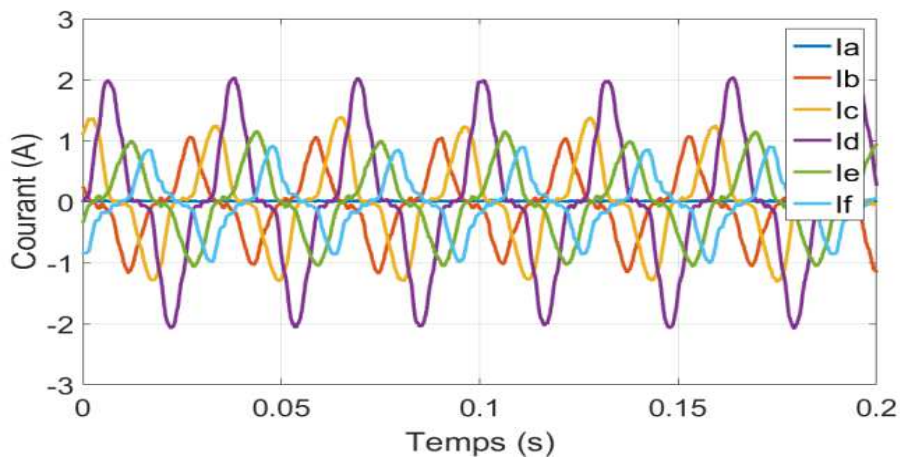


Figure 62 : Courants mesurés expérimentalement de la topologie Pont-H lors d'une ouverture de phase.

L'ouverture de phase est visible par le courant de la phase en défaut qui devient nul (la phase A dans le cas présenté). La phase dont le courant est le plus élevé est donc la phase D, celle qui est électriquement déphasée de  $\pi$ . Puisqu'en mode normal la machine est à 6 phases symétrique, le couple généré par les phases A et D est en phase. Ainsi, suite à la perte d'une des phases, l'autre doit générer le couple pour les deux. Par conséquent, la valeur crête à crête du courant de la phase D est à peu près deux fois celle obtenue en mode normal.

En comparant les résultats expérimentaux à ceux en simulation il est possible de voir un comportement très similaire avec une erreur de moins de 8% concernant la valeur maximale.

### C. Couple en mode dégradé pour la topologie Pont-H

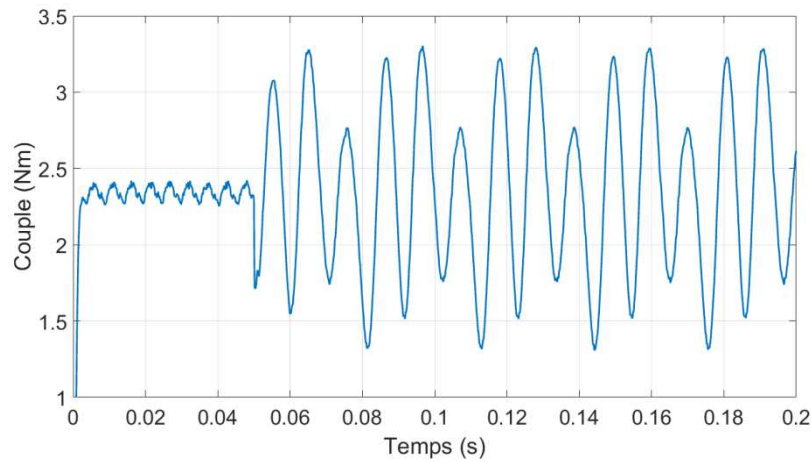


Figure 63 : Couple généré en SIMULATION lors d'un court-circuit pour la topologie Pont-H.

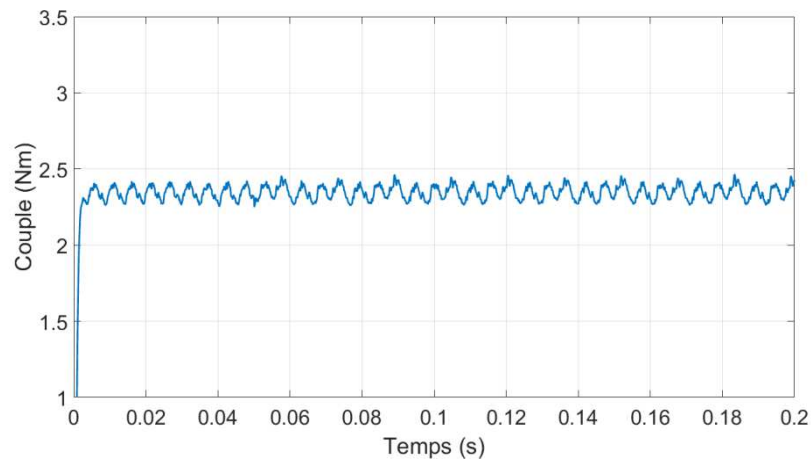


Figure 64 : Couple généré en SIMULATION lors d'une ouverture de phase pour la topologie Pont-H.

L'ondulation de couple pour un court-circuit (Figure 63) est beaucoup plus élevée que pour une ouverture de phase (Figure 64). Le couple pulsatoire lors d'un défaut de court-circuit est dû à deux facteurs principaux : d'un côté, l'ondulation du composant de courant  $I_q$  de la machine principale, à cause de saturation des correcteurs, et de l'autre, la valeur assez élevée du courant  $I_{h2}$  (Figure 59). Lors d'un défaut de court-circuit, le courant  $I_{h1}$  est plus élevé qu'en mode normal, mais, du fait que les harmoniques des FEM soient assez faibles, l'impact du défaut sur le couple généré passe presque inaperçu.

### 2.4.3. Comportement de la topologie HIMM en mode dégradé

#### A. Définition de la localisation du défaut la plus contraignante pour le dimensionnement de l'onduleur de la topologie HIMM

Contrairement à la topologie Pont-H, lors d'un fonctionnement en PF2<sup>10</sup>, les courants de la topologie HIMM ne sont pas équilibrés, même en mode normal, c'est-à-dire que l'amplitude du courant varie conséquemment d'une phase à l'autre (Figure 51). Cela est dû au fait que les courants contribuent à la création du couple de chacune des machines couplées en série, comme le soulignent l'(Eq. 15). Il faut donc analyser l'impact de la phase en défaut sur le dimensionnement de l'onduleur pour le point de fonctionnement défini dans le chapitre précédent.

Un défaut peut parvenir sur n'importe laquelle des 6 phases du système. Ainsi cette pré-analyse consiste à comparer la puissance de dimensionnement pour un défaut survenant sur chacune des phases. En raison de la symétrie de la machine et du point de fonctionnement défini pour le dimensionnement de l'onduleur, l'analyse peut être réalisée entre 4 phases (au lieu de 6). En effet, les phases B et F ont toutes les deux la même amplitude de courant en mode normal et sont toutes les deux déphasées de  $\pm 2\pi/6$  par rapport à la phase A, c'est-à-dire celle dont le courant crête est le plus élevé avant le défaut. Par conséquent, il est attendu d'avoir des résultats similaires lors d'un défaut sur la phase B ou sur la phase F. Pour les mêmes raisons, le comportement du système ne diffère pas entre un défaut sur la phase C ou sur la phase D.

Le TABLEAU XIII et la Figure 65 présentent donc les valeurs obtenues pour les deux défauts sur les phases A, B, C et D en simulation.

TABLEAU XIII : Valeurs crête de courant et tension obtenus en SIMULATION pour chaque localisation du défaut.

	Court-Circuit			Phase Ouverte		
	$I_{MAX}$ (PU)	$V_{MAX}$ (PU)	$P_{dim}$ (PU)	$I_{MAX}$ (PU)	$V_{MAX}$ (PU)	$P_{dim}$ (PU)
Phase A	21,15	3,21	33,91	1,05	1,18	0,62
Phase B	20,08	2,94	29,52	1,33	1,07	0,71
Phase C	18,31	2,28	20,87	1,29	1,07	0,69
Phase D	15,54	1,50	11,65	1,25	1,07	0,67

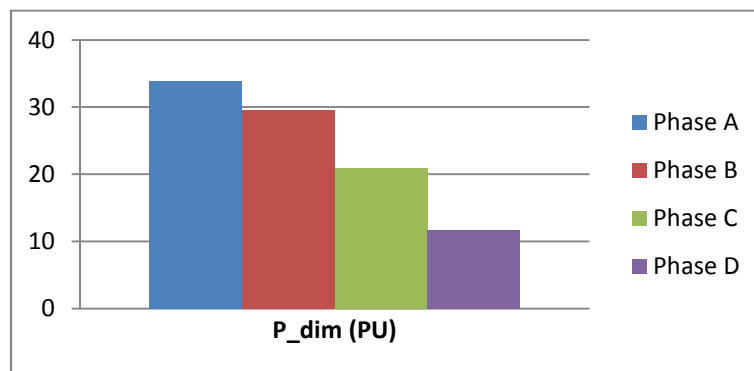


Figure 65 : Graphique Courant et Tension crête obtenus en SIMULATION pour chaque localisation du défaut.

<sup>10</sup> Le point de fonctionnement défini comme étant le plus critique pour le dimensionnement de l'onduleur pour les topologies HIMM et RIMM.

Il est évident que la puissance de dimensionnement du système est celle du défaut de court-circuit car les valeurs de courant et de tension de référence sont beaucoup plus élevées. Cependant, en analysant indépendamment chaque défaut, on constate que :

- un défaut sur la phase A est le plus contraignant pour un défaut de court-circuit ;
- un défaut sur la phase B (ou F) est le plus contraignant pour une ouverture de phase ;

Pour un court-circuit, les courants les plus élevés sont obtenus lorsque la phase qui a le courant le plus élevé en mode normal (la phase A dans ce cas (Figure 51)), est en défaut. Ceci est dû au fait que, similairement à la topologie Pont-H, une composante constante très importante s'ajoute à la phase en défaut.

Par contre, cela n'est pas le cas pour un défaut en phase ouverte. Dans ce cas, l'ouverture de la phase annule le courant de la phase défaillante. Afin de répondre à la consigne de  $I_d$  et  $I_q$  des machines principales et secondaires, des courants homopolaires alors se développent. Dans ce cas, il est possible de calculer analytiquement les valeurs de  $I_{h1}$  et  $I_{h2}$ , (Eq. 27) à (Eq. 31). Par exemple, si la phase B est ouverte, la valeur de référence de son courant ( $I_{Bref}$ ) est obtenue normalement. Puisque le courant doit être nul à cause de la faute, les valeurs des courants homopolaires sont les suivantes :

$$I_b = 0 = I_{bref} + \frac{1}{\sqrt{6}}I_{h1} - \frac{1}{\sqrt{6}}I_{h2} \quad (\text{Eq. 27})$$

$$I_{h1} - I_{h2} = -\sqrt{6}I_{bref} \quad (\text{Eq. 28})$$

Les courants homopolaires n'étant pas contrôlés, ils sont naturellement de même amplitude, dont la valeur est calculée comme suit :

$$I_{h1} = -I_{h2} = -\frac{\sqrt{6}}{2}I_{bref} \quad (\text{Eq. 29})$$

Cependant, puisque les valeurs des courants homopolaires sont symétriques entre eux, l'impact du défaut est nul sur les phases A, C et E (Eq. 30). Par conséquent les phases D et F sont les seules à compenser le défaut. L'équivalent se passe lorsque les phases A, C ou E sont ouvertes, aucun impact n'est aperçu sur les phases B, D et F (Eq. 31).

$$I_a = I_{aref} + \frac{1}{\sqrt{6}}I_{h1} + \frac{1}{\sqrt{6}}I_{h2} = I_{aref} \quad (\text{Eq. 30})$$

$$I_f = I_{fref} + \frac{1}{\sqrt{6}}I_{h1} - \frac{1}{\sqrt{6}}I_{h2} = I_{fref} - I_{fref} \quad (\text{Eq. 31})$$

En conclusion, le courant crête le plus élevé est celui de la phase F lors d'une ouverture de la phase B.

Pour la suite, le cas où un court-circuit survient sur un transistor de la phase A et celui où la phase B est ouverte sont analysés plus en détail.

*B. Défaut de court-circuit pour la topologie HIMM*

Les graphiques de la Figure 66 à la Figure 68 présentent les résultats obtenus en simulation pour un défaut de court-circuit, c'est-à-dire, un transistor bloqué à l'état fermé, pour la topologie HIMM.

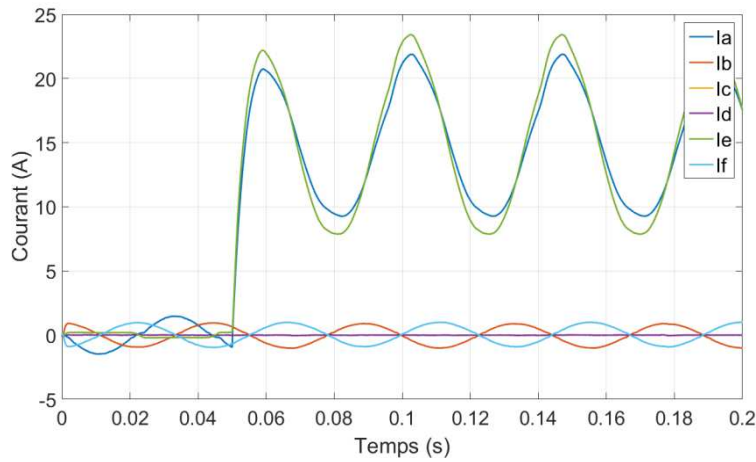


Figure 66 : Courants de phase obtenus en SIMULATION la topologie HIMM lors d'un court-circuit (phase A).

En analysant la Figure 66, une conclusion similaire à la topologie Pont-H est obtenue. En effet, ces deux topologies présentent le même problème lors d'un court-circuit, les courants homopolaires atteignant des valeurs très élevées (Figure 67). En conséquence, l'amplitude du courant de certaines phases est trop élevée et avec une composante continue très importante. En raison de ces valeurs de courant importantes dans certaines phases, il n'a pas été possible de reproduire les valeurs expérimentalement.

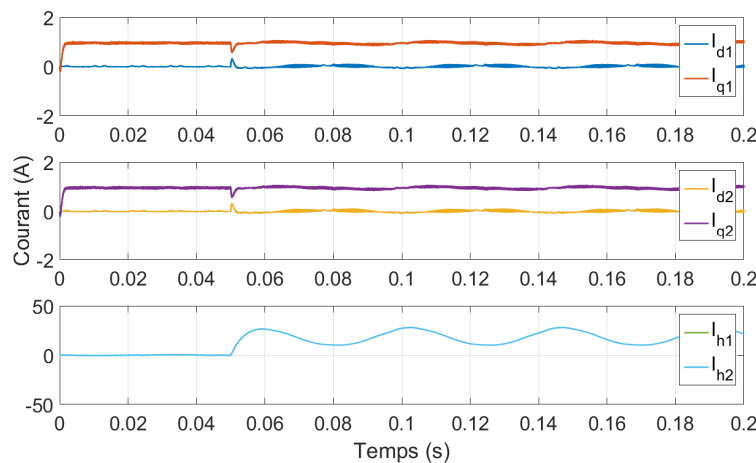


Figure 67 : Courants des machines fictives obtenus en SIMULATION de la topologie HIMM en court-circuit (phase A).

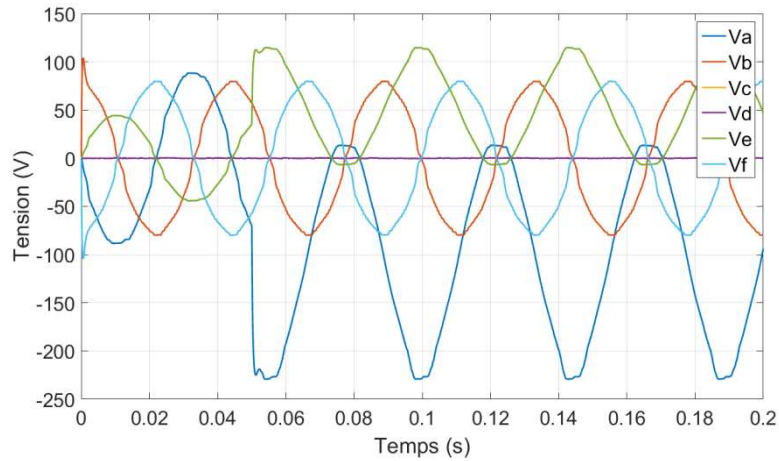


Figure 68 : Tensions de référence obtenues en SIMULATION de la topologie HIMM en court-circuit (phase A).

Concernant les tensions de référence, la seule tension qui dépasse la valeur du bus DC (200V) est celle de la phase en défaut. Par conséquent, le bras de la phase en défaut est saturé car il ne peut plus générer la tension demandée par la commande. Cependant, à cause du défaut, un des deux bras qui alimente la phase défaillante est incontrôlable et ne peut pas, dans tous les cas, alimenter la phase à la tension de référence. Pour cela, la valeur utilisée pour le dimensionnement de l'onduleur est la plus élevée observée parmi les bras sains.

C. Défaut d'ouverture de phase pour la topologie HIMM

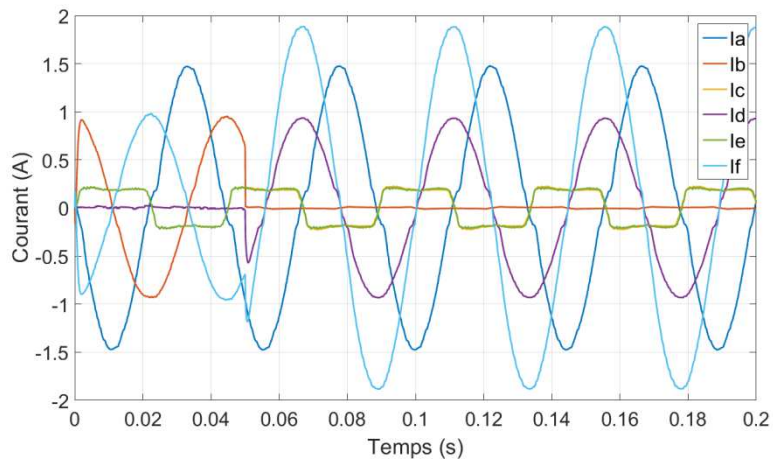


Figure 69 : Courants de phase obtenus en SIMULATION de la topologie HIMM lors de l'ouverture de la phase B.

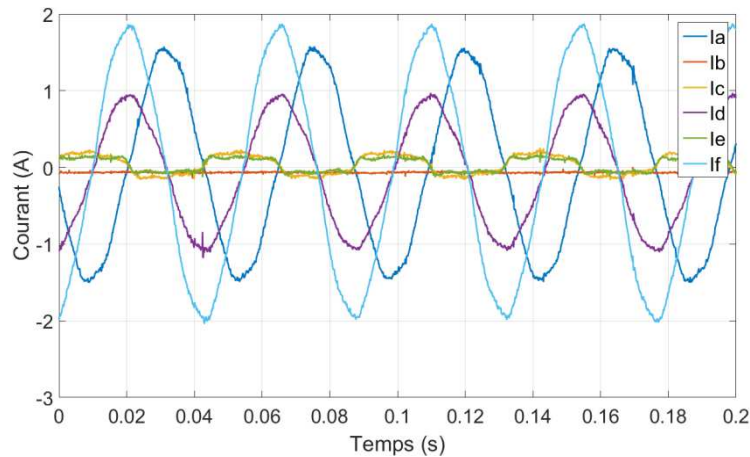


Figure 70 : Courants mesurés EXPERIMENTALEMENT de la topologie HIMM lors de l'ouverture de la phase B.

Concernant le défaut de phase ouverte, il est possible d'obtenir des résultats expérimentaux et les comparer avec ceux obtenus en simulation. Pour ce défaut, la phase B a été ouverte et la phase F est celle qui atteint les valeurs les plus élevées comme déjà présenté précédemment. Cette augmentation est principalement due aux courants homopolaires. Sur la Figure 71, il est possible de voir que l'impact du défaut sur les composants de courant des machines principale et secondaire est négligeable. Il est également important de souligner que, dans une situation de non-saturation des correcteurs, les courants homopolaires et, par conséquent, les courants des phases dépendent, en mode dégradé, de la commande, comme ceci a été montré analytiquement sur l'(Eq. 27) à l'(Eq. 31).

En comparant les résultats expérimentaux et les résultats de la simulation, des résultats similaires sont obtenus. La différence la plus évidente est liée aux phases C et E, mais cela n'impacte pas les valeurs crêtes des phases dont le courant est le plus élevé.

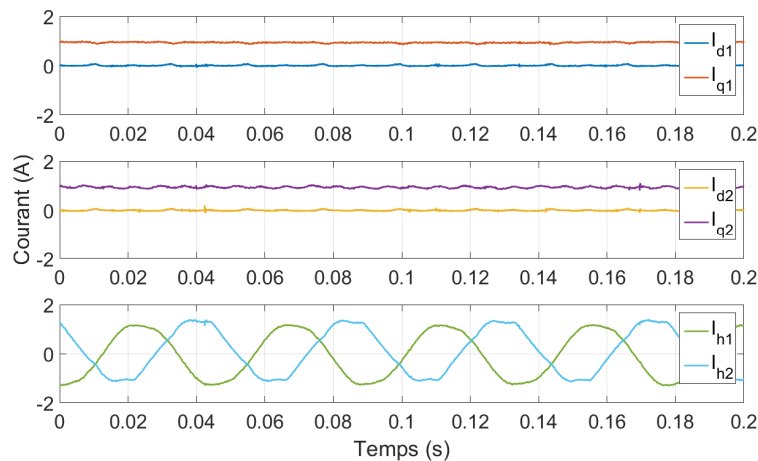


Figure 71 : Courants des machines fictives obtenus EXPERIMENTALEMENT de la topologie HIMM lors de l'ouverture de la phase B.



#### D. Couple en mode dégradé pour la topologie HIMM

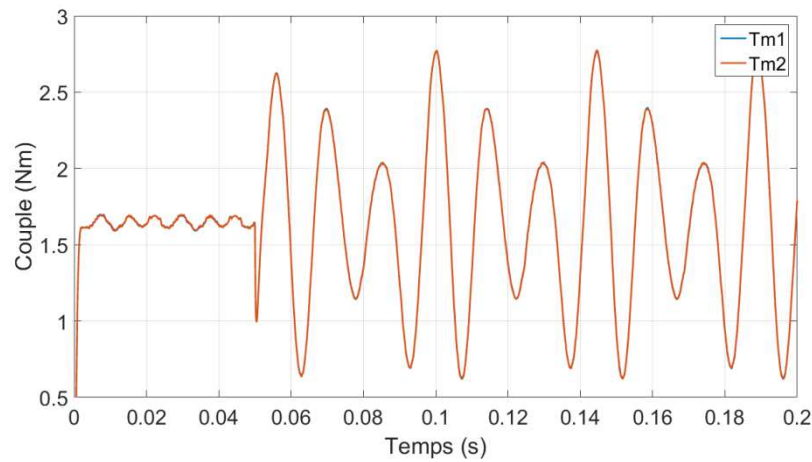


Figure 72 : Couple généré obtenu en SIMULATION lors d'un court-circuit de transistor de la phase A pour la topologie HIMM.

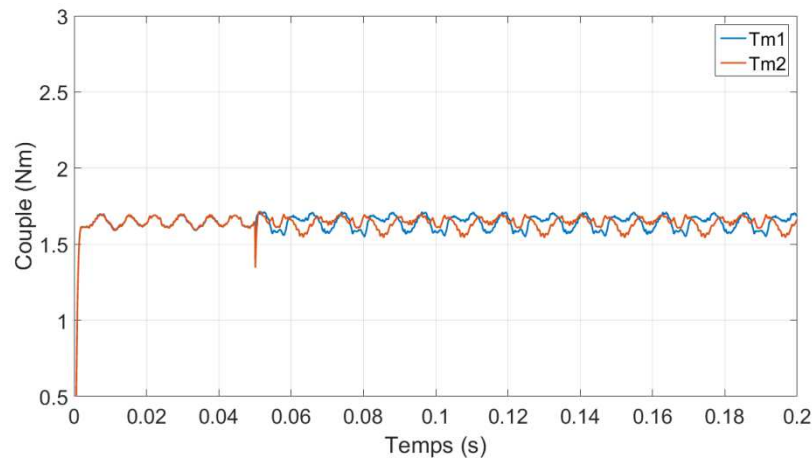


Figure 73 : Couple généré obtenu en SIMULATION lors d'une ouverture de la phase B pour la topologie HIMM.

Comparant l'ondulation de couple, le défaut de court-circuit (Figure 72) est beaucoup plus gênant pour le système qu'une ouverture de phase (Figure 73). Comme montré sur la Figure 71, les composants de courant  $I_{dq}$  de la machine principale sont presque inchangés lors d'une ouverture de phase. Les courants homopolaires sont ceux qui augmentent le plus. Parmi les deux courants homopolaires, l'un ne génère pas de couple, alors que l'autre en génère très peu en raison de la FEM presque sinusoïdale. En revanche, lors d'un court-circuit, les composantes  $I_q$  des machines principale et secondaire oscillent et le courant  $I_{h2}$  dépasse les 20A (15,4PU). En conséquence, la valeur crête à crête du couple pulsatoire dépasse les 100% lors d'un court-circuit.

#### 2.4.4. Comportement de la topologie RIMM en mode dégradé

##### A. Définition de la localisation de défaut la plus contraignante pour le dimensionnement de l'onduleur de la topologie RIMM

En mode dégradé, il n'est pas possible de dire que les topologies HIMM et RIMM se comportent de façon très similaire, en raison du courant  $I_{h1}$  qui est nul pour la topologie RIMM et très élevé pour la topologie HIMM lors d'un court-circuit. Ainsi, il faut refaire l'analyse pour savoir quelle localisation du

défaut est la plus contraignante pour le dimensionnement de l'onduleur. La procédure de l'analyse est la même que celle présentée lors de la section précédente. Les résultats obtenus sont présentés dans le TABLEAU XIV et en Figure 74.

TABLEAU XIV : Courant et tension crête pour chaque localisation du défaut.

	Court-Circuit			Phase Ouverte		
	$I_{MAX}$ (PU)	$V_{MAX}$ (PU)	$P_{dim}$ (PU)	$I_{MAX}$ (PU)	$V_{MAX}$ (PU)	$P_{dim}$ (PU)
Phase A	7,54	3,46	13,03	0,85	1,63	0,69
Phase B	6,77	3,06	10,35	1,00	1,41	0,71
Phase C	5,77	2,34	6,74	1,00	1,40	0,70
Phase D	4,38	1,69	3,71	0,92	1,40	0,64

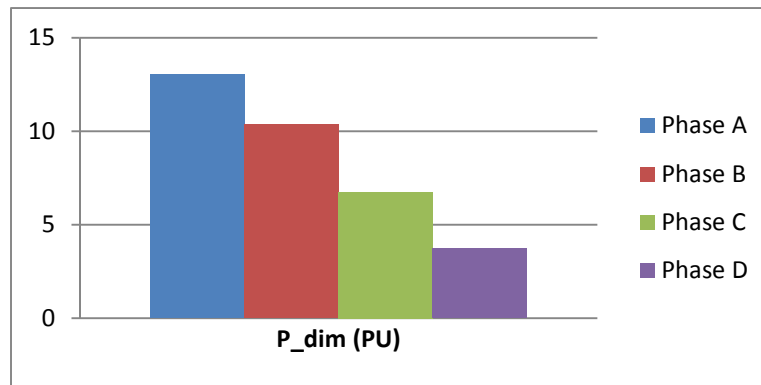


Figure 74 : Graphique de puissance dimensionnant pour la topologie RIMM.

Similairement à la topologie HIMM (Section 2.4.3), pour un défaut de court-circuit, la phase en défaut la plus contraignante est la phase A parce que celle-ci est la phase dont le courant est le plus élevé en mode normal. Pour un défaut de phase ouverte, un défaut sur la phase B ou C est légèrement plus contraignant pour le dimensionnement de l'onduleur, car, dans ce cas, les phases voisines voient le courant amplifié.

Concernant l'ouverture de phase, il est toujours possible d'obtenir ces valeurs analytiquement. La différence est que le courant  $I_{h1}$  est toujours nul en raison de la structure RIMM. Ainsi les (Eq. 32), (Eq. 33) et (Eq. 34) sont obtenues :

$$I_{h2} = \sqrt{6}I_{b_{ref}} \quad (\text{Eq. 32})$$

$$I_a = I_{a_{ref}} + \frac{1}{\sqrt{6}}I_{h2} = I_{a_{ref}} + I_{b_{ref}} \quad (\text{Eq. 33})$$

$$I_f = I_{f_{ref}} - \frac{1}{\sqrt{6}}I_{h2} = I_{f_{ref}} - I_{b_{ref}} \quad (\text{Eq. 34})$$

Finalement, tous les courants sont impactés par le défaut. Mais cela ne change pas le fait qu'une ouverture de la phase B continue à générer les courants les plus élevés, en comparant avec une ouverture sur les autres phases, bien qu'une ouverture sur la phase C génère la même amplitude de courant en mode dégradé.

Pour l'analyse détaillée, des résultats expérimentaux sont examinés par la suite :

- un défaut de court-circuit sur un transistor de la phase A ;
- ouverture de la phase B ;

### B. Défaut de court-circuit pour la topologie RIMM

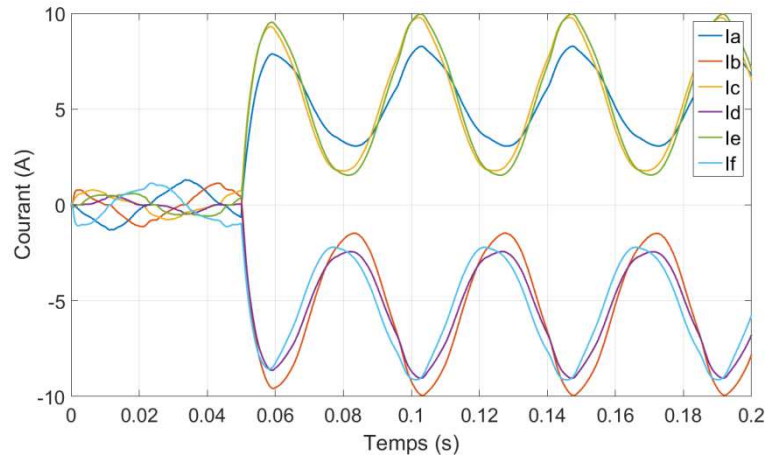


Figure 75 : Courants de la topologie RIMM lors d'un court-circuit d'un transistor de la phase A obtenus en SIMULATION.

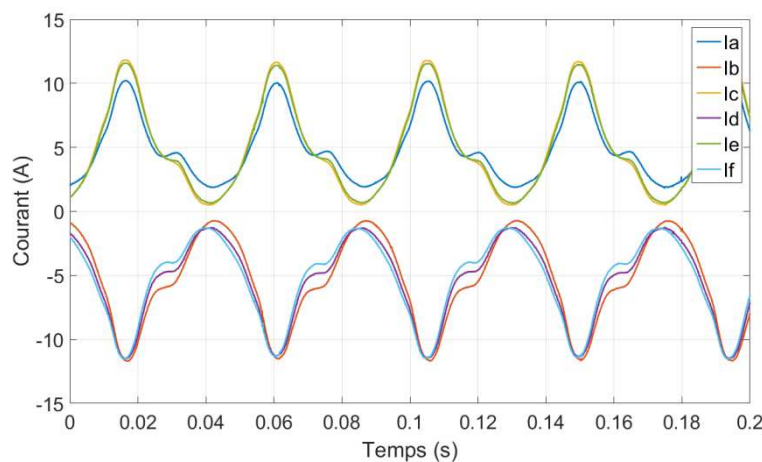


Figure 76 : Courants mesurés EXPERIMENTALEMENT de la topologie RIMM lors d'un court-circuit d'un transistor de la phase A.

Lors d'un défaut de court-circuit, les courants de topologie RIMM, à la différence de ce qui a été observé dans les deux topologies précédentes, ne sont pas trop élevés (11A ou 8,5PU) selon le courant maximal que la machine peut supporter (10A ou 7,7PU) (Figure 75), permettant ainsi la reproduction expérimentale des résultats (Figure 76). L'amplitude de ces courants est assez élevée et une composante continue est également relevée sur le courant de toutes les phases. Similairement aux autres topologies analysées ici, cet effet est dû au courant homopolaire. Le courant  $I_{h1}$  est nul, mais le courant  $I_{h2}$  peut toujours atteindre des valeurs assez élevées (Figure 77). Cependant, l'impact de  $I_{h2}$  seul est notamment plus faible sur le dimensionnement de l'onduleur.

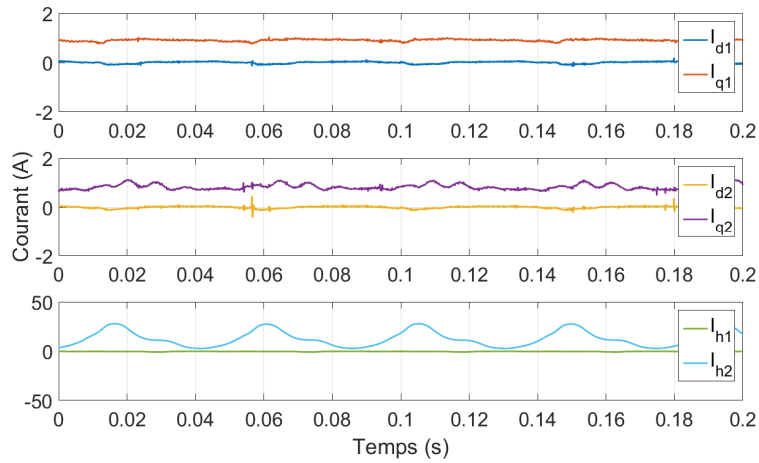


Figure 77 : Courants des machines fictives de la topologie RIMM lors d'un court-circuit d'un transistor de la phase A obtenus EXPERIMENTALEMENT.

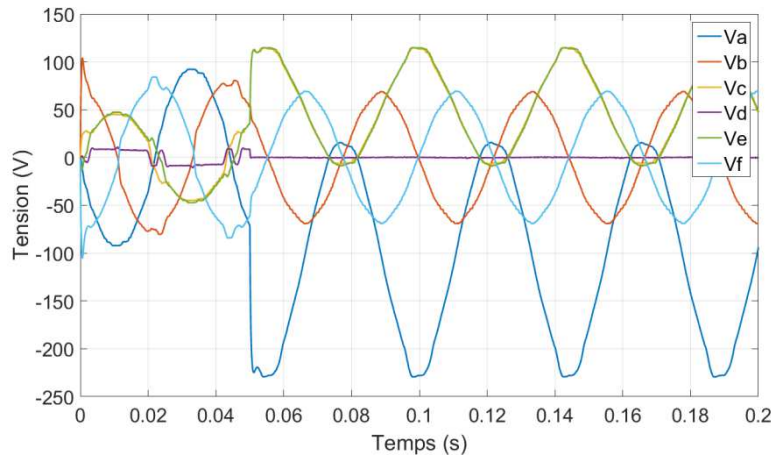


Figure 78 : Références de tension de la topologie RIMM lors d'un court-circuit d'un transistor de la phase A obtenues en SIMULATION.

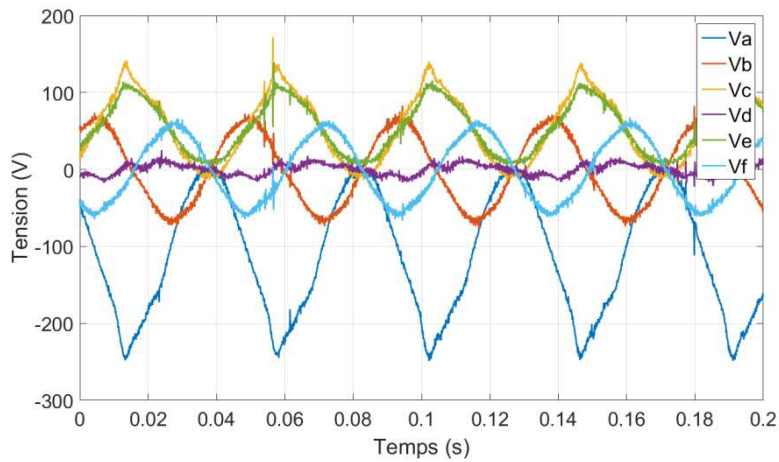


Figure 79 : Références de tension de la topologie RIMM lors d'un court-circuit d'un transistor de la phase A obtenues EXPERIMENTALEMENT.

Malgré la réduction de l'amplitude de courant, cela n'engendre pas une nette réduction des références de tension (Figure 78 et Figure 79), ni n'empêche une saturation de tension sur la phase défaillante.

En comparant les résultats obtenus en expérimentation et en simulation, des valeurs très similaires sont obtenues. Il est possible de voir une différence lorsque le système est saturé, la tension de référence dépassant celle du bus DC, mais ce comportement est non linéaire, ce qui augmente l'erreur entre le modèle et le système réel.

### C. Défaut d'ouverture de phase pour la topologie RIMM

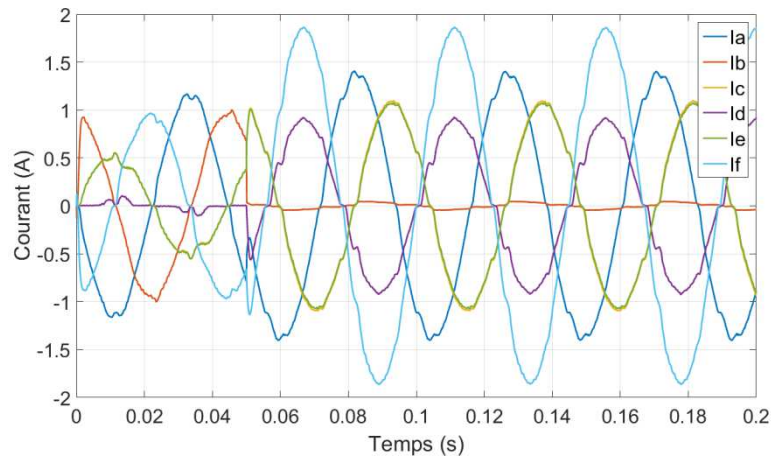


Figure 80 : Courants de phase obtenus en SIMULATION de la topologie RIMM lors de l'ouverture de la phase B.

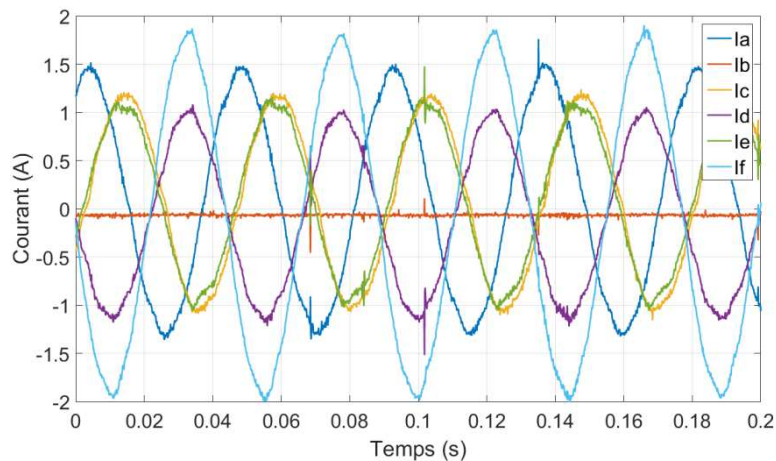


Figure 81 : Courants mesurés EXPERIMENTALEMENT de la topologie RIMM lors de l'ouverture de la phase B.

Lors d'une ouverture de phase, le comportement de la topologie RIMM est très similaire à celui de la topologie HIMM. En effet le courant de la phase F dépasse celui de la phase A. Il devient alors celui utilisé lors du dimensionnement de l'onduleur. Puisque le défaut d'ouverture de phase est normalement moins contraignant que celui d'un court-circuit, le seul composant de courant qui est vraiment impacté par le défaut est le  $I_{h2}$  (Figure 82). Comme pour la topologie HIMM, les courants de phase de la topologie RIMM lors d'une ouverture de phase dépendent seulement des consignes de courants, comme ceci a été montré analytiquement par les (Eq. 32), (Eq. 33) et (Eq. 34).

Le résultat expérimental et le résultat en simulation sont tous les deux très similaires, bien qu'en simulation l'amplitude du courant soit légèrement plus faible.

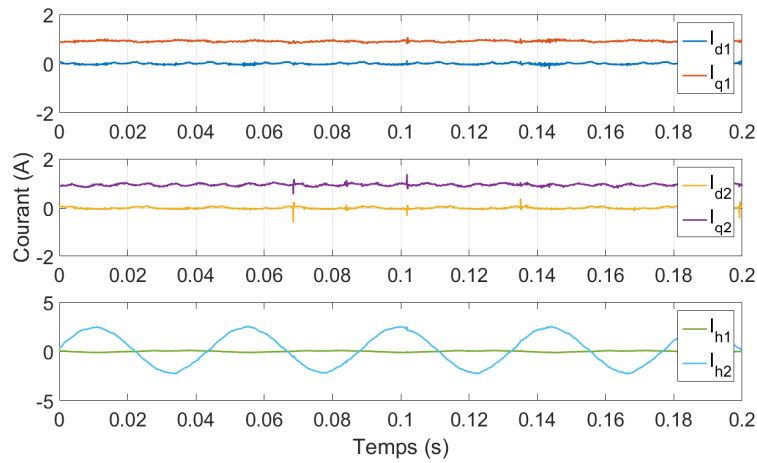


Figure 82 : Courants des machines fictives de la topologie RIMM obtenus EXPERIMENTALEMENT lors d'une ouverture de la phase B.

*D. Couple en mode dégradé pour la topologie RIMM*

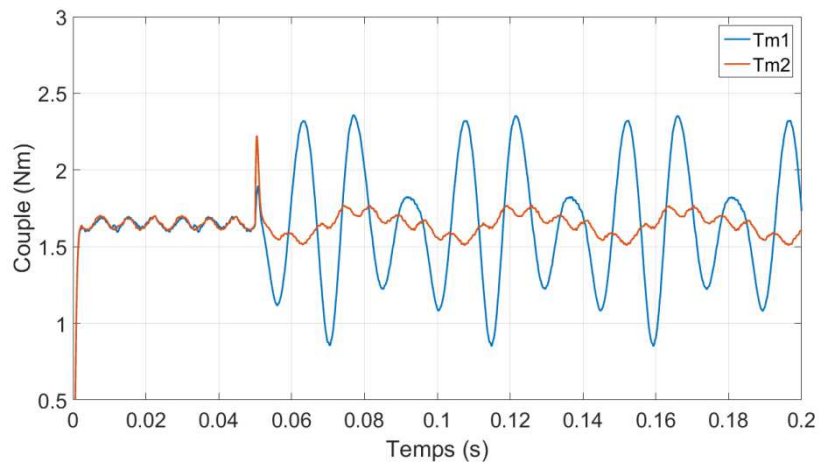


Figure 83 : Couple obtenu EXPERIMENTALEMENT lors d'un court-circuit d'un transistor de la phase A pour la topologie RIMM.

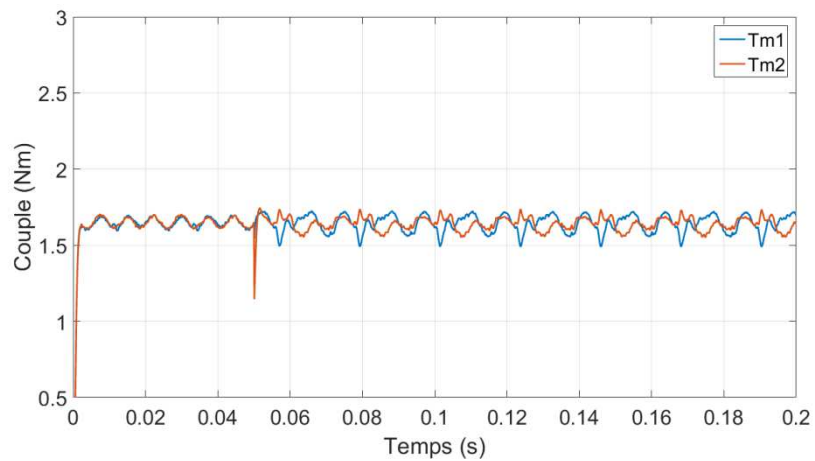


Figure 84 : Couple obtenu EXPERIMENTALEMENT lors d'une ouverture de la phase B pour la topologie RIMM.

Concernant l'ondulation de couple, le résultat ne se différencie pas de celui obtenu avec les autres topologies. Lors d'une ouverture de phase, l'ondulation de couple est similaire à celle obtenue en mode normal et, lors d'un court-circuit, cette dernière est assez élevée (77%).

## 2.5. Comparaison globale des trois topologies choisies

La comparaison globale des trois topologies prend en compte trois aspects considérés comme les plus pertinents et qui ont déjà été présentés dans les sections 2.2 et 2.3:

- la pulsation de couple ;
- les pertes par effet Joule ;
- la puissance de dimensionnement de l'onduleur ;

Le TABLEAU XV présente les valeurs obtenues expérimentalement ou en simulation (pour le défaut de court-circuit des topologies pont-H et HIMM du aux limitations du banc d'essai), de tension, de courant et de l'ondulation de couple pour tous les cas ici étudiés. A partir de ces valeurs, il a été possible de calculer la puissance de dimensionnement de l'onduleur par l'(Eq. 24).

La valeur crête choisie pour le courant est celle qui atteint la valeur la plus importante parmi celles de toutes les phases, bien qu'en mode dégradé les courants deviennent déséquilibrés et que la valeur crête soit très différente entre les phases. Le dimensionnement de tous les transistors est le même, donc les valeurs les plus importantes de tension de référence et de courant sont utilisées pour le calcul de la puissance de dimensionnement de l'onduleur.

La tension crête utilisée pour le dimensionnement est la plus élevée parmi toutes les phases saines. En phase ouverte, il est impossible de contrôler les bras d'onduleur de la phase défaillante. En court-circuit, un autre bras du pont-H alimentant la phase est toujours contrôlable, mais un court-circuit ajoute une composante de courant continu tellement élevée que la phase en défaut devient très difficilement contrôlable avec des valeurs de tension de consigne qui dépassent souvent la valeur de la source de tension.

TABLEAU XV : Valeurs obtenues EXPERIMENTALEMENT et en SIMULATION pour les trois topologies en modes normal et dégradés.

	$I_{MAX}$ (PU)	$V_{MAX}$ (PU)	$P_{dim}$ (PU)	$P_j$ (PU)	$C_{ond}$
<b>Mode Normal</b>					
<b>Pont-H</b>	1,00	1,00	1,00	1,00	0,09
<b>HIMM</b>	1,23	1,27	0,78	1,82	0,06
<b>RIMM</b>	1,00	1,35	0,68	1,68	0,06
<b>Court-circuit</b>					
<b>Pont-H</b>	32,85 (simu.)	1,65 (simu.)	54,10 (simu.)	964,89 (simu.)	0,84
<b>HIMM</b>	18,00 (simu.)	1,69 (simu.)	15,19 (simu.)	716,48 (simu.)	1,30
<b>RIMM</b>	9,00	1,99	8,93	197,8	0,91
<b>Phase Ouverte</b>					
<b>Pont-H</b>	1,54	0,99	1,52	1,14	0,11
<b>HIMM</b>	1,54	1,29	0,99	3,06	0,11
<b>RIMM</b>	1,54	1,44	1,11	3,93	0,12

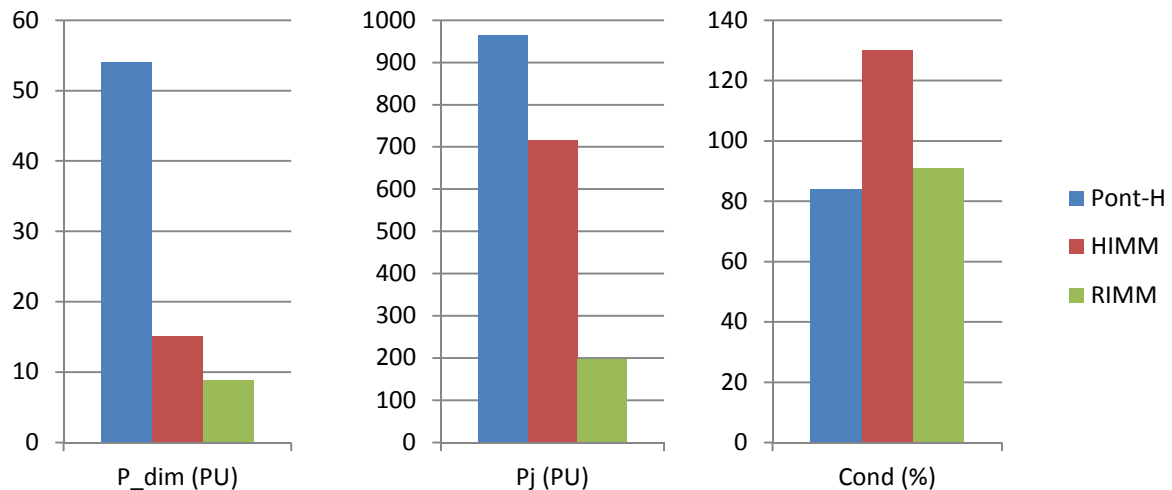


Figure 85 : Graphique comparant les 3 topologies en mode dégradé en termes de puissance de dimensionnement.

Les machines devant être tolérantes aux deux défaillances analysées, les valeurs retenues pour la comparaison finale sont celles de puissance de dimensionnement maximale, de pertes par effet Joule et d'ondulation de couple les plus élevées parmi les deux modes dégradés.

En comparant les deux modes en défaut et le mode de fonctionnement normal, il est évident que le défaut de court-circuit de transistor est le plus contraignant sur les trois critères de comparaison. Pour les trois topologies analysées, le courant crête très élevé engendre une augmentation importante du dimensionnement de l'onduleur, des pertes par effet Joule et du couple pulsatoire.

Comme cela a déjà mentionné précédemment, des courants homopolaires d'amplitude importante sont une conséquence de l'alimentation presque continue sur la phase en défaut. En effet la composante continue de la phase en défaut respecte à peu près un rapport  $V/R$ , où la tension «  $V$  » est celle de la source de tension et la résistance «  $R$  » est celle des bobines de la phase en défaut à laquelle s'ajoute celle des transistors. Ces résistances étant faibles, afin de réduire les pertes Joule du système en mode normal, cette composante continue est très élevée.

Les topologies HIMM et RIMM ont des résistances totales plus élevées que la topologie Pont-H grâce à la mise en série. Par conséquent, la valeur crête des courants de la topologie Pont-H est plus de deux fois supérieure à celle de la topologie HIMM par exemple. En comparant les deux topologies en série, la topologie RIMM a l'avantage de proposer une structure qui empêche la circulation du courant  $I_{h1}$ . Cette alimentation presque continue sur une phase, due au court-circuit, résulte en une tension  $V_{h1}$  et  $V_{h2}$  de l'ordre du bus DC. Cependant, pour la topologie RIMM, la tension  $V_{h1}$  ne génère pas de courant.

Le courant important demande une tension d'alimentation plus importante, ce qui entraîne des pertes Joule et sature plus rapidement les correcteurs, générant du couple pulsatoire. Finalement, puisque l'amplitude des courants de la topologie RIMM est la plus faible, cette topologie est celle dont la performance en mode dégradé est la meilleure parmi les trois topologies. Dans la même logique, la topologie standard Pont-H est donc la topologie la moins intéressante pour une application tolérante aux défaillances. En effet, les pertes Joule totales de la topologie Pont-H sont les plus élevées parmi les trois topologies, alors qu'en mode normal celles-ci constituent son plus grand avantage.



Lors d'un défaut de phase ouverte, les valeurs obtenues sur tous les critères sont un peu plus élevées que celles obtenues en mode normal. La puissance de dimensionnement de la topologie Pont-H est la plus élevée parmi les trois topologies à cause du nombre élevé de transistors. De plus, cette puissance de dimensionnement est encore plus élevée que celle des topologies en série en comparant au mode normal. En revanche, les pertes Joule de la topologie Pont-H sont encore plus faibles que celles des deux topologies en série en comparant au mode normal.

En effet, la puissance de dimensionnement ne prend en compte que la phase dont le courant et la tension sont les plus élevées alors que les pertes sont calculées en prenant en compte toutes les phases. Dans ce cas, la distribution de courant entre les phases impacte très fortement ces deux critères. Dans le cas de la topologie Pont-H, pratiquement une seule phase est impactée par le défaut, ce qui augmente beaucoup plus la puissance de dimensionnement que les pertes Joule.

En comparant les deux topologies en série lors d'une ouverture de phase, la puissance de dimensionnement de la topologie RIMM est 9% plus élevée que celle de la topologie HIMM, alors qu'en mode normal c'est le contraire. Puisque les courants des machines principales et secondaires ne sont presque pas impactés par le défaut d'ouverture de phase, la différence entre les deux machines est au niveau des courants homopolaires. Par conséquent, les tensions de référence ne sont pas non plus impactées.

La principale différence entre les deux topologies est le fait que la structure HIMM peut compenser le déséquilibre des courants par les deux courants homopolaires, alors que la topologie RIMM ne peut le faire qu'avec le courant  $I_{h2}$ . Il a été montré analytiquement dans les sections 2.3.1 et 2.4.1 que le fait d'avoir les deux courants homopolaires compensant la phase ouverte n'impactait que deux phases parmi les 5 phases saines, alors que, quand un seul courant homopolaire est détecté, ce dernier peut compenser le défaut des 5 phases, ce qui implique une première contrainte de la structure RIMM par rapport à la topologie HIMM en mode dégradé.

Bien que la topologie RIMM soit la topologie dont la puissance de dimensionnement en mode dégradé est la plus faible, cette puissance est égale à 14,2 fois celle de la même topologie en mode normal. Puisque les courants homopolaires sont les plus contraignants pour le dimensionnement du système et également pour l'ondulation du couple, il est souhaitable de les réduire au maximum, car ils représentent un surdimensionnement très important. Pour atteindre cet objectif, deux approches sont possibles :

- Revoir les paramètres des éléments du système ;
- Implémenter une stratégie de contrôle ;

Les éléments composant le système sont principalement la batterie, les MSAP et les transistors. Afin de réduire le dimensionnement de l'onduleur, il est possible soit de réduire la tension du bus DC, soit d'augmenter la résistance des machines et des transistors.

La réduction de la tension du bus DC peut amener le système à la saturation de l'onduleur et à un comportement imprévisible, générant des valeurs crêtes de courant et d'oscillations de couple encore plus importantes. Par ailleurs, une augmentation des résistances génère, en mode normal, une augmentation des pertes Joule du système. Cependant, en mode dégradé, cette augmentation de pertes Joule est beaucoup plus faible, parce que les pertes sont proportionnelles à la résistance,

mais également aux courants au carré. Finalement, une analyse plus approfondie d'optimisation est nécessaire afin de trouver le meilleur compromis entre courant crête, résistance et pertes.

Une augmentation des inductances propres de la machine et une réduction des inductances mutuelles engendreraient respectivement une augmentation de la puissance réactive et des contraintes supplémentaires de fabrication de la machine. Cependant, ces modifications réduiraient l'oscillation des courants dq et homopolaires en mode dégradé. Par conséquent, l'oscillation de couple et le dimensionnement de l'onduleur seraient un peu plus faibles.

Contrairement au défaut de court-circuit, le dimensionnement de la machine et des autres éléments composant le système agit peu sur la performance en mode dégradé. Les équations (Eq. 27) à (Eq. 34) montrent comment les courants se comportent lors d'une ouverture de phase. En effet, si les correcteurs ne sont pas saturés, une distribution des courants se fera. Cependant, cela ne dépend que des courants de référence.

L'implémentation d'une stratégie de contrôle pour réduire le courant homopolaire sera, quant à elle, analysée dans le prochain chapitre.

## 2.6. Résumé - Conclusion

Ce chapitre a présenté les trois topologies qui ont été choisies pour cette étude. Puisque deux des topologies (la HIMM et la RIMM) sont des topologies plus innovantes avec des machines électriquement connectées en série, leur modélisation, leur contrôle et leur fonctionnement en mode normal ont été présentés en détail.

Ensuite une comparaison entre ces trois topologies a été réalisée afin de définir, selon certains aspects considérés comme étant les plus importants, quelle topologie répond le mieux aux besoins d'une application comme la TVC. Afin de définir les pertes de chaque machine, une analyse en mode normal a été réalisée.

Pour le dimensionnement de l'onduleur, une analyse en mode dégradé a été faite. Pour cela il a fallu définir le point de fonctionnement le plus contraignant pour chaque topologie, ainsi que les défauts les plus significatifs. Toutes ces étapes ayant été franchies, des simulations et des essais expérimentaux ont été réalisés pour une stratégie de commande standard.

Malgré le fait que les topologies soient théoriquement tolérantes aux défaillances, comme ceci a été montré en simulation, les courants de la topologie Pont-H et de la topologie HIMM atteignent des valeurs trop élevées pour reproduire ces essais expérimentalement. En effet le courant de certaines phases possède une composante continue trop grande. Il a été important de valider les modèles utilisés dans les simulations par des expérimentations. La topologie RIMM présentait la même composante continue, mais d'amplitude assez faible, ce qui a permis la réalisation des essais expérimentaux. Lorsqu'il a été possible d'obtenir des résultats expérimentaux, la comparaison de ces données expérimentales aux résultats obtenus en simulation a été satisfaisante, validant ainsi le modèle de la simulation.

Parmi les deux défauts analysés, le défaut de court-circuit d'un transistor a été celui considéré comme étant le plus contraignant pour le dimensionnement de l'onduleur. Pour les trois topologies,

les courants homopolaires atteignaient des valeurs très importantes, augmentant ainsi le dimensionnement des transistors et générant une ondulation de couple non négligeable.

En conclusion, sur tous les critères analysés, la topologie pour laquelle les courants homopolaires étaient les plus faibles présentait la meilleure performance. La topologie RIMM, dont le courant  $I_{h1}$  est nul grâce à la structure avec deux sources isolées, présente donc la meilleure performance pour les trois critères analysés. La topologie standard Pont-H est finalement la moins intéressante en prenant en compte les hypothèses et les conditions de fonctionnement utilisées à ce moment. En comparant les topologies Pont-H et HIMM, il est notable que les courants homopolaires de la topologie HIMM sont plus faibles en raison de la mise en série des machines, car une résistance plus importante tend à réduire les courants homopolaires.

Afin d'améliorer la performance de toutes les topologies en mode dégradé, des solutions plus complexes au niveau de la stratégie de contrôle sont présentées dans le prochain chapitre. Ces dernières sont implémentées et comparées afin de réduire en priorité l'amplitude du courant homopolaire.

## 3. Commande en mode dégradé

Ce chapitre analyse différentes stratégies de commande pouvant améliorer la performance du système en mode dégradé. Dans le chapitre 2, la cause de la forte augmentation du dimensionnement de l'onduleur a été détectée : la composante constante, de valeur très élevée, du courant homopolaire apparaissant lors du défaut de court-circuit. Dans ce chapitre, les stratégies proposées agissent spécifiquement sur cette cause et permettent une réduction significative du dimensionnement.

Ces stratégies de contrôle ici présentées sont de deux types :

- « stratégies sans reconfiguration » ;
- « stratégies avec reconfiguration » ;

Pour les « stratégies sans reconfiguration », on agit sur les machines fictives dites « **creuses** », c'est à dire qui ne peuvent pas générer de couple du fait de l'absence de forces électromotrices, et sur les machines homopolaires. Ces stratégies ont comme but d'améliorer le fonctionnement en mode dégradé par rapport à la commande exposée au chapitre 2. Ces nouvelles stratégies s'appliquent aussi en mode normal et peuvent aussi apporter des améliorations au fonctionnement, même avant l'apparition du défaut.

Les « stratégies avec reconfiguration » ne sont implémentées que lorsque le système est en défaut. La reconfiguration se caractérise par des modifications au niveau de la commande en mode dégradé. Pour cela, ces stratégies nécessitent que le défaut soit détecté et localisé et que le système réagisse assez rapidement.

Ces deux stratégies sont expliquées plus en détail dans ce chapitre, dans les sections 3.1 et 3.2. Des résultats expérimentaux et de simulation sont utilisés pour une analyse comparative multicritère entre les différentes topologies et stratégies de commande.

### 3.1.Stratégie sans reconfiguration – Contrôle des machines fictives non-principales

Le chapitre précédent a présenté les résultats pour les topologies en cas de défaut. Le surdimensionnement dû au fonctionnement en mode dégradé est assez important pour toutes les topologies. La raison principale pour cette augmentation importante est la présence de courants homopolaires qui ne sont pas contrôlés et dont la valeur est très élevée.

Les courants homopolaires sont ceux qui alimentent les machines fictives de même nom. Ces machines fictives ne peuvent pas générer de couple constant parce qu'elles n'ont qu'une seule phase. Cependant, il est possible de générer avec ces machines un couple de moyenne non-nulle et de compenser la pulsation de couple avec les machines fictives diphasées. Dans ce cas, les consignes de la machine principale, même dans le repère tournant, ne sont plus constantes, complexifiant donc la commande. Pour ces raisons, les systèmes électriques ont généralement intérêt à réduire au maximum les courants homopolaires.

Concernant la topologie Pont-H ou des topologies HIMM et RIMM avec machines à 7 et à 8 phases, certaines machines diphasées qui ne sont pas les machines principales peuvent générer du couple constant. Cependant, ce couple est généré par l'interaction des harmoniques de courant et les harmoniques de la FEM. Lors d'un dimensionnement standard d'une MSAP, les harmoniques de FEM sont d'amplitudes plus faibles que le fondamental. Dans ce cas, l'obtention d'un accroissement significatif du couple (>10%) à l'aide de ces machines secondaires n'est possible qu'au prix de l'injection de courant d'amplitude élevée diminuant le rendement et impliquant un dimensionnement élevé de l'onduleur.

Finalement, dans cette étude, les **machines fictives non-principales**, c'est-à-dire toutes les machines fictives autres que les machines principales, ne sont pas contrôlées afin de générer du couple. Ainsi, deux stratégies sont proposées pour être appliquées individuellement à chacune de ces machines fictives :

- « tension nulle » («  $V=0$  ») ;
- « courant nul » («  $I=0$  ») ;

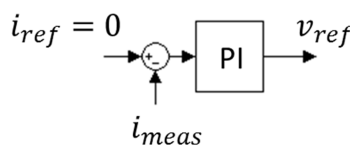
Dans le chapitre antérieur, la stratégie utilisée pour les trois topologies étudiées a été celle consistant à contrôler le courant des machines principales, selon le couple de référence, et imposer une tension moyenne nulle («  $V=0$  ») aux autres machines fictives. L'avantage de cette stratégie réside dans la réduction de la tension de référence au niveau de l'onduleur et dans le fait de disposer de plus de degrés de liberté pour le fonctionnement en mode dégradé.

Cependant lorsqu'un défaut survient, un couplage électrique entre les machines apparaît. A cause de cela, l'absence de contrôle de courant des machines fictives non-principales peut engendrer des courants d'amplitude très élevée en mode dégradé, comme cela avait été mentionné lors du chapitre précédent, dans l'explication concernant les courants homopolaires.

D'un autre côté, la nouvelle stratégie à « courant nul » («  $I=0$  ») annule les courants dans certaines machines fictives, dans le but de réduire les courants de phase en mode dégradé. Par conséquent, la référence de tension de ces mêmes machines fictives n'est plus nulle, principalement après l'apparition d'une défaillance. Dans ces conditions, la tension de référence de chaque phase peut être encore plus élevée et dans certains cas peut atteindre la valeur maximale définie par la source de tension continue. Dans ce cas, l'onduleur et les correcteurs sont saturés, générant des fortes pulsations de couple et de courant.

Chaque stratégie est implémentée comme montré sur le TABLEAU XVI.

TABLEAU XVI: Stratégies de contrôle.

Stratégie de commande	Référence de tension
« $V = 0$ »	$v_{ref} = 0$
« $I = 0$ »	

De la Figure 86 à la Figure 88, les schémas de commande pour les topologies Pont-H, HIMM et RIMM sont présentés. Il est donc possible de voir les possibilités de contrôles pour ces machines fictives qui ne sont pas contrôlées dans cette étude pour générer du couple.

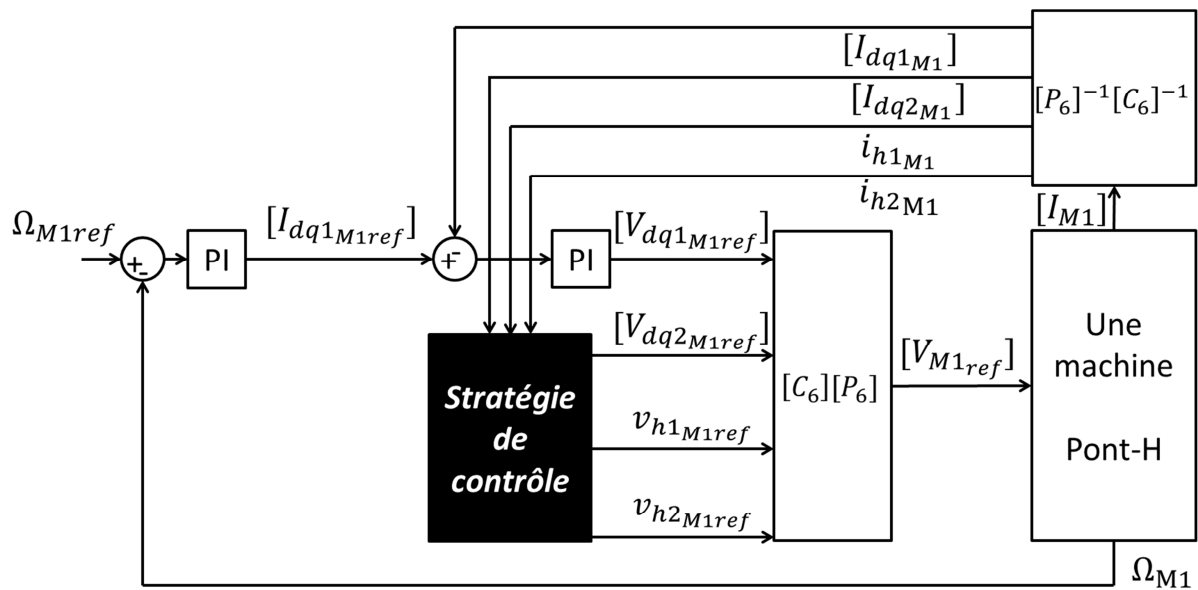


Figure 86 : Schéma de commande d'une machine de la topologie Pont-H.

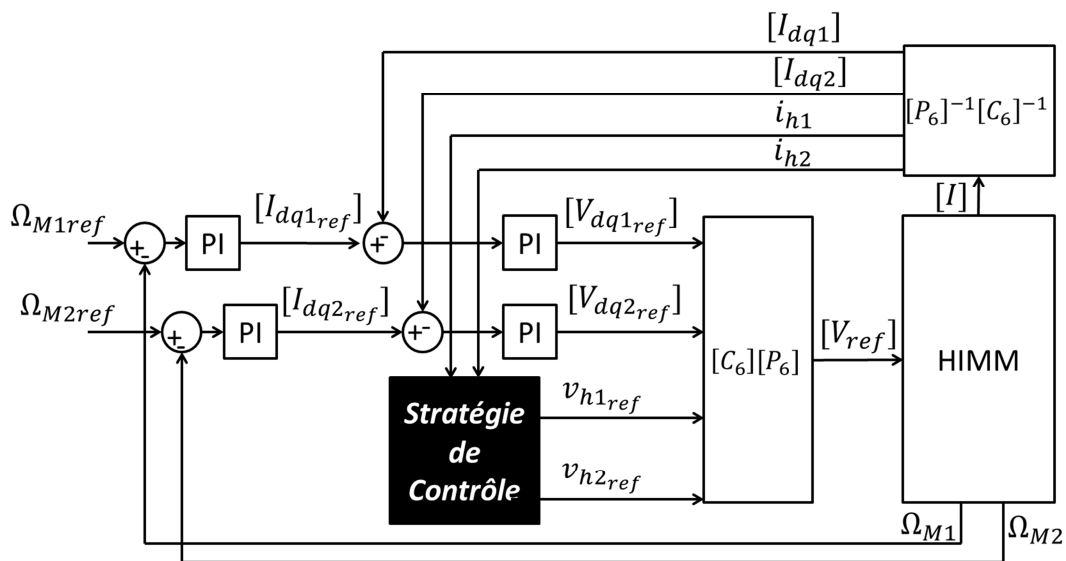


Figure 87 : Schéma de commande d'une machine de la topologie HIMM.

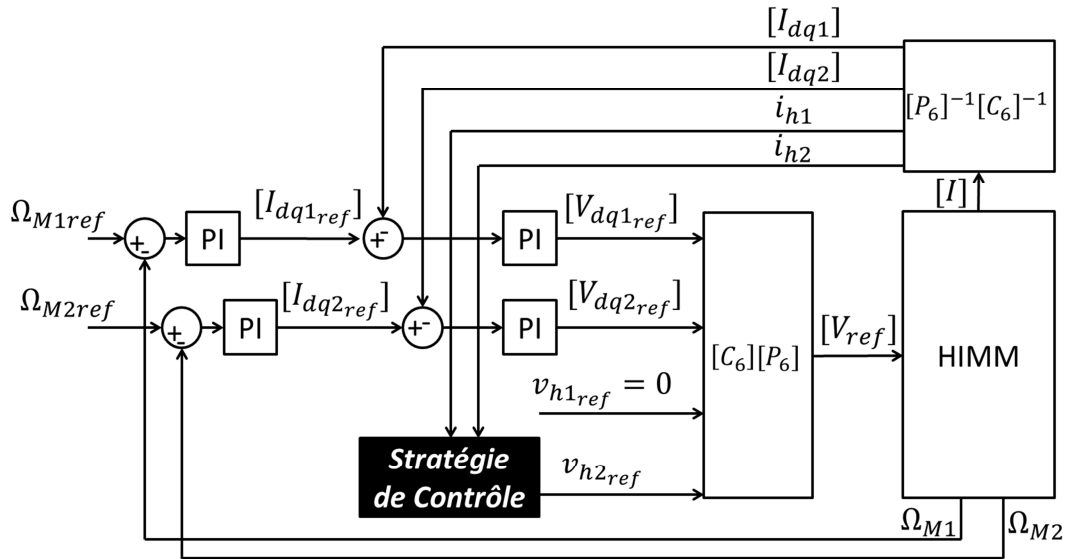


Figure 88 : Schéma de commande des deux machines de la topologie RIMM.

Le fait d’avoir plus de machines qui ne génèrent pas de couple engendre plus de combinaisons possibles. Puisque le courant  $I_{h1}$  de la topologie RIMM est nul grâce à la structure, implémenter une stratégie pour le contrôler est inutile. Ainsi il est possible de lister toutes les combinaisons de commande pour chaque stratégie.

Les stratégies pour la topologie Pont-H sont listées ci-dessous :

- $[V_{dq2}]$ ,  $V_{h1}$  et  $V_{h2}$  nuls, définie comme 000;
- $[V_{dq2}]$ ,  $V_{h1}$  et  $I_{h2}$  nuls, définie comme 001;
- $[V_{dq2}]$ ,  $I_{h1}$  et  $V_{h2}$  nuls, définie comme 010;
- $[V_{dq2}]$ ,  $I_{h1}$  et  $I_{h2}$  nuls, définie comme 011;
- $[I_{dq2}]$ ,  $V_{h1}$  et  $V_{h2}$  nuls, définie comme 100;
- $[I_{dq2}]$ ,  $V_{h1}$  et  $I_{h2}$  nuls, définie comme 101;
- $[I_{dq2}]$ ,  $I_{h1}$  et  $V_{h2}$  nuls, définie comme 110;
- $[I_{dq2}]$ ,  $I_{h1}$  et  $I_{h2}$  nuls, définie comme 111;

Les stratégies pour la topologie HIMM sont listées ci-dessous :

- $V_{h1}$  et  $V_{h2}$  nuls, définie comme 00;
- $V_{h1}$  et  $I_{h2}$  nuls, définie comme 01;
- $I_{h1}$  et  $V_{h2}$  nuls, définie comme 10;
- $I_{h1}$  et  $I_{h2}$  nuls, définie comme 11;

Les stratégies pour la topologie RIMM sont listées ci-dessous :

- $V_{h2}$  nul, définie comme 0;
- $I_{h2}$  nul, définie comme 1;

Il est important de mentionner que même si le contrôle de chaque machine du Pont-H est indépendant, aucune raison n’a été trouvée pour justifier le fait d’utiliser deux stratégies de

commande différentes pour chaque machine. Comme mentionné auparavant, le dimensionnement du système considère que les deux vérins ou deux machines subissent des contraintes similaires. Par conséquent, les deux machines ont toujours la même stratégie de contrôle.

Dans la suite de ce chapitre, les résultats expérimentaux et de simulation sont analysés séparément pour chaque topologie. Toutes les stratégies pour les trois topologies sont comparées sur les mêmes trois critères de comparaison qu'au Chapitre 2 : puissance de dimensionnement, pertes Joule en mode dégradé et l'ondulation de couple. La puissance de dimensionnement est le produit de valeur crête de courant, de tension, et du nombre de transistors composant la topologie. L'ondulation de couple est définie par le rapport entre l'amplitude crête-crête de la pulsation du couple divisé par le couple moyen.

### 3.1.1. Stratégies de contrôle pour les machines fictives non-principales de la topologie Pont-H

Dans cette section les résultats sont présentés pour deux stratégies différentes<sup>11</sup> la « 011 » et la « 100 », le choix de ces deux stratégies a été défini pour mettre en évidence deux comportements distincts. Dans la dernière partie de cette section, des valeurs numériques obtenues pour toutes les stratégies de contrôle sont comparées afin de conclure sur l'impact de différentes stratégies.

#### 3.1.1.1. Défaut de court-circuit

Les résultats ci-dessous ont été obtenus en simulation parce que le courant-crête est trop élevé pour les machines en mode dégradé pour permettre des essais expérimentaux.

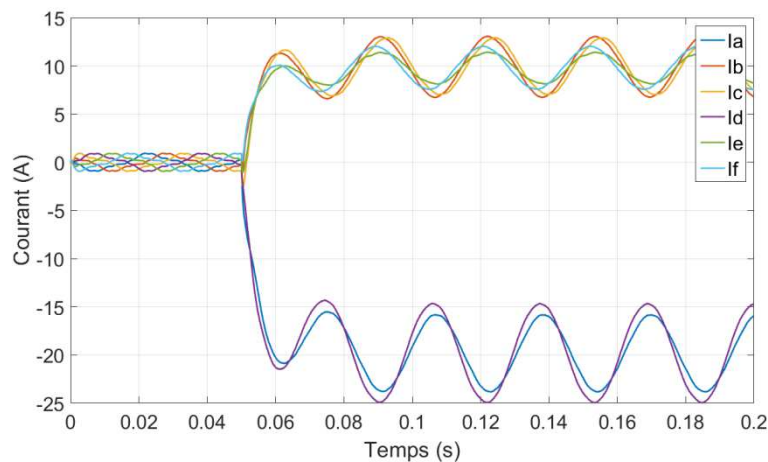


Figure 89 : Courants de phase obtenus en SIMULATION pour la topologie Pont-H avec la stratégie « 011 » lors d'un court-circuit d'un transistor de la phase A.

<sup>11</sup> 011 :  $[V_{dq2}]$ ,  $I_{h1}$  and  $I_{h2}$  nuls ; 100 :  $[I_{dq2}]$ ,  $V_{h1}$  and  $V_{h2}$  nuls



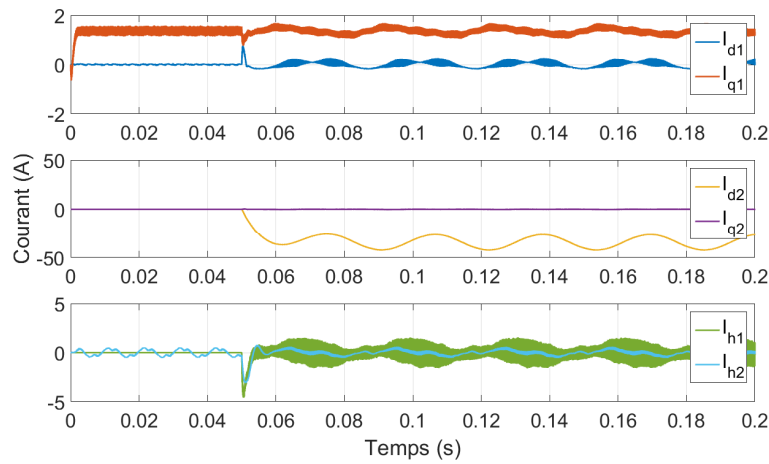


Figure 90 : Courants des machines fictives obtenus en SIMULATION pour la topologie Pont-H avec la stratégie « 011 » lors d'un court-circuit d'un transistor de la phase A.

La Figure 89 montre que la stratégie « 011 » n'élimine pas la composante  $V_{DC}/R$  du courant. Le fait de contrôler les deux machines homopolaires en courant nul réduit fortement l'amplitude des courants homopolaires. Par conséquent, les courants de la machines secondaire, qui est la seule contrôlée en tension nulle, sont beaucoup plus élevés parce qu'ils doivent seuls compenser le défaut. Ainsi, il est possible de conclure que la forte amplitude de courant et d'ondulation du couple ne vient pas seulement des machines homopolaires.

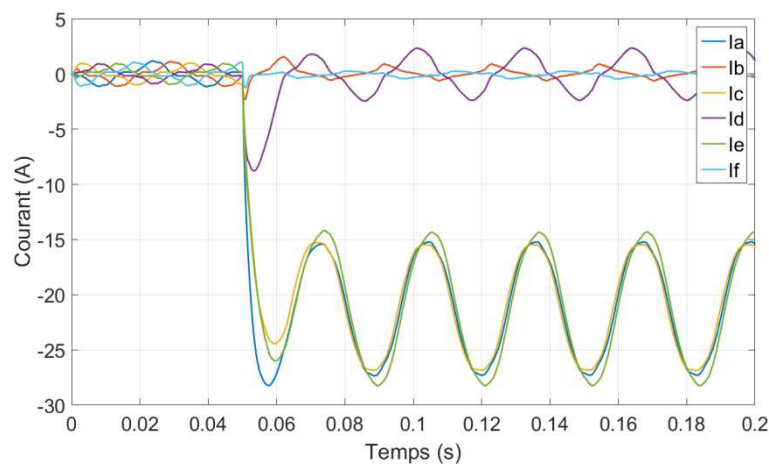


Figure 91 : Courants de phase obtenus en SIMULATION pour la topologie Pont-H avec la stratégie « 100 » lors d'un court-circuit d'un transistor de la phase A.

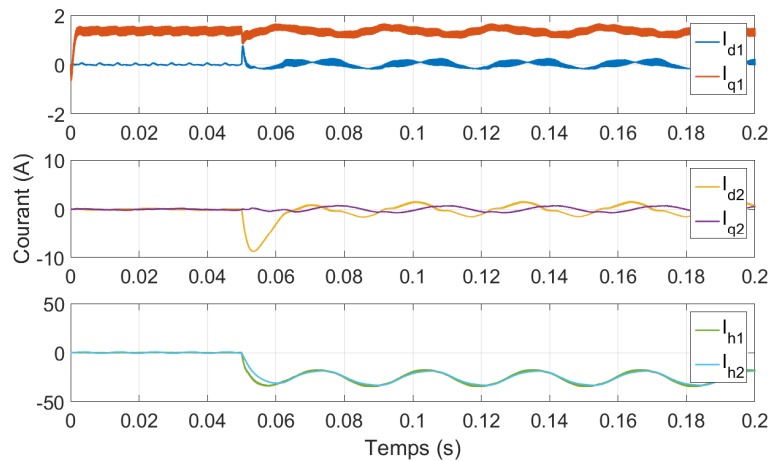


Figure 92 : Courants des machines fictives obtenus en SIMULATION pour la topologie Pont-H avec la stratégie « 100 » lors d'un court-circuit d'un transistor de la phase A.

La stratégie « 100 » n'arrive pas à éliminer la composante  $V_{DC}/R$  non plus (Figure 91). Les courants de la machine secondaire ne sont pas nuls (Figure 92), mais sont néanmoins beaucoup plus faibles que ceux obtenus dans le chapitre 2 (Figure 58), quand la stratégie de contrôle était « 000 ».

La comparaison entre les courants de phase de la Figure 89 et de la Figure 91 montre l'impact des courants homopolaires sur l'allure des courbes de courant en mode dégradé. Pour la stratégie « 011 », le déséquilibre des courants en mode dégradé est principalement dû aux courants de la machine secondaire, impactant ainsi toutes les phases des machines. Alors qu'en « 100 », similairement à la stratégie « 000 », les courants homopolaires ont à peu près la même amplitude. Par conséquent leur effet s'annule sur trois des six phases des machines. La Figure 91 montre nettement que les phases B, D et F, sont beaucoup moins impactées par le défaut que les autres phases.

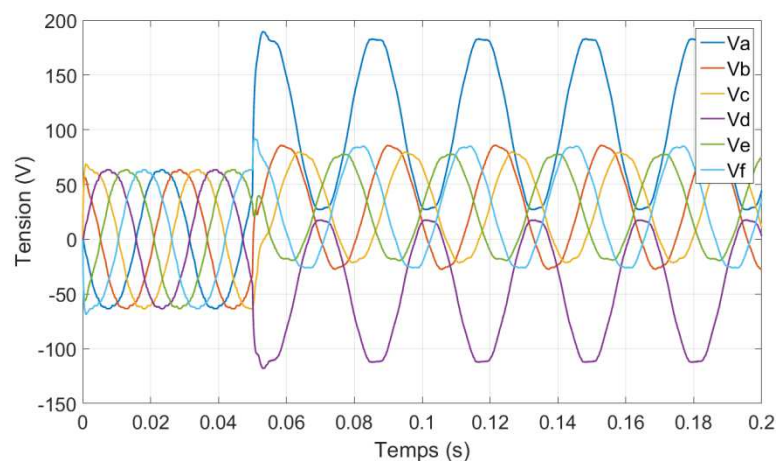


Figure 93 : Tensions de référence obtenues en SIMULATION pour la topologie Pont-H avec la stratégie « 011 » lors d'un court-circuit d'un transistor de la phase A.

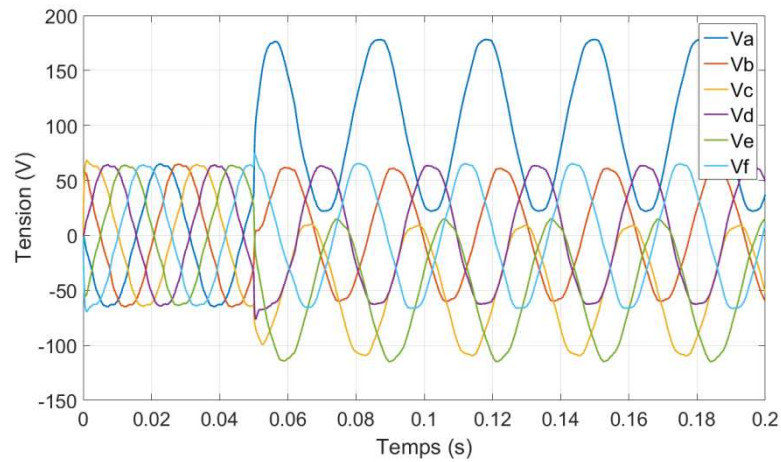


Figure 94 : Tensions de référence obtenues en SIMULATION pour la topologie Pont-H avec la stratégie « 100 » lors d'un court-circuit d'un transistor de la phase A.

En analysant les tensions de référence sur la Figure 93 et la Figure 94, les phases dont les références de tension sont les plus élevées ne sont pas les mêmes pour les deux stratégies. Ceci est également dû au fait que quelques références de tension des machines fictives sont nulles.

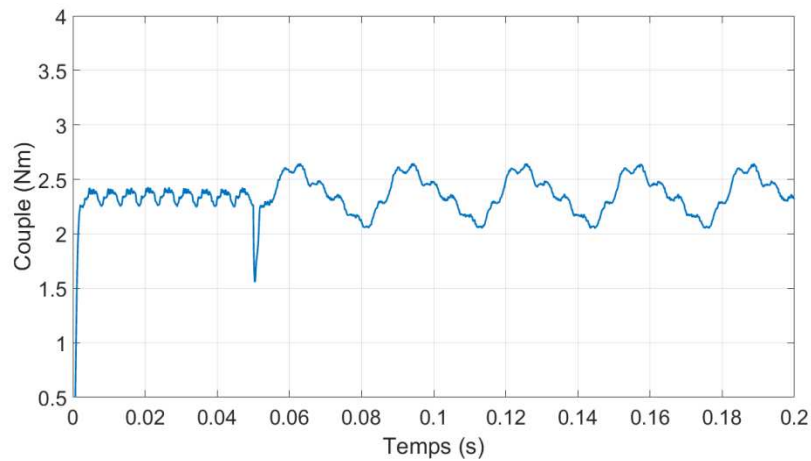


Figure 95 : Couple obtenu en SIMULATION pour la topologie Pont-H avec la stratégie « 011 » lors d'un court-circuit d'un transistor de la phase A.

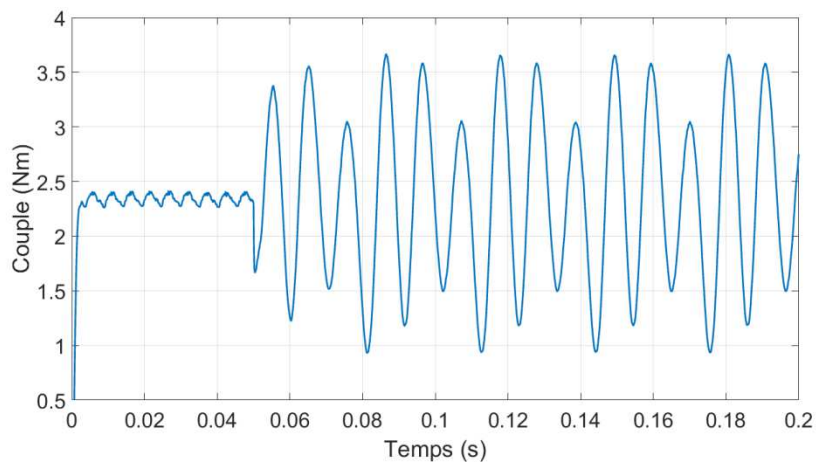


Figure 96 : Couple obtenu en SIMULATION pour la topologie Pont-H avec la stratégie « 100 » lors d'un court-circuit d'un transistor de la phase A.

Pour les deux stratégies (Figure 95 et Figure 96) le couple pulsatoire est visible en mode dégradé. Comme mentionné dans la section 2.2.3, deux machines fictives des machines à 6 phases symétrique standards peuvent générer du couple : la machine principale et la machine homopolaire 2. Cela explique partiellement la raison pour laquelle la stratégie « 011 », où le courant  $I_{h2}$  est contrôlé pour être nul, présente la pulsation du couple la plus faible.

### 3.1.1.1. Défaut de phase ouverte

Les résultats dans cette section sont issus d'essais expérimentaux.

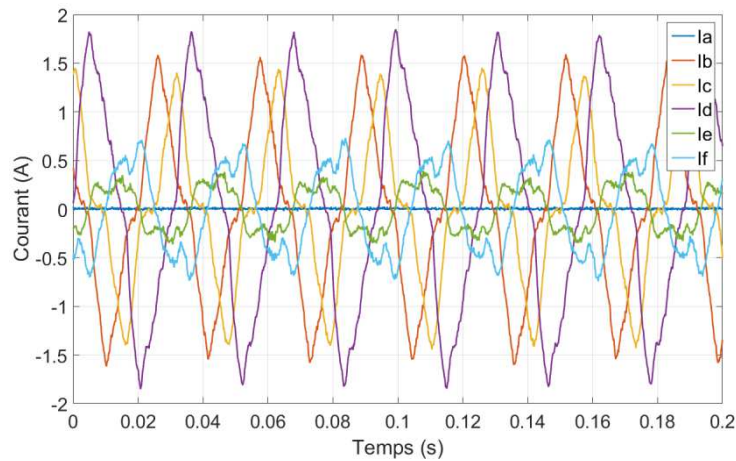


Figure 97 : Courants de phase mesurés EXPERIMENTALEMENT pour la topologie Pont-H avec la stratégie « 011 » lors d'une ouverture de la phase A.

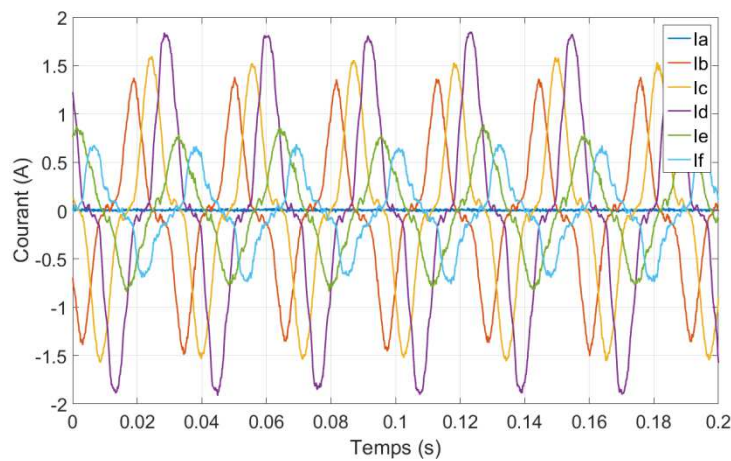


Figure 98 : Courants de phase mesurés EXPERIMENTALEMENT pour la topologie Pont-H avec la stratégie « 100 » lors d'une ouverture de la phase A.

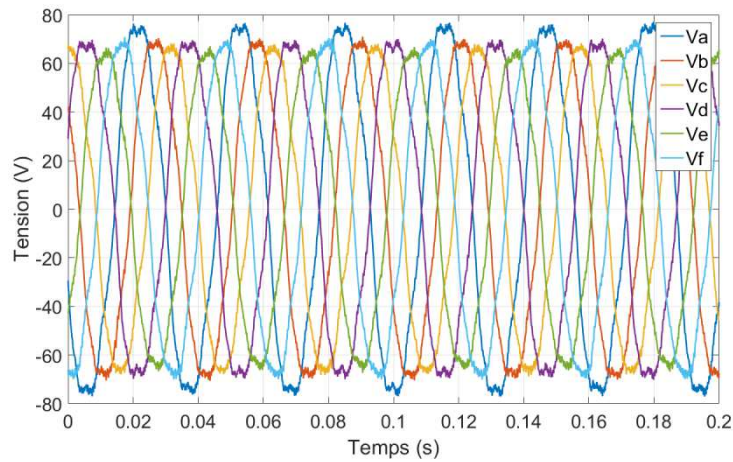


Figure 99 : Tensions de référence obtenues EXPERIMENTALEMENT pour la topologie Pont-H avec la stratégie « 011 » lors d'une ouverture de la phase A.

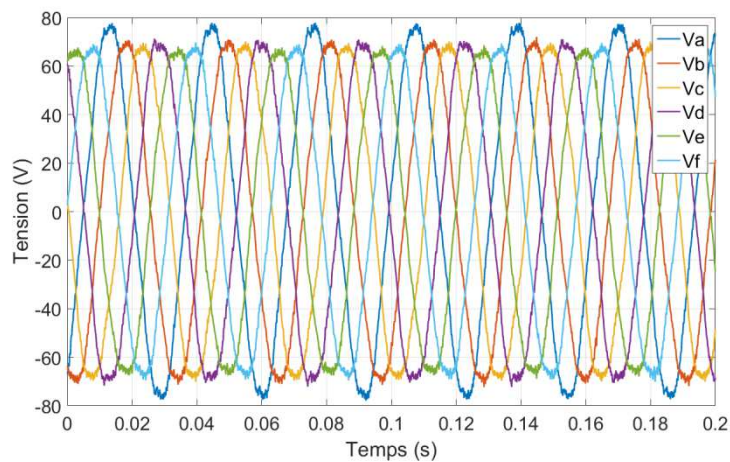


Figure 100 : Tension de référence pour la topologie Pont-H avec la stratégie « 100 » lors d'une ouverture de la phase A.

En analysant les courants de phase (Figure 97 et Figure 98) et les tensions de référence (Figure 99 et Figure 100), l'impact de la stratégie de contrôle est faible. En effet, dans le Chapitre 2, les courants des machines fictives secondaire et homopolaires ne sont pas très élevés lors d'un défaut d'ouverture de phase, contrairement au défaut de court-circuit.

### 3.1.1.2. Comparaison globale

Ci-dessous sont présentées les données obtenues pour tous les stratégies de contrôle. Tous les tableaux fournissent des valeurs numériques pour chaque stratégie pour différents modes de fonctionnement, normal ou dégradé. De même qu'au chapitre 2, les valeurs présentées sont en « per unit » (PU), dont les valeurs de base sont celles de la topologie Pont-H en mode normal. La seule exception est l'ondulation de couple qui n'a déjà pas d'unité.

Aucun tableau ne présente des valeurs pour la stratégie de contrôle « 111 ». Ceci est dû au fait que, lorsque cette stratégie était implémentée expérimentalement, le système ne fonctionnait pas en mode dégradé lors d'ouverture de phase. Ceci est due au manque de degré de liberté pour faire tourner la machine avec une phase ouverte en contrôlant toutes les machines non-principales en « courant nul ».

TABLEAU XVII: Courant crête de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement.

Stratégie	Courant crête (PU)		
	Mode Normal	Court-Circuit	Phase Ouverte
<b>000</b>	1,00	32,85 (simu.)	1,54
<b>001</b>	0,85	29,15 (simu.)	1,46
<b>010</b>	1,00	26,92 (simu.)	1,46
<b>011</b>	0,92	19,15 (simu.)	1,38
<b>100</b>	1,00	21,77 (simu.)	1,46
<b>101</b>	0,85	17,46 (simu.)	1,38
<b>110</b>	1,00	14,77 (simu.)	1,38

Le TABLEAU XVII confirme le résultat attendu pour ces différentes commandes. En contrôlant en « courant nul » les machines fictives non-principales, le courant en mode dégradé est plus faible. Cette réduction est plus conséquente lors d'un défaut de court-circuit, parce que, dans ce cas, les courants de ces machines fictives qui ne génèrent pas de couple peuvent être trop élevés. Mais il est aussi possible de voir une faible réduction du courant crête lors d'une ouverture de phase et même en mode normal.

Le TABLEAU XVII montre également que contrôler une machine homopolaire ou l'autre en « courant nul », comme les stratégies « 001 » et « 010 », est indifférent. En effet, il est possible de voir sur la Figure 45 que les courants des deux machines homopolaires sont presque les mêmes lors d'un défaut de court-circuit pour la stratégie « 000 ».

TABLEAU XVIII: Tension de référence crête de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement.

Stratégie	Tension crête (PU)		
	Mode Normal	Court-Circuit	Phase Ouverte
<b>000</b>	1,00	1,65 (simu.)	1,01
<b>001</b>	1,00	2,03 (simu.)	1,00
<b>010</b>	1,00	1,62 (simu.)	1,01
<b>011</b>	1,00	1,65 (simu.)	1,00
<b>100</b>	1,00	1,69 (simu.)	1,01
<b>101</b>	1,00	1,53 (simu.)	1,00
<b>110</b>	1,00	1,44 (simu.)	1,01

Concernant la tension crête, le TABLEAU XVIII montre que toutes les stratégies où au moins une machine fictive est contrôlée en « courant nul », la tension de référence est similaire ou plus élevée que celle pour la stratégie « 000 », où toutes les machines non-principales sont contrôlés en « tension nulle ». Cependant, cela ne veut pas dire que plus de machines sont contrôlées en « courant nul » plus la tension crête est importante. Cela peut être vérifié en comparant les stratégies de commande « 010 » et « 011 ». Intuitivement, les tensions de référence de la stratégie de commande « 011 » seraient plus élevés par le fait que deux machines sont contrôlées en courant nul au lieu d'une seule. Cependant, il est possible dans certains cas que les tensions de référence générées par la boucle de contrôle de différentes machines fictives se compensent partiellement.

TABLEAU XIX : Puissance de dimensionnement de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement.

Stratégie	Puissance de dimensionnement (PU)		
	Mode Normal	Court-Circuit	Phase Ouverte
000	1,00	54,10 (simu.)	1,61
001	0,77	59,17 (simu.)	1,50
010	0,92	43,55 (simu.)	1,18
011	0,77	31,55 (simu.)	1,42
100	0,92	36,82 (simu.)	1,15
101	0,69	26,71 (simu.)	1,24
110	0,92	21,29 (simu.)	1,24

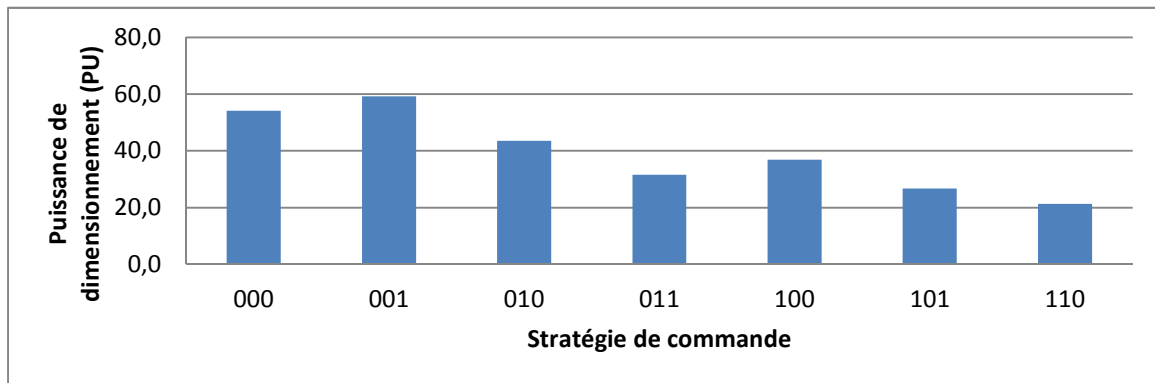


Figure 101 : Puissance de dimensionnement de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle lors d'un court-circuit.

En obtenant les tensions de référence crête et les valeurs de courant crête, la puissance de dimensionnement pour chaque stratégie de contrôles est présentée sur le TABLEAU XIX et sur la Figure 101. Le graphique ne présente que le dimensionnement le plus important parmi les trois modes de fonctionnement : mode normal, court-circuit et ouverture de phase. Similairement à l'analyse du chapitre 2, le dimensionnement le plus important est celui lors d'un court-circuit à cause des amplitudes de courant trop élevés dans ce mode de fonctionnement.

Finalement, la Figure 101 montre que la puissance de dimensionnement est plus faible lorsque deux machines fictives sont contrôlées en « courant nul » par rapport aux stratégies où une seule machine fictive est contrôlée en « courant nul ». En comparant les stratégies « 011 », « 101 » et « 110 » à la stratégie « 000 », la réduction de courant est plus importante que l'augmentation des références de tension, générant d'importantes réductions au niveau de la puissance de dimensionnement.

TABLEAU XX : Pertes Joule de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement.

Stratégie	Pertes Joule (PU)		
	Mode Normal	Court-Circuit	Phase Ouverte
000	1,00	964,89 (simu.)	1,32
001	0,96	942,18 (simu.)	1,28
010	1,00	862,23 (simu.)	1,34
011	0,94	606,78 (simu.)	1,43
100	0,99	712,00 (simu.)	1,41
101	0,94	432,60 (simu.)	1,52
110	0,98	405,44 (simu.)	1,49

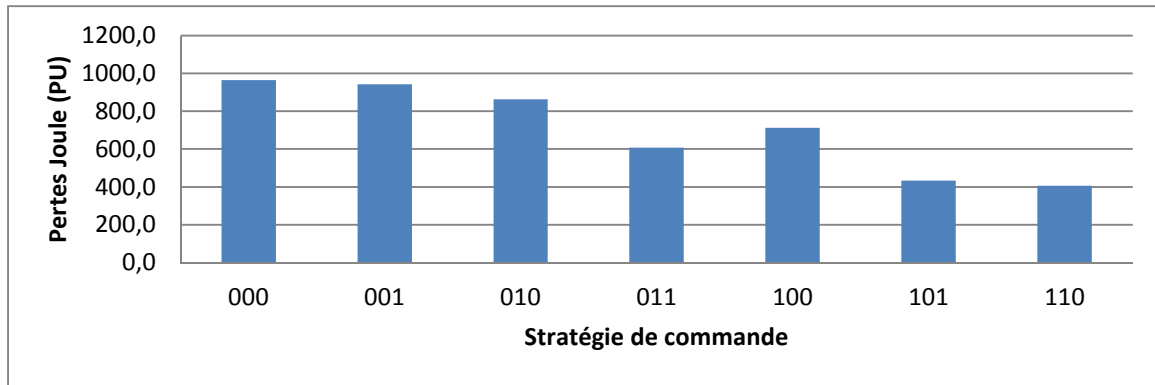


Figure 102 : Pertes Joule de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement lors d'un court-circuit.

Le TABLEAU XX et la Figure 102 montrent que le fait de contrôler plus de machines fictives en mode dégradé réduit de manière significative les pertes Joule. En effet, annuler les courants des machines homopolaires ou secondaire impacte directement l'amplitude des courants de phase et, en conséquence, les pertes Joule.

Il est important de souligner le fait que la valeur de pertes Joule obtenues est liée au nombre de courants qui sont contrôlés pour être nuls, en se rappelant qu'une commande à courant nul sur la machine secondaire annule deux courants dans le repère dq. Ainsi, les stratégies « 001 » et « 010 » qui n'ont qu'un courant contrôlé pour être nul ont une performance similaire. Le même résultat se voit pour les stratégies « 011 » et « 100 » et pour les stratégies « 101 » et « 110 ».

TABLEAU XXI : Ondulation de couple de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement.

Stratégie	Ondulation de couple		
	Mode Normal	Court-Circuit	Phase Ouverte
000	0,06	0,84	0,08
001	0,07	0,24	0,09
010	0,07	1,04	0,08
011	0,07	0,25	0,09
100	0,06	1,15	0,08
101	0,06	0,31	0,09
110	0,06	1,20	0,08

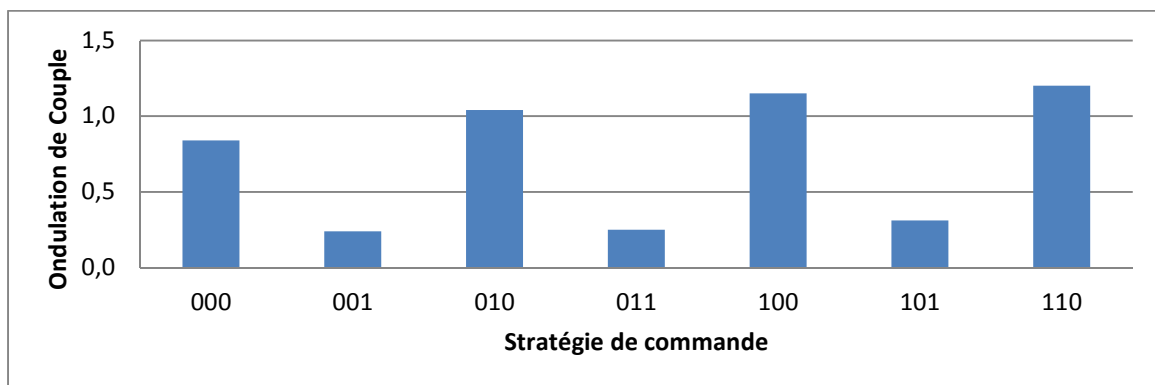


Figure 103 : Ondulation de couple de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle lors d'un court-circuit.



En comparant l'oscillation du couple parmi les différentes stratégies de contrôle, le TABLEAU XXI et la Figure 103 sont obtenus. Le graphique ne montre que les valeurs d'ondulation de couple les plus élevées parmi les trois modes de fonctionnement. Les ondulations lors d'un défaut de court-circuit sont les plus élevées pour toutes les stratégies de contrôle analysées.

Les résultats obtenus sont des résultats logiquement attendus. Premièrement, lorsque «  $I_{h2}$  » est contrôlé pour être nul (« 001 », « 011 » et « 101 »), l'ondulation du couple est assez faible. En effet, pour ces trois stratégies, les courants des deux machines fictives d'une machine à 6 phases symétrique standard pouvant générer du couple sont contrôlés.

Concernant les stratégies où la tension «  $V_{h2}$  » est nulle, l'ondulation du couple des stratégies où il y a plus de machines fictives contrôlées en « courant nul » est plus élevée. Demander que plus de machines aient des courants nuls est une façon d'augmenter les contraintes imposées au système, consommant ainsi les degrés de liberté du système. Plus il y a de contraintes imposées par la commande, et plus il est difficile de respecter chaque contrainte individuellement. Par conséquent, il a été observé que le contrôle de la valeur du composant  $I_q$  est moins efficace et, en conséquence, l'ondulation du composant  $I_q$  et du couple sont plus élevés.

Pour choisir la stratégie la plus intéressante à appliquer à la topologie, il faut décider selon le meilleur compromis entre ces deux aspects. Pour la plupart des topologies une réduction de la puissance de dimensionnement de l'onduleur signifie une augmentation de l'ondulation du couple. Parmi les stratégies présentées, les plus intéressantes sont la « 011 » et la « 101 ». Les comparant à la stratégie « 000 », ces deux stratégies réduisent la puissance de dimensionnement, les pertes Joule et l'ondulation de couple. En comparant ces deux topologies, la stratégie « 101 » a une puissance de dimensionnement 15% plus faible et des pertes Joule 39% plus faibles, malgré des pulsations de couple 29% plus élevées.

### 3.1.2. Stratégies de contrôle pour les machines fictives non-principales de la topologie HIMM

Les résultats de cette section présentent le comportement de la topologie HIMM pour deux stratégies de commande « 01 », où «  $V_{h1}$  » et «  $I_{h2}$  » sont contrôlés pour être nuls et « 11 », où toutes les machines homopolaires sont contrôlées en «  $I=0$  ».

Différemment de la topologie Pont-H avec la stratégie « 111 », l'essai de la topologie HIMM avec toutes les machines fictives non-principales en « courant nul » (« 11 ») a été réalisé expérimentalement, lors d'une ouverture de phase. Cette différence peut être expliquée en analysant le fonctionnement de deux topologies en mode dégradé pour les stratégies « 000 » et « 00 », présentées dans le chapitre 2. Les valeurs des courants de ces machines fictives non-principales sont plus faibles pour la topologie HIMM. Par conséquent, il est moins contraignant pour la topologie HIMM de contrôler ces machines fictives en « courant nul ».

#### 3.1.2.1. Défaut de court-circuit

Les résultats présentés ci-dessous sont issus de simulations car les valeurs obtenues sont trop élevées pour le dimensionnement du banc d'essai.

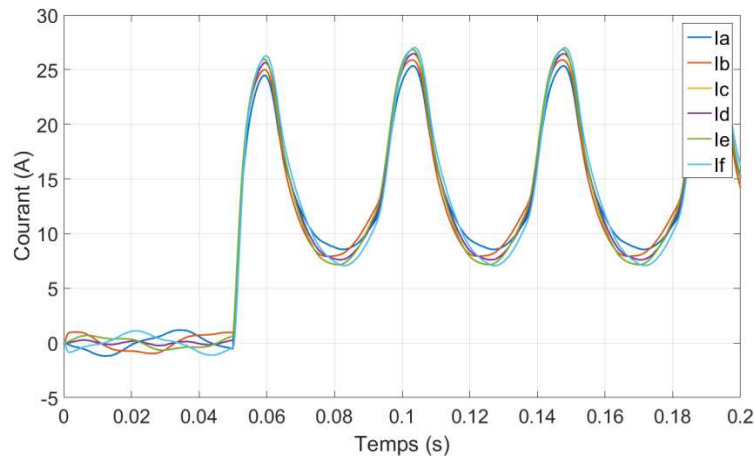


Figure 104 : Courants de phase obtenus en SIMULATION pour la topologie HIMM avec la stratégie « 01 » lors d'un court-circuit d'un transistor de la phase A.

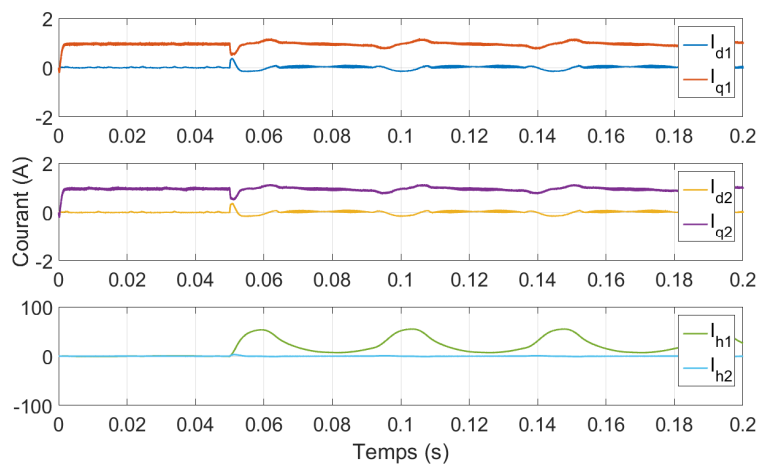


Figure 105 : Courants des machines fictives obtenus en SIMULATION pour la topologie HIMM avec la stratégie « 01 » lors d'un court-circuit d'un transistor de la phase A.

Lorsque la stratégie « 01 » est implémentée, la composante  $V_{DC}/R$  sur les courants de phase n'est pas nulle (Figure 104). Ce comportement est similaire à ceux présentés dans la section 3.1.1.1 pour la topologie Pont-H.

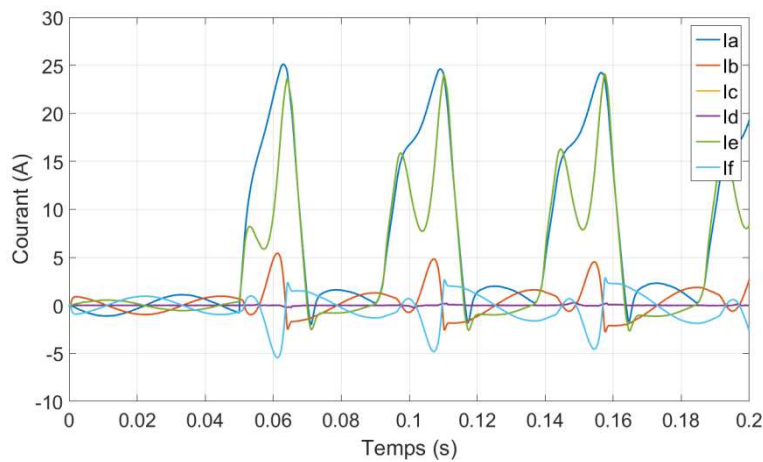


Figure 106 : Courants de phase obtenus en SIMULATION pour la topologie HIMM avec la stratégie « 11 » lors d'un court-circuit d'un transistor de la phase A.

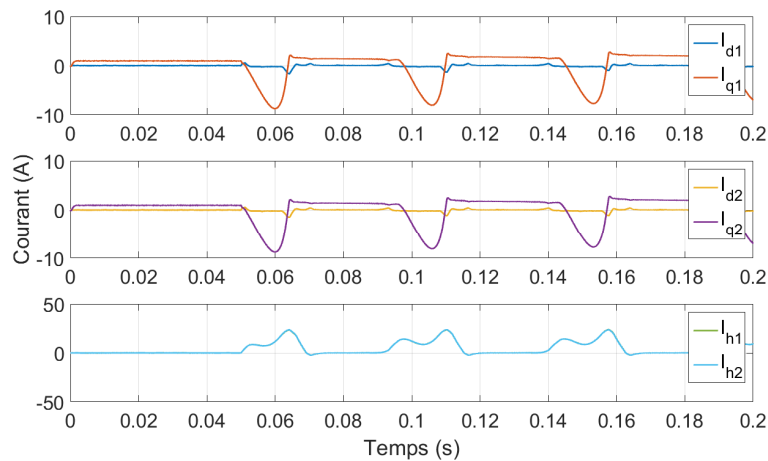


Figure 107 : Courants des machines fictives obtenus en SIMULATION pour la topologie HIMM avec la stratégie « 11 » lors d'un court-circuit d'un transistor de la phase A.

Pour la stratégie « 11 », celle où toutes les machines fictives non-principales sont contrôlées en « courant nul », les courants présentent un comportement différent sur deux durées (Figure 105 et Figure 106). Pendant une partie de la période électrique, toutes les consignes de courants sont à peu près respectées en dq, résultant des courants en mode dégradé similaires à ceux en mode normal. Cependant, pendant le reste de la période électrique, les correcteurs sont saturés et les consignes ne sont plus respectées. Par conséquent, d'importantes amplitudes de courant apparaissent. Puisque le contrôle des courants des machines principales ne fonctionne plus à ce moment à cause du manque de degré de liberté pour le contrôle en mode dégradé, il est difficile de prévoir l'amplitude des courants de phase.

Concernant les courants des machines homopolaires, ceux-ci sont tous les deux contrôlés pour être nuls. Même quand les correcteurs n'arrivent pas à contrôler ces courants, ils ont la même valeur. Cela est dû au fait que la machine homolaire 1 d'une machine est couplée à la machine homolaire 2 de l'autre. Ainsi, les deux courants homopolaires traversent des machines dont les paramètres sont les mêmes. Par conséquent, le correcteur est également le même pour les deux courants homopolaires, expliquant leur comportement très similaire.

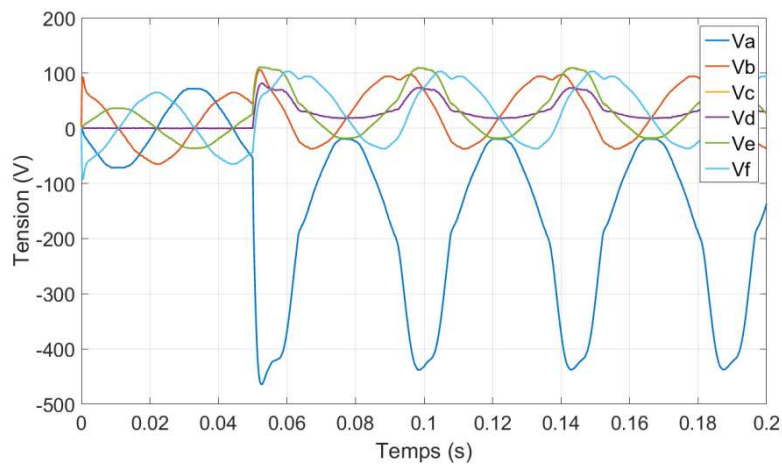


Figure 108 : Tensions de référence obtenues en SIMULATION pour la topologie HIMM avec la stratégie « 01 » lors d'un court-circuit d'un transistor de la phase A.

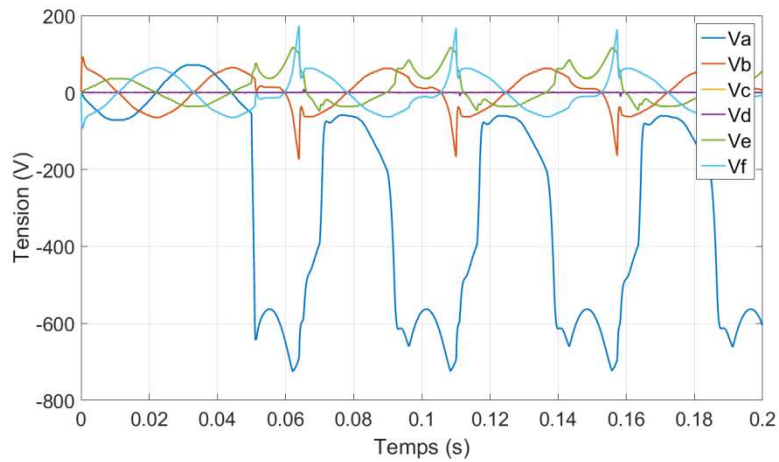


Figure 109 : Tensions de référence obtenues en SIMULATION pour la topologie HIMM avec la stratégie « 11 » lors d'un court-circuit d'un transistor de la phase A.

En analysant l'allure des consignes de tension (Figure 108 et Figure 109), il est possible de voir que les correcteurs sont saturés lorsque la stratégie « 11 » est implémentée.

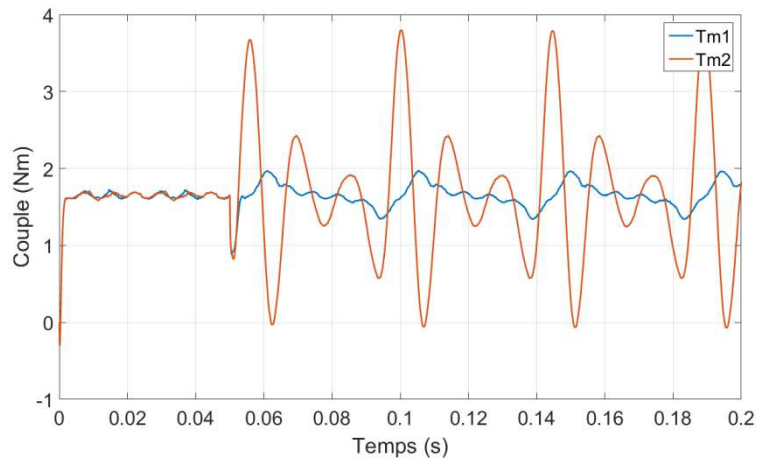


Figure 110 : Couple obtenu en SIMULATION pour la topologie HIMM avec la stratégie « 01 » lors d'un court-circuit d'un transistor de la phase A.

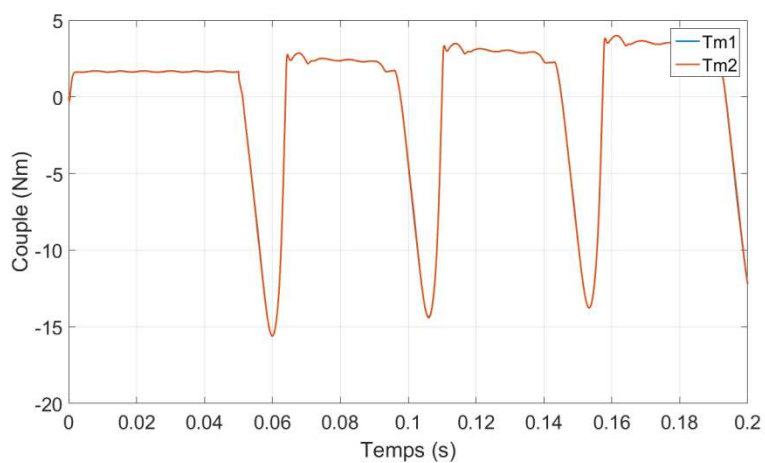


Figure 111 : Couple obtenu en SIMULATION pour la topologie HIMM avec la stratégie « 11 » lors d'un court-circuit d'un transistor de la phase A.

Les graphiques de la Figure 110 et de la Figure 111 présentent une différence notable entre les deux stratégies. Pour la stratégie « 01 », les correcteurs ne sont pas saturés et le couple pulsatoire est semblable à celui trouvé lors du chapitre 2. Cependant, le couple pulsatoire est différent entre les deux machines. En raison du couplage, un même courant homopolaire interagit avec différents harmoniques de courant pour chaque machine. Puisque un courant homopolaire n'est pas nul, il ne génère du couple pulsatoire que sur la machine dans laquelle il interagit avec des harmoniques impairs de la FEM. La stratégie « 11 » présente des pulsations unilatérales due à la saturation des correcteurs de courant. Par conséquent l'amplitude de la pulsation pour la stratégie « 11 » est très élevée.

### 3.1.2.2. Défaut de phase ouverte

Les résultats présentés dans cette section sont issus d'essais expérimentaux.

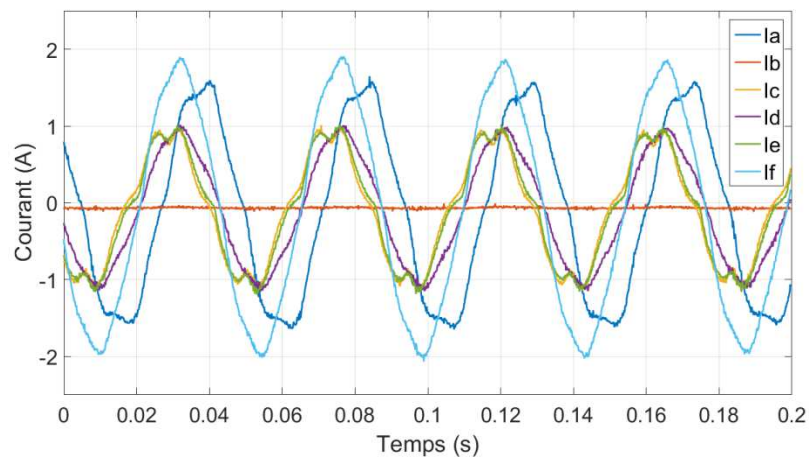


Figure 112 : Courants de phase mesurés EXPERIMENTALEMENT pour la topologie HIMM avec la stratégie « 01 » lors d'une ouverture de la phase B.

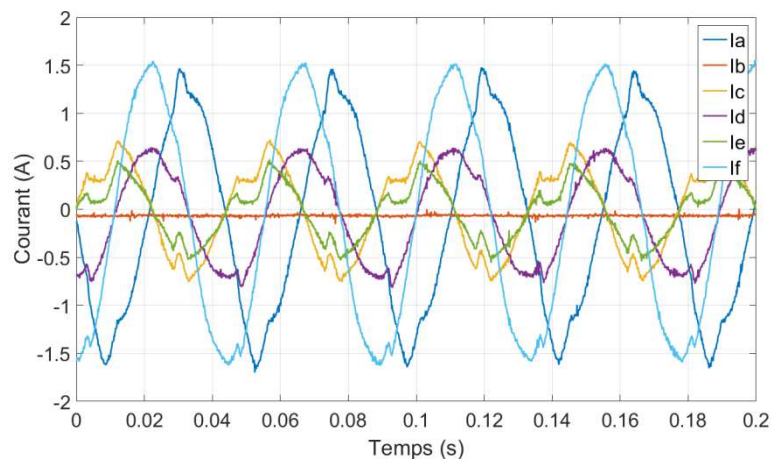


Figure 113 : Courants de phase mesurés EXPERIMENTALEMENT pour la topologie HIMM avec la stratégie « 11 » lors d'une ouverture de la phase B.

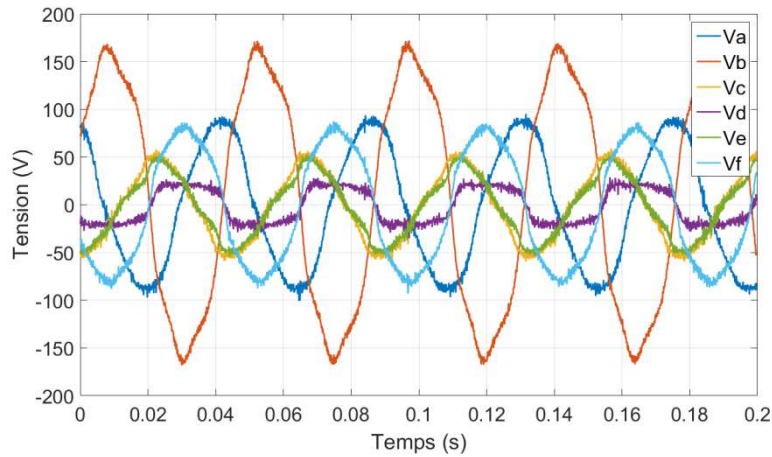


Figure 114 : Tensions de référence obtenues EXPERIMENTALEMENT pour la topologie HIMM avec la stratégie « 01 » lors d’une ouverture de la phase B.

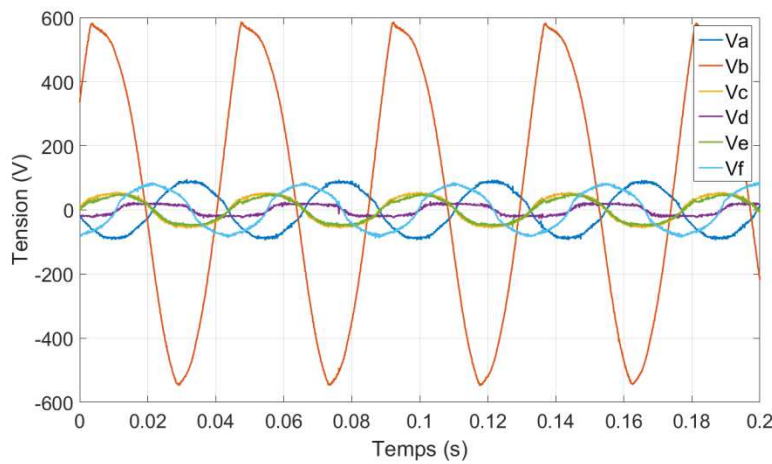


Figure 115 : Tensions de référence obtenues EXPERIMENTALEMENT pour la topologie HIMM avec la stratégie « 11 » lors d’une ouverture de la phase B.

Similairement à la topologie Pont-H, l’impact des stratégies de contrôle est beaucoup plus faible sur le courant de phase et les tensions de consigne lors d’un fonctionnement en mode dégradé. La seule différence plus visible concerne l’amplitude de la consigne de tension de la phase en défaut. Néanmoins, puisque la tension de la phase ouverte est incontrôlable, cette différence n’impacte pas le fonctionnement ou la performance du système.

### 3.1.2.3. Comparaison

Les résultats présentés ici sont en PU, dont les valeurs de base sont celles se référant à la topologie Pont-H en mode normal pour une stratégie « 000 ».

TABLEAU XXII : Courant crête de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement.

Stratégie	Courant crête (PU)		
	Mode Normal	Court-Circuit	Phase Ouverte
00	1,23	18,00 (simu.)	1,54
01	0,92	17,77 (simu.)	1,54
10	1,00	17,77 (simu.)	1,54
11	0,85	15,54 (simu.)	1,23

Le TABLEAU XXII montre que l'impact de la stratégie de contrôle sur la valeur crête du courant n'est pas très important. La réduction maximale est de 14% pour la stratégie de contrôle « 11 » par rapport à la stratégie « 00 », tout en notant que ce pourcentage correspond à 2,5 PU de différence. La stratégie de commande ne peut être appliquée qu'aux machines homopolaires, parce que les deux machines diphasées génèrent chacune le couple d'une machine réelle. Lorsqu'une machine homolaire est contrôlée en « courant nul », le courant de celle qui est contrôlée en « tension nulle » est plus élevé. Ceci, explique aussi la faible différence des résultats obtenus entre les stratégies « 01 » et « 10 ».

TABLEAU XXIII : Tension de référence crête de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement.

Stratégie	Tension crête (PU)		
	Mode Normal	Court-Circuit	Phase Ouverte
00	1,31	1,69 (simu.)	1,32
01	1,34	1,69 (simu.)	1,32
10	1,31	1,69 (simu.)	1,32
11	1,32	2,50 (simu.)	1,29

Le TABLEAU XXIII montre que l'impact des topologies « 01 » et « 10 » est dérisoire sur tous les modes de fonctionnement. Concernant la stratégie «11 » lors d'un court-circuit, la valeur plus élevée est due à la saturation des correcteurs.

TABLEAU XXIV : Puissance de dimensionnement de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement.

Stratégie	Puissance de dimensionnement (PU)		
	Mode Normal	Court-Circuit	Phase Ouverte
00	0,81	15,19 (simu.)	1,02
01	0,62	14,99 (simu.)	1,02
10	0,65	14,99 (simu.)	1,02
11	0,56	19,42 (simu.)	0,80

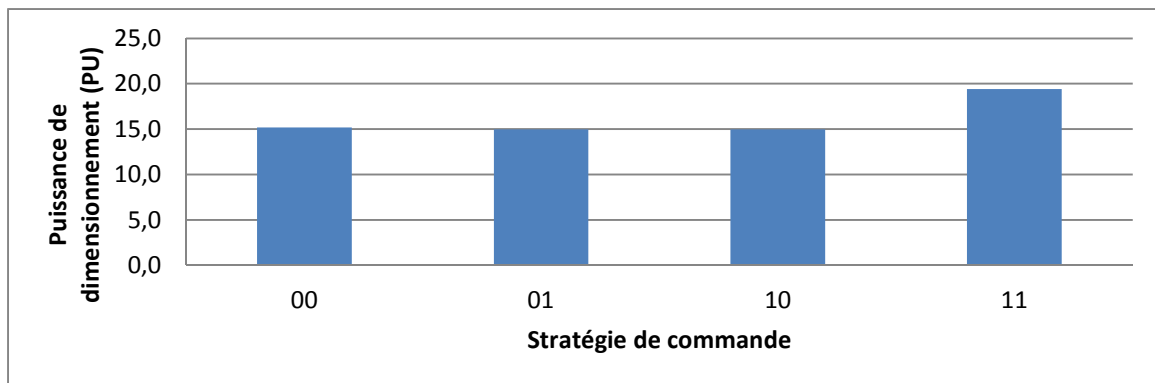


Figure 116 : Puissance de dimensionnement de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle lors d'un court-circuit.

Le graphique de la Figure 116 présente la puissance de dimensionnement la plus élevée parmi les trois modes de fonctionnement pour chaque stratégie de contrôle (TABLEAU XXIV). Finalement, pour la topologie HIMM, l'impact de contrôler les machines homopolaires en courant nul est très faible, moins de 2% de réduction de la puissance de dimensionnement pour les stratégies « 01 » et « 10 » par rapport à la topologie « 00 ». Concernant la stratégie « 11 », le fait que les correcteurs soient

saturés requiert une puissance de dimensionnement de l'onduleur plus élevée qu'avec les autres stratégies de contrôle.

TABLEAU XXV : Pertes Joule de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement.

Stratégie	Pertes Joule (PU)		
	Mode Normal	Court-Circuit	Phase Ouverte
00	1,91	716,48 (simu.)	3,21
01	1,72	834,88 (simu.)	4,30
10	1,74	834,88 (simu.)	4,12
11	1,63	182,01 (simu.)	2,55

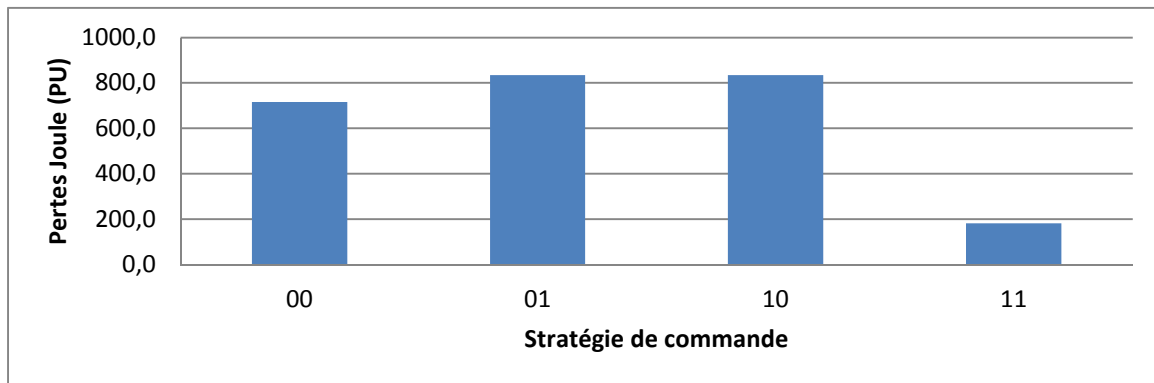


Figure 117 : Pertes Joule de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle lors d'un court-circuit.

Le TABLEAU XXV et le graphique de la Figure 117 montrent clairement l'impact de la distribution des courants sur les pertes Joule. Contrairement à la topologie Pont-H, les pertes Joule pour les stratégies « 01 » et « 10 », où une machine fictive est contrôlée en courant nul, sont plus élevées que celles pour la stratégie « 00 ». Pour la stratégie « 00 » les courants  $I_{h1}$  et  $I_{h2}$  sont très similaires. Mathématiquement, l'impact d'un courant homopolaire annule celui de l'autre sur 3 des 6 courants de phases (Figure 66). Cet effet est visible en analysant les lignes de la matrice de Concordia relatives aux machines homopolaires. Quand une machine homopolaire est contrôlée en « courant nul », le courant homopolaire de l'autre est davantage élevé et impacte toutes les 6 phases des deux machines, augmentant ainsi les pertes Joule pour les stratégies de contrôle « 01 » et « 10 ».

La stratégie de contrôle « 11 » est celle dont les pertes sont les plus faibles. La Figure 106 montre que pendant une partie de la période électrique les consignes de courant sont respectées et pendant l'autre partie de la période électrique les correcteurs sont saturés, résultats des importantes valeurs crêtes de courant. Le fait que pendant une partie de la période électrique les courants soient assez faibles explique pourquoi la stratégie « 11 » est celle dont les pertes Joule sont les plus faibles parmi les quatre stratégies analysées, malgré le fait que sa valeur crête de courant soit la plus élevée.

TABLEAU XXVI : Ondulation de couple de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement.

Stratégie	Ondulation de couple		
	Mode Normal	Court-Circuit	Phase Ouverte
00	0,06	1,32	0,06
01	0,06	2,36	0,12
10	0,06	2,36	0,12
11	0,06	10,79	0,30



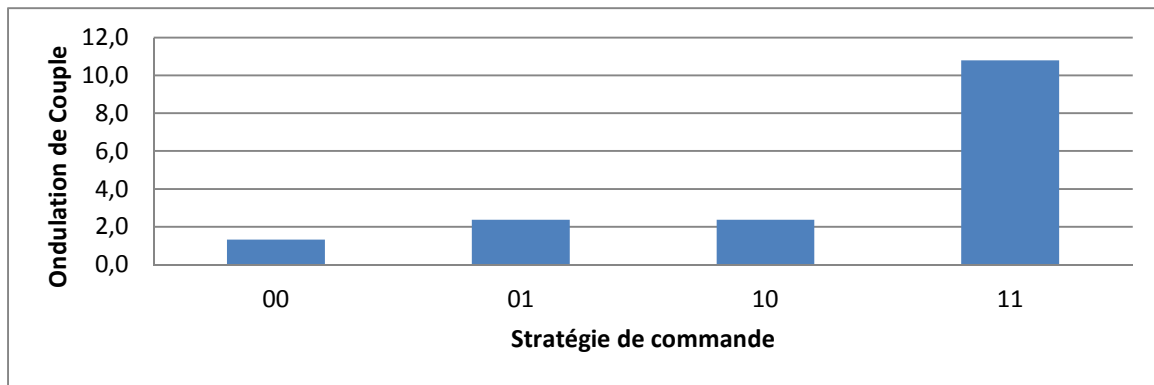


Figure 118 : Ondulation de couple de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle lors d'un court-circuit.

La Figure 118 montre que l'ondulation de couple est plus élevée lorsque les machines fictives sont contrôlées en « courant nul ». Similairement à la topologie Pont-H, le contrôle en courant nul signifie une contrainte de plus pour le système, dégradant la performance du correcteur des courants des machines principales, générant ainsi des oscillations de couple. La stratégie « 11 » présente un couple pulsatoire très important, plus de 8 fois celui de « 00 », à cause de la saturation des correcteurs.

Un point important à souligner lors de cette analyse est le fait que pour la stratégie « 01 » la machine dont le couple pulsatoire est le plus élevé est la machine M2, alors que pour la stratégie « 10 », le couple pulsatoire de M1 est plus important. Ceci est dû au couplage. Le courant  $I_{h1}$  interagit avec le 6<sup>ème</sup> harmonique de la machine M1 et avec le 3<sup>ème</sup> de la machine M2, pouvant donc générer du couple pulsatoire seulement sur M2, alors que  $I_{h2}$  ne peut générer du couple pulsatoire que sur M1.

Il est donc évident qu'en prenant en compte les trois critères de comparaison, le contrôle en « courant nul » des machines homopolaires ne présente pas d'intérêt pour la topologie HIMM.

### 3.1.3. Stratégies de contrôle pour les machines fictives non-principales de la topologie RIMM

La topologie RIMM n'a que deux stratégies de contrôle des machines fictives possibles, dont une, la stratégie de contrôle « 0 », où «  $V_{h2}$  » est nul, a déjà été présentée dans le chapitre 2. Ainsi, les résultats présentés dans cette section ne concernent que la stratégie de contrôle « 1 », où «  $I_{h2}$  » est contrôlé pour être nul. Tous les résultats de cette section sont issus d'essais expérimentaux.

### 3.1.3.1. Défaut de court-circuit

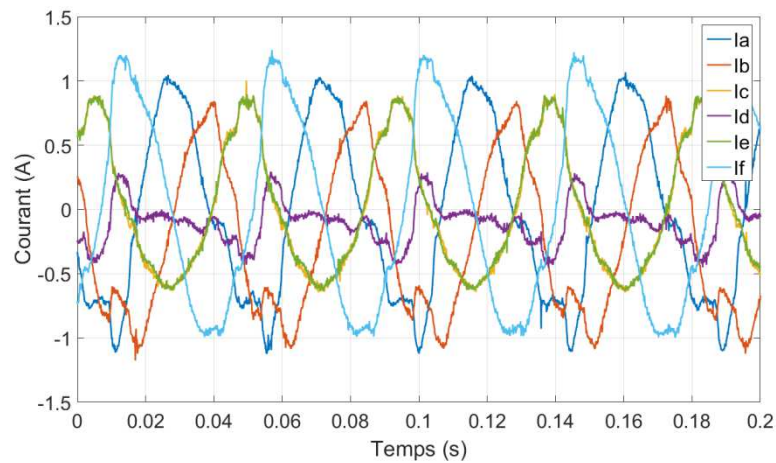


Figure 119 : Courants de phase mesurés EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM avec la stratégie « 1 » lors d'un court-circuit d'un transistor de la phase A.

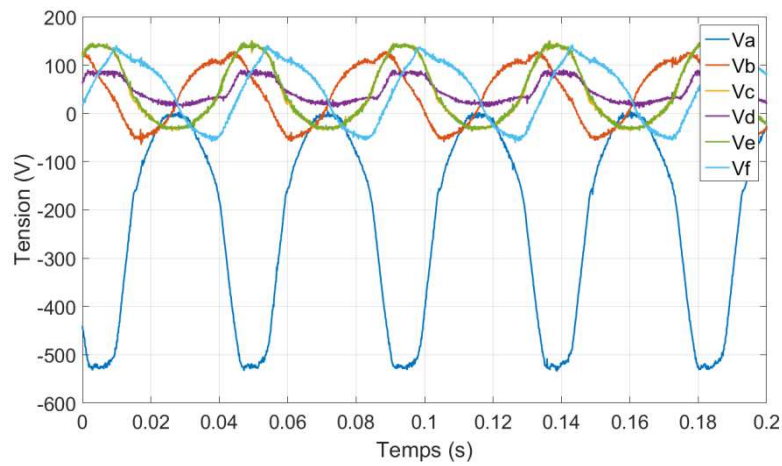


Figure 120 : Tensions de référence obtenues EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM avec la stratégie « 1 » lors d'un court-circuit d'un transistor de la phase A.

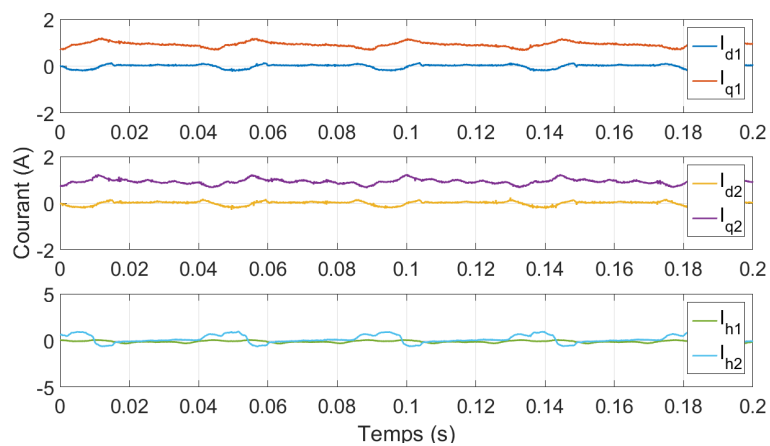


Figure 121 : Courants des machines fictives obtenus EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM avec la stratégie « 1 » lors d'un court-circuit d'un transistor de la phase A.

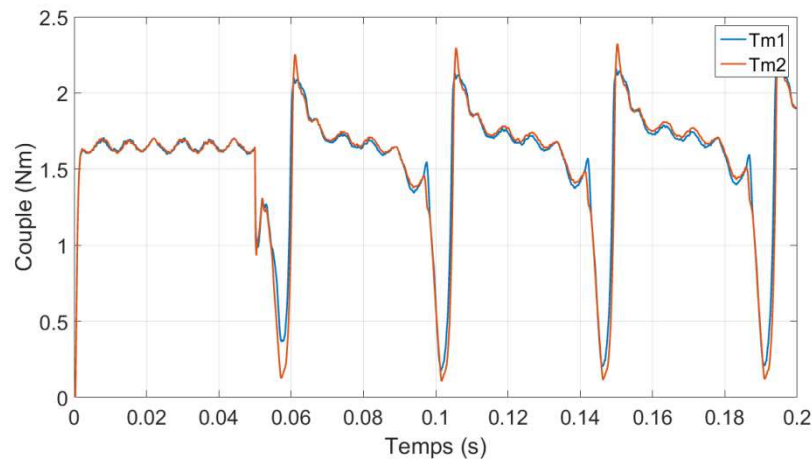


Figure 122 : Couples obtenus en SIMULATION pour la topologie RIMM avec la stratégie « 1 » lors d'un court-circuit d'un transistor de la phase A.

Comme pour la topologie HIMM avec la stratégie de contrôle « 11 », le fait de contrôler toutes les machines fictives qui ne génèrent pas de couple en « courant nul » annule la composante constante sur les courants de phase (Figure 119), mais sature les correcteurs, engendrant un comportement sur deux durées. Une durée où les consignes de courant sont à peu-près respectées et la pulsation du couple est faible et une autre durée où les correcteurs sont saturés et une pulsation unilatérale de couple importante apparaît (voir Figure 121 et Figure 122).

Une différence notable peut être relevée entre les résultats de la stratégie « 1 » et ceux de la topologie HIMM avec la stratégie « 11 ». Lorsque les correcteurs sont saturés, la valeur crête du courant de phase n'est pas trop élevée. Bien qu'il soit compliqué d'expliquer cet effet analytiquement en raison des saturations des correcteurs, ceci est une conséquence de la faible intensité du courant  $I_{h2}$  en mode dégradé pour la stratégie « 0 ».

### 3.1.3.2. Défaut de phase ouverte

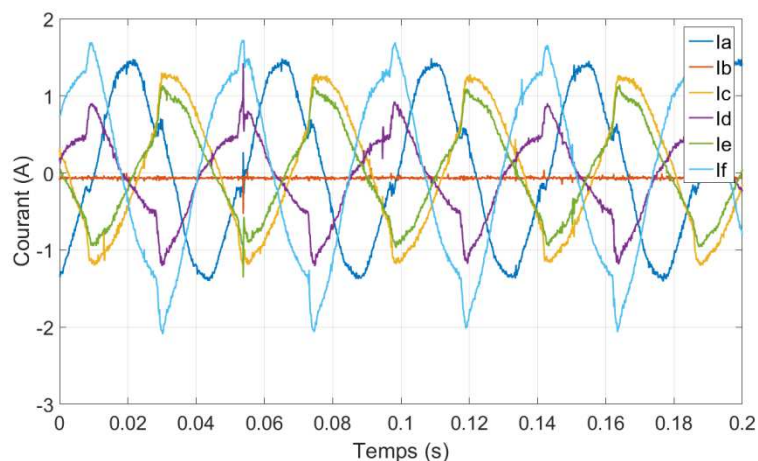


Figure 123 : Courants de phase mesurés EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM avec la stratégie « 1 » lors d'une ouverture de la phase B.

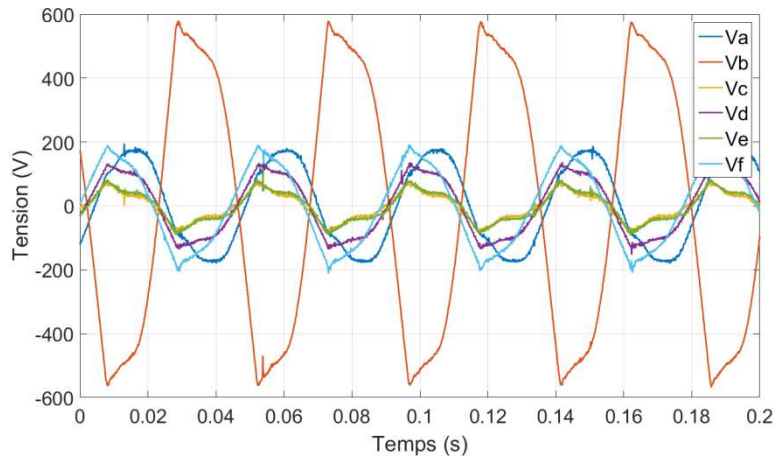


Figure 124 : Tensions de référence obtenues EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM avec la stratégie « 1 » lors d'une ouverture de la phase B.

Lors d'une ouverture de phase, les correcteurs sont saturés, mais la machine arrive à générer les vitesses de consigne. En comparant avec les résultats obtenus pour la stratégie « 0 » présentés dans le chapitre 2, les différences sont assez faibles comme déjà avéré pour les deux topologies précédentes.

### 3.1.3.3. Comparaison

Les résultats présentés ici sont en PU, dont les valeurs de base sont celles qui se réfèrent à la topologie Pont-H en mode normal lors pour une stratégie « 000 ».

TABLEAU XXVII : Courant crête de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement.

Stratégie	Courant crête (PU)		
	Mode Normal	Court-Circuit	Phase Ouverte
0	1,00	9,00	1,54
1	0,85	0,92	1,62

L'application du contrôle en courant nul réduit fortement la valeur crête du courant en mode dégradé (TABLEAU XXVII). Les courants obtenus sont caractéristiques d'une saturation des correcteurs, mais leur valeur est beaucoup plus faible, contrairement à ceux de la topologie HIMM pour la stratégie « 11 ». Ceci s'explique par le fait que le courant  $I_{h1}$  et la tension de référence  $V_{h1}$  sont nuls grâce à la structure avec deux sources indépendantes. Par conséquent, le fonctionnement où tous les courants sont contrôlés, même en mode dégradé, est moins contraignant pour la topologie RIMM.

TABLEAU XXVIII : Tension de référence crête de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement.

Stratégie	Tension crête (PU)		
	Mode Normal	Court-Circuit	Phase Ouverte
0	1,35	1,99	1,44
1	1,32	2,09	2,88

La tension crête dépend peu de la stratégie de contrôle de la machine homopolaire 2 en mode de fonctionnement normal. Cependant en analysant la stratégie « 1 » par rapport à la « 0 », le TABLEAU

XXVIII présente une augmentation de la tension crête pour le défaut de court-circuit et celui de phase ouverte. Dans les deux cas, l'augmentation est due au fait que la tension de référence de la machine homopolaire 2 n'est pas nulle. Mais le fait que la stratégie « 1 » réduise fortement les courants lors d'un court-circuit induit une augmentation de la valeur crête de tension de référence.

TABLEAU XXIX : Puissance de dimensionnement crête de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement.

Stratégie	Puissance de dimensionnement (PU)		
	Mode Normal	Court-Circuit	Phase Ouverte
0	0,68	8,93	1,11
1	0,56	0,96	2,33

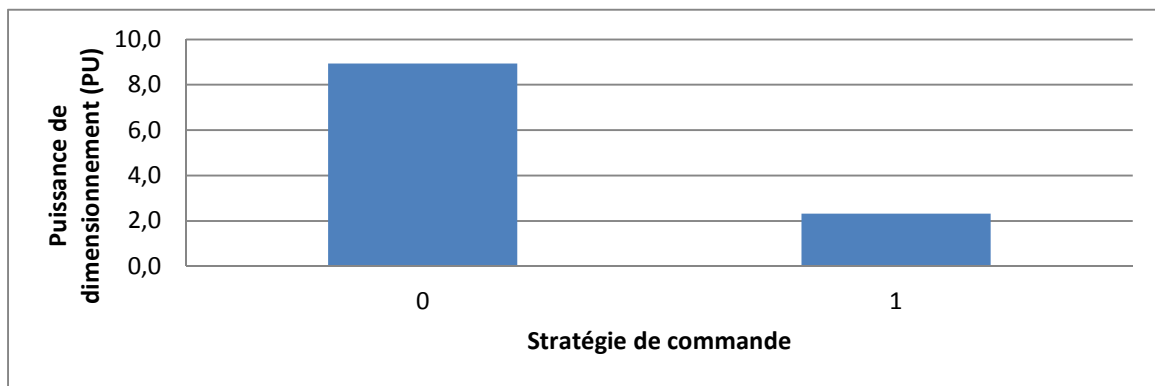


Figure 125 : Puissance de dimensionnement de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle, lors d'un court-circuit pour la stratégie « 0 » et lors d'une ouverture de phase pour la stratégie « 1 ».

Finalement la puissance de dimensionnement est largement réduite lorsque la machine homopolaire 2 est contrôlée en « courant nul » (TABLEAU XXIX). Le graphique de la Figure 125 ne présente que la puissance qui est utilisée pour le dimensionnement de l'onduleur. Pour la stratégie de contrôle « 1 », cette stratégie est celle du défaut de phase ouverte.

TABLEAU XXX : Pertes Joule de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement.

Stratégie	Pertes Joule (PU)		
	Mode Normal	Court-Circuit	Phase Ouverte
0	1,76	208,03	4,13
1	1,69	1,85	3,26

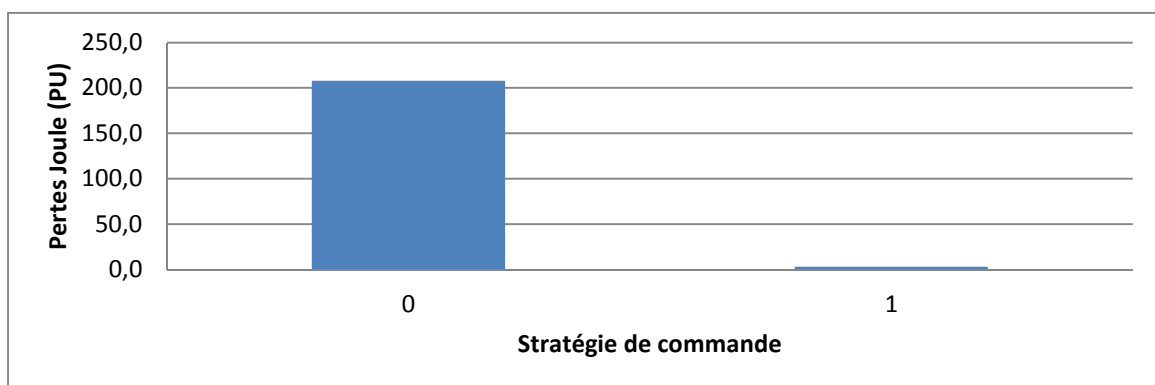


Figure 126 : Pertes Joule maximales de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle, lors d'un court-circuit pour la stratégie « 0 » et lors d'une ouverture de phase pour la stratégie « 1 ».

L'impact de la stratégie « 1 » est très favorable aussi sur les pertes Joule pour les mêmes raisons que celles due valeur crête de courant (TABLEAU XXX et Figure 127). Poursuivant l'analyse sur la puissance de dimensionnement, pour la stratégie de contrôle « 1 », les pertes Joule lors d'une ouverture de phase sont plus élevées que lors d'un court-circuit.

TABLEAU XXXI : Ondulation de couple de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes de fonctionnement.

Stratégie	Ondulation de couple		
	Mode Normal	Court-Circuit	Phase Ouverte
0	0,06	0,91	0,12
1	0,06	1,33	1,15

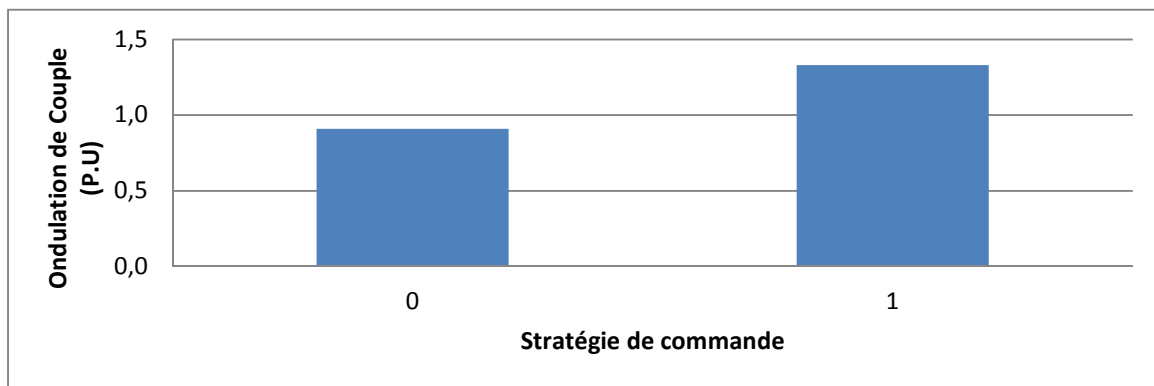


Figure 127 : Ondulation de couple de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle, lors d'un court-circuit.

Le seul point où la stratégie « 1 » se présente comme moins intéressante que la stratégie « 0 » est celui concernant l'ondulation du couple. L'ondulation du couple de la stratégie « 1 » est 44% plus élevée que celui de la stratégie « 0 ».

Finalement, malgré la saturation des correcteurs, parce qu'il ne reste pas de degrés de liberté pour la faute, la stratégie « 1 » est très intéressante puisqu'elle réduit le dimensionnement de l'onduleur et les pertes Joule au prix d'un couple pulsatoire plus élevé.

### 3.1.4. Comparaison générale des trois topologies avec différentes combinaisons de contrôle pour des machines non-principales

Pour une comparaison finale, il a été choisi de comparer les stratégies qui ont été les plus intéressantes pour chaque topologie selon l'analyse faite précédemment. Ainsi les stratégies qui font partie de la comparaison globale sont :

- Pont-H « 011 » ;
- Pont-H « 101 » ;
- HIMM « 00 » ;
- RIMM « 0 » ;
- RIMM « 1 » ;

TABLEAU XXXII : Valeurs obtenues EXPERIMENTALEMENT et en SIMULATION pour les trois topologies en mode dégradé pour différentes stratégies de contrôle.

Topologie	Stratégie de Contrôle	$P_{dim}$ (PU)	$P_j$ (PU)	$C_{ond}$
Pont-H	000	31,55	606,78	0,25
Pont-H	101	26,71	432,60	0,31
HIMM	00	15,19	716,48	1,30
RIMM	0	8,93	208,03	0,91
RIMM	1	2,33	3,26	1,33

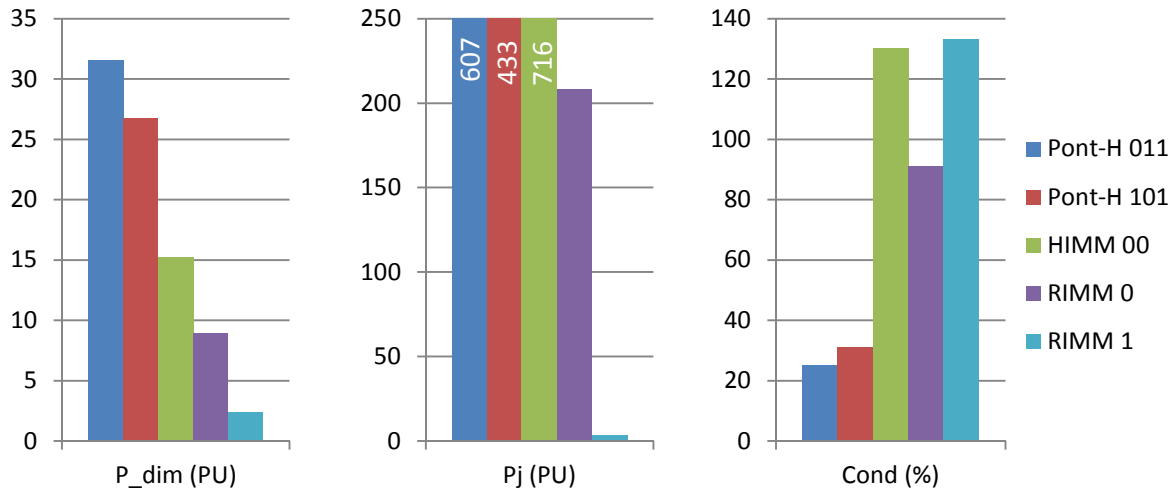


Figure 128 : Comparaison générale entre les trois topologies sur les trois critères de comparaison.

Concernant la puissance de dimensionnement, aucune modification majeure ne s'est produite avec les nouvelles stratégies de contrôles. Malgré l'importante réduction de la puissance de dimensionnement de la topologie Pont-H avec quelques machines fictives contrôlées en « courant nul », cette puissance est encore plus élevée que celle des topologies HIMM et RIMM.

En analysant les pertes Joule, il est possible de voir que la topologie HIMM est désormais la topologie qui dissipe le plus d'énergie en mode dégradé. La topologie RIMM est encore celle qui dissipe le moins d'énergie indépendamment de la stratégie implémentée. Mais, lorsque la stratégie « 1 » est implémentée, les pertes en mode dégradé sont significativement plus faibles.

Un des plus grands avantages d'implémenter un contrôle de « courant nul » sur les machines fictives non-principales a été la réduction du couple pulsatoire de la topologie Pont-H. Cette topologie présentait déjà dans le Chapitre 2 le couple pulsatoire le plus faible parmi les trois topologies et la différence a été fortement creusée. Contrairement à la topologie Pont-H, pour les topologies HIMM et RIMM, le contrôle en « courant nul » des machines fictives non-principales a un impact soit négatif soit nul sur l'ondulation de couple.

Il est possible de voir que certains aspects sont communs aux trois topologies. Concernant la puissance de dimensionnement, le fait de contrôler certaines machines en «  $I=0$  » au lieu de «  $V=0$  » résulte des valeurs crêtes de courant plus faible, mais une tension de référence plus élevée. Puisque la puissance de dimensionnement dépend d'un produit de ces deux variables, l'impact final sur la puissance de dimensionnement n'est pas si évident.

Il est possible de distinguer les stratégies où toutes les machines non-principales sont contrôlées en «  $I=0$  » (« 111 », « 11 » et « 1 ») des autres. Cette distinction est due au fait que les correcteurs sont fortement saturés car le système ne possède pas assez de degrés de liberté pour contrôler correctement tous les courants des machines fictives en mode dégradé. Cependant, il a été constaté qu'en pratique le système peut fonctionner, malgré la saturation des certains correcteurs. Finalement, plus faibles sont les courants des machines fictives non-principales, plus aisément le système peut fonctionner en mode dégradé avec les stratégies « 111 », « 11 » et « 1 ». C'est pour cela, que la topologie RIMM avec la stratégie « 1 » présente une performance très intéressante, alors que le contraire a été conclu pour les topologies Pont-H et HIMM avec les stratégies « 111 » et « 11 » respectivement.

De plus ces trois stratégies ont en commun de réduire fortement les pertes Joule en mode dégradé certes au prix d'une forte ondulation de couple. Les résultats pour la topologie HIMM et RIMM (Figure 106 et Figure 119), sont que les composantes constantes des courants de phase sont éliminées par le contrôle et pendant une partie de la période électrique toutes les consignes de courant sont à peu près respectées. Par conséquent, pendant presque une demi-période électrique, les pertes Joule en mode dégradé sont similaires à celles en mode normal. De l'autre côté, la saturation des correcteurs résulte en importantes pulsations de couple (Figure 111 et Figure 122).

### 3.2.Stratégies avec Reconfiguration

Afin d'obtenir une meilleure performance en mode dégradé, des reconfigurations peuvent être implémentées. Une reconfiguration consiste à modifier le fonctionnement du système dès qu'une défaillance est détectée et localisée. Elle modifie ainsi la commande de façon à prendre en compte le défaut.

Dans cette étude les reconfigurations sont séparées en deux groupes distincts :

- Reconfigurations partielles
- Reconfigurations complètes.

Les reconfigurations partielles sont considérées comme les plus simples et prennent en compte seulement certains aspects du défaut. Les reconfigurations complètes modifient quant à elles la commande de manière beaucoup plus significative, le but étant d'éliminer au maximum toutes les conséquences du défaut. Par exemple, sur le système étudié ici, où les machines sont commandées en vitesse, le but de la reconfiguration est d'éliminer les ondulations de couple et de vitesse en mode dégradé. La procédure pour une telle reconfiguration est expliquée dans la section 3.2.3.

Ainsi, une reconfiguration bien appliquée réduit ou élimine les conséquences non désirées du défaut. Cependant, l'implémentation de la reconfiguration peut également être source de risques. Si le dimensionnement de l'onduleur est fait en prenant en compte une reconfiguration du système lors du défaut, il faut que la reconfiguration soit implémentée rapidement et précisément.

En réalité, la reconfiguration ne peut pas être appliquée au moment même où le défaut survient. Le calculateur doit d'abord percevoir la faute pour ensuite modifier correctement la commande. Ce temps de réaction doit donc être calculé et maîtrisé, afin de s'assurer que les machines et les transistors ne sont pas endommagés à ce moment-là.



En même temps, l'application de la bonne reconfiguration au bon endroit est nécessaire. Pour cela, il faut que le calculateur sache quel défaut, court-circuit ou phase ouverte, est survenu et sur quel élément, quelle phase et/ou quel transistor. Les reconfigurations prennent en compte ces deux données pour être appliquées. Une erreur sur la précision peut être préjudiciable pour le système en augmentant encore plus les amplitudes du courant et de l'oscillation de couple en mode dégradé.

Enfin, il est important de noter que l'application d'une reconfiguration dégrade dans tous les cas la fiabilité structurelle du système. Dans l'arbre de défaillance, il faut prendre en compte tous les défauts en relation avec la détection de panne, comme par exemple la non-détection de la défaillance, la mauvaise détection de mode de défaillance, la mauvaise localisation du défaut et la non-application de la reconfiguration. Pour cela, certains industriels préfèrent le surdimensionnement du système, pour qu'il puisse fonctionner en mode dégradé sans reconfiguration, plutôt que l'implémentation d'une reconfiguration et d'une détection de panne.

Trois propositions de reconfigurations sont proposées dans cette étude : deux partielles et une complète. Toutes ne s'appliquent qu'au défaut de court-circuit qui s'est avéré être le plus contraignant pour le dimensionnement de l'onduleur et pour l'ondulation de couple dans le chapitre 2.

Tous les résultats présentés dans ce chapitre, indépendamment qu'ils soient issus de simulations ou d'essais expérimentaux, correspondent à une stratégie de contrôle dans laquelle toutes les machines fictives non-principales sont contrôlées en « tension nulle » ( $V=0$ ). Ainsi les stratégies sont respectivement « 000 », « 00 » et « 0 » pour les topologies Pont-H, HIMM et RIMM, comme dans le chapitre 2. Même si les résultats de la section 3.1.4 ont montré que les stratégies « 000 », « 00 » et « 0 » ne sont pas forcément les plus intéressantes, ces stratégies sont choisies ici pour illustrer la section, car les résultats présentent un comportement sans saturation des correcteurs. L'analyse de l'impact de chaque stratégie de reconfiguration est donc plus aisée. Cependant, dans la comparaison de la section 3.2.4, les valeurs de toutes les stratégies sont présentées.

### 3.2.1. Reconfiguration Partielle 1 - Réduction du courant sur la phase en défaut

La reconfiguration partielle 1 est considérée comme la plus simple parmi les reconfigurations étudiées ici. Elle s'applique aux trois topologies. Chaque phase est alimentée par deux bras d'onduleur, constituant ainsi des ponts en H. Pour les topologies en série, le pont en H formé par deux bras d'onduleur, alimente deux phases, dont une de chaque machine. Lors d'un défaut de court-circuit, la phase la plus impactée est justement la phase en défaut en raison du bras qui ne commute plus, générant la composante  $V_{DC}/R$  sur les courants de phase.

Afin de réduire au maximum le courant de cette phase, la position ouverte est imposée à tous les transistors du pont en H de la phase défaillante (Figure 129). Par conséquent, cette stratégie agit sur le bras sain qui partage le pont en H avec le bras défaillant. L'état des deux transistors du bras défaillant est déjà imposé par le défaut. Ainsi, lors d'un défaut, le pont en H du bras défaillant a trois des quatre transistors ouverts.

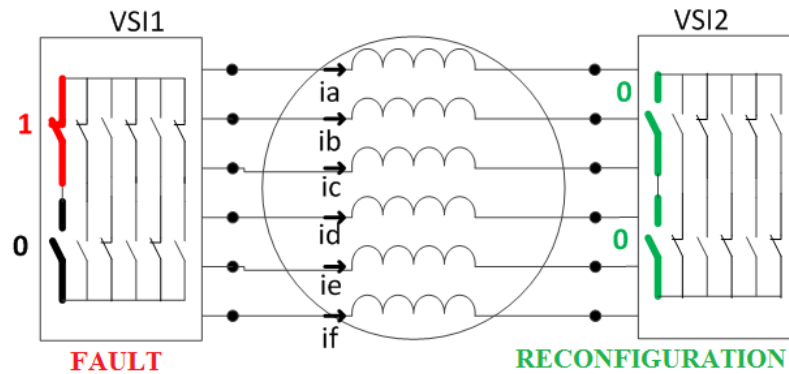


Figure 129 : Schéma de la reconfiguration partielle 1.

L'ouverture de tous les transistors a pour but d'éliminer le courant de la phase défaillant, rapprochant son comportement de celui d'une phase ouverte, un défaut moins critique pour le dimensionnement du système, comme montré dans le chapitre précédent. Cependant le courant de la phase défaillant n'est pas nul.

En analysant la phase en défaut des topologies Pont-H et HIMM, qui n'ont qu'une source de tension, on remarque qu'une boucle est formée par le transistor court-circuité, les bobines des phases défaillantes et la diode en antiparallèle du transistor qui a été ouvert par la stratégie de reconfiguration partielle 1 (la boucle est marquée en rouge sur le Figure 130). Puisque le rotor est composé d'aimants permanents, la FEM de la phase en défaut est alternative et se comporte comme une source de tension de cette boucle. En raison de la diode, le courant ne peut circuler que dans un sens. Par conséquent, pendant une demi-période électrique, le courant peut circuler et dépend de la FEM générée, des inductances et résistances de la machine de la diode en antiparallèle et, bien que l'effet soit moins important, des mutuelles et courants des autres phases. Pendant l'autre demi-période électrique, le courant sur la phase en défaut est nul.

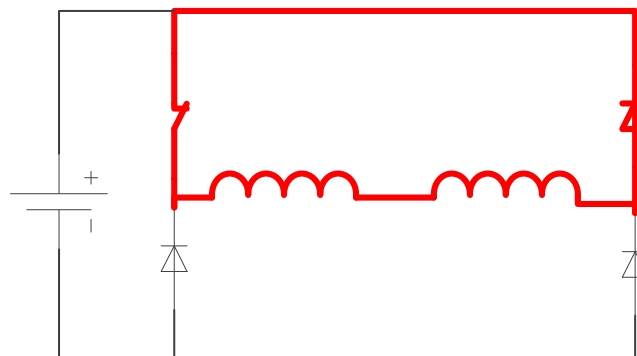


Figure 130 : Boucle de courant de la phase en défaut lors de la reconfiguration partielle 1 pour la topologie Pont-H et HIMM.

Pour la topologie RIMM, il n'est pas possible d'analyser chaque phase séparément car le courant doit passer par les autres phases pour fermer la boucle. A la différence des deux autres topologies, l'onduleur alimente la phase défaillante grâce à la tension entre les potentiels négatifs des deux sources ( $V_{n1n2}$ ) (Figure 131), qui n'est pas nulle, principalement en mode dégradé. La tension qui alimente la phase en défaut est donc une combinaison de la FEM et de la tension  $V_{n1n2}$ . Cependant,

cela ne change pas le fait que le courant ne peut circuler que dans un sens et donc que le courant est nul pendant une demi-période électrique.

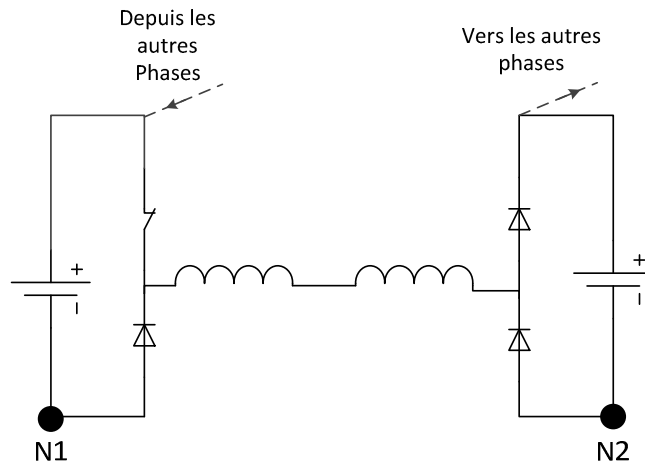


Figure 131 : Boucle de courant de la phase en défaut lors de la reconfiguration partielle 1 pour la topologie RIMM.

La reconfiguration partielle 1 est considérée simple en raison de la détection de la défaillance et de la simplicité de l'action réalisée par le calculateur pour son application. En effet, la seule information nécessaire à son implémentation est la détection de la phase en défaut. Cela signifie que pour une panne sur n'importe quel transistor d'un même pont en H, l'action de la reconfiguration partielle 1 est la même : imposer l'état ouvert aux quatre transistors. Le transistor en défaut ne répond alors pas à la commande, mais cela représente le comportement habituel d'un composant défaillant. Les trois autres transistors, dont celui qui protège la source de tension d'un court-circuit, sont supposés être ouverts.

### 3.2.1.1. Pont-H

Ci-dessous sont présentés les résultats obtenus en simulation pour la topologie Pont-H avec une stratégie de contrôle des machines fictives non principales « 000 » sur un défaut de court-circuit de transistor avec la reconfiguration partielle 1. Malgré une valeur crête de courant de phase plus faible que celle obtenue sans reconfiguration dans le chapitre 2, celle-ci est encore trop élevée pour être testée expérimentalement sur le banc d'essai mis en place au L2EP.

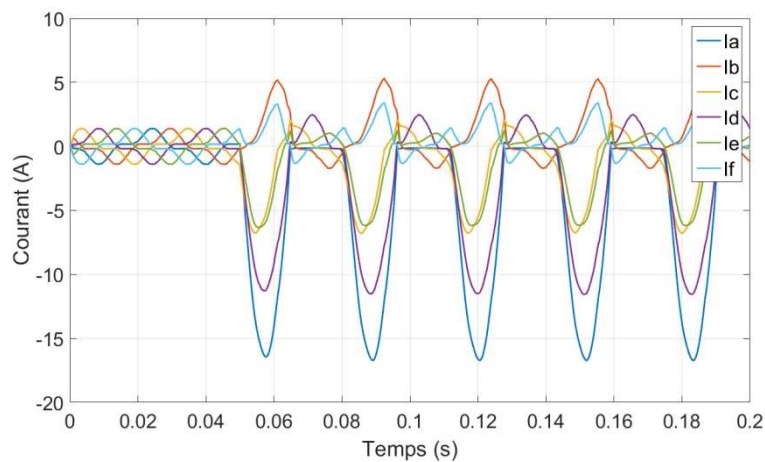


Figure 132 : Courants de phase obtenus en SIMULATION pour la topologie Pont-H pour la reconfiguration partielle 1 sur la phase A.

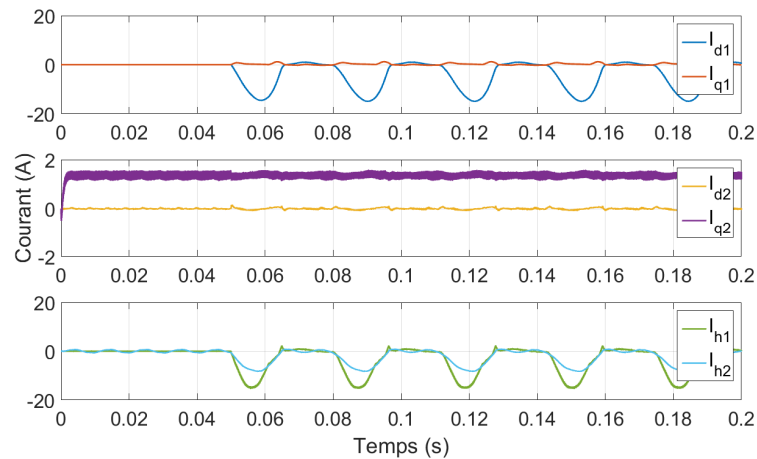


Figure 133 : Courants des machines fictives obtenus en SIMULATION pour la topologie Pont-H pour la reconfiguration partielle 1 sur la phase A.

En analysant les courants de phase (Figure 132) et des machines fictives (Figure 133), il est possible de vérifier que dans une moitié de la période électrique le courant de la phase défaillante est nul et dans l'autre moitié le courant est beaucoup plus élevé. Comme présenté dans la section 3.2.1, la seule source de tension qui peut générer du courant sur la phase en défaut est la FEM de la phase défaillante. Cette FEM est évidemment alternative, mais puisque 3 des 4 transistors qui alimentent la phase défaillante sont ouverts, leurs diodes en antiparallèle ne permettent la circulation d'un courant que dans un seul sens.

Un avantage notable de cela est l'élimination des composantes  $V_{DC}/R$  sur les courants de phases, une des principales causes des valeurs élevées au niveau du courant maximal et des pertes Joule. Par ailleurs, les correcteurs contrôlant les courants de la machine principale ne sont pas saturés et la consigne de courant est respectée, même en mode dégradé.

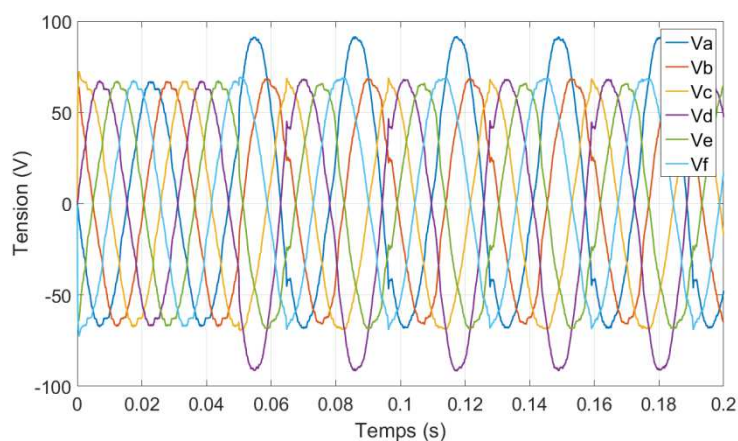


Figure 134 : Tensions de référence obtenues en SIMULATION pour la topologie Pont-H pour la reconfiguration partielle 1 sur la phase A.

Pour les tensions de référence de la figure 49, il est possible de voir que la tension de référence de la phase A, celle qui est en défaut, et que celle de la phase D sont les plus impactées par le défaut. Ceci est dû au fait que ces deux phases sont électriquement déphasées de  $\pi$ . Ce déphasage permet à la phase D de compenser presque toute seule les pulsations de couple générées par le défaut sur la phase A. Cette compensation est réalisée par les correcteurs. Cette compensation impacte

également le courant de la phase D, étant la deuxième plus importante de la machine, seulement plus faible que celle de la phase en défaut (Figure 132).

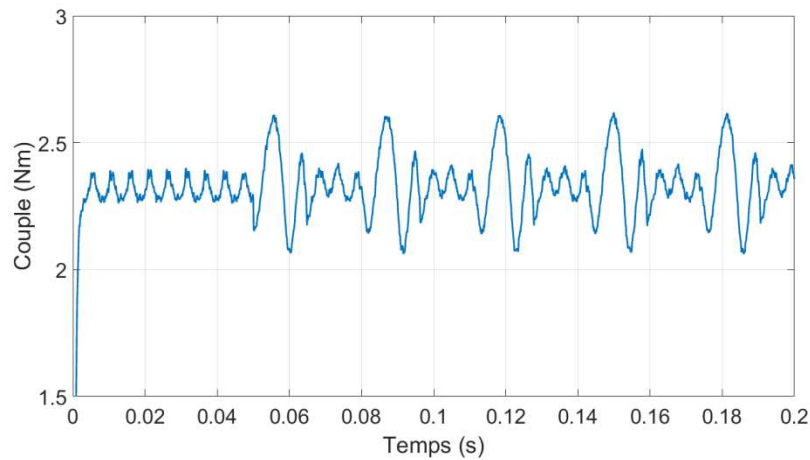


Figure 135 : Couple obtenu en SIMULATION pour la topologie Pont-H pour la reconfiguration partielle 1 sur la phase A.

Le couple pulsatoire en mode dégradé est assez faible. Dans une moitié de la période électrique le couple pulsatoire est plus important en raison des courants homopolaires d'amplitude importante qui apparaissent. Dans l'autre moitié, l'amplitude du couple pulsatoire est presque la même que celle observée lors d'une ouverture de phase.

### 3.2.1.2. HIMM

De même qu'avec la topologie Pont-H, les données présentées dans cette section sont issues de simulations puisque le courant atteint en mode dégradé est trop élevé et pourrait endommager les équipements du banc d'essai.

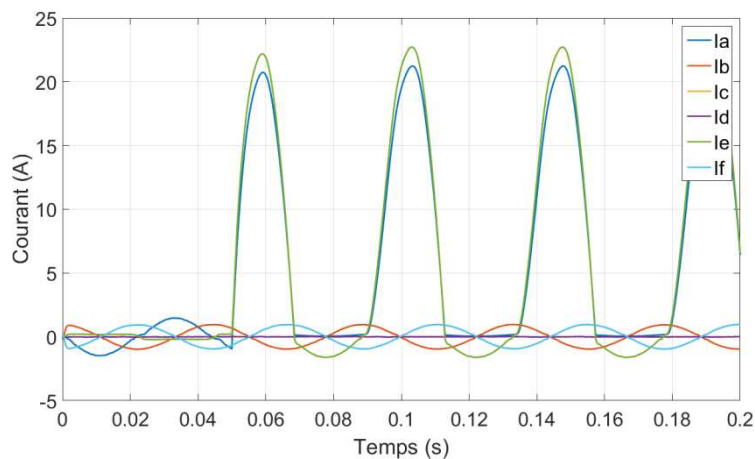


Figure 136 : Courants de phase obtenus en SIMULATION pour la topologie HIMM pour la reconfiguration partielle 1 sur la phase A.

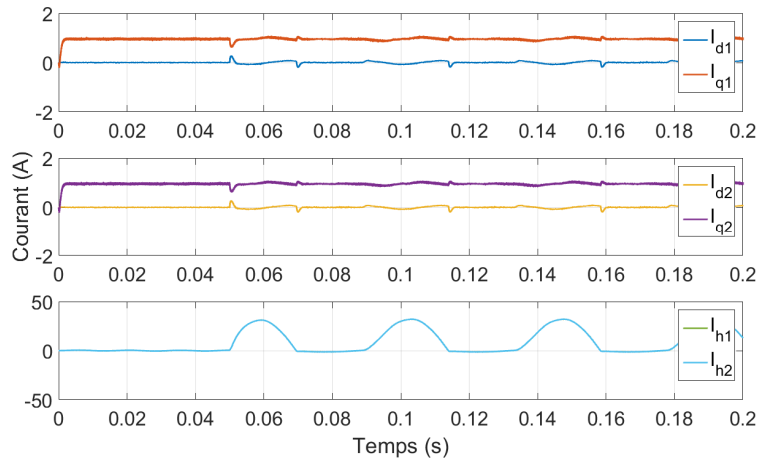


Figure 137 : Courants des machines fictives obtenus en SIMULATION pour la topologie HIMM pour la reconfiguration partielle 1 sur la phase A.

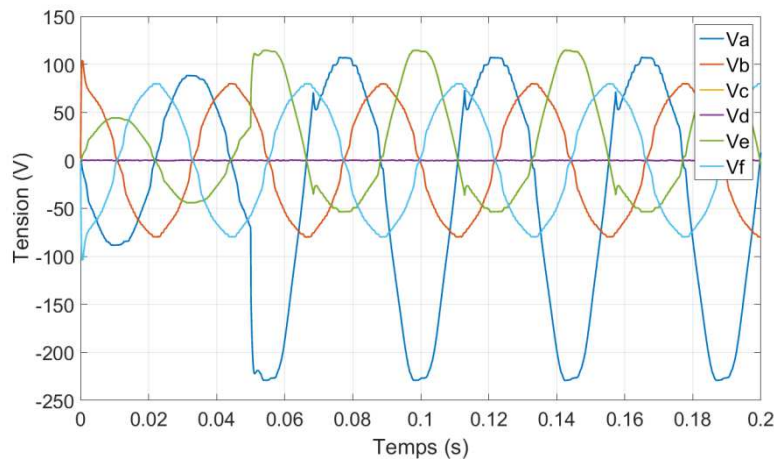


Figure 138 : Tensions de référence obtenues en SIMULATION pour la topologie HIMM pour la reconfiguration partielle 1 sur la phase A.

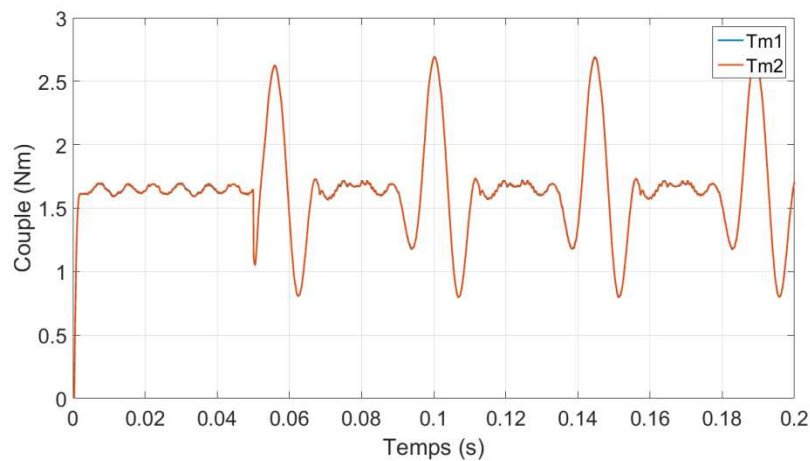


Figure 139 : Couples obtenus en SIMULATION pour la topologie HIMM pour la reconfiguration partielle 1 sur la phase A.

Similairement à la topologie Pont-H, la composante  $V_{DC}/R$  sur les courants de phase est ici éliminée. En outre, et toujours de manière similaire, pendant une demi-période électrique, les courants de phase (Figure 136) et les courants homopolaires (Figure 137) sont plus élevés et pendant l'autre moitié de la période le courant de la phase en défaut est nul. Par conséquent, pendant une demi-

période électrique la valeur de la tension crête (Figure 138) et de la pulsation du couple (Figure 139) sont élevées.

Dans le cas présenté, la topologie HIMM se différencie de la topologie Pont-H car seuls le courant et la référence de tension de trois phases sont impactés par le défaut. Sur la Figure 136, ces phases sont la phase en défaut (phase A) et les phases électriquement déphasées de  $2\pi/3$  (phase C et E). Comme déjà expliqué dans la section 2.5, la principale différence entre les courants en mode normal et en mode dégradé sont les courants homopolaires. Pour la stratégie « 00 », les courants homopolaires sont très similaires. Dans ce cas, l'effet sur trois des six phases est presque nul.

Vu la faible ondulation des courants  $I_q$  des deux machines fictives diphasées, il est possible d'affirmer que le couple pulsatoire est presque entièrement dû aux courants homopolaires.

### 3.2.1.3. RIMM

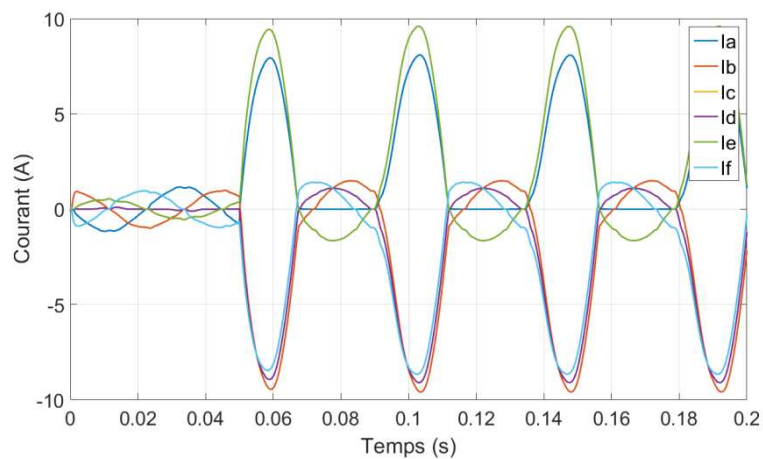


Figure 140 : Courants de phase mesurés EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM pour la reconfiguration partielle 1 sur la phase A.

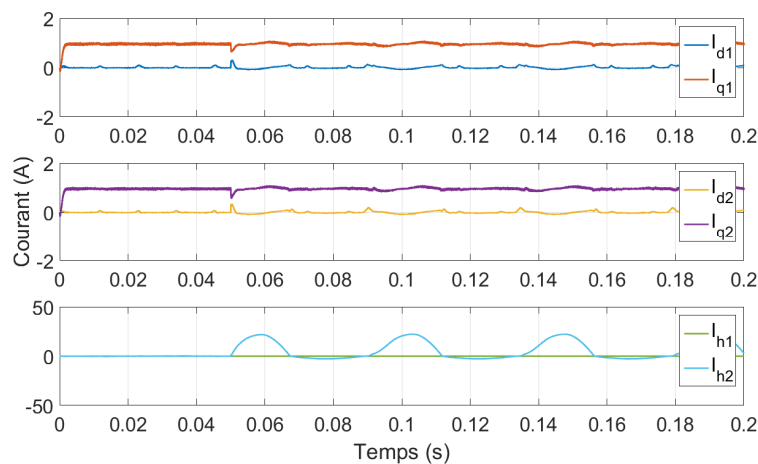


Figure 141 : Courants des machines fictives obtenus EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM pour la reconfiguration partielle 1 sur la phase A.

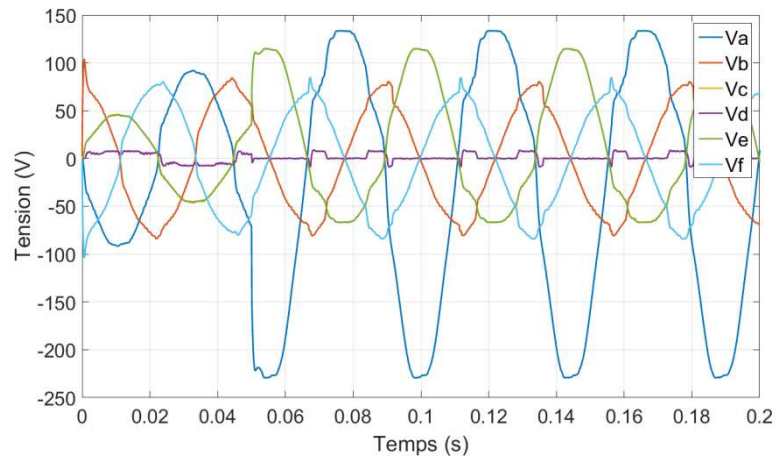


Figure 142 : Tensions de référence obtenues EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM pour la reconfiguration partielle 1 sur la phase A.

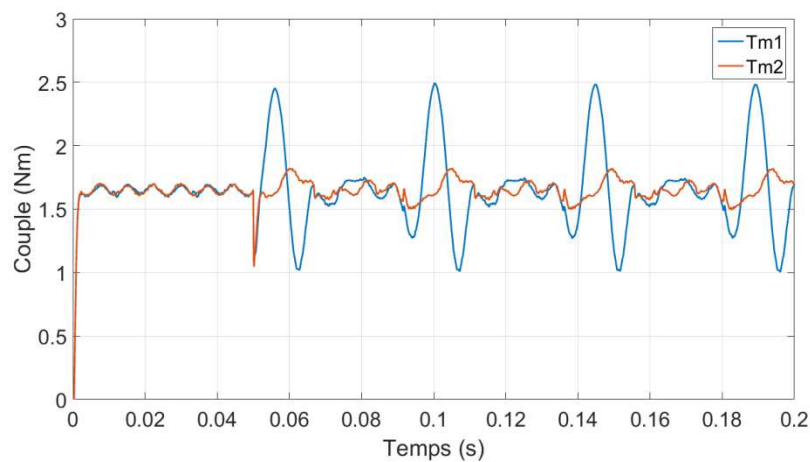


Figure 143 : Couples obtenus en SIMULATION pour la topologie RIMM pour la reconfiguration partielle 1 sur la phase A.

Bien que la boucle de courant de la topologie RIMM soit différente de celle des topologies Pont-H et HIMM, le comportement du système est assez similaire (Figure 140 à Figure 143). La seule vraie différence est l'élimination du courant  $I_{h1}$  par la structure (Figure 141). Cependant les courants sont tous alternatifs et pendant la moitié de la période électrique, le courant sur la phase en défaut est nul.

### 3.2.2. Reconfiguration partielle 2 – Réduction de la tension sur la phase en défaut

La reconfiguration partielle 2 peut également être appliquée aux trois topologies étudiées. Son intérêt, à la différence de la reconfiguration précédente, est de pouvoir réduire au maximum la tension sur la ou les phases alimentées par le bras défaillant. Pour obtenir cette réduction, le bras qui partage le pont avec le bras défaillant reproduit le défaut.

L'exemple de la Figure 144 montre que le transistor du haut du bras 1 est court-circuité. En conséquence, celui en bas du même bras est ouvert afin de protéger la source de tension d'un court-circuit. Il est donc imposé au bras 2 d'avoir également le transistor du haut fermé et celui du bas ouvert. Ainsi, la phase alimentée par le bras défaillant est alimentée aux deux extrémités par  $V_{DC}$ .



Dans le cas où un transistor du bas serait court-circuité, les deux extrémités de la phase en défaut seraient connectées au potentiel négatif de la source.

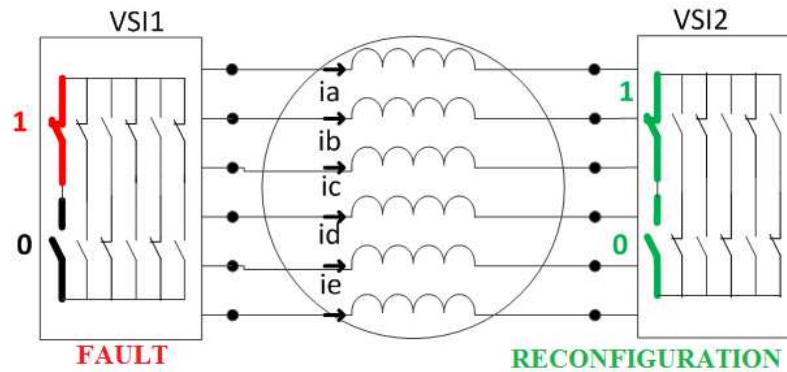


Figure 144 : Schéma de la reconfiguration partielle 2

Même si la phase défaillante était connectée des deux côtés au même potentiel de la source, la tension de la phase défaillante ne serait pas nulle à cause de la FEM générée par les aimants permanents.

Pour les topologies Pont-H et HIMM, une boucle pouvant conduire le courant sur la phase en défaut est formée par le bras défaillant, le bras reconfiguré et la phase alimentée (Figure 145). La seule différence, par rapport à la reconfiguration partielle 1 précédente, est que le transistor sain avec la diode en antiparallèle qui compose cette boucle n'est pas ouvert, mais fermé, laissant ainsi circuler le courant dans les deux sens. Les paramètres qui définissent la valeur du courant qui circule dans la phase défaillante sont donc les mêmes que pour la reconfiguration partielle 1.

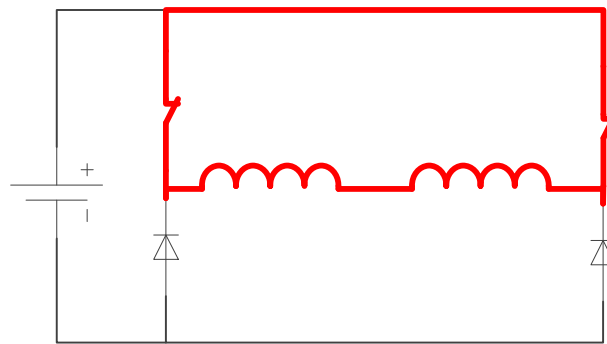


Figure 145 : Boucle de courant de la phase en défaut lors de la reconfiguration partielle 2 pour la topologie Pont-H et HIMM.

Pour la topologie RIMM, le comportement est similaire à la reconfiguration partielle 1 sur deux aspects. D'une part le courant de la phase défaillante doit passer par d'autres phases pour pouvoir circuler (Figure 146). D'autre part, la tension sur les phases en défaut est toujours égale à la tension  $V_{n1n2}$ .

Par ailleurs, comme pour les deux autres topologies, Pont en H et HIMM, le courant de la phase en défaut peut circuler dans les deux sens lorsque la reconfiguration partielle 2 est implémentée.

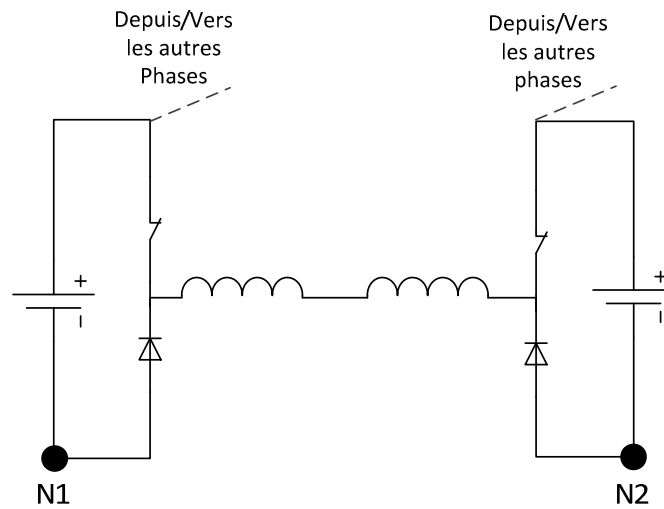


Figure 146 : Boucle de courant de la phase en défaut lors de la reconfiguration partielle 2 pour la topologie RIMM.

Pour la détection de panne sur les trois phases, la reconfiguration partielle 2 requiert d’identifier le transistor défaillant. Ceci demande une procédure de détection plus précise que celle utilisée pour la reconfiguration partielle 1. Une mauvaise détection du transistor défaillant pourrait en effet résulter en une alimentation constante de  $V_{DC}$  sur la phase défaillante.

### 3.2.2.1. Pont-H

La reconfiguration partielle 2 ne réduit pas le courant suffisamment pour que les tests soient réalisés expérimentalement. Par conséquent tous les graphiques présentés dans cette section sont issus de simulations.

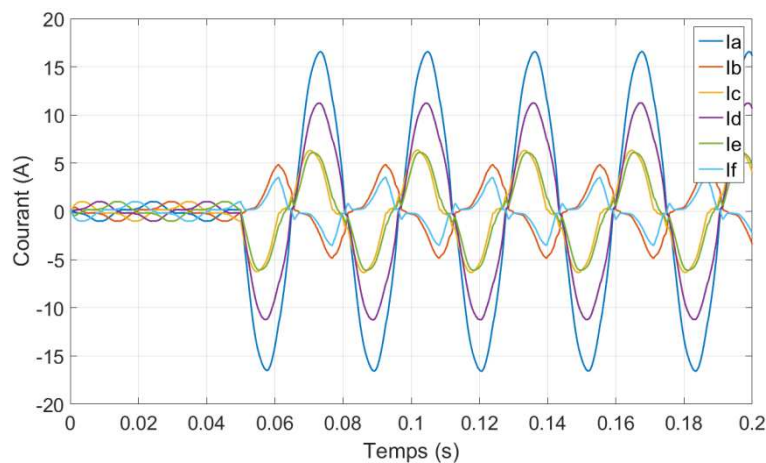


Figure 147 : Courants de phase obtenus en SIMULATION pour la topologie Pont-H avec reconfiguration partielle 2 sur la phase A.

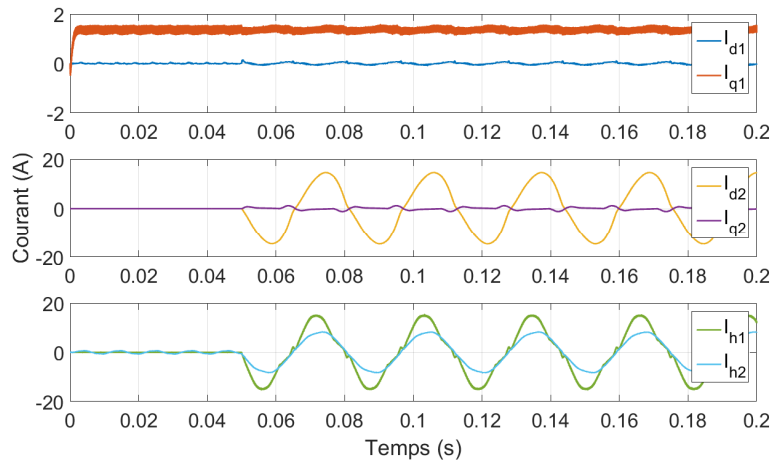


Figure 148 : Courants des machines fictives obtenus en SIMULATION pour la topologie Pont-H avec reconfiguration partielle 2 sur la phase A.

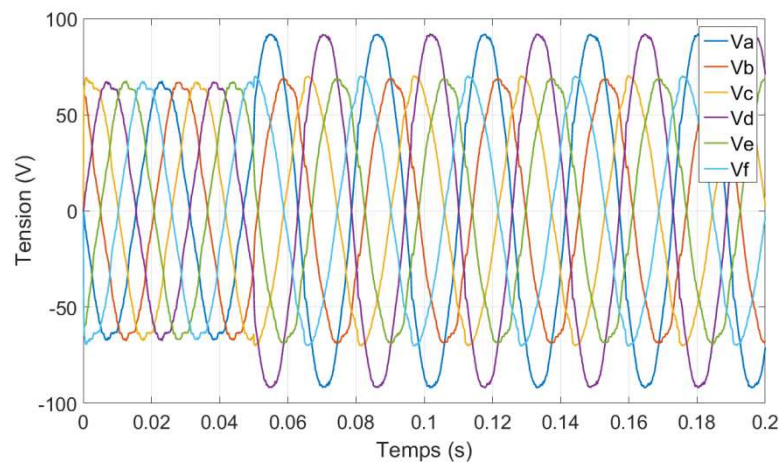


Figure 149 : Tensions de référence obtenues en SIMULATION pour la topologie Pont-H avec reconfiguration partielle 2 sur la phase A.

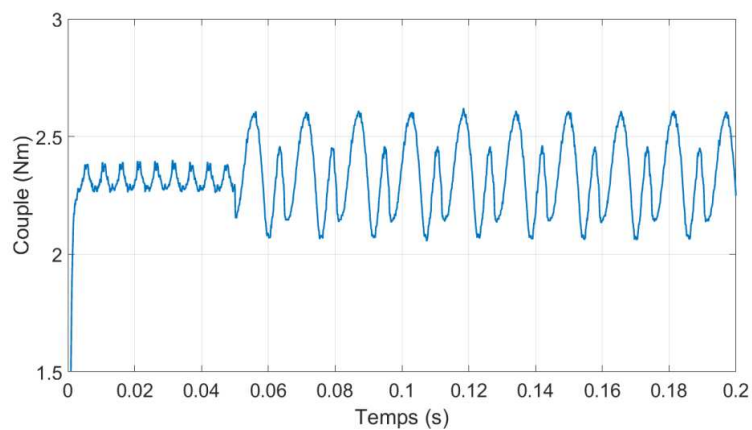


Figure 150 : Couple obtenu en SIMULATION pour la topologie Pont-H avec reconfiguration partielle 2 sur la phase A.

Puisque le courant de la phase en défaut peut circuler dans les deux sens, les graphiques de la Figure 147 à la Figure 150 montrent que le système se comporte de façon homogène pendant toute la période électrique. Cependant, le courant homopolaire alternatif et d'amplitude assez élevée est toujours présent dès que le système est en mode dégradé.

### 3.2.2.2. HIMM

Les résultats de cette section sont issus de simulations car les courants de phase en mode dégradé sont trop élevés pour les limites de courant de la machine, même avec la reconfiguration partielle 2.

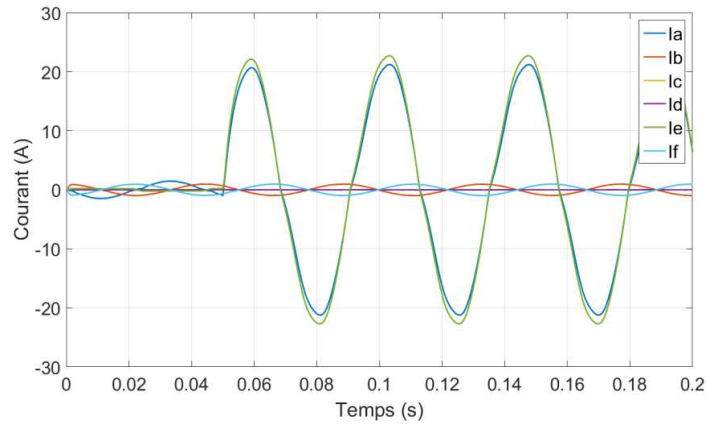


Figure 151 : Courants de phase obtenus en SIMULATION pour la topologie HIMM avec reconfiguration partielle 2 sur la phase A.

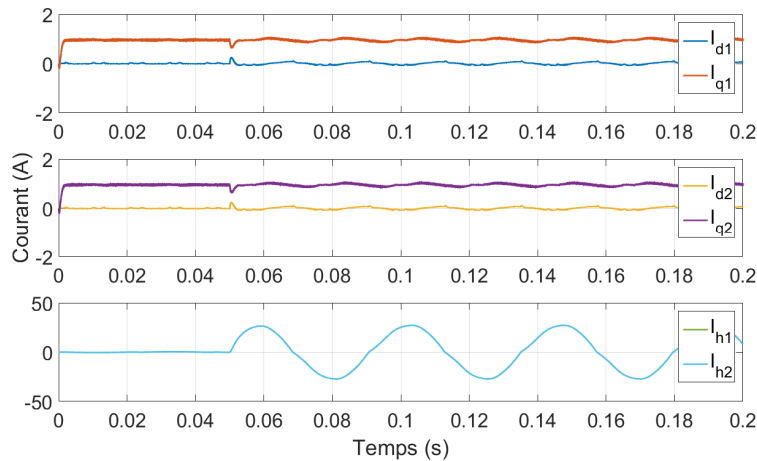


Figure 152 : Courants des machines fictives obtenus en SIMULATION pour la topologie HIMM avec reconfiguration partielle 2 sur la phase A.

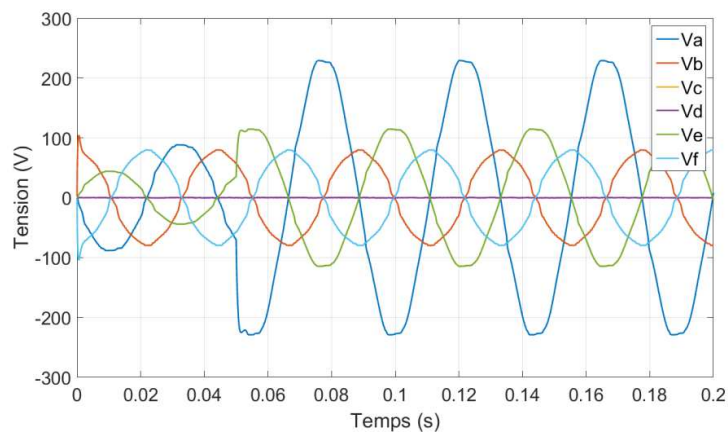


Figure 153 : Tensions de référence obtenus en SIMULATION pour la topologie HIMM avec reconfiguration partielle 2 sur la phase A.

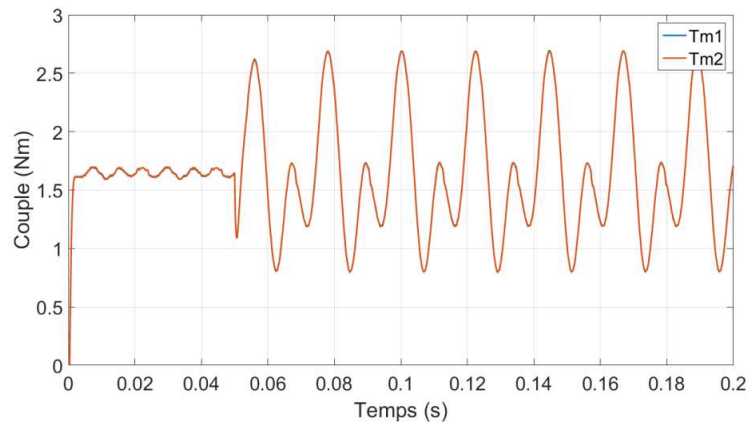


Figure 154 : Couples obtenus en SIMULATION pour la topologie HIMM avec reconfiguration partielle 2 sur la phase A.

La conclusion pour la topologie HIMM ne diffère pas de celle de la topologie Pont-H. Le comportement du système est homogène pendant toute une période électrique avec des courants (Figure 151 et Figure 152), tensions (Figure 153) et couple pulsatoire (Figure 154) semblables à ceux obtenus avec la reconfiguration partielle 1, lorsque le courant de la phase défaillante n'est pas nul.

### 3.2.2.3. RIMM

Les résultats présentés dans cette section sont issus d'essais expérimentaux, à la différence de ceux présentés pour les topologies Pont-H et HIMM.

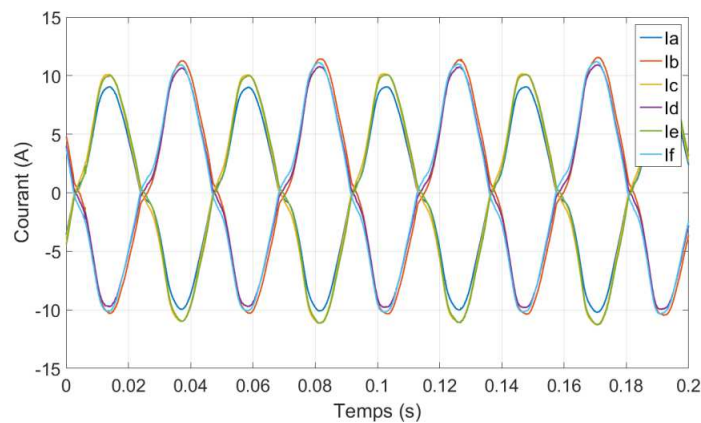


Figure 155 : Courants de phase mesurés EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM avec reconfiguration partielle 2 sur la phase A.

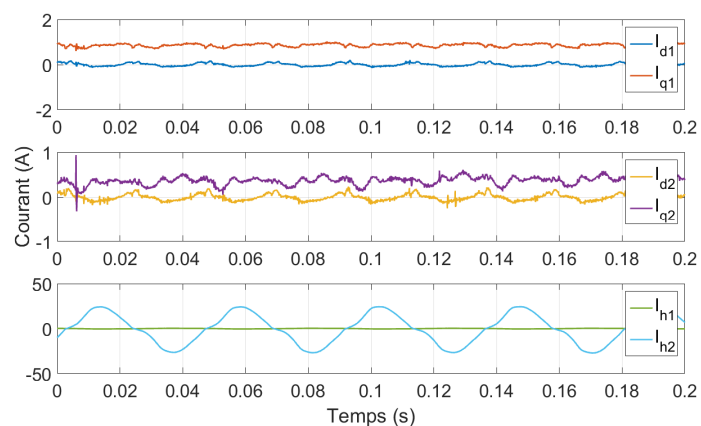


Figure 156 : Courants des machines fictives obtenus EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM avec reconfiguration partielle 2 sur la phase A.

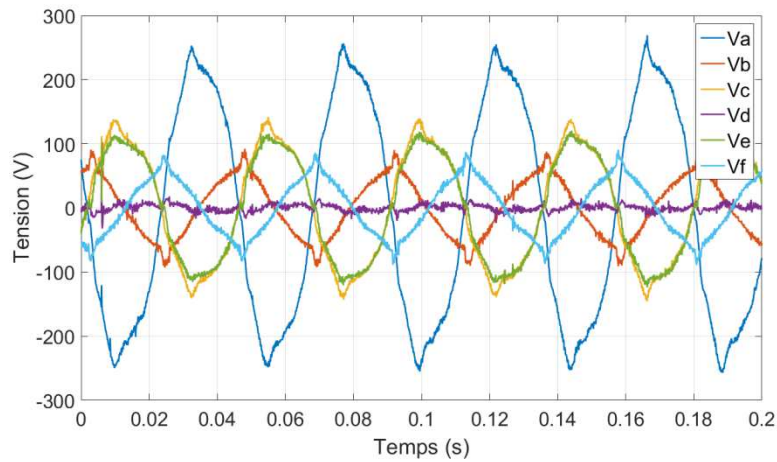


Figure 157 : Tensions de référence obtenues EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM avec reconfiguration partielle 2 sur la phase A.

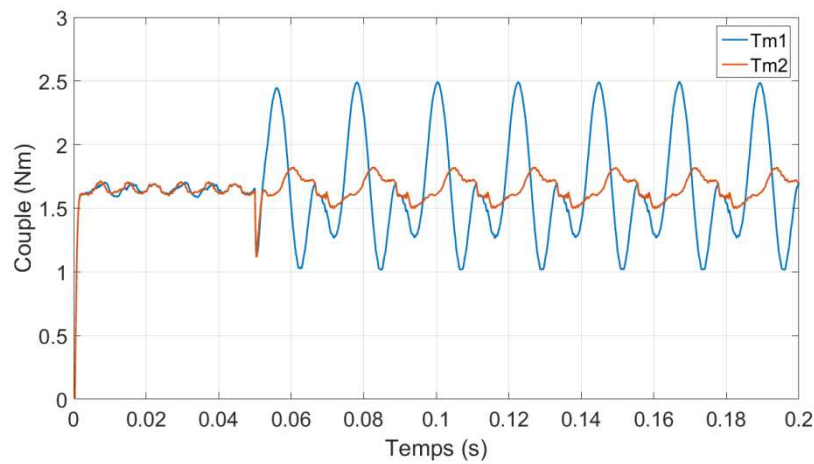


Figure 158 : Couples obtenus en SIMULATION pour la topologie RIMM avec reconfiguration partielle 2 sur la phase A.

La topologie RIMM (Figure 155 à Figure 158), comme les deux autres topologies étudiées, se comporte de façon semblable à celle de la reconfiguration partielle 1 lorsque le courant de la phase en défaut n'est pas nul.

### 3.2.3.Reconfiguration complète

La reconfiguration complète, à la différence des reconfigurations partielles précédentes, ne s'applique qu'à la topologie RIMM. Cette reconfiguration complète est appliquée afin d'éliminer l'ondulation de couple en mode dégradé par un changement supplémentaire au niveau de la stratégie de commande.

Comme déjà montré à la Section 3.2.2 lors de l'implémentation de la reconfiguration partielle 2 à la topologie RIMM, la phase défaillante est alimentée avec la tension entre les potentiels négatifs des deux sources ( $V_{n1n2}$ ). Cette tension est contrôlable parce qu'elle est proportionnelle à la composante  $V_{h1}$ , comme le montrent les Eq. 1 à Eq. 3.

$$V_{n1n2} = -\frac{1}{6}(V_a + V_b + V_c + V_d + V_e + V_f) \quad \text{Eq. 1}$$

$$V_{h1} = \frac{1}{\sqrt{6}}(V_a + V_b + V_c + V_d + V_e + V_f) \tag{Eq. 2}$$

$$V_{n1n2} = -\frac{1}{\sqrt{6}}V_{h1} \tag{Eq. 3}$$

Lors de la présentation de la topologie RIMM dans le chapitre 2, il a été mentionné que celle-ci possédait un degré de liberté qui était jusqu’alors inexploité. Cette tension est donc la clé pour contrôler la tension de la phase en défaut même en mode dégradé. Ceci montre également que la tension de la phase de la machine en défaut peut être contrôlée. L’idée ici est de choisir une tension  $V_{h1}$  qui est contrôlée en temps réel afin d’éliminer les oscillations de couple présentes en mode dégradé. La valeur choisie pour  $V_{h1}$  est celle qui assure que la tension sur la phase défaillante est égal à sa valeur de référence, malgré le défaut. Par exemple, en reprenant la Figure 144, la phase A est celle qui se trouve en défaut. Ainsi la tension  $V_{h1}$  est celle calculée par l’Eq. 4.

$$V_{h1} = -\sqrt{6}V_a = -\sqrt{2}(V_{\alpha1} + V_{\alpha2}) - V_{h2} \tag{Eq. 4}$$

A la suite les résultats expérimentaux sont présentés.

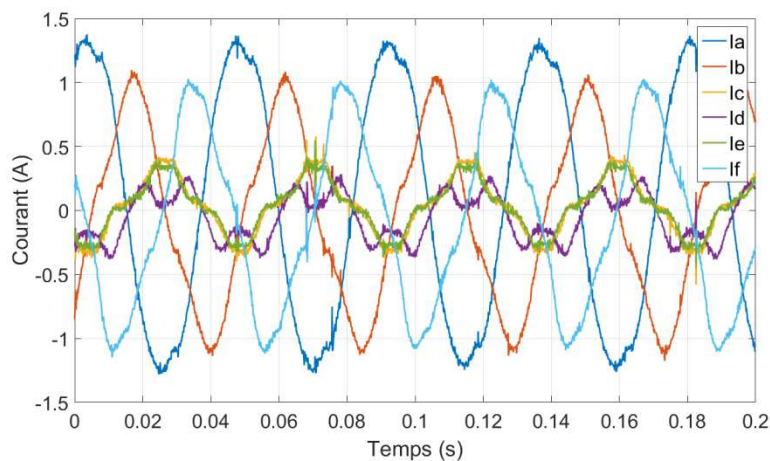


Figure 159 : Courants de phase mesurés EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM avec reconfiguration complète sur la phase A.

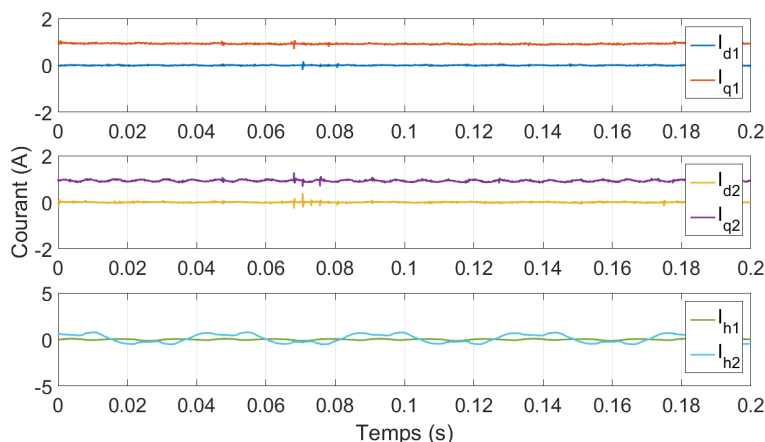


Figure 160 : Courants des machines fictives obtenus EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM avec reconfiguration complète sur la phase A.

La Figure 159 et la Figure 160 montrent que, grâce à cette reconfiguration complète plus complexe, les courants en mode dégradé sont très similaires à ceux obtenus en mode normal (Figure 51), y compris le courant de la phase en défaut (Phase A). Ceci est aussi valable pour les courants des machines fictives. La valeur assez élevée du courant  $I_{h2}$  est similaire à celle obtenue lors de l'essai en mode normal.

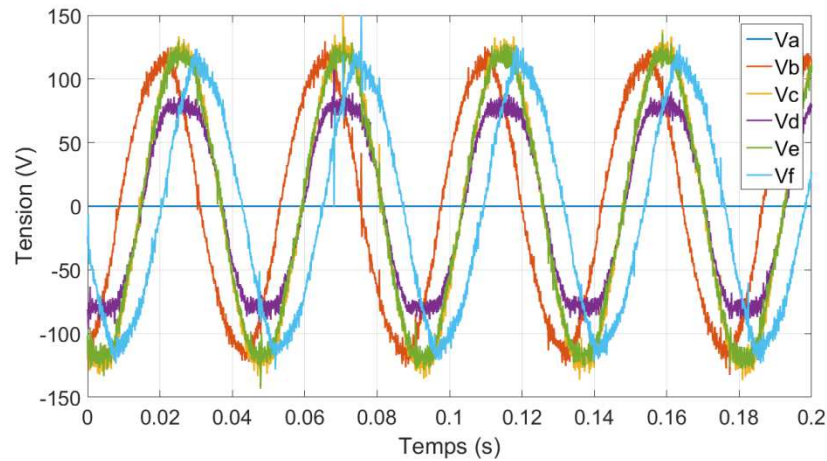


Figure 161 : Tensions de référence obtenues EXPERIMENTALEMENT pour la topologie RIMM avec reconfiguration complète sur la phase A.

Même si les courants en mode dégradé sont très similaires à ceux en mode normal, l'onduleur doit être surdimensionné en raison de la tension qui est un peu plus élevée en mode dégradé par rapport au fonctionnement en mode normal. Le graphique montre aussi que la tension de référence de la phase en défaut est nulle, confirmant ainsi que la tension de la phase en défaut n'est que la tension  $V_{n1n2}$ .

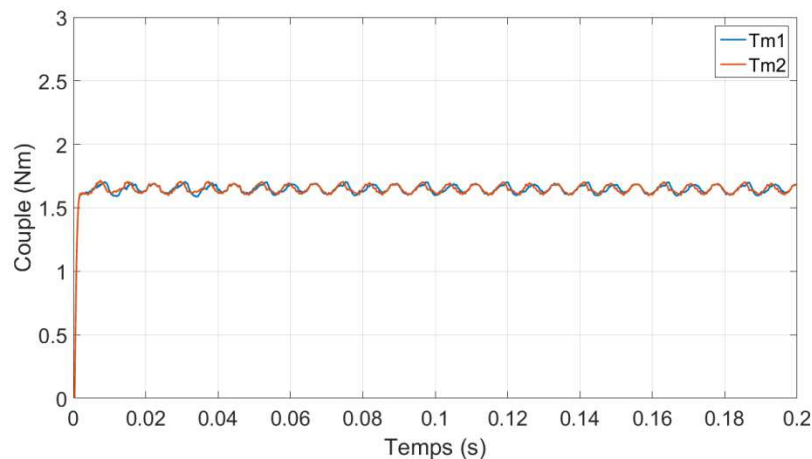


Figure 162 : Couples obtenus en SIMULATION pour la topologie RIMM avec reconfiguration complète sur la phase A.

Puisque les courants en mode dégradé sont semblables à ceux en mode normal, le couple l'est aussi, générant donc des pulsations de couple presque nulles.

### 3.2.4. Comparaison globale

Les résultats présentés ici sont en PU, dont les valeurs de base sont celles se référant à la topologie Pont-H en mode normal pour la stratégie « 000 ». Toutes les stratégies pour les trois topologies sont comparées avec les trois mêmes critères qu'au Chapitre 2 : puissance de dimensionnement, pertes



Joule en mode dégradé et ondulation de couple. La puissance de dimensionnement étant le produit de la valeur crête de courant, de celle de la tension et du nombre de transistors composant la topologie, et l'ondulation de couple étant toujours définie comme le rapport entre l'amplitude de pulsation du couple et le couple moyen.

### 3.2.4.1. Pont-H

TABLEAU XXXIII : Courant crête de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle et reconfigurations.

Stratégie	Courant crête (PU)		
	Sans Reconfiguration	Reconfiguration Partielle 1	Reconfiguration Partielle 2
000	32,85	12,92	12,77
001	29,15	14,08	13,85
010	26,92	12,00	11,69
011	19,15	12,38	12,00
100	21,77	16,15	16,15
101	17,46	19,00	19,00
110	14,77	15,00	14,85

TABLEAU XXXIV : Tension de référence crête de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle et reconfigurations.

Stratégie	Tension crête (PU)		
	Sans Reconfiguration	Reconfiguration Partielle 1	Reconfiguration Partielle 2
000	1,65	1,35	1,35
001	2,03	1,60	1,59
010	1,62	1,29	1,28
011	1,65	1,62	1,60
100	1,69	1,43	1,43
101	1,53	1,65	1,65
110	1,44	1,51	1,47

Le TABLEAU XXXIII et le TABLEAU XXXIV montrent que les deux reconfigurations réduisent autant le courant crête que la tension de référence crête par rapport au mode de fonctionnement sans reconfiguration. De plus, en comparant les deux reconfigurations entre elles, les différences ne sont pas significatives. Cela est dû au fait que la boucle de courant qui génère le courant crête et, par conséquent, la tension crête est presque la même pour les deux reconfigurations. La seule différence concerne le fait que le courant de la boucle est soit uni soit bidirectionnel, mais cela n'a pas d'impact sur la valeur crête.

TABLEAU XXXV : Puissance de dimensionnement de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle et reconfigurations.

Stratégie	Puissance de dimensionnement (PU)		
	Sans Reconfiguration	Reconfiguration Partielle 1	Reconfiguration Partielle 2
000	54,10	17,48	17,28
001	59,17	22,56	21,99
010	43,55	15,53	14,96
011	31,55	20,03	19,24
100	36,82	23,04	23,04
101	26,71	31,29	31,29
110	21,29	22,72	21,83

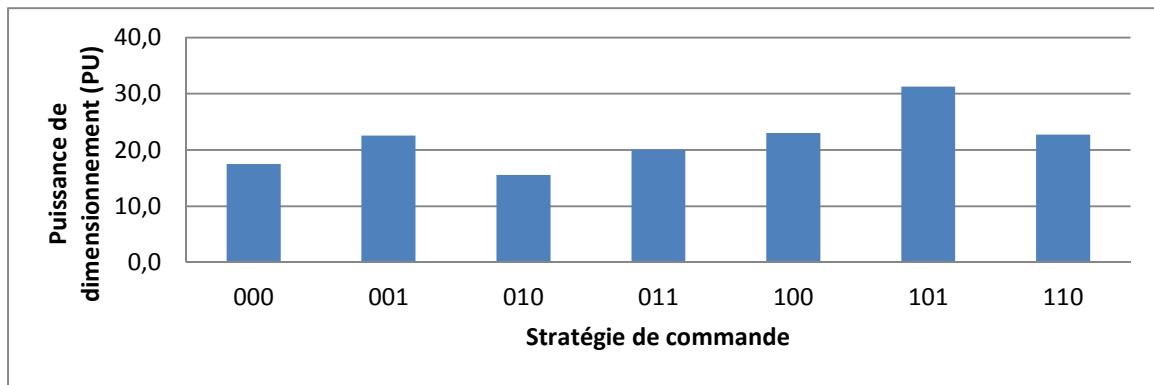


Figure 163 : Puissance de dimensionnement de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle en reconfiguration 1.

Puisque les reconfigurations ont réduit le courant crête et la tension crête par rapport au mode dégradé sans reconfiguration, la puissance de dimensionnement est également plus faible. La différence entre les deux reconfigurations est presque nulle (TABLEAU XXXV). Le graphique de la Figure 163, présente les puissances de dimensionnement pour la reconfiguration 1, afin de simplifier l'analyse.

En comparant les différentes stratégies de contrôles pour les machines fictives non-principales, il peut paraître surprenant de constater que la stratégie « 000 » est très intéressante, alors que cette stratégie ne l'était pas lors de l'essai sans reconfiguration.

Ceci est dû au fait que l'avantage de la stratégie « contrôle nul » était justement d'annuler les courants des machines secondaires et homopolaires en mode dégradé. Ces courants pouvaient attendre des valeurs assez importantes après un défaut, parce que, en mode dégradé, les machines fictives ne sont plus découplées électriquement. Puisqu'en reconfiguration la composante  $V_{DC}/R$  sur les courants des phases est éliminée, ce couplage est fortement réduit. Ainsi, les points négatifs des stratégies « courant nul » sont plus importants que ces avantages. Ces points négatifs comprennent :

- l'augmentation de la tension de référence ;
- la réduction du nombre de courant de phase pouvant contribuer à compenser la faute ;

L'augmentation de la tension de référence a été confirmée par le TABLEAU XXXIV. Si la machine fictive est contrôlée en « courant nul » la tension de référence ne l'est pas, augmentant ainsi la valeur crête de la tension de référence. Les courants qui peuvent compenser la faute sont ceux des machines fictives en « tension nulle ». Le moins ces courants sont nombreux, le plus leur amplitude sont élevées, créant ainsi une valeur crête en un instants précis. Parmi les stratégies présentées, seule la stratégie « 010 » présente une valeur crête de tension de référence plus faible que celui de la stratégie « 000 » et, en conséquence, une puissance de dimensionnement également plus faible. Cela est dû à une combinaison favorable des tensions de référence générées par les machines contrôlées en « courant nul ».

TABLEAU XXXVI : Pertes Joule de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle et reconfigurations.

Stratégie	Pertes Joule (PU)		
	Sans Reconfiguration	Reconfiguration Partielle 1	Reconfiguration Partielle 2
000	964,89	60,45	113,14
001	942,18	75,77	141,56
010	862,23	66,53	121,25
011	606,78	91,90	163,08
100	712,00	146,19	286,67
101	432,60	373,69	742,09
110	405,44	236,87	456,45

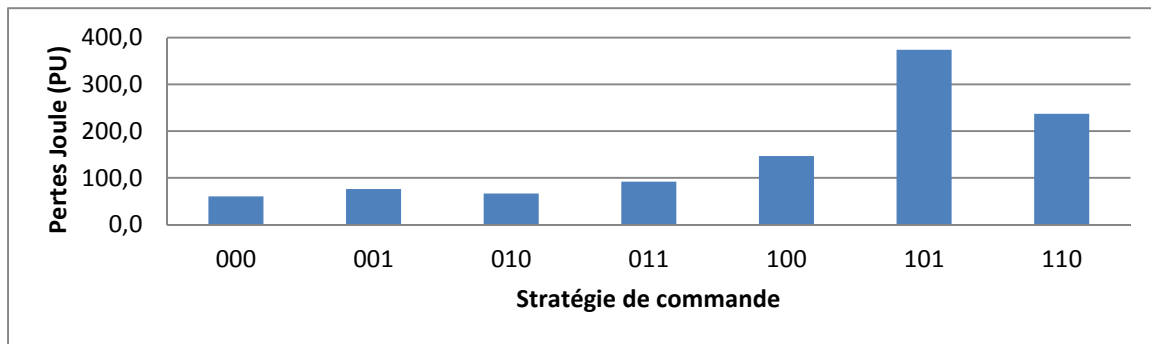


Figure 164 : Pertes Joule de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle en reconfiguration 1.

Les pertes Joule pour les deux reconfigurations sont plus faibles que celles du mode de fonctionnement sans reconfiguration, parce que la composante constante des courants est annulée. Cependant le TABLEAU XXXVI, montre un rapport d'un peu moins de deux entre les pertes Joule obtenues pour la reconfiguration 2 et pour la reconfiguration 1. Ceci est dû au fait que, pour la reconfiguration 1, pendant une moitié de la période électrique, le système se comporte comme une ouverture de phase où les amplitudes des courants de phase, et en conséquence les pertes Joule, sont plus faibles. Le graphique de la Figure 164 ne présente donc que les valeurs obtenues pour la reconfiguration 1.

Concernant les différentes stratégies, il est possible de voir que les pertes Joule dépendent beaucoup de la valeur crête de courant. Pour la plupart des stratégies si la valeur crête de courant est plus élevée les pertes Joule les sont aussi.

TABLEAU XXXVII : Ondulation de couple de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle et reconfigurations.

Stratégie	Ondulation de couple		
	Sans Reconfiguration	Reconfiguration Partielle 1	Reconfiguration Partielle 2
000	0,84	0,23	0,23
001	0,24	0,12	0,14
010	1,04	0,39	0,37
011	0,25	0,19	0,21
100	1,15	0,71	0,71
101	0,31	0,29	0,30
110	1,20	1,29	1,28

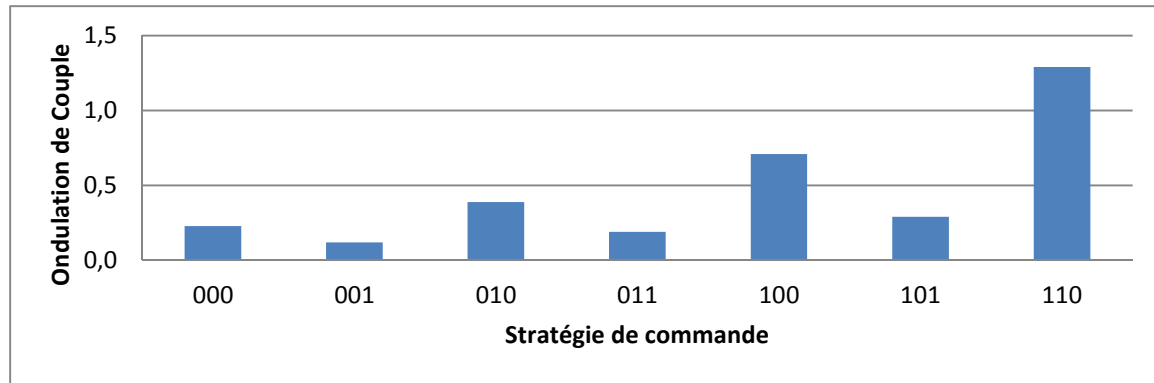


Figure 165 : Ondulation de couple de la topologie Pont-H pour différentes stratégies de contrôle en reconfiguration 1.

Concernant le couple pulsatoire, la différence entre les deux reconfigurations est assez faible. En se rappelant que les seules deux composantes de courant qui peuvent générer du couple sont  $I_q$  de la machine principale et  $I_{h2}$ , quand  $I_{h2}$  est annulé par la commande, l'oscillation du couple est alors plus faible. Mais en même temps, plus il y a de courants contrôlés en « courant nul » plus les ondulations apparaissent au niveau du courant  $I_q$ . Ceci est notable avec la stratégie « 110 ».

En comparant les trois critères, il est assez clair que pour la topologie Pont-H, il vaut mieux revenir à la stratégie « 000 » avec la reconfiguration 1. La stratégie « 000 » est assez intéressante parce qu'elle assure que 4 degrés de liberté par machine sont disponibles pour le fonctionnement en mode dégradé. De plus, cette stratégie a présenté les valeurs parmi les plus faibles sur les trois critères analysés. Le seul critère qui distingue les deux reconfigurations est celui des pertes Joule. La reconfiguration 1 réduit donc la dissipation thermique du système tout en étant celle qui est la plus facilement applicable, parce qu'il ne faut détecter que la phase en défaut et non le transistor en défaut.

### 3.2.4.2. HIMM

Ci-dessous les données numériques pour les trois critères de comparaison entre les topologies sont présentées.

TABLEAU XXXVIII : Courant crête de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle et reconfigurations.

Stratégie	Courant crête (PU)		
	Sans Reconfiguration	Reconfiguration Partielle 1	Reconfiguration Partielle 2
00	18,00	17,46	17,46
01	17,77	17,69	17,69
10	17,77	17,54	17,69
11	15,54	15,54	15,46

TABLEAU XXXIX : Tension de référence crête de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle et reconfigurations.

Stratégie	Tension crête (PU)		
	Sans Reconfiguration	Avec Reconfiguration 1	Avec Reconfiguration 2
00	1,69	1,69	1,69
01	1,69	1,69	1,69
10	1,69	1,69	1,69
11	2,50	2,50	2,34

TABLEAU XL : Puissance de dimensionnement de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle et reconfigurations.

Stratégie	Puissance de dimensionnement (PU)		
	Sans Reconfiguration	Reconfiguration Partielle 1	Reconfiguration Partielle 2
00	15,19	14,71	14,73
01	14,99	14,91	14,91
10	14,99	14,78	14,91
11	19,42	19,42	18,11

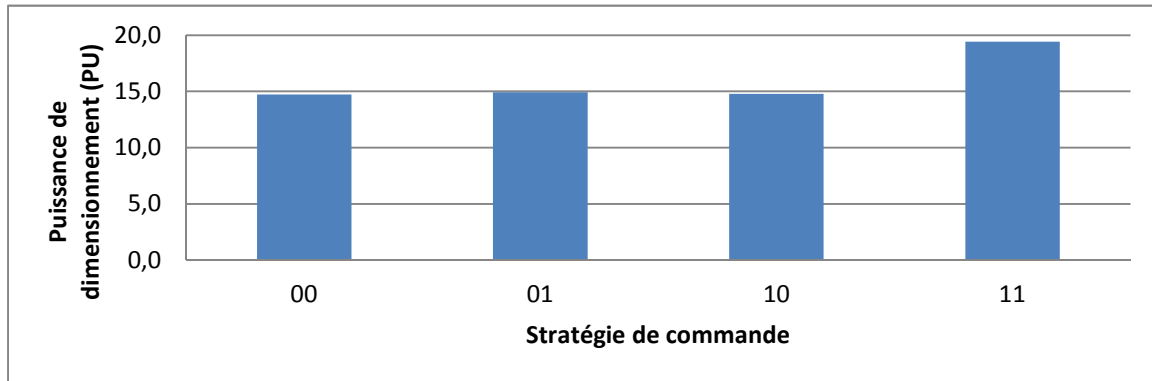


Figure 166 : Puissance de dimensionnement de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle en reconfiguration 1.

La conclusion obtenue en comparant les deux reconfigurations est la même pour la topologie Pont-H, la différence est dérisoire pour toutes les stratégies de contrôle, bien qu’une réduction des valeurs crête des courants de phase (TABLEAU XXXVIII) et des tensions de référence (TABLEAU XXXIX) soit obtenue.

En comparant les stratégies entre elles, la stratégie dont la puissance de dimensionnement est la plus faible est celle, comme c’était le cas avec la topologie Pont-H, où toutes les machines fictives non-principales sont contrôlées en « tension nulle » (TABLEAU XL et Figure 166). La différence est assez faible entre la stratégie « 00 » et les stratégies « 01 » et « 10 », tout comme lors du mode dégradé sans reconfiguration.

TABLEAU XLI : Pertes Joule de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle et reconfigurations.

Stratégie	Pertes Joule (PU)		
	Sans Reconfiguration	Reconfiguration Partielle 1	Reconfiguration Partielle 2
00	716,48	350,23	692,74
01	834,88	708,11	1403,95
10	834,88	708,11	1403,95
11	182,01	182,21	366,88

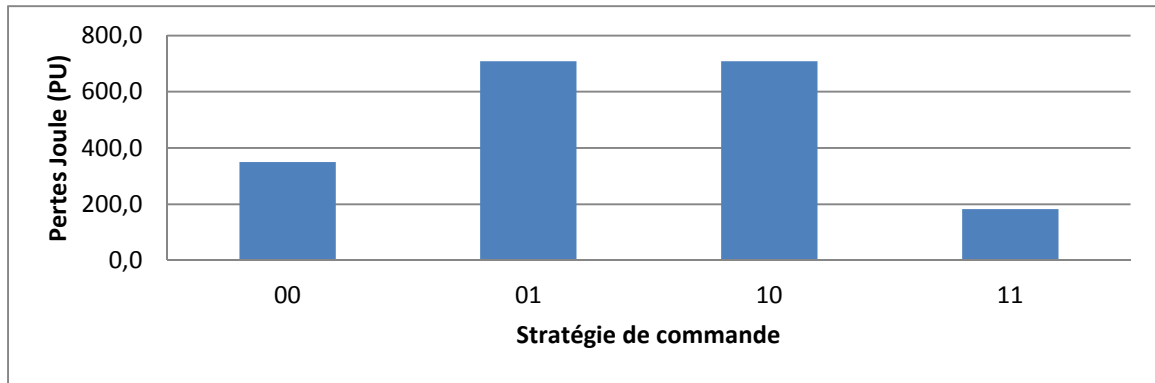


Figure 167 : Pertes Joule de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle en reconfiguration 1.

Les pertes Joule en mode dégradé sont nettement plus faibles pour la reconfiguration 1 (TABLEAU XLI). En effet, pour la reconfiguration 1, pendant la moitié de la période électrique les pertes sont similaires à celle d’une ouverture de phase, et donc très faibles.

Sur ce critère, les stratégies « 00 » et « 11 » présentent des pertes assez faibles par rapport aux stratégies « 01 » et « 10 » (Figure 168). Lorsqu’un courant homopolaire est contrôlé pour être nul, les courants de toutes les phases sont impactés par le défaut, présentant ainsi amplitudes élevées. Pour la stratégie « 00 », l’impact du défaut est nul sur trois des 6 phases, réduisant presque de moitié les pertes Joule du système. Sur la stratégie « 11 », l’impact du défaut sur les phases est similaire à celui de la stratégie « 00 », à la différence que les correcteurs sont saturés.

TABLEAU XLII : Ondulation de couple de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle et reconfigurations.

Stratégie	Ondulation de Couple		
	Sans Reconfiguration	Reconfiguration Partielle 1	Reconfiguration Partielle 2
00	1,30	1,15	1,15
01	2,33	2,30	2,30
10	2,34	2,30	2,30
11	10,76	10,85	10,48

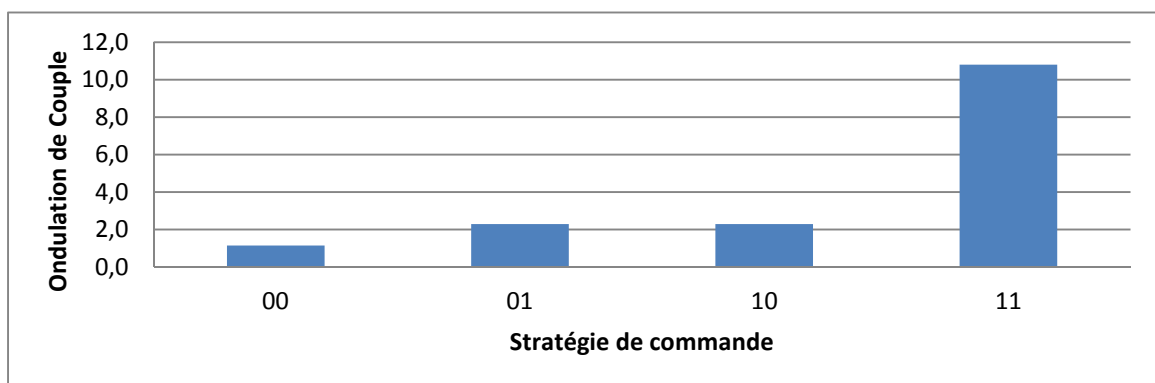


Figure 168 : Ondulation de couple de la topologie HIMM pour différentes stratégies de contrôle en reconfiguration 1.

Le couple pulsatoire est très similaire entre les deux reconfigurations (TABLEAU XLII). Finalement, la stratégie « 00 » est celle pour laquelle le couple pulsatoire est le plus faible, pour les mêmes raisons que pour la topologie Pont-H (Figure 168).

Lors de cette analyse le comportement de la topologie HIMM a été très similaire à celui de la topologie Pont-H en de nombreux aspects. Pour cela, la combinaison reconfiguration et stratégie de commande pour la topologie HIMM est la même de la topologie Pont-H : reconfiguration 1 et stratégie de contrôle « 00 ».

Le choix de la reconfiguration est en lien avec la simplicité de son application, la détection de panne ne nécessite que de l'information sur la phase en défaut et non la connaissance du transistor en défaut. Par ailleurs, le système dissipe moins d'énergie en mode dégradé en comparaison à la reconfiguration 2. La stratégie « 00 » est celle qui a présenté une meilleure performance en combinant les trois critères de comparaison.

### 3.2.4.3. RIMM

À la différence des topologies HIMM et Pont-H, il est nécessaire d'ajouter à la comparaison le mode de fonctionnement lors d'une ouverture de phase. Même sans reconfiguration, la puissance de dimensionnement de l'onduleur était déjà plus élevée pour une ouverture de phase que pour un transistor court-circuité, pour la stratégie « 1 ».

TABLEAU XLIII : Courant crête de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes dégradés.

Stratégie	Courant crête (PU)				
	Court-circuit d'interrupteur				Ouverture de Phase
	Sans Reconfiguration	Reconfiguration Partielle 1	Reconfiguration Partielle 2	Reconfiguration Complète	
0	9,00	7,38 (simu.)	8,85	1,00	1,54
1	0,92	1,54 (simu.)	0,92	0,85	1,62

Premièrement, il n'est pas possible d'analyser de la même façon le comportement en mode dégradé pour la stratégie « 0 » et « 1 ». Pour la stratégie « 1 », contrairement à la stratégie « 0 », les correcteurs sont saturés à cause du manque de degrés de libertés disponibles pour le fonctionnement en mode dégradé.

Les reconfigurations partielles réduisent la valeur crête du courant lorsque la stratégie « 0 » est implémentée, similairement aux topologies Pont-H et HIMM . Cependant cela n'est pas vrai pour la stratégie « 1 ».

Concernant la reconfiguration complète, il est visible qu'en mode dégradé le courant est aussi faible qu'en mode normal, vu la valeur proche de 1 PU. Puisque la commande prend à présent en compte le défaut, le système ne nécessite plus de degré de liberté supplémentaire pour le fonctionnement en mode dégradé. Par conséquent, les correcteurs ne sont pas saturés en mode dégradé avec une stratégie de commande « 1 », contrairement aux modes dégradés sans reconfiguration ou avec une reconfiguration partielle.

TABLEAU XLIV : Tension de référence crête de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes dégradés.

Stratégie	Tension crête (PU)				
	Court-circuit d'interrupteur				Ouverture de Phase
	Sans Reconfiguration	Reconfiguration Partielle 1	Reconfiguration Partielle 2	Reconfiguration Complète	
0	1,99	1,69 (simu.)	2,00	1,79	1,44
1	2,09	2,44 (simu.)	1,82	1,85	2,88

Pour la stratégie de commande « 0 », contrairement aux topologies Pont-H et HIMM, il est possible d'observer une différence notable entre les reconfigurations partielles 1 et 2. Cela est dû à des différences entre les résultats obtenus en simulation (reconfiguration partielle 1) et expérimentalement (reconfiguration partielle 2). Bien que les résultats de simulation et expérimentaux soient très similaires, les correcteurs sont saturés pendant une courte période de temps, générant cette différence de 0,3 PU. Pour la stratégie « 1 », toutes les valeurs crête de tension de référence sont en dessous de celle lors de l'ouverture de phase.

En comparant les valeurs crête de tension pour les deux stratégies lors d'une reconfiguration complète, la différence est faible. En effet, puisque le système se comporte similairement au mode de fonctionnement normal, le courant  $I_{h2}$  n'est pas très important pour la stratégie « 0 ». Ainsi, la tension de sortie du correcteur qui annule  $I_{h2}$  ( $V_{h2REF}$ ) est faible.

TABLEAU XLV : Puissance de dimensionnement de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes dégradés.

Stratégie	Puissance de dimensionnement (PU)				Ouverture de Phase
	Court-circuit d'interrupteur				
	Sans Reconfiguration	Reconfiguration Partielle 1	Reconfiguration Partielle 2	Reconfiguration Complète	
0	8,93	6,22 (simu.)	8,85	0,90	1,11
1	0,96	1,88 (simu.)	0,84	0,78	2,33

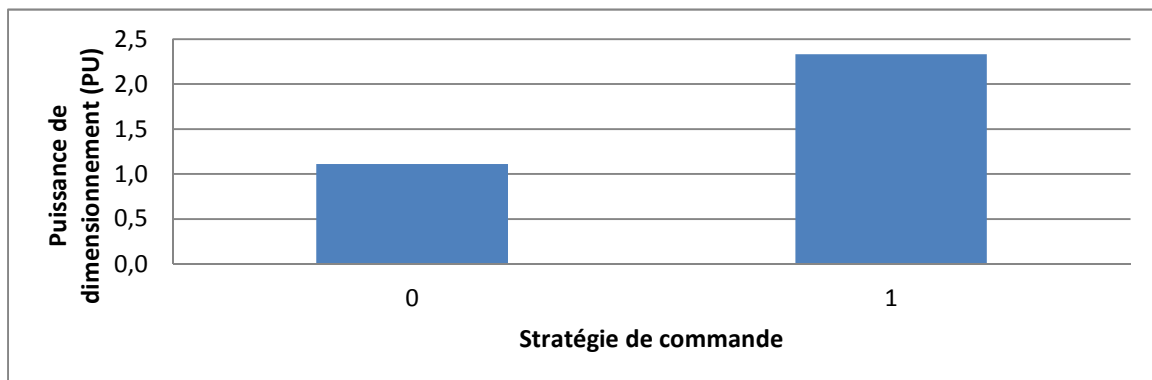


Figure 169 : Puissance de dimensionnement de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle en phase ouverte.

Comme attendu, la reconfiguration complète est celle dont la puissance de dimensionnement est la plus faible (TABLEAU XLV). En effet, la réduction de la valeur crête de courant est très visible. Cependant la puissance de dimensionnement pour la stratégie « 1 » sans reconfiguration n'est pas beaucoup plus élevée.

Concernant les deux reconfigurations partielles, l'intérêt dépend de la stratégie de contrôle de la machine homopolaire 2. Ainsi pour une stratégie « 1 », il vaut mieux ne pas implémenter une reconfiguration partielle 1.

Les valeurs de la puissance de dimensionnement étant très faibles pour la reconfiguration complète, celles qui sont utilisées pour le dimensionnement de l'onduleur sont celles de l'ouverture de phase (Figure 169), un avantage pour la stratégie de contrôle « 0 ».



TABLEAU XLVI : Pertes Joule de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes dégradés.

Stratégie	Pertes Joule (PU)				
	Court-circuit d'interrupteur				Ouverture de Phase
	Sans Reconfiguration	Reconfiguration Partielle 1	Reconfiguration Partielle 2	Reconfiguration Complète	
0	208,03	110,96 (simu.)	259,51	1,84	4,13
1	1,85	2,84 (simu.)	1,91	1,63	3,26

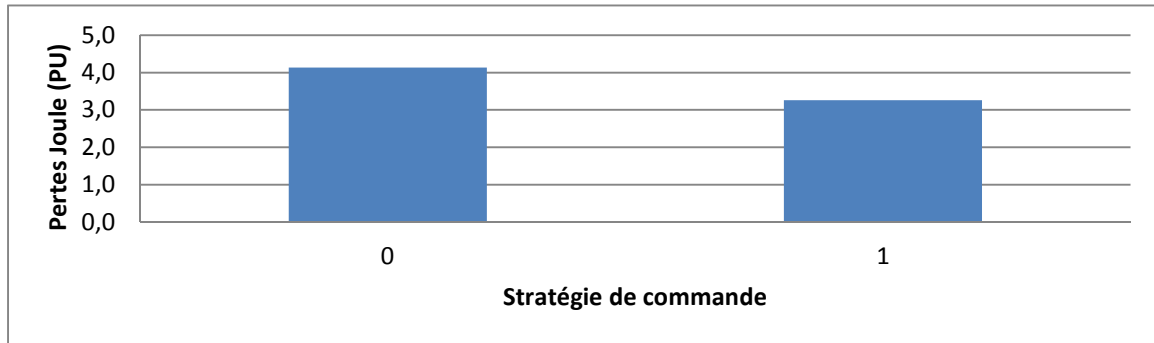


Figure 170 : Pertes Joule de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle en phase ouverte.

Comme dans l'analyse sur la puissance de dimensionnement, les modes dégradés avec reconfiguration complète sont ceux qui présentent le moins de pertes Joule, suivis de près par le mode dégradé sans reconfiguration et stratégie « 1 » (TABLEAU XLVI). Ceci montre un lien direct entre la valeur crête de courant de phase et les pertes Joule.

Les pertes Joule des modes dégradés avec reconfiguration complète sont tellement faibles que le dimensionnement thermique est donc réalisé en prenant en compte les pertes Joule lors d'une ouverture de phase. C'est pour cela qu'en Figure 170 ne sont représentés que les pertes Joule dans le cas du défaut phase ouverte.

TABLEAU XLVII : Ondulation de couple de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes dégradés.

Stratégie	Ondulation de Couple				
	Court-circuit d'interrupteur				Ouverture de Phase
	Sans Reconfiguration	Reconfiguration Partielle 1	Reconfiguration Partielle 2	Reconfiguration Complète	
0	0,91	0,91 (simu.)	0,91	0,06	0,12
1	1,33	1,52 (simu.)	1,21	0,06	1,15

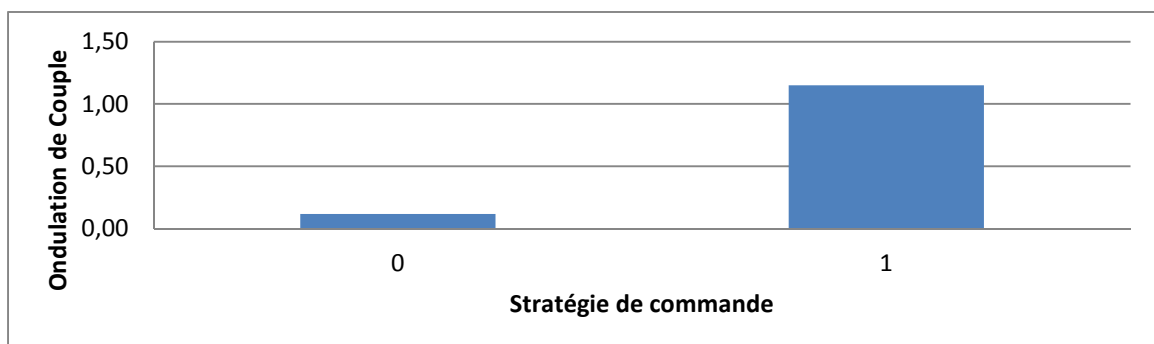


Figure 171 : Ondulation de couple de la topologie RIMM pour différentes stratégies de contrôle et modes dégradés en phase ouverte.

Comme déjà présenté dans la Section 3.2.3, la reconfiguration complète atteint son objectif d'annuler la pulsation de couple en mode dégradé. La valeur de 6% présentée sur le tableau est en effet la valeur de l'ondulation de couple obtenu en mode normal. Celle-ci est donc le grand avantage pour la reconfiguration complète par rapport au mode sans reconfiguration et stratégie « 1 » (TABLEAU XLVII).

Comme pour la puissance de dimensionnement et les pertes Joule, les valeurs obtenues lors d'une reconfiguration complète sont très faibles. En considérant que la reconfiguration complète serait implémentée lors d'un défaut de court-circuit, le couple pulsatoire lors d'une ouverture de phase serait utilisé lors du dimensionnement de l'onduleur (Figure 171).

Finalement, en comparant tous les modes dégradés et les deux stratégies de contrôle pour une topologie RIMM, la reconfiguration complète est la plus intéressante dans tous les cas. Elle est tellement intéressante que, si cette reconfiguration est implantée de façon fiable, le dimensionnement du système est fait sur son comportement lors d'une phase ouverte.

Concernant les deux reconfigurations partielles, leurs performances ne sont généralement pas meilleures que celles de la stratégie « 1 » sans reconfiguration, en sachant que la reconfiguration nécessite un système de détection du défaut et une action rapide.

#### 3.2.4.4. Analyse générale

Après cette analyse de chaque topologie individuellement, l'analyse finale prend en compte seulement les cas les plus intéressants pour chaque topologie, sans ou avec reconfiguration et les différentes stratégies de contrôle pour les machines fictives qui ne génèrent pas de couple. Elles sont donc :

- Pont-H avec stratégie « 011 » sans reconfiguration (Pont-H 000 SR)
- Pont-H avec stratégie « 101 » sans reconfiguration (Pont-H 101 SR)
- Pont-H avec stratégie « 000 » avec reconfiguration partielle 1 (Pont-H 000 R1)
- HIMM avec stratégie « 00 » sans reconfiguration (HIMM 00 SR)
- HIMM avec stratégie « 00 » avec reconfiguration partielle 1 (HIMM 00 R1)
- RIMM avec stratégie « 0 » sans reconfiguration (RIMM 0 SR)
- RIMM avec stratégie « 1 » sans reconfiguration (RIMM 1 SR)
- RIMM avec stratégie « 0 » avec reconfiguration complète (RIMM 0 RC)

TABLEAU XLVIII : Comparaison générale des trois topologies pour stratégies de contrôle et reconfiguration.

Topologie	Stratégie de Contrôle	Reconfiguration	$P_{dim}$ (PU)	$P_j$ (PU)	$C_{ond}$
Pont-H	000	SR	31,55	606,78	0,25
Pont-H	101	SR	26,71	432,60	0,31
Pont-H	000	R1	17,48	60,45	0,23
HIMM	00	SR	15,19	716,48	1,30
HIMM	00	R1	14,71	350,23	1,15
RIMM	0	SR	8,93	208,03	0,91
RIMM	1	SR	2,33	3,26	1,33
RIMM	0	RC	1,11	4,13	0,12

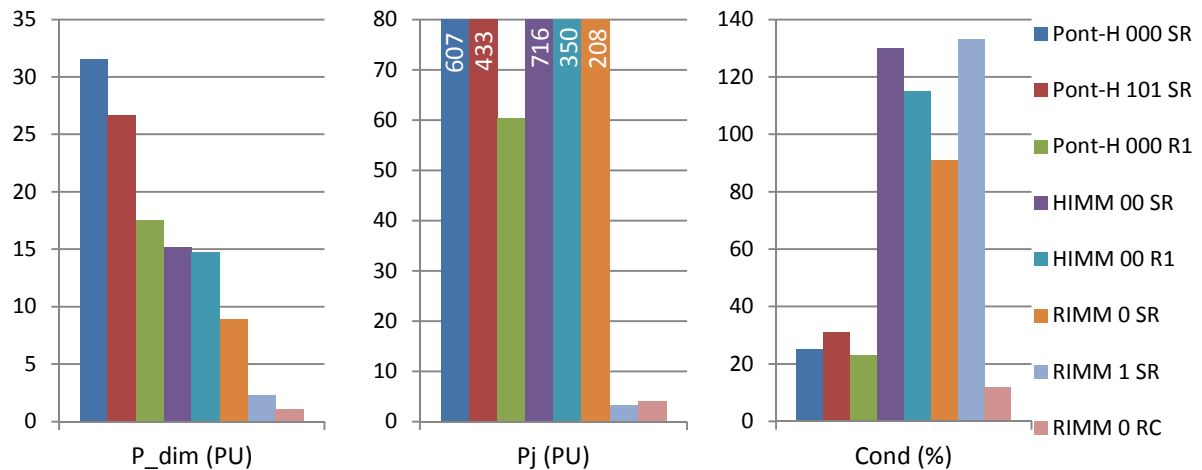


Figure 172 : Comparaison générale des trois topologies pour stratégies de contrôle et reconfiguration.

En analysant le TABLEAU XLVIII et la Figure 172, la topologie dont la performance est la plus intéressante sur les trois critères est évidemment la topologie RIMM avec la stratégie complète. Comme déjà expliqué précédemment, il faut pour son implémentation une détection fiable du transistor en panne et une réaction rapide du système. En effet la reconfiguration complète augmente peu la puissance de dimensionnement du système par rapport au dimensionnement en mode normal et assure des pertes Joule et d'ondulation de couple en mode dégradé similaires à ceux en mode normal.

En considérant comme pas assez fiable la détection du transistor en panne d'autres options peuvent être retenues : Pont-H 000 R1, HIMM 00 SR, RIMM 0 SR et RIMM 1 SR.

La topologie Pont-H avec stratégie « 000 » et la reconfiguration partielle 1 est une option qui permet l'utilisation d'une stratégie considérée comme plus standard. Cependant cette stratégie nécessite toujours une reconfiguration, mais dont l'implémentation ne nécessite que de détecter la phase en défaut et non le transistor défaillant, donc une détection plus simple et fiable. Un grand atout de cette stratégie est la faible ondulation de couple. Bien que la puissance de dimensionnement soit celle la plus élevée parmi les trois options ici proposées. La topologie Pont-H sans reconfiguration présente des ondulations de couple également faible, mais les pertes Joule et la puissance de dimensionnement sont encore plus élevées.

La topologie RIMM sans reconfiguration est une proposition très intéressante si on considère que la réduction de la puissance de dimensionnement compense une augmentation du couple pulsatoire. De plus, cette performance ne nécessite pas de reconfiguration. Lorsque la stratégie de la machine homopolaire 2 est « courant nul », les valeurs de puissance de dimensionnement et de pertes Joule sont tellement faibles, que sa performance n'est pas si éloignée de la celle de la reconfiguration complète. Cependant, le couple pulsatoire est assez élevé (133%). Par ailleurs, si la stratégie de contrôle de la machine homopolaire 2 est « tension nulle », les valeurs de puissance de dimensionnement et de pertes Joule est plus proches de celles obtenues avec la topologie Pont-H avec la reconfiguration partielle 1. Le couple pulsatoire est de 90%, une valeur plus faible que celle obtenue lors de la stratégie « 1 ».

Finalement, la topologie HIMM, présente peu d'intérêt. Avec la reconfiguration partielle 1, sa performance est moins intéressante que celle de la topologie Pont-H, également avec

reconfiguration, sur les trois critères de comparaison. La seule situation qui est favorable à la topologie HIMM correspond au cas où un fonctionnement en mode dégradé avec reconfiguration ne soit pas acceptable, que le système n'ait pas deux sources isolées à sa disposition et que le couple pulsatoire ne soit pas une contrainte importante par rapport aux pertes Joule et à la puissance de dimensionnement. Dans ce cas, la topologie RIMM n'est pas une option et, comparant la topologie Pont-H et HIMM sans reconfiguration, la topologie HIMM est plus intéressante, sauf concernant l'ondulation de couple.

Finalement, la reconfiguration s'applique mieux aux stratégies de commande où toutes les machines non-principales sont contrôlées en tension nulle (« 000 », « 00 » et « 0 ») pour les trois topologies analysées. Il a également été montré que la reconfiguration 1 est plus intéressante que la reconfiguration 2 en raison des pertes Joule plus faibles et une détection de panne plus simple.

Pour les trois topologies, lorsque le système est en mode dégradé avec la reconfiguration 1 on distingue deux comportements différents selon la demi-période électrique considérée. Pendant une moitié de période, le courant de la phase en défaut est nul, dans l'autre moitié, le courant est assez élevé à cause de l'existence d'une boucle de courant de faible résistance, existante principalement pour les topologies Pont-H et HIMM.

Puisque le dimensionnement de l'onduleur dépend des valeurs courant et tension lorsque le courant de la phase défaillante n'est pas nul, il est évident que l'augmentation de la résistance et/ou des inductances propres a un impact direct sur la réduction de la puissance de dimensionnement de l'onduleur.

Concernant les pertes Joule en mode dégradé, puisque le système dissipe beaucoup plus d'énergie lorsque le courant de la phase défaillante n'est pas nul, une augmentation de la résistance des bobines engendrerait la réduction des pertes Joule en mode dégradé, au prix d'une augmentation des pertes Joules en mode de fonctionnement normal. Ceci est dû au fait que les pertes Joule pendant la demi-période où le courant de la phase défaillante n'est pas nul respectent une règle de  $V^2/R$ , où la tension  $V$  est la FEM de cette phase.

### 3.3.Résumé – conclusion

Ce chapitre a présenté des différentes stratégies avec et sans reconfiguration pour les trois topologies analysées.

Les stratégies sans reconfiguration s'appliquent précisément aux machines fictives autre que les machines principales. Des degrés de libertés ont été mis en évidence par la REM de chaque topologie concernant la tension de référence de ces machines fictives. Pour cela, deux stratégies simples ont été appliquées : «  $V=0$  » et «  $I=0$  ». Les résultats ont montré qu'aucune stratégie n'était considérée comme la meilleure. Par exemple, contrôler une machine «  $I=0$  », par rapport à un contrôle «  $V=0$  », réduit les pertes Joule, mais augmente l'ondulation de couple. Ainsi, le choix entre les stratégies proposées dépend des choix industriels et nécessitent une pondération de l'analyse multicritère.

De l'autre côté, les stratégies avec reconfiguration ont présenté une amélioration de la performance des topologies en mode dégradé par rapport aux stratégies sans reconfiguration. Cependant, la reconfiguration demande la détection et la localisation de la panne, complexifiant ainsi son application.

En comparant les trois topologies la structure RIMM a montré une très bonne performance avec des stratégies sans et avec reconfiguration. La reconfiguration complète, qui n'est applicable qu'à cette topologie, arrive à annuler la pulsation de couple dû à un court-circuit d'un transistor. En conséquence le surdimensionnement de l'onduleur est assez faible pour que le système puisse fonctionner en mode dégradé.

## 4. Conclusion générale et perspectives

Ces travaux s'insèrent dans le contexte de l'électrification des avions et des lanceurs spatiaux. Les systèmes classiquement hydrauliques, mécaniques et pneumatiques sont progressivement remplacés par des systèmes électriques. Parmi les avantages de l'électrification, il est possible de mentionner des gains en poids ou de réduction de la consommation de carburant. Cependant pour qu'un nouvel équipement soit industriellement viable, il faut qu'il soit fiable, léger et si possible peu coûteux.

Dans cet objectif, des topologies avec machines polyphasées électriquement couplée en série ont été choisies pour une analyse plus approfondie. Ces topologies en série mutualisent les bras d'onduleur, réduisant ainsi leur nombre, et tolèrent des pannes les plus courantes dans les ensembles onduleur-machine. Puisque ces structures ne sont pas répandues dans l'industrie, il a été démontré mathématiquement et expérimentalement qu'il est possible de contrôler indépendamment en modes normal et dégradé deux machines polyphasées qui sont alimentées par les mêmes courants. Afin de permettre un choix et de montrer l'intérêt de l'usage des topologies avec machines en série (HIMM et RIMM), une comparaison de ces deux structures avec celle plus standard (Pont-H) a été présentée.

Pour répondre aux demandes de l'industrie du domaine aéronautique et aérospatiale, le système a été dimensionné en prenant en compte son fonctionnement en mode dégradé. En considérant la première analyse, avec une stratégie de commande simple et sans reconfiguration, les topologies en série HIMM et RIMM ont présenté une bonne performance. Finalement, parmi les défauts analysés le court-circuit d'un transistor est le plus contraignant. La phase en défaut est alimentée par une tension constante  $V_{DC}$ , générant une composante de type  $V_{DC}/R$  sur les courants des phases. Cette composante augmente la puissance de dimensionnement de l'onduleur et les pertes Joule. Du fait de l'augmentation de la résistance totale du système par la mise en série, la composante  $V_{DC}/R$  est plus faible pour les topologies HIMM et RIMM. La topologie RIMM a, en outre, l'avantage de sa structure, avec deux sources de tension isolées, qui empêche la circulation du courant homopolaire  $I_{h1}$ , qui atteint des valeurs très élevées pour la structure Pont-H et HIMM en mode dégradé.

Dans un deuxième temps, des stratégies de commande ont été implémentées recherchant une amélioration de la performance des trois topologies en mode dégradé. Deux types de stratégies ont été donc analysées, sans et avec reconfiguration.

Les stratégies sans reconfiguration ont pour objectif d'annuler par le contrôle le courant sur certaines machines fictives non-principales. Ces stratégies de « courant nul » réduisent de façon conséquente la puissance de dimensionnement, les pertes Joule et le couple pulsatoire de la topologie Pont-H. Le contrôle en « courant nul » de la machine homopolaire 2 réduit fortement le couple pulsatoire. Cela s'explique par le fait que la machine homopolaire 2 est la seule machine fictive non-principale qui interagit avec des harmoniques non-nuls de la FEM.

Lors de l'implémentation d'une stratégie qui contrôle en « courant nul » toutes les machines fictives non-principales, les correcteurs de courant sont tous saturés en mode dégradé afin de protéger le système. Ceci est dû au fait que le système n'a pas assez de degré de liberté pour compenser le

défaut. Malgré cette saturation des correcteurs, la topologie RIMM avec la stratégie « 1 » a présenté une bonne performance, réduisant de façon importante la puissance de dimensionnement de l'onduleur et les pertes Joule, malgré une augmentation du couple pulsatoire. En revanche, la topologie HIMM avec la stratégie « 11 », présente une valeur crête de courant trop importante à cause de la saturation des correcteurs. Comme la structure de la topologie RIMM empêche la circulation du courant  $I_{h1}$ , le couplage entre les machines fictives pour cette topologie est plus faible. Par conséquent, annuler le courant des machines fictives se présente comme étant moins contraignant.

Une reconfiguration partielle qui ne touche pas la partie algorithmique de contrôle et qui ne concerne qu'une simple modification de la fonction de commutation d'un bras en défaut a été présentée. Les deux reconfigurations partielles proposées éliminent la composante  $V_{DC}/R$  des courants de phases, réduisant énormément la puissance de dimensionnement nécessaire, les pertes Joule et le couple pulsatoire des topologies Pont-H et HIMM. La principale différence entre les deux reconfigurations concerne les pertes Joule. Lorsque la reconfiguration partielle 1 est implémentée, pendant une demi-période électrique le courant de la phase en défaut ne peut pas circuler. Pendant cette durée le système fonctionne comme lors d'une ouverture de phase, dont les courants sont beaucoup plus faible comparés à ceux d'un transistor court-circuité.

Pour la topologie RIMM, en plus des reconfigurations partielles, il est possible d'implémenter une reconfiguration complète en contrôlant la tension  $V_{nn}$ . Finalement, cette reconfiguration permet d'avoir des courants de phase en mode dégradé très similaires à ceux obtenus en mode normal. Ainsi, les pertes Joule et le couple pulsatoire sont également similaires à ceux obtenus en mode normal. Par contre, la valeur crête de la tension de référence et, en conséquence, la puissance de dimensionnement sont plus élevées. Cependant, ces valeurs restent beaucoup plus faibles que pour les autres modes de fonctionnement dégradé sans reconfiguration ou avec reconfiguration partielle.

Tous les résultats ici obtenus l'ont été pour la machine disponible pour les essais expérimentaux. Néanmoins, cette analyse peut être étendue qualitativement à d'autres machines électriques. Lors d'une ouverture de phase ou un défaut de court-circuit avec reconfiguration complète, il est possible d'obtenir analytiquement des résultats très proches de ceux ici présentés car, dans ces deux modes de défaut, les courants en mode dégradé dépendent principalement de la consigne.

Lors d'un court-circuit sans reconfiguration ou avec reconfiguration partielle 1 et 2, il n'est pas possible d'obtenir les valeurs crête de courant analytiquement. L'inadaptation de la commande au défaut engendre des courants déséquilibrés dont la valeur crête dépend non seulement des paramètres de la machine, mais aussi des paramètres des correcteurs. En revanche, il est possible d'avoir une idée du courant sur la phase en défaut, celle dont la valeur crête est la plus importante pour ces trois modes de défaut. Le courant de la phase en défaut a une composante continue  $V_{DC}/R$ , lors d'un défaut de court-circuit sans reconfiguration, et une composante alternative  $E/R$ , lors d'un défaut de court-circuit avec reconfiguration partielle. Si la valeur crête de la FEM est beaucoup plus faible que celle de la tension de la source électrique, la reconfiguration réduit la valeur crête du courant. Pour les deux cas, les courants sont plus faibles si la valeur des résistances est plus élevée, au prix d'une augmentation des pertes Joule en mode normal.

L'implémentation des reconfigurations partielle ou complète nécessite une détection précise de défaut, freinant ainsi son utilisation industriellement car induisant de nouvelles causes de

défaillance. Néanmoins il est intéressant d'examiner ce type d'approche en considérant leur robustesse. Au L2EP des études sont menées sur la détection de panne des machines polyphasées avec des résultats prometteurs. De futurs travaux pourraient s'intéresser à l'adaptation de ces méthodes fiables et rapides à une structure en série.

Un prolongement naturel est le dimensionnement du système pour l'application réelle. Ces travaux ont été réalisés avec des machines qui n'ont pas été conçues spécifiquement pour cette étude. Il suffit néanmoins de reprendre la méthodologie développée. Le système réel serait dimensionné pour fonctionner en régime permanent en série et en mode dégradé.

De plus, avec un système réel, il serait possible de réaliser une analyse de fiabilité approfondie tenant compte également des défaillances de la machine électrique même si elles sont a priori plus faibles pour le type de mission considérée. Ce type d'étude nécessite plusieurs informations techniques industrielles sensibles, ainsi que des valeurs de courant et tension en mode normal et dégradé.

De façon plus générale, il serait également intéressant d'intégrer les défaillances au niveau de la partie contrôle en intégrant celles survenant au sein des processeurs/calculateurs, par exemple par une structure partiellement décentralisée multiprocesseurs.



## Références :

- [1] P. Wheeler, "Technology for the more and all electric aircraft of the future," IEEE International Conference on Automatica, Curico, Chile, 2016, ICA-ACCA, pp. 1–5, 19-21 october. 2016
- [2] J. A. Rosero, J. A. Ortega, E. Aldabas, and L. Romeral, "Moving towards a more electric aircraft," IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 22, no. 3, pp. 3–9, mar. 2007.
- [3] X. Roboam, B. Sareni, and A. Andrade, "More Electricity in the Air: Toward Optimized Electrical Networks Embedded in More-Electrical Aircraft," IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 6, no. 4, pp. 6–17, dec. 2012.
- [4] H. Ounis, B. Sareni, X. Roboam, et A. De Andrade, « Multi-level integrated optimal design for power systems of more electric aircraft », Mathematics and Computers in Simulation, vol. 130, p. 223-235, déc. 2016.
- [5] C. R. Spitzer, "The All-Electric Aircraft: A Systems View and Proposed NASA Research Programs," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-20, no. 3, pp. 261–266, may 1984.
- [6] Moir, "The all-electric aircraft - major challenges," IEE Colloquium on All Electric Aircraft, London, UK, 1998, vol. 1998, pp. 2/1–2/6, 17 june 1998.
- [7] M. Howse, "All-electric aircraft," Power Engineer, vol. 17, no. 4, p. 35-37, oct. 2003.
- [8] F. Couillac, "Environnemental Control Systems for the All-Electric Aircraft," Thèse de doctorat, Cranfield University, Cranfield, United Kingdom, september 2007.
- [9] J. A. Weimer, "The role of electric machines and drives in the more electric aircraft," IEEE International Electric Machines and Drives Conference, Madison, WI, USA, 2003, IEMDC'03, vol. 1, pp. 11–15, 1-4 june 2003.
- [10] J. Mavier, « Convertisseurs génériques à tolérance de panne Applications pour le domaine aéronautique », Thèse de doctorat, Université de Toulouse, Toulouse, France, 22 mars 2007.
- [11] Moir and A. Seabridge, Aircraft Systems: Mechanical, electrical, and avionics systems integration, Third Edition. John Wiley & Sons, Ltd, 2008.
- [12] Garcia, J. Cusido, J. A. Rosero, J. A. Ortega, and L. Romeral, "Reliable electro-mechanical actuators in aircraft," IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 23, no. 8, pp. 19–25, aug. 2008.
- [13] Boglietti, A. Cavagnino, A. Tenconi, S. Vaschetto, and P. di Torino, "The safety critical electric machines and drives in the more electric aircraft: A survey," Conference of IEEE Industrial Electronics, Porto, Portugal, 2009, IECON'09, pp. 2587–2594, 3-5 november 2009.
- [14] J. W. Bennett, "Fault Tolerant Electromechanical Actuators for Aircraft," Thèse de Doctorat, Newcastle University, Newcastle, United Kingdom, november 2010.
- [15] Ondo Ndong, "Onduleurs de tension pour actionneurs électriques: fiabilisation par la séparation des cellules de commutation et reconfiguration," Thèse de Doctorat, Université de Montpellier, Montpellier, France, 22 octobre 2010.
- [16] Wenping Cao, B. C. Mecrow, G. J. Atkinson, J. W. Bennett, and D. J. Atkinson, "Overview of Electric Motor Technologies Used for More Electric Aircraft (MEA)," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 9, pp. 3523–3531, sep. 2012.
- [17] T. Yang, "Development of Dynamic Phasors for the Modelling of Aircraft Electrical Power Systems," Thèse de doctorat, University of Nottingham, Nottingham, United Kingdom, may 2013.
- [18] P. Wheeler and S. Bozhko, "The More Electric Aircraft: Technology and challenges.," IEEE Electrification Magazine, vol. 2, no. 4, pp. 6–12, dec. 2014.
- [19] « More Electric Aircraft Power System Development Facility », ADI Applied Dynamics International. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.adi.com/wp-content/uploads/2014/04/meapsDevFacWeb.pdf>. [Consulté le: 30-mai-2017].
- [20] « CleanSky ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.cleansky.eu/>. [Consulté le: 30-mai-2017].

- [21] « Solar Impulse 2 ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.solarimpulse.com/fra>. [Consulté le: 30-mai-2017].
- [22] « Aerobatic Airplane “Extra 330LE” ». [En ligne]. Disponible sur : <https://www.siemens.com/press/pool/de/events/2016/corporate/2016-12-innovation/inno2016-aerobatic-airplane-e.pdf>. [Consulté le: 15-juin-2017].
- [23] « Flying with Siemens Integrated Drive System ». [En ligne]. Disponible sur : <https://www.siemens.com/press/en/pressrelease/?press=/en/pressrelease/2013/industry/drive-technologies/idt2013064084.htm>. [Consulté le: 15-juin-2017].
- [24] M. Galea, Z. Xu, C. Tighe, T. Hamiti, C. Gerada, et S. Pickering, « Development of an aircraft wheel actuator for green taxiing », International Conference on Electrical Machines (ICEM), Nov. 2014, p. 2492-2498.
- [25] « WheelTug ». [En ligne]. Disponible sur : <http://www.wheeltug.gi/>. [Consulté le: 15-juin-2017]
- [26] T. Nelson, « 787 Systems and Performance », 2005. [En ligne]. Disponible sur: <http://myhres.com/Boeing-787-Systems-and-Performance.pdf>. [Consulté le: 30-mai-2017].
- [27] « A380 Family - Innovation ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.airbus.com/aircraftfamilies/passengeraircraft/a380family/innovation/>. [Consulté le: 30-mai-2017].
- [28] D. van den Bossche, “ “More Electric” Control Surface Actuation - A Standard for the Next Generation of Transport Aircraft “, European Conference on Power Electronics and Applications, Toulouse, France, 2003, EPE'2003, 2-4 september 2003.
- [29] W. Li et J. P. Fielding, “ Preliminary Study of EMA landing Gear Actuation”, International Congress of the Aeronautical Sciences, Brisbane, Australia, 2012, ICAS 2012, 23-28 september 2012.
- [30] C. Gerada, K. Bradley, X. Huang, A. Goodman, C. Whitley, et G. Towers, “A 5-Phase Fault-Tolerant Brushless Permanent Magnet Motor Drive for an Aircraft Thin Wing Surface Actuator”, IEEE International Electrical Machines & Drives Conference, Antalya, Turkey, 2007, IEMDC, p. 1643-1648, 3-5 may 2007.
- [31] D. Mami, “Définition, conception et expérimentation de structures d'actionneurs électromécaniques innovants incluant par conception des fonctionnalités de sûreté et de sécurité de fonctionnement,” Thèse de doctorat, Université de Toulouse, Toulouse, France, 22 janvier 2010.
- [32] E. D. Kenmoe Fankem, “Etude de différentes structures d'actionneurs de positionnement pour l'aéronautique,” Thèse de doctorat, Université de Lorraine, Nancy, 26 novembre 2012.
- [33] S. Zaïm, “Contribution à la commande sans capteur mécanique d'actionneurs électriques motorisés par des machines synchrones à aimant permanents,” Thèse de doctorat, Université de Lorraine, Nancy, 2013.
- [34] S. E. Lyshevski, “Electromechanical flight actuators for advanced flight vehicles”, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 35, no 2, p. 511-518, apr. 1999.
- [35] B. Nystrom, L. Austrin, N. Ankarback, et E. Nilsson, “Fault Tree Analysis of an Aircraft Electric Power Supply System to Electrical Actuators”, International Conference on Probabilistic Methods Applied to Power Systems, Stockholm, Sweden, 2006, PMAAPS, p. 1-7, 11-15 june 2006.
- [36] D. S. Bodden, N. S. Clements, B. Schley, et G. Jenney, “Seeded Failure Testing and Analysis of an Electro-Mechanical Actuator”, IEEE Aerospace Conference, Big Sky, MT, USA, 2007, p. 1-8, 3-10 march 2007.
- [37] J. Liscouët, “Conception préliminaire des actionneurs électromécaniques- Approche hybride, directe/inverse,” Thèse de doctorat, Université de Toulouse, Toulouse, France, 4 janvier 2010.
- [38] J. W. Bennett, B. C. Mecrow, D. J. Atkinson, C. Maxwell, et M. Benarous, “Fault-tolerant electric drive for an aircraft nose wheel steering actuator”, IET Electrical Systems in Transportation, vol. 1, no 3, p. 117-125, oct. 2011.
- [39] I. Hill, S. Bozhko, Tao Yang, P. Giangrande, et C. Gerada, “More Electric Aircraft Electro-Mechanical Actuator Regenerated Power Management”, International Symposium on Industrial Electronics, Buzios, Brazil, 2015, ISIE, p. 337-342, 3-5 june 2015.

- [40] G. Rini, "Analysis and Design of High Performance Multiphase Electric Drives for Vehicle and Aircraft Applications", Thèse de doctorat, Università di Bologna, Bologna, Italie, 2015.
- [41] Prisse, L., Ferer, D., Foch, H. and Lacoste, A., "New power centre and power electronics sharing in aircraft," European Conference on Power Electronics and Applications, Barcelona, Spain, 2009, EPE'09, pp. 1-9, 8-10 septembre 2009.
- [42] T. Bensalah, M. PY, et P. Thalin, "PRISCA Modular Electrical Power Management PowerR Integrated and SCALable", More Electric Aircraft, Bordeaux, France, 2012, MEA 2012, 20-21 november 2012.
- [43] X. Giraud, H. Piquet, M. Budinger, X. Roboam, M. Sartor, et S. Vial, "Knowledge-based system for aircraft electrical power system reconfiguration", International Conference on Electric Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion, Bologna, Italy, 2012, ESARS, p. 1-6, 16-18 october 2012.
- [44] T. Bensalah et P. Thalin, "Integrated Modular power Electronics: Achievements and Challenges", More Electric Aircraft, Toulouse, France, 2015, MEA 2015, 3-5 february 2015.
- [45] A. M. Etayo, J. Bourdon, L. Prisse, T. Meynard, et H. Piquet, "Optimization of parallelized power inverters using a direct modelling approach for More Electrical Aircraft", International Conference on Electric Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion, Aachen, Germany, 2015, ESARS, p. 1-5, 3-5 march 2015.
- [46] A. Wechsler, "Improving Fault Tolerant Drives for Aerospace Applications", Thèse de doctorat, Newcastle university, Newcastle, United Kingdom, january 2013.
- [47] C. Gerada et K. J. Bradley, "Integrated PM Machine Design for an Aircraft EMA", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no 9, p. 3300-3306, sept. 2008.
- [48] W. Li, Risk Assessment of Power Systems: Models, Methods, and Applications, John Wiley & Sons, Inc. 2005.
- [49] F. Meinguet, "Fault detection and isolation, control reconfiguration and design considerations", Thèse de doctorat, Université Libre de Bruxelles, Bruxelles, Belgique, 2012.
- [50] E. Chiodo et D. Lauria, "Some Basic Properties of the Failure Rate of Redundant Reliability Systems in Industrial Electronics Applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no 8, p. 5055-5062, août 2015.
- [51] M. Stamatelatos, W. Vesely, J. Dugan, J. Fragola, J. Minarick, et J. Railsback, Fault Tree Handbook with Aerospace Applications, Version 1.1. Washington DC, United States of America: NASA, 2002.
- [52] I. B. Shubinsky et H. Schäbe, « On the Definition of Functional Reliability », Reliability: Theory & Application, vol. 7, no 4, p. 8-18, déc. 2012.
- [53] R. N. Argile, B. C. Mecrow, D. J. Atkinson, A. G. Jack, et P. Sangha, "Reliability analysis of fault tolerant drive topologies", 4<sup>th</sup> IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives, York, UK, 2008, PEMD, p. 11-15, 2-4 april 2008.
- [54] G. E. Murr, A. Griffio, J. Wang, Z. Q. Zhu, et B. Mecrow, "Reliability assessment of fault tolerant permanent magnet AC drives", Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Yokohama, Japan, 2015, IECON, p. 2777-2782, 9-12 november 2015.
- [55] C. Olmi, F. Scuiller, et J.-F. Charpentier, "Reliability assessment of an autonomous underwater vehicle propulsion by using electrical multi-phase drive", Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Yokohama, Japan, 2015, IECON, p. 965-970, 9-12 november 2015.
- [56] C. Olmi, F. Scuiller, et J.-F. Charpentier, "Evaluation de la Fiabilité de la propulsion électrique d'un véhicule autonome sous-marin intégrant un ensemble convertisseur statique/machine polyphasé", Symposium de Génie Electrique, Grenoble, France, 2016, SGE, 7-9 juin 2016.
- [57] C. Yuyan, W. Jian, X. Rong, et W. Xinmin, "Fault tree analysis of electro-mechanical actuators", Chinese Control Conference, Hagzhou, China, 2015, CCC, p. 6392-6396, 28-30 july 2015.
- [58] J. Windsor, M.-H. Deredempt, et R. De-Ferluc, "Integrated modular avionics for spacecraft - User requirements, architecture and role definition", Digital Avionics Systems Conference, Seattle, WA, USA, 2011, p. 8A6-1-8A6-16, 16-20 october 2011.

- [59] M. Blanke, M. Kinnaert, J. Lunze, et M. Staroswiecki, *Diagnosis and Fault-Tolerant Control*, 2nd edition. Germany: Springer, 2006.
- [60] G. Vachtsevanos, F. Lewis, M. Roemer, A. Hess, et W. Biqing, *Intelligent Fault Diagnosis and Prognosis for Engineering Systems*. John Wiley & Sons, Inc., 2006.
- [61] M.-A. Shamsi-Nejad, "Architectures d'alimentation et de Commande d'Actionneurs Tolérants aux Défauts - Régulateur de Courant Non Linéaire à Large Bande Passante", Thèse de doctorat, Université de Nancy, Nancy, France, 11 juillet 2007.
- [62] F. Meinguet, X. Kestelynx, E. Semailx, et J. Gyselinck, « Fault detection, isolation and control reconfiguration of three-phase PMSM drives », présenté à International Symposium Industrial Electronics, Gdansk, Poland, ISIE, 2011, p. 2091-2096, 27-30 june 2011.
- [63] F. Meinguet, P. Sandulescu, X. Kestelyn, et E. Semail, "A Method for Fault Detection and Isolation Based on the Processing of Multiple Diagnostic Indices: Application to Inverter Faults in AC Drives", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 62, no 3, p. 995-1009, mars 2013.
- [64] M. Trabelsi, E. Semail, N. K. Nguyen, et F. Meinguet, "Open-switch and open-phase real time FDI process for multiphase PM Synchronous Motors", *International Symposium on Industrial Electronics*, Santa Clara, CA, USA, 2016, ISIE, p. 179-185, 8-10 june 2016.
- [65] M. Trabelsi, N. Nguyen, et E. Semail, "Real-Time Switches Fault Diagnosis Based on Typical Operating Characteristics of Five-Phase Permanent Magnetic Synchronous Machines", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no 8, p. 4683-4694, apr. 2016.
- [66] M. Trabelsi, E. Semail, N. K. Nguyen, et F. Meinguet, "Open Switch Fault effects analysis in five-phase PMSM designed for aerospace application", *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Anacapri, Italy, 2016, SPEEDAM, p. 14-21, 22-24 june 2016.
- [67] Y. Wang, T. A. Lipo, et D. Pan, "Robust operation of double-output AC machine drive", 8<sup>th</sup> International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, Jeju, South Korea, 2011, ICPE & ECCE, p. 140-144, 30 may – 3 june 2011.
- [68] Z. Dou, "Sûreté de fonctionnement des convertisseurs Nouvelles structures de redondances pour onduleurs sécurisés à tolérance de pannes", Thèse de doctorat, Université de Toulouse, Toulouse, France, 4 novembre 2011.
- [69] T. J. dos Santos Moraes, N. K. Nguyen, F. Meinguet, et E. Semail, "A comparative study of two fault-tolerant dual-motor drive topologies under short-circuit inverter switch fault", *IEEE 24<sup>th</sup> International Symposium on Industrial Electronics*, Buzios, Brazil, 2015, ISIE, p. 1490-1495, 3-5 june 2015.
- [70] N. K. Nguyen, F. Meinguet, E. Semail, et X. Kestelyn, "Fault-Tolerant Operation of an Open-End Winding Five-Phase PMSM Drive With Short-Circuit Inverter Fault", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no 1, p. 595-605, jan. 2016.
- [71] T. J. dos Santos Moraes, "Commande en mode dégradé d'un entraînement comportant deux machines 6 phases en série", *Symposium de Génie Electrique*, Grenoble, France, 2016, SGE, 7-9 juin 2016.
- [72] B. A. Welchko, T. A. Lipo, T. M. Jahns, et S. E. Schulz, "Fault Tolerant Three-Phase AC Motor Drive Topologies: A Comparison of Features, Cost, and Limitations", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no 4, p. 1108-1116, juill. 2004.
- [73] N. Bianchi et S. Bolognani, "Fault-Tolerant PM Motors in Automotive Applications", *IEEE Conference on Vehicle Power and Propulsion*, Chicago, IL, USA, 2005, VPPC, p. 747-755, 7 september 2005.
- [74] M.-A. Shamsi-Nejad, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, et F. Meibody-Tabar, « Control strategies for fault tolerant PM drives using series architecture », présenté à *Vehicle Power and Propulsion Conference*, Lille, France, VPPC, 2010, p. 1-6, 1-3 septembre 2010.
- [75] J. R. Figueroa, J. Cros, et P. Viarouge, "Torque speed characteristic of polyphase permanent magnet motors with one phase fault", *International Conference on Electrical Machines*, Berlin Germany, 2014, ICEM, p. 2133-2142, 2-5 september 2014.
- [76] W. Zhang, D. Xu, P. N. Enjeti, H. Li, J. T. Hawke, et H. S. Krishnamoorthy, "Survey on Fault-Tolerant Techniques for Power Electronic Converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no 12, p. 6319-6331, déc. 2014.

- [77] F. Betin et al., “Trends in Electrical Machines Control: Samples for Classical, Sensorless, and Fault-Tolerant Techniques”, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 8, no 2, p. 43-55, juin 2014.
- [78] G. R. Catuogno, G. O. Garcia, et R. Leidhold, “Fault tolerant control in six-phase PMSM under four open-circuits fault conditions”, *Annual Conference on the IEEE Industrial Electronics Society*, Florence, Italy, 2016, IECON, p. 5754-5759, 23-26 october 2016.
- [79] H. Zahr, “Machine Pentaphasée A Double Polarité Pour Electrification Du Domaine Des Transports Par Effet Boite De Vitesse Electromagnétique”, Thèse de doctorat, l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, Lille, France, 12 décembre 2016.
- [80] K. Wang, J. Zhang, Z. Gu, H. Sun, et Z. Q. Zhu, “Torque Improvement of Dual Three-Phase Permanent Magnet Machine Using Zero Sequence Components”, *IEEE Transactions on Magnetics*, apr. 2017.
- [81] C. Zhou, G. Yang, et J. Su, “PWM Strategy With Minimum Harmonic Distortion for Dual Three-Phase Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives Operating in the Overmodulation Region”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no 2, p. 1367-1380, feb. 2016.
- [82] L. Parsa et T. Kim, « Reducing Torque Pulsation of Multi-Phase Interior Permanent Magnet Machines », *Industry Application Conference*, Tampa, FL, USA, 2006, IAS, vol. 4, p. 1978-1983, 8-12 october 2006.
- [83] F. Scuiller, E. Semail, J.-F. Charpentier, et P. Letellier, “Multi-criteria-based design approach of multiphase permanent magnet low-speed synchronous machines”, *IET Electric Power Applications*, vol. 3, no 2, p. 102, march 2009.
- [84] M. Chomat, L. Schreier, et J. Bendl, “Torque-pulsation reduction in five-phase induction-machine drive”, *European Conference on Power Electronics and Applications*, Geneva, Switzerland 2015, EPE'15 ECCE-Europe, p. 1-10, 8-10 september 2015.
- [85] E. Levi, S. N. Vukosavic, et M. Jones, “Vector control schemes for series-connected six-phase two-motor drive systems”, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 152, no 2, p. 226, may 2005.
- [86] M.-A. Shamsi-Nejad, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, et F. Meibody-Tabar, « Fault Tolerant and Minimum Loss Control of Double-Star Synchronous Machines Under Open Phase Conditions », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no 5, p. 1956-1965, mai 2008.
- [87] I. Zoric, M. Jones, et E. Levi, “Phase voltage harmonic imbalance in asymmetrical multiphase machines with single neutral point”, *Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Florence, Italy, 2016, IECON, p. 4343-4348, 23-26 october 2016.
- [88] E. Semail, X. Kestelyn, et F. Locment, “Fault tolerant multiphase electrical drives: the impact of design”, *IET Colloquium on Reliability in Electromagnetic Systems*, Paris, France, 2007, p. 1-5, 24-25 may 2007.
- [89] F. Baudart, F. Labrique, E. Matagne, D. Telteu, et P. Alexandre, “Control under normal and fault tolerant operation of multiphase SMPM synchronous machines with mechanically and magnetically decoupled phases”, *International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, Lisbon, Portugal, 2009, POWERENG, p. 461-466, 18-20 march 2009.
- [90] C. Martis, C. Oprea, I. A. Viorel, et J. Gyselinck, « Design of a fault-tolerant 6-phase switched reluctance motor for electric power-assisted steering systems », présenté à *International Electric Machines and Drives Conference*, Miami, FL, USA, IEMDC'09, 2009, p. 993-998, 3-6 may 2009.
- [91] S. Dwari et L. Parsa, “Fault-Tolerant Control of Five-Phase Permanent-Magnet Motors With Trapezoidal Back EMF”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no 2, p. 476-485, févr. 2011.
- [92] X. Kestelyn et E. Semail, “A Vectorial Approach for Generation of Optimal Current References for Multiphase Permanent-Magnet Synchronous Machines in Real Time”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no 11, p. 5057-5065, nov. 2011.
- [93] A. Mohammadpour, A. Gandhi, et L. Parsa, “Design and control of fault-tolerant permanent magnet machines”, *Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis*, Paris, France, 2013, WEMDCD, p. 108-116, 11-12 march 2013.
- [94] N. K. Nguyen, D. Flieller, X. Kestelyn, T. J. dos Santos Moraes, et E. Semail, “Analytical optimal currents for multiphase PMSMs under fault conditions and saturation”, *Annual Conference of the IEEE*

- Industrial Electronics Society, Dallas, TX, USA, 2014, IECON, p. 3197-3203, 29 october – 1 november 2014.
- [95] A. Mohammadpour, S. Mishra, et L. Parsa, “Fault-Tolerant Operation of Multiphase Permanent-Magnet Machines Using Iterative Learning Control”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, no 2, p. 201-211, juin 2014.
- [96] M. J. Duran et F. Barrero, “Recent Advances in the Design, Modeling, and Control of Multiphase Machines (Part II)”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no 1, p. 459-468, janv. 2016.
- [97] A. Mohammadpour et L. Parsa, “Global Fault-Tolerant Control Technique for Multiphase Permanent-Magnet Machines”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no 1, p. 178-186, janv. 2015.
- [98] F. Wu, P. Zheng, et T. M. Jahns, “Six-phase fault-tolerant permanent magnet motor drives with reduced switch counts: Topology comparisons and hardware demonstration”, *Transportation Electrification Conference and Expo, Dearborn, MI, USA, 2015, ITEC*, p. 1-6, 14-17 june 2015.
- [99] A. Rosen, M. Groninger, et A. Mertens, “Modeling and optimized control of fault-tolerant H-bridge fed multiphase drives”, *European Conference on Power Electronics and Applications, Geneva, Switzerland 2015*, p. 1-6, 8-10 september 2015.
- [100] P. Delarue, A. Bouscayrol, et B. Francois, “Control implementation of a five-leg voltage-source-inverter supplying two three-phase induction machines”, *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, Madison, WI, USA, 2003, IEMDC'03*, vol. 3, p. 1909-1915, 1-4 june 2003.
- [101] P. Delarue, A. Bouscayrol, et E. Semail, “Generic control method of multileg voltage-source-converters for fast practical implementation”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no 2, p. 517-526, mars 2003.
- [102] B. Jacobina, I. S. De Freitas, E. R. C. Da Silva, A. M. N. Lima, et R. L. A. Ribeiro, “Reduced Switch Count DC-Link AC-AC Five-Leg Converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no 5, p. 1301-1310, sept. 2006.
- [103] M. Jones, D. Dujic, E. Levi, A. Batako, et O. Mgaloblishvili, “A Novel Five-leg Inverter PWM Technique for Two-Motor Centre-Driven Winders”, *IEEE International Electrical Machines & Drives Conference, Antalya, Turkey, 2007*, p. 254-259, 3-5 may 2007.
- [104] M. Jones, D. Dujic, E. Levi, M. Bebic, et B. Jcftenic, “A two-motor centre-driven winder drive fed by a five-leg voltage source inverter”, *European Conference on Power Electronics and Applications, Aalborg, Denmark 2007*, p. 1-10, 2-5 september 2007.
- [105] M. Jones, D. Dujic, et E. Levi, “A performance comparison of PWM techniques for five-leg VSIs supplying two-motor drives”, *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Orlando, FL, USA, 2014, IECON*, p. 508-513, 10-13 november 2008.
- [106] S. N. Vukosavic, M. Jones, D. Dujic, et E. Levi, “An improved PWM method for a five-leg inverter supplying two three-phase motors”, *International Symposium on Industrial Electronics, Cambridge, UK, 2008, ISIE*, p. 160-165, 30 june – 2 july.2008.
- [107] Dujic, M. Jones, S. N. Vukosavic, et E. Levi, “A General PWM Method for a “ $(2n + 1)$ ” -Leg Inverter Supplying “ $n$ ” Three-Phase Machines”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no 10, p. 4107-4118, oct. 2009.
- [108] A. Hara, H. Enokijima, et K. Matsuse, “Independent vector control of two induction motors fed by a five-leg inverter with space vector modulation”, *Industry Applications Society Annual Meeting, Orlando, FL, USA, 2011, IAS*, p. 1-8, 9-13 october 2011.
- [109] S. Lim, N. A. Rahim, W. P. Hew, et E. Levi, “Model Predictive Control of a Two-Motor Drive With Five-Leg-Inverter Supply”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no 1, p. 54-65, janv. 2013.
- [110] C.-S. Lim, E. Levi, M. Jones, N. A. Rahim, et W.-P. Hew, “A Comparative Study of Synchronous Current Control Schemes Based on FCS-MPC and PI-PWM for a Two-Motor Three-Phase Drive”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no 8, p. 3867-3878, aug. 2014.
- [111] W. Wang, M. Cheng, B. Zhang, Y. Zhu, et S. Ding, “A Fault-Tolerant Permanent-Magnet Traction Module for Subway Applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no 4, p. 1646-1658, apr. 2014.

- [112] A. Bouscayrol, M. Pietrzak-David, P. Delarue, R. Pena-Eguiluz, P.-E. Vidal, et X. Kestelyn, “Weighted Control of Traction Drives With Parallel-Connected AC Machines”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no 6, p. 1799-1806, déc. 2006.
- [113] S. Gataric, “A polyphase cartesian vector approach to control of polyphase AC machines,” *Industry Applications Conference, Industry Application Conference, Rome, Italy, 2000, IAS*, vol. 3, pp. 1648–1654, 8-12 october 2000.
- [114] Levi, M. Jones, et S. N. Vukosavic, “Even-phase multi-motor vector controlled drive with single inverter supply and series connection of stator windings”, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 150, no 5, p. 580-590, sept. 2003.
- [115] Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic, et H. A. Toliyat, “A Novel Concept of a Multiphase, Multimotor Vector Controlled Drive System Supplied From a Single Voltage Source Inverter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no 2, p. 320-335, mars 2004.
- [116] Semail, E. Levi, A. Bouscayrol, et X. Kestelyn, “Multi-machine modelling of two series connected 5-phase synchronous machines: effect of harmonics on control”, *European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden, Germany, 2005, EPE*, p. 10 pp.P.10, 11-14 september 2005.
- [117] A. Iqbal, « Modelling and Control of Series-Connected Five-Phase and Six-Phase Two-Motor Drives », Thèse de doctorat, Liverpool John Moores University, Liverpool, United Kingdom, august, 2005.
- [118] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat, et S. Williamson, “Multiphase induction motor drives – a technology status review”, *IET Electric Power Applications*, vol. 1, no 4, p. 489-516, july 2007.
- [119] E. Levi, D. Dujic, M. Jones, et G. Grandi, “Analytical Determination of DC-Bus Utilization Limits in Multiphase VSI Supplied AC Drives”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, no 2, p. 433-443, juin 2008.
- [120] Mekri, J.-F. Charpentier, et E. Semail, “An efficient control of a series connected two-synchronous motor 5-phase with non sinusoidal EMF supplied by a single 5-leg VSI: Experimental and theoretical investigations”, *Electric Power Systems Research*, vol. 92, p. 11-19, nov. 2012.
- [121] J. Malvar et al., “Graphical Diagram for Subspace and Sequence Identification of Time Harmonics in Symmetrical Multiphase Machines”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no 1, p. 29-42, janv. 2014.
- [122] M. Mengoni, A. Tani, L. Zarri, G. Serra, et D. Casadei, “Position Control of a Multi-Motor Drive Based on Series-Connected Five-Phase Tubular PM Actuators”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no 6, p. 2048-2058, nov. 2012.
- [123] T. J. dos Santos Moraes, N. K. Nguyen, F. Meinguet, et E. Semail, “Fault tolerant dual-motor drives: Sizing of power electronic”, *European Conference on Power Electronics and Applications, Geneva, Switzerland 2015, EPE'15 ECCE-Europe*, p. 1-10, 8-10 september 2015.
- [124] T. J. dos Santos Moraes, N. K. Nguyen, E. Semail, F. Meinguet, et M. Guerin, “Dual-Multiphase Motor Drives for Fault-Tolerant Applications: Power Electronic Structures and Control Strategies”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, p. 1-1, feb. 2017.
- [125] D. Dujic, M. Jones, E. Levi, et O. Lopez, “DC-bus utilisation in series-connected multi-phase machines supplied from a VSI with a composite phase number”, *International Conference on Electrical Machines, Rome, Italy, 2010, ICEM*, p. 1-6, 6-8 september 2010.
- [126] M. Jones, S. N. Vukosavic, et E. Levi, “Parallel-Connected Multiphase Multidrive Systems With Single Inverter Supply”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no 6, p. 2047-2057, juin 2009.
- [127] M. Jones, S. N. Vukosavic, E. Levi, et A. Iqbal, “A novel six-phase series-connected two-motor drive with decoupled dynamic control”, *Industrial Application Conference, Seattle, WA, USA, 2004, IAS*, vol. 1, p. 639-646, 3-7 october 2004.
- [128] M. Jones, S. N. Vukosavic, E. Levi, et A. Iqbal, “A Six-Phase Series-Connected Two-Motor Drive With Decoupled Dynamic Control”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no 4, p. 1056-1066, juill. 2005.

- [129] Xiao Zhicai, Wang Jing, Liu Huasong, Han Haopeng, et Liu Lingshun, "Active disturbance rejection control strategy for symmetrical six-phase and three-phase PMSM two-motor series-connected system", International Conference on Electronic Measurement & Instruments, Qingdao, China, 2015, ICEMI, p. 1354-1358, 16-18 July 2015.
- [130] E. A. Klingshirn, "High Phase Order Induction Motors - Part I. Description and Theoretical Considerations," in IEEE Power Engineering Review, vol. PER-3, no. 1, pp. 27-27, Jan. 1983.
- [131] R. Michel, M. Bekemans, M. Guillaume, E. Semail, "Device for controlling two multiphase motors", European Patent 2903155, August 05, 2015.
- [132] E. Semail, A. Bouscayrol, et J.-P. Hautier, "Vectorial formalism for analysis and design of polyphase synchronous machines", The European Physical Journal Applied Physics, vol. 22, no 3, p. 207-220, juin 2003.
- [133] X. Kestelyn, "Modélisation Vectorielle Multimachines pour la Commande des Ensembles Convertisseurs-Machines Polyphasés", Thèse de doctorat, Université de Lille 1, Lille, France, 2003.
- [134] E. Semail, X. Kestelyn, and A. Bouscayrol, "Right harmonic spectrum for the back-electromotive force of an n-phase synchronous motor," Industry Applications Conference, Seattle, WA, USA, 2004, IAS, vol. 1, pp. 71-78., 3-7 october 2004.
- [135] E. Semail et al., "Machines polyphasées : de la modélisation multimachine à la commande", Journées 2004 de la section électrotechnique du Club EEA, Cergy-Pontoise, France, 2005, vol. 4, p. 012, 18-19 mars 2005.
- [136] F. Locment, E. Semail, et X. Kestelyn, "Vectorial Approach-Based Control of a Seven-Phase Axial Flux Machine Designed for Fault Operation", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no 10, p. 3682-3691, oct. 2008.
- [137] P. Sandulescu, "Modélisation et commande d'un système à trois phases indépendantes à double fonctionnalité : Traction Electrique et Chargeur Forte puissance pour application Automobile", Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, Lille, France, 6 septembre 2013.
- [138] L. Boulon, A. Bouscayrol, D. Hissel, O. Pape, et M.-C. Pera, "Inversion-Based Control of a Highly Redundant Military HEV", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 62, no 2, p. 500-510, févr. 2013.
- [139] C. Mayet et al., "Comparison of Different Models and Simulation Approaches for the Energetic Study of a Subway", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 63, no 2, p. 556-565, févr. 2014.
- [140] D. Dujic, M. Jones, et E. Levi, "Continuous Carrier-Based vs. Space Vector PWM for Five-Phase VSI", International Conference on "Computer as a Tool", Warsaw, Poland, 2007, EUROCON, p. 1772-1779, 9-12 september 2007.
- [141] Bouscayrol et al., "Control structures for multi-machine multi-converter systems with several couplings by criteria merging", European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden, Germany, 2005, EPE, p. 9 pp.P.9, 11-14 september 2005.



## 5. Annexes :

### 5.1. Représentation Energétique Macroscopique

La **Représentation Energétique Macroscopique (REM)** est un outil de représentation des systèmes énergétiques en schéma bloc de façon méthodique afin de rendre plus simple sa visualisation et pour obtenir de façon méthodique la chaîne de commande. L'intérêt de l'utilisation de cette méthode est accru lorsque le système étudié est plus complexe.

La REM est composée de deux parties distinctes principales : le modèle (en orange) et la commande (en bleu)

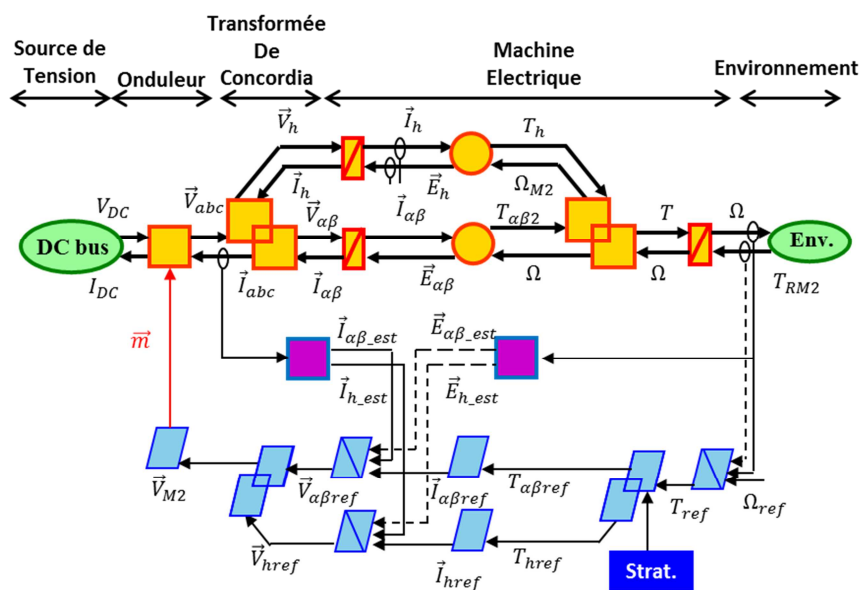



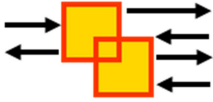



Figure 173: Exemple de REM pour un contrôle d'une machine triphasée.

#### A. Représentation du modèle du système

Le modèle (en orange et vert) est la partie où se trouvent les équations afin de reproduire le fonctionnement du système. Ces blocs peuvent être de différents types, le TABLEAU XLIX présente les principaux blocs :

TABLEAU XLIX : Blocs pour le modèle en REM.

Bloc	Représentation
	Source
	Conversion mono-physique
	Conversion multi-physique
	Couplage
	Accumulateur

Deux blocs consécutifs sont connectés par deux flèches, une dans chaque sens, représentant un flux et un potentiel ou une action et une réaction. Le produit de la valeur instantanée de la variable de chaque flèche représente la puissance instantanée transférée d'un bloc à l'autre. Des flèches supplémentaires servent à intégrer des variables de contrôle au modèle, comme par exemple le rapport cyclique d'un onduleur.

Les blocs verts représentent les sources du système, c'est-à-dire, les éléments externes au système étudié et qui interagissent avec lui.

Les blocs conversions représentent des équations de conversion d'énergie sans accumulation d'énergie ou retard. La forme du bloc représente si la conversion d'énergie est entre deux variables d'un même domaine physique (conversion mécanique/mécanique par exemple) ou entre deux domaines physiques différents (conversion électromécanique).

Le bloc accumulateur représente des équations différentielles du système. Celui-ci doit respecter le principe de causalité, sachant que seule la causalité intégrale est prise en compte, c'est-à-dire, les sorties dépendent des valeurs des entrées jusqu'au moment actuel.

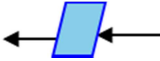
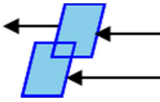
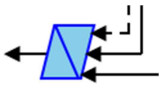
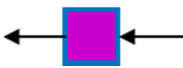
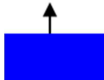
Le bloc couplage sert à représenter les éléments qui interagissent avec plus de deux éléments. Les pictogrammes sont soit carrés, soit rond dépendant s'il s'agit d'une conversion mono ou multi physique. Le nombre de pictogrammes dépend du nombre d'éléments auxquels le bloc couplage interagit. « N » pictogrammes représente une interaction avec « N+1 » éléments.

### B. Contrôle par inversion de base

La commande (en bleu) est formée par le principe de l'inversion. Pour cela il faut en premier définir le chemin de contrôle. Par exemple, dans le cas d'une machine triphasée alimentée par un onduleur et contrôlée en vitesse, la vitesse est le but du contrôle mais la seule variable sur laquelle il est possible d'agir est le rapport cyclique de l'onduleur. Ainsi, un schéma est défini entre la variable but

et la variable contrôlable et tous les blocs traversés par ce chemin sont inversés. Les blocs de la chaîne de commande sont présentés sur le TABLEAU L.

TABLEAU L: Blocs pour la commande en REM.

Bloc	Représentation
	Inversion directe
	Inversion du couplage
	Inversion indirect
	Estimation
	Stratégie

L'inversion directe consiste à inverser l'équation d'une conversion mono- ou multi-physique.

L'inversion du couplage peut aussi n'être qu'une inversion de l'équation du couplage. Cependant, il existe deux types d'inversion de couplage, celui avec de multiples entrées et une sortie et l'inverse. Lorsque l'inversion du couplage possède plusieurs sorties, un indice de pondération défini par une stratégie doit être utilisé.

L'inversion indirecte consiste en un correcteur, parce qu'il n'est pas possible d'obtenir directement l'inverse d'une équation différentielle en respectant la causalité intégrale.

Les blocs d'estimation (rose) font le couplage entre le modèle et la commande, quand la commande nécessite une variable qui ne peut pas être directement obtenue, comme par exemple les courants dans les repères dq. En réalité, les courants des phases qui sont mesurés et en suite un bloc d'estimation calcul la valeur des courants dq, à l'aide de la position électrique de la machine.

Les blocs de stratégie (bleu foncé) représentent les stratégies qui sont insérées sur la commande. Ils sont placés là où un degré de liberté se trouve. Pour cela, il faut comparer les nombre des variables d'entrées et de sortie d'un bloc de commande.

## 5.2. Banc d'essai

Le banc d'essais est composé de :

- a. 2 MSAP à 6 phases ;
- b. 3 Ordinateurs ;
- c. 2 onduleurs 6 bras ;
- d. 1 MICROLABBOX (DSPACE) ;
- e. 1 boîtier PWM ;
- f. 1 Boîtier de mesure de courant ;
- g. 2 encodeurs incrémentaux ;
- h. 2 Sources de tension ;
- i. 2 charges numériques ;
- j. 2 machines de charge avec des onduleurs associés ;

### a. 2 Machine 6 phases

Les deux machines 6 phases ont été commandées à LEROY SOMER. Ces machines ont 12 bobines et 8 pôles et ont été conçues pour fonctionner en triphasé. Puisque les 12 bobines étaient indépendamment accessibles, elles ont été couplées pour fonctionner en 6 phases symétrique. Ci-dessous, les paramètres de la machine pour ce couplage sont listés.

- $R = 0.77\Omega$
- $L_{\alpha\beta 1} = 9,16\text{mH}$
- $L_{\alpha\beta 2} = 9,06\text{mH}$
- $L_{h1} = 5,0\text{mH}$
- $L_{h2} = 0,7\text{mH}$
- $K_{fem} = 1\text{V/rad/s}$
- $J = 0,01\text{kg.m}^2$
- $f = 0,01\text{Nm/rad/s}$
- Puissance max = 15kW / 15kW
- Courant max = 10,6A / 11,8A
- Vitesse = 12000 RPM / 3500 RPM
- Tension = 485V / 485V

### b. 3 Ordinateurs

Un ordinateur est équipé de MATLAB 2014b, SIMULINK 8.4 et CONTROL DESK 5.3. Il se connecte seulement à la MICROLABBOX.

MATLAB SIMULINK est le logiciel utilisé pour la programmation de la commande. Une librairie fournie par DSPACE est utilisée afin d'envoyer et de récupérer les signaux échangés avec MICROLABBOX.

Des correcteurs PI ont été utilisés pour contrôler les courants et la vitesse. Les paramètres des correcteurs sont listés ci-dessous :

- Correcteur de vitesse pour les trois topologies :
  - Temps de réponse : 1,5s
  - Amortissement : 1
- Correcteur de courant de la machine principale pour la topologie Pont-H :
  - Temps de réponse : 1,3ms
  - Amortissement : 1
- Correcteur de courant de la machine secondaire pour la topologie Pont-H :
  - Temps de réponse : 14,3ms
  - Amortissement : 1
- Correcteur de courant homopolaire 1 pour la topologie Pont-H :
  - Temps de réponse : 1,4ms
  - Amortissement : 1
- Correcteur de courant homopolaire 2 pour la topologie Pont-H :
  - Temps de réponse : 1,4ms
  - Amortissement : 1
- Correcteur de courant de la machine principale pour la topologie HIMM et RIMM :
  - Temps de réponse : 1,4ms
  - Amortissement : 1
- Correcteur de courants homopolaires pour la topologie HIMM et RIMM :
  - Temps de réponse : 2,7ms
  - Amortissement : 1

CONTROL DESK est le logiciel fourni par DSpace qui permet la visualisation des signaux de la MICROLABBOX et aussi de commander le système en temps réel.

Les signaux envoyés vers la MICROLABBOX sont :

- Signal de commande de 12 bras d'onduleur ;
- Signaux de démarrage de l'onduleur ;

Les signaux envoyés vers le PC :

- 7 mesures de courant ;
- 1 mesure de tension du bus DC ;
- 2 mesures de position (les vitesses sont calculées par le logiciel);

### c. 2 onduleurs 6 bras

Chaque bras d'onduleur est un SEMIKRON SKM 50 GB 123D. Les caractéristiques principales sont listées ci-dessous :

- Tension max : 500V
- Courant max : 7A
- Fréquence max : 20kHz

Ils sont contrôlés à une fréquence d'échantillonnage de 10kHz en raison de limitations au niveau de la fréquence d'échantillonnage de la MICROLABBOX.

**d. MICROLABBOX**

Cet équipement se sert d'un FPGA pour réaliser la communication entre l'ordinateur (qui contrôle le système), les onduleurs et les capteurs (tension, courant, position et couple). Une source interne permet l'alimentation des encodeurs.

**e. Boitier PWM**

Ce boitier fait la transformation nécessaire entre le signal de sortie de la MICROLABBOX et le signal d'entrée de *DRIVES* de l'onduleur.

**f. Boitier de mesure de courant et tension**

Le boitier mesure les courant de chaque phase en se servant des capteurs LTSR 25-NP et la tension d'une des deux sources de tension en se servant d'un capteur LV 25-P. Les valeurs maximales qu'ils peuvent mesurer sont :

- Courant max :  $\pm 12A$
- Tension max : 500V

**g. 2 encoders incrémentaux**

Les encoders incrémentaux KHO55 (LEROY SOMER) à 1024 points sont couplés aux axes mécaniques de chaque machine. Sa mesure est envoyée directement à la MICROLABBOX.

**h. 2 Sources de Tension**

Les deux sources de tension sont utilisées à 200V et limités à 5A.

XANTREX XDC 300-20

- Tension max : 300V
- Courant max : 20A

MAGMA-POWER ELEC. 1161-3471

- Tension max : 500V
- Courant max : 50V:

**i. 2 charges numériques**

Les deux charges sont CHROMA 63204 et elles dissipent l'énergie lorsque les machines sont en mode générateur.

- Courant : 10A/100A
- Tension : 125V/500V
- Puissance : 5,2kW

**j. 2 machines de charge avec des onduleurs**

Deux machines de charges sont contrôlées en couple constant lors des essais réalisés ici. Puisque les deux machines sont différentes (HVA30JHR9001 et HV950EKR9001), le couple demandé à chaque machine était différent, afin que le courant  $I_q$  de la machine principale soit celui du point de fonctionnement prédéfini.

### 5.3. Contrôle de position

Pour les topologies HIMM et RIMM, il existe une combinaison de conditions qui annule trois des 6 courants. Ces conditions sont :

- Les deux machines tournent à la même vitesse ;
- Les forces électromotrices (FEM) des deux machines sont en phase ou déphasées de  $\pi$  ;

Les FEM de l'ensemble des deux machines respectent l'équation ci-dessous en raison du couplage spécial entre les deux machines:

$$[E_{eq}] = \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ e_d \\ e_e \\ e_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{a1} \\ e_{b1} \\ e_{c1} \\ e_{d1} \\ e_{e1} \\ e_{f1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{a2} \\ e_{b2} \\ e_{c2} \\ e_{d2} \\ e_{e2} \\ e_{f2} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 35})$$

Puisque les deux machines ont la même vitesse, les FEM de chaque machine ont la même amplitude et fréquence. Lorsque les FEM sont en phase, les FEM  $E_b$ ,  $E_d$  et  $E_f$  sont nulles et, par conséquent, les courants de ces trois phases aussi. Si les FEM sont déphasées de  $\pi$ , les FEM et les courants d'autres trois phases sont nuls. L'inconvénient de cette situation est d'avoir 3 phases parmi 6 qui génèrent du couple et qui dissipent de la chaleur. Ceci représente d'amplitude de courants plus élevés et une concentration de chaleur. La Figure 174 présente les cas où les courants de trois phases sont faibles. Le courant n'est pas nul en raison d'harmoniques et de fait qu'expérimentalement il est très difficile de synchroniser les deux machines.

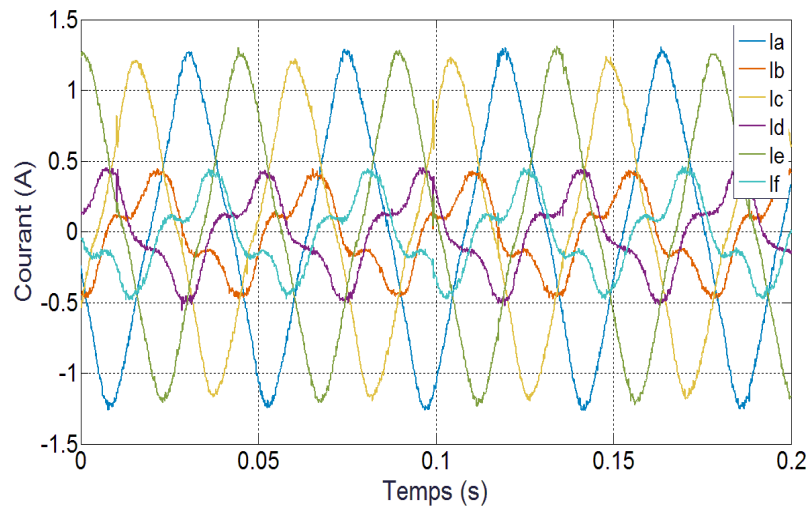


Figure 174: Courants de phase de la topologie RIMM en mode normal SANS contrôle de position obtenus EXPERIMENTALEMENT

La solution proposée pour éviter ce scénario a été de contrôler la différence de position des machines lorsqu'elles se trouvent à la même vitesse non nulle. Il est facile de démontrer que le déphasage idéal entre les deux machines est de  $\pi/2$  ou  $3\pi/2$ , vu que les déphasages les plus critiques



sont 0 et  $\pi$ . Le déphasage idéal est celui où les 6 courants ont la même amplitude (Figure 175), ayant une meilleure distribution du courant et de la chaleur.

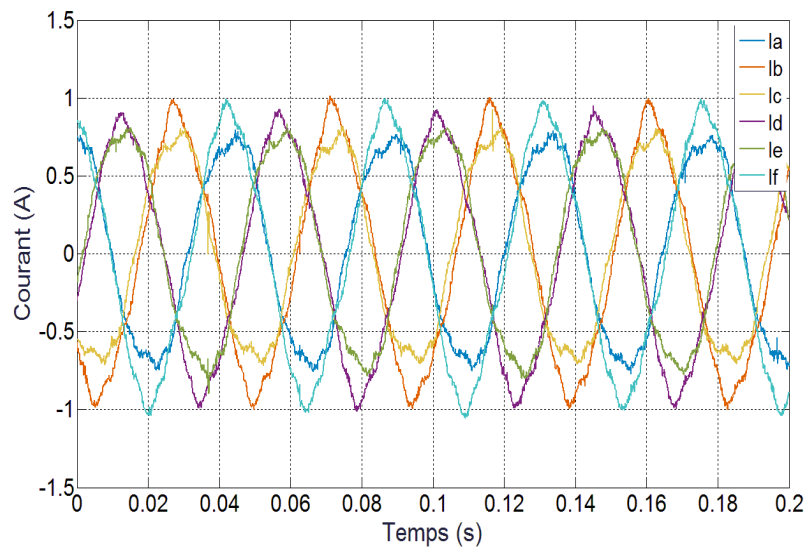


Figure 175: Courants de phase de la topologie RIMM en mode normal AVEC contrôle de position obtenus EXPERIMENTALEMENT

Le schéma de la Figure 176 présente la commande de position :

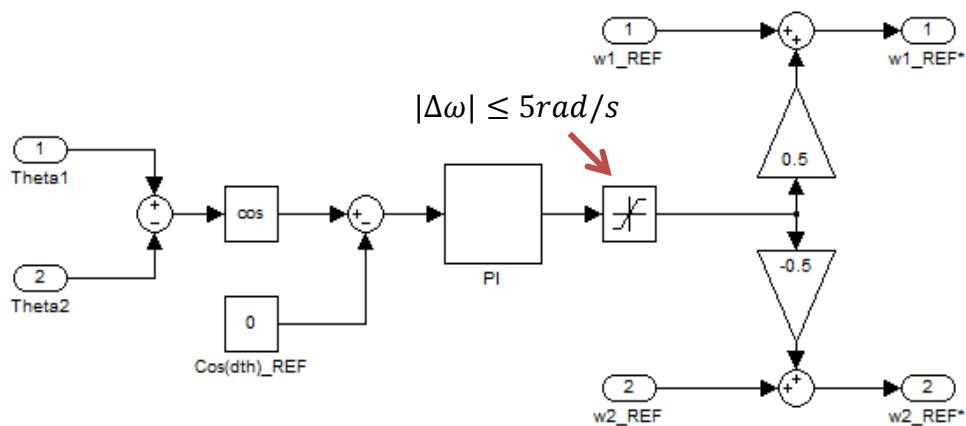


Figure 176 : Schéma du contrôle de position

La commande consiste en un régulateur PI qui annule le cosinus du déphasage (différence de la position mesurée de chaque machine). Le cosinus des deux déphasages idéaux est nul. Ensuite un  $\Delta\omega$  est calculé et limité à 5 rad/s, valeur assez modeste pour ne pas beaucoup perturber le système. Ce  $\Delta\omega$  est utilisé pour créer une différence de vitesse entre les deux machines, jusqu'à que le déphasage entre les deux machines soit idéal. Le correcteur PI est assez lent, il est important que le système ne devienne pas instable. En effet, l'annulation du courant de trois phases n'est un problème que si cela dure longtemps.

## 5.4. Arbre de défaillance

La méthode utilisée est composée de trois étapes : l'analyse fonctionnelle, la FFMEA (*Functional Failure Mode & Effects Analysis*) et l'arbre de défaillance. Une étape est nécessaire pour la réalisation de la suivante.

Premièrement, la définition des frontières du système étudié est indispensable. Le système étudié est un entraînement avec un onduleur et deux machines électriques. Les frontières du système sont les sources de tension (Bus-DC) qui alimentent le système (2 pour la RIMM et 1 pour les HIMM et Pont-H) au niveau électrique les 2 MSAP à 6 phases. D'autres éléments composent le système :

- Des bras d'onduleur (12 pour les HIMM et RIMM et 24 pour la Pont-H) ;
- Un calculateur ;
- Des capteurs de courant (6 pour les HIMM et RIMM et 12 pour la Pont-H) ;
- 2 capteurs de position ;

L'arbre de défaillance est généré en utilisant les deux étapes précédentes, qui ont déjà été présentées dans la section 2.4.1. L'enchaînement des pertes de fonctions respecte la hiérarchie de l'analyse fonctionnelle. Le taux de défaillance des modes de défaut de base sont ceux mentionnés dans la FFMEA. Pour toutes les autres pertes de fonctionnalité, le calcul est fait en sommant ou en multipliant les modes défauts qui génèrent une perte de la fonctionnalité.

La formation de l'arbre de défaillance pour cette étude est assez complexe à cause de la tolérance aux pannes. Pour la topologie RIMM, il faut perdre le contrôle de deux phases pour que le système s'arrête. Puisque le système à 6 phases, on peut les grouper en 30 combinaisons de deux phases dont le contrôle a été perdu, l'ordre dont les phases tombent en panne est pris en compte. Donc, le taux de défaillance de la perte de deux phases du système quelconque est la somme du taux de défaillance de 30 combinaisons possibles (Figure 177).

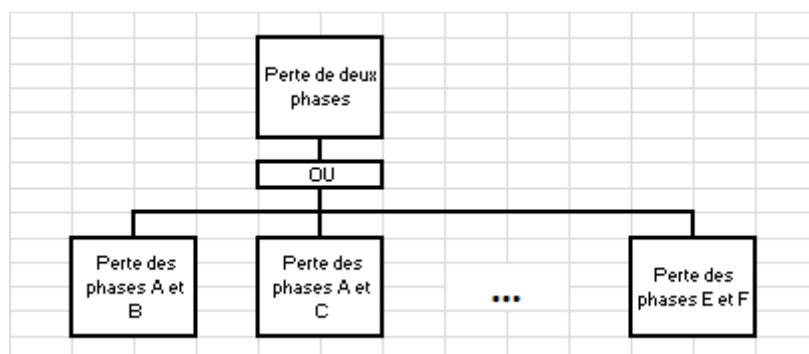


Figure 177 : Combinaisons de défauts pour perdre le contrôle de deux phases

La perte des deux phases précises est simplement le produit de la perte de chacune des phases. Pour les calculer il faut prendre en compte les défauts qui peuvent survenir à une phase auxquels le système est tolérant. Dans cette analyse, la topologie RIMM est la seule topologie qui est tolérante à un défaut de court-circuit de transistor. Pour cela, la partie de l'arbre concernant la perte de deux phases des topologies Pont-H et HIMM (Figure 178) est différente de celle de la topologie RIMM (Figure 179).

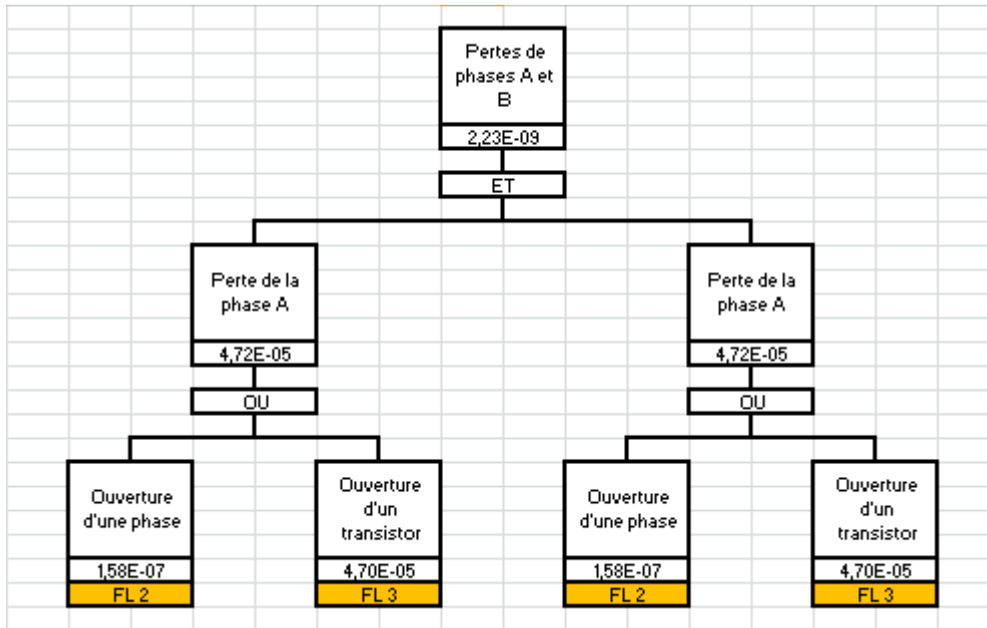


Figure 178 : Arbre de défaillance pour perdre le contrôle de deux phases précises pour les topologies Pont-H et HIMM.

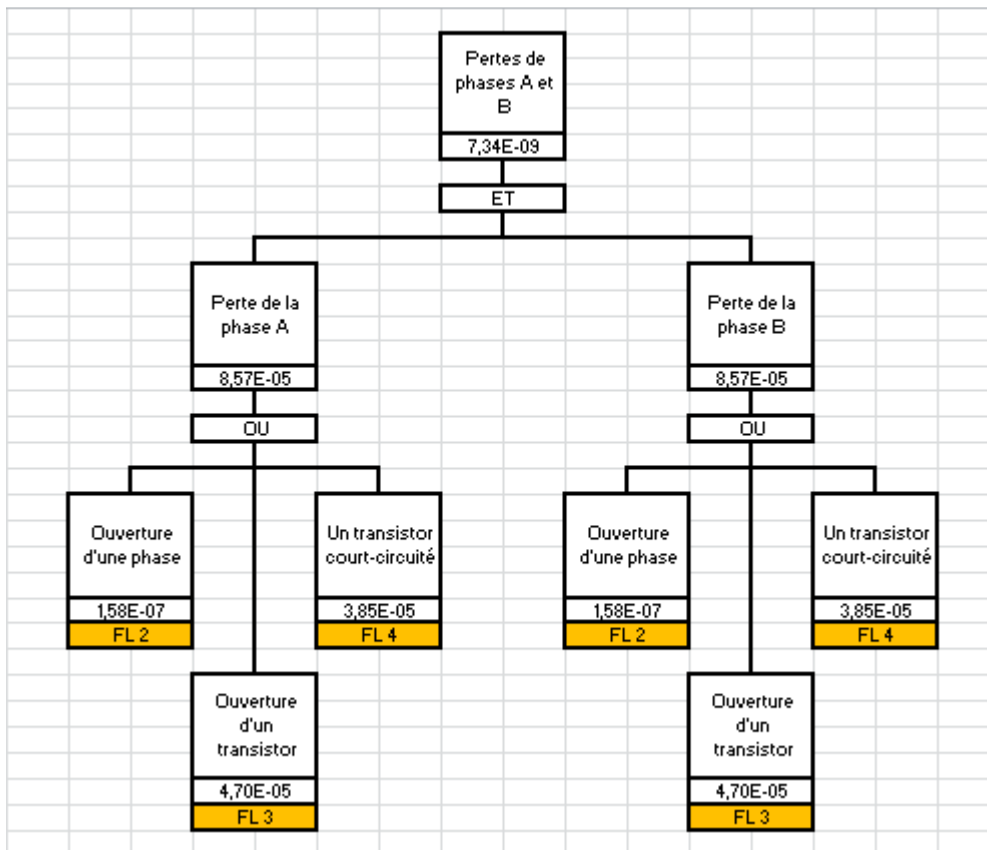


Figure 179 : Arbre de défaillance pour perdre le contrôle de deux phases précises pour la topologie RIMM.

Puisque cette partie de l'arbre est très étendue, il a été résumé lors de l'arbre final qui est présenté ci-dessous. En revanche, cette partie est peut-être la plus importante, parce qu'elle est la plus impactée par le changement de topologie entre Pont-H, HIMM et RIMM.

Une correction doit être encore faite à ce niveau de l'arbre de défaillance pour montrer que le taux de défaillance de la perte du contrôle d'une phase n'est pas forcément le même en mode normal et déjà en mode dégradé. Cela doit être ajouté dans la suite.

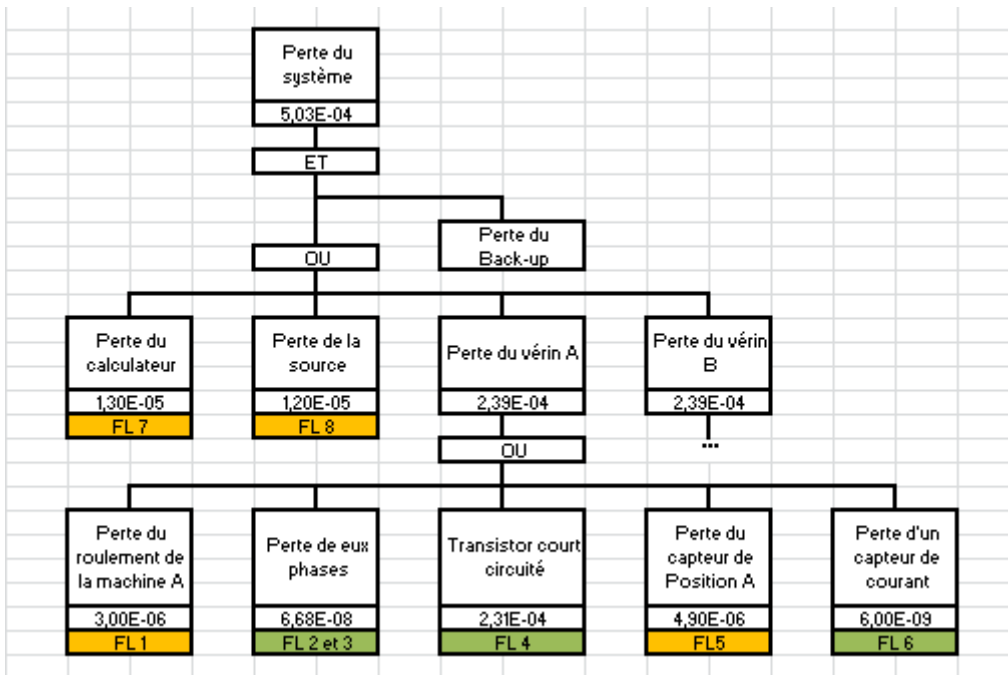


Figure 180 : Arbre de défaillance de la topologie Pont-H

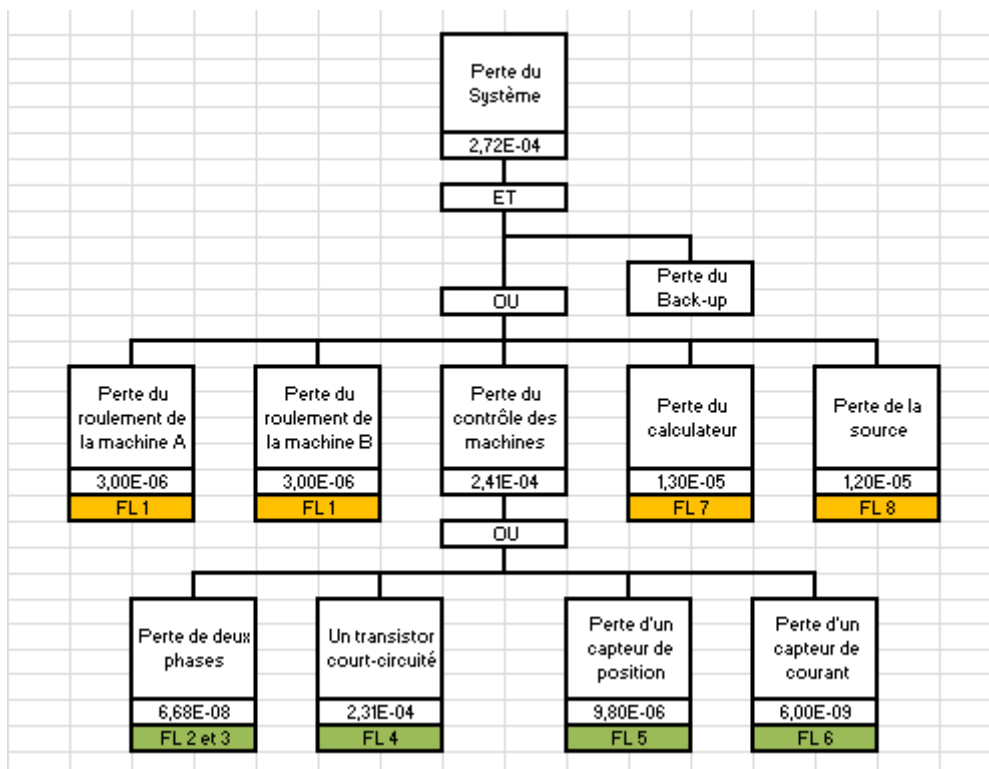


Figure 181 : Arbre de défaillance de la topologie HIMM

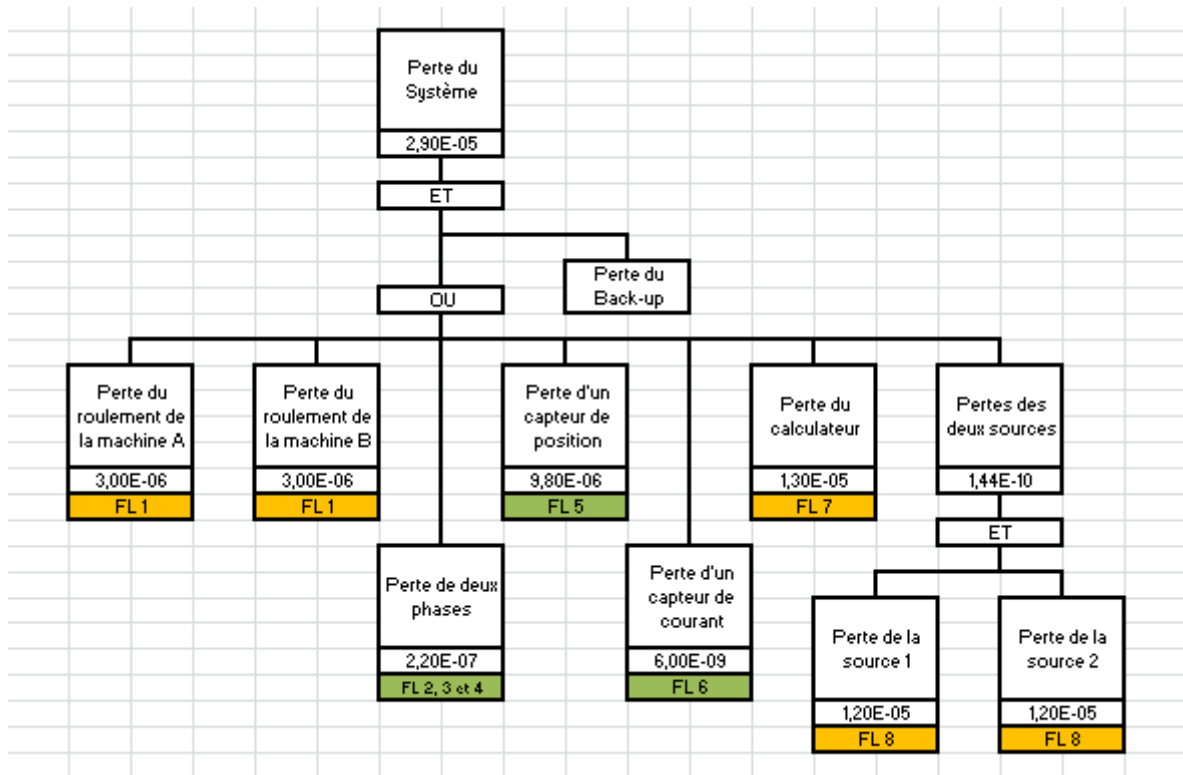


Figure 182 : Arbre de défaillance de la topologie RIMM.

En analysant les trois arbres de défaillance, il est possible de voir que celle qui a le taux de défaillance le plus faible est la topologie RIMM ( $2,90 \cdot 10^{-5} p/h$ ). Comme évoqué lors de la FFMEA, une grande partie de l'arbre de défaillance est identique aux trois topologies. Mais certains points ont un impact plus important pour expliquer la différence du taux de défaillance entre les topologies. Le fait que la topologie RIMM ait deux sources de tension et soit tolérante aux défauts de court-circuit de transistor est très favorable.

L'arbre de défaillance nous permet d'analyser le défaut le plus contraignant pour chaque topologie. Pour la topologie RIMM, la perte du calculateur représente 44% du taux de défaillance du système. Cependant, la réduction du taux de défaillance dépend de la technologie utilisée. Concernant les topologies HIMM et Pont-H, les défauts de court-circuit d'un transistor représentent 46% et 85% respectivement du taux de défaillance du système. Pour rendre cette topologie tolérante à ce type de faute, on pourrait connecter deux transistors en série ou appliquer une reconfiguration.



## Conception d'entraînements Multi-Machines Multi-Convertisseurs à haut niveau de fiabilité fonctionnelle

**RÉSUMÉ :** Dans les avions et lanceurs, des systèmes entraînés par l'énergie hydraulique, mécanique ou pneumatique sont progressivement remplacés par des systèmes électriques pour des raisons techniques et industrielles. Cependant, ces nouveaux systèmes doivent répondre aux contraintes économiques et de poids concernant ces domaines tout en garantissant une certaine fiabilité. Dans ce contexte industriel, des topologies innovantes multi-machines multi-convertisseurs à haut niveau de fiabilité sont comparées ici à des structures plus standards toujours tolérantes aux défaillances. Ainsi, des topologies avec des machines polyphasées couplées électriquement en série ont été choisies pour ce travail de thèse. La mise en série permet la mutualisation des bras d'onduleurs, réduisant ainsi leur nombre, et augmente la résistance totale du système. La valeur crête du courant est alors réduite lors de l'apparition de certains défauts avec, comme contrepartie, une augmentation inéluctable des pertes Joule globales. Pour que le contrôle de ces machines couplées électriquement en série soit indépendant, il est mis en évidence pourquoi le nombre de phase de ces machines doit être supérieur à 3 et avec de plus une connexion électrique spéciale permutant les phases. Une nouvelle topologie brevetée est tout particulièrement étudiée et testée expérimentalement. Après validation du concept, des stratégies de contrôle plus complexes et des reconfigurations de la commande après le défaut sont appliquées afin de juger des potentialités d'amélioration du système. Pour les comparaisons, des simulations et des essais expérimentaux ont été réalisés. Les critères choisis pour cette comparaison ont été la puissance de dimensionnement de l'onduleur, servant d'image de son coût et de son poids, les pertes Joule et le couple pulsatoire, tous les trois pour un fonctionnement en mode dégradé.

**Mots clés :** multi-machine, machines couplées en série, machines polyphasée, tolérance aux défaillances, fiabilité, reconfiguration, vérin électromécanique, aéronautique, aérospatiale.

### Conception of high functional reliability Multi-Machine Multi-Converter drives

**ABSTRACT :** In airplanes and launch vehicles, hydraulics, mechanical and pneumatic systems are progressively being replaced by electric systems for technical and industrial reasons. However, these new electric systems have to take into account the economical and weight reliability constraints of the aeronautics industry, ensuring the required reliability. Therefore, novel high reliability multi-machine and multi-converter topologies are compared to standard structures looking forward to find solutions that can be industrially implemented. Then, series-coupled machine topologies were chosen for this work. The series-coupling mutualizes the inverter legs, reducing their number, and increases the total electrical resistance of the system. As a consequence, the peak-current after the occurrence of certain faults is reduced, but the total copper losses are higher. In order to independently control the series-coupled machines, it is highlighted the reason why the number of phases must be higher than 3 and with a special electric coupling that permutes the machine's phases. A new patented topology is deeply analyzed with experimental tests. After a validation of the studied system, more complex control strategies and control reconfiguration after a fault are also implemented in order to evaluate the potential improvements on the system performance in degraded mode. Simulation and experimental results were used on this study. For this analysis the dimensioning power of the inverter, the copper losses and the torque ripple, all of them in degraded mode, are the compared criterions.

**Keywords :** multi-machine, series-coupled machines, multi-phase machines, fault-tolerance, reliability, reconfiguration, electromechanical actuators, aeronautics.