

THESE

présentée en vue d'obtenir

Le DIPLOME DE DOCTEUR

en

GENIE ELECTRIQUE

par

Philippe DEGOBERT
(INGENIEUR C.N.A.M.)

**FORMALISME POUR
LA COMMANDE DES MACHINES ELECTRIQUES
ALIMENTEES PAR CONVERTISSEURS STATIQUES**

**APPLICATION A LA COMMANDE NUMERIQUE
D'UN ENSEMBLE
MACHINE ASYNCHRONE - COMMUTATEUR DE COURANT**

Les travaux relatifs au présent mémoire ont été effectués au sein de l'Equipe Commande du
Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille
(ECL - ENSAM -USTL)

Sous la direction du Professeur J-P. HAUTIER

SOMMAIRE

TABLE DES MATIERES

<u>AVANT PROPOS</u>	
<u>INTRODUCTION GENERALE</u>	1
<u>CHAPITRE 1. REPRESENTATION INFORMATIONNELLE SUR LA CONVERSION ELECTROMECHANIQUE</u>	5
INTRODUCTION	7
1.1 DEFINITION D'UN ACTIONNEUR DE REFERENCE	9
(Machine à courant continu fonctionnant à flux constant)	
Notations.	9
1.1.1 Les Transformations électromécaniques : les Gyrateurs.....	9
1.1.1.1 Bilan de Puissance - Couple de réaction.....	10
1.1.1.2 Mise en évidence des Couplages par Gyration	12
1.1.2 Les Représentations globales	13
1.1.2.1 La Partie Electrique (PE).....	13
1.1.2.2 La Partie Mécanique (PM)	14
1.1.3 la Machine à Courant Continu.....	16
1.1.3.1 Cas de la machine à courant continu avec inducteur bobiné.....	16
1.1.3.2 Cas de la machine à courant continu à aimants.....	17
1.1.4 Modèle généralisé de l'actionneur de référence	18
1.2 APPLICATION A LA MACHINE GENERALISEE	19
(Machine à rotor et stator diphasés et entrefer variable)	
Notations	19
1.2.1 Description Informationnelle sur la machine généralisée dans le référentiel α, β	20
1.2.1.1 La Partie Mécanique (PM)	22
1.2.1.2 La Partie Electrique du modèle généralisé (PE)	22
1.2.1.3 La Conversion Electromécanique (GY).....	23
1.2.2 Description Informationnelle sur la machine généralisée dans le référentiel d, q	23
(Modèle de PARK)	
1.2.2.1 La Partie Electrique du modèle de PARK (PE).....	28
1.2.2.2 La Partie Mécanique (PM)	29
1.2.2.3 La Conversion Electromécanique (GY)	30
1.2.2.4 Mise en évidence des Couplages par Gyration	31
1.2.3 Le Modèle Généralisé : Articulation Electromécanique	33
CONCLUSION	34
BIBLIOGRAPHIE SPECIFIQUE AU CHAPITRE 1	35

CHAPITRE 2. REPRESENTATION INFORMATIONNELLE SUR LES STRUCTURES DE CONVERSION STATIQUE DANS LEUR ENVIRONNEMENT	37
INTRODUCTION	39
NOTATIONS	40
2.1 RAPPEL DES CONCEPTS DE BASE	41
2.1.1. Les contraintes énergétiques	41
2.1.2.1. Interrupteurs idéalisés	41
2.1.2.2. Fonctions de Connexion (ou fonction idéalisée d'un interrupteur réel)	42
2.1.2.3. Fonctions de Déconnexion (ou fonction idéalisée d'un interrupteur dual)	43
2.1.2.4. Caractérisation d'un interrupteur statique réel	44
A. Commandabilité	44
B. Directionnalités	44
2.1.2.5. les fonctions synthétisées usuelles	45
A. Bidirectionnalité en courant (Association en anti-parallèle)	45
B. Bidirectionnalité en tension (Association en série)	48
2.1.3 La Cellule de Commutation	50
2.1.3.1. Noeud commuté de courant (ou commutateur de tension)	50
2.1.3.2. Maille commutée de tension (ou commutateur de courant)	52
2.1.3.3. Cellule de commutation tripôle	53
2.2. PRINCIPES DE MODELISATION ET REPRESENTATION INFORMATIONNELLE SUR LES STRUCTURES DE CONVERSION STATIQUE	55
2.2.1 Organisation fonctionnelle d'un système électrotechnique moderne	55
2.2.2 Modèle de connaissance hybride	56
2.2.2.1 Décomposition fonctionnelle de l'Axe de Commande	56
2.2.2.2 Description fonctionnelle du modèle de connaissance	56
2.2.2.3. Description Informationnelle sur l'Axe de Puissance	58
A. Causalités dans le bloc continu	58
B. Causalités dans le bloc discontinu - fonctions de conversion	59
C. Graphe Informationnel Causal	60
2.2.3. Homogénéisation du modèle de connaissance	61
2.2.3.1. Fonctions génératrices	61
2.2.3.2. Représentation Informationnelle homogène	63
2.2.4. Architecture de la Commande Rapprochée	64
2.2.4.1. Principes d'inversion d'un Graphe	64
2.2.4.2. Représentation Informationnelle sur la Commande en Tension	66
2.2.4.3. Représentation Informationnelle sur la Commande en Courant	67
2.2.4.4. Schéma Fonctionnel de la Commande Rapprochée	68
CONCLUSION	68
BIBLIOGRAPHIE SPECIFIQUE AU CHAPITRE 2	69

CHAPITRE 3. COMMANDE RAPPROCHEE DE L'ASSOCIATION ONDULEUR DE TENSION MACHINE SYNCHRONE TRIPHASEE..... 71

INTRODUCTION	73
3.1 L'ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE	75
(Convertisseur 3/2)	
3.1.1 Organisation fonctionnelle (association Source Convertisseur Charge).....	75
3.1.2. Architecture du modèle de connaissance hybride de l'Axe de Puissance	76
3.1.2.1. Modèle de connaissance en mode totalement commandable.....	76
3.1.2.2. Description fonctionnelle du modèle de connaissance	77
3.1.3. Description Informationnelle sur l'Onduleur de Tension	77
3.1.3.1. Causalités dans le bloc continu	78
3.1.3.2. Causalités dans le bloc discontinu	78
3.1.4. Homogénéisation et réduction du modèle de connaissance	79
3.1.5. Description Informationnelle sur la Commande Rapprochée de l'onduleur	80
3.1.6. Le Modulateur de Largeur d'Impulsions.....	81
3.1.7. Le Générateur de connexions	82
3.1.7.1. Optimisation de la conversion.....	82
3.1.7.2. Test du signe des fonctions génératrices de conversion	84
A. Enoncé de la méthode.....	84
B. Schéma fonctionnel du générateur de connexions	84
C. Résultats de simulations numériques.....	85
D. Résultats expérimentaux	86
E. Interprétation des résultats	87
3.1.7.3. Méthode de l'injection implicite d'harmonique 3	87
A. Enoncé de la méthode.....	87
B. Schéma fonctionnel du générateur de connexions	88
C. Résultats de simulations numériques.....	88
D. Résultats expérimentaux	89
E. Interprétation des résultats	90
3.2. LA MACHINE SYNCHRONE TRIPHASEE	91
Notations	91
3.2.1. Modèle triphasé de la machine synchrone (référentiel a,b,c).....	92
3.2.2. Généralisation du modèle de la machine synchrone (référentiel α,β)	95
3.2.3. Adaptation du modèle de la machine synchrone vu du convertisseur statique.....	96
3.2.3.1. Représentation Informationnelle sur les transformations mathématiques.....	96
3.2.3.2. Modèle de la machine synchrone vu du convertisseur statique.....	97
3.2.4. Modèle de Park de la machine synchrone à entrefer constant.....	98

3.2.5. Modèle de Park de la machine synchrone à entrefer variable.....	103
3.2.6. Equivalence pour une machine synchrone à entrefer variable.....	104
3.2.6.1. Concept de modélisation.....	104
3.2.6.2. Identité paramétrique.....	107
3.2.6.3. Modèle équivalent - Représentation Informationnelle.....	109
3.2.7 Application à la machine Synchrone à inducteur à aimants permanents.....	112
3.2.8. Articulation Electromécanique de la machine synchrone dans le référentiel d,q.....	114
3.2.8.1. Représentation Informationnelle sur les transformations mathématiques.....	114
3.2.8.2. Modèle de Park de la machine synchrone vu du convertisseur statique.....	115
3.3. L'ASSOCIATION ONDULEUR DE TENSION MACHINE SYNCHRONE.....	116
3.3.1. Organisation Fonctionnelle (association Source-Convertisseur-Charge).....	116
3.3.2. Architecture du modèle de connaissance de l'Axe de Puissance.....	116
3.3.3. Homogénéisation du modèle de connaissance.....	117
3.3.4. Transformation de Park du modèle de connaissance.....	118
3.3.5. Homogénéisation du modèle de Park.....	118
3.3.6. Réalisation de l'Axe de Puissance.....	119
3.4. COMMANDE RAPPROCHEE DANS LE REFERENTIEL DE PARK DE L'ASSOCIATION ONDULEUR DE TENSION - MACHINE SYNCHRONE.....	120
3.4.1. Inversion du Graphe de Causalité.....	120
3.4.2. Optimisation de la linéarisation dynamique (plan d,q).....	121
3.4.3. Représentation Informationnelle sur la conception de la Commande Rapprochée.....	121
3.4.3.1. Expressions du couple de la machine synchrone dans le plan d,q.....	121
3.4.3.2. Organisation Informationnelle sur la commande dans le plan d,q.....	122
3.4.4. Organisation fonctionnelle de la Commande algorithmique.....	124
3.4.5. Réalisation de l'Axe de Commande.....	126
3.4.6. Performances de la Commande Rapprochée de l'ensemble Onduleur de tension - machine Synchrone.....	126
3.4.6.1. Essais avec les paramètres nominaux.....	127
A. Influence du calage du référentiel.....	127
B. Interprétation des résultats.....	128
3.4.6.2. Tests de Robustesse.....	128
CONCLUSION.....	130
BIBLIOGRAPHIE SPECIFIQUE AU CHAPITRE 3.....	131
<u>CHAPITRE 4. COMMANDE RAPPROCHEE DE L'ASSOCIATION COMMUTATEUR DE COURANT MACHINE ASYNCHRONE.....</u>	133
INTRODUCTION.....	135

4.1 LE COMMUTATEUR DE COURANT TRIPHASE	137
(Convertisseur 2/3)	
4.1.1 Organisation fonctionnelle (association Source Convertisseur Charge).....	137
4.1.2. Architecture du modèle de connaissance hybride de l'Axe de Puissance	138
4.1.2.1. Modèle de connaissance en mode totalement commandable.....	138
4.1.2.2. Description fonctionnelle du modèle de connaissance	139
4.1.3. Description Informationnelle sur le Commutateur de Courant	139
4.1.3.1. Causalités dans le bloc continu	140
4.1.3.2. Causalités dans le bloc discontinu.....	140
4.1.4. Homogénéisation et réduction du modèle de connaissance	141
4.1.5. Description Informationnelle sur la Commande Rapprochée du commutateur.....	142
4.1.6. Le Modulateur de Largeur d'Impulsions.....	143
4.1.7. Le Générateur de connexions	147
4.1.8. La Commande Algorithmique dans le référentiel a,b,c	149
4.1.8.1. Découplage du modèle de connaissance en vue de la commande.....	149
4.1.8.2. Représentation Informationnelle du bloc continu découplé.....	150
4.1.8.3. Schéma fonctionnel de la Commande Rapprochée	150
4.2. LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE	151
Notations	151
4.2.1. Modèle triphasé de la machine asynchrone (référentiel a,b,c).....	152
4.2.2. Généralisation du modèle de la machine asynchrone (référentiel ,).....	155
4.2.3. Adaptation du modèle de la machine synchrone vu du convertisseur statique.....	156
4.2.3.1. Représentation Informationnelle sur les transformations mathématiques.....	156
4.2.3.2. Modèle de la machine asynchrone vu du convertisseur statique.....	157
4.2.4. Modèle de Park de la machine asynchrone	158
4.2.5. Articulation Electromécanique de la machine asynchrone dans le référentiel d,q	162
4.3. L'ASSOCIATION COMMUTATEUR DE COURANT MACHINE ASYNCHRONE	
4.3.1. Organisation Fonctionnelle (association Source-Convertisseur-Charge)	165
4.3.2. Architecture du modèle de connaissance de l'Axe de Puissance	165
4.3.3. Homogénéisation du modèle de connaissance	166
4.3.4. Transformation de Park du modèle de connaissance.....	167
4.3.5. Homogénéisation du modèle de Park	168
4.3.6. Réalisation de l'Axe de Puissance.....	168
4.4. COMMANDE RAPPROCHEE DANS LE REFERENTIEL DE PARK DE	
L'ASSOCIATION COMMUTATEUR DE COURANT - MACHINE ASYNCHRONE ...	170
4.4.1. Inversion du Graphe de Causalité.....	170
4.4.2. Optimisation de la linéarisation dynamique (plan d,q).....	171
4.4.3. Représentation Informationnelle sur la conception de la Commande Rapprochée.....	171
4.4.4. Organisation fonctionnelle de la Commande algorithmique.....	173
4.4.5. Réalisation de l'Axe de Commande	174

4.4.6. Performances de la Commande Rapprochée de l'ensemble	
Commutateur de courant - machine Asynchrone	174
4.4.6.1. Contrôle de tensions continues	174
A. Résultats de simulation numérique	175
B. Choix de la valeur des condensateurs	176
C. Résultats expérimentaux	176
4.4.6.2. Contrôle de tensions sinusoïdales.....	177
CONCLUSION	179
BIBLIOGRAPHIE SPECIFIQUE AU CHAPITRE 4	181

CHAPITRE 5. COMMANDE NUMERIQUE DE LA MACHINE	
ASYNCHRONE TRIPHASEE ALIMENTEE PAR	
UN COMMUTATEUR DE COURANT	183
INTRODUCTION	185
5.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	
A FLUX STATORIQUE ORIENTE	189
5.2 REPRESENTATION INFORMATIONNELLE SUR LA COMMANDE	
A FLUX STATORIQUE ORIENTE DE LA MACHINE ASYNCHRONE	189
5.2.1. Réduction du modèle de la machine asynchrone	189
5.2.2. Représentation informationnelle a flux statorique orienté.....	190
5.2.3. Simplification du graphe informationnel en vue de la commande	191
5.2.4. Inversion du graphe de causalité	192
5.2.5. Estimation des grandeurs non mesurables.....	194
5.3. APPLICATION A LA COMMANDE EN COUPLE DE L'ENSEMBLE	
COMMUTATEUR DE COURANT MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE	196
5.3.1 Représentation informationnelle sur la commande à concevoir	196
5.3.2 Organisation fonctionnelle du contrôle en couple	196
5.3.3 Organisation fonctionnelle du contrôle en couple	196
5.3.3.1. Choix de la dynamique en boucle fermée	198
5.3.3.1. Contrôle dynamique par correcteurs de type PI	199
A. Calculs des correcteurs	199
B. Résultats de simulation numérique sans erreur paramétrique.....	200
C. Résultats de simulation avec variations de la constante de temps rotorique	201
D. Résultats de simulation avec variations de la résistance statorique	203
E. Interprétation des résultats	204
5.3.3.3. Contrôle dynamique par correcteurs numériques.....	204
A. Calculs des correcteurs	204
B. Résultats de simulation numérique sans erreur paramétrique.....	205
C. Résultats expérimentaux du contrôle en couple	206

5.4. REGULATION DE VITESSE DE L'ENSEMBLE	
COMMUTATEUR DE COURANT MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE	207
5.4.1 Résultats expérimentaux de l'essai en vitesse	207
5.4.2 Validation des résultats expérimentaux.....	208
5.5. ESTIMATEUR DE VITESSE	209
5.5.1 Principe	209
5.5.2 Résultats expérimentaux	209
5.6. ESTIMATEUR DE RESISTANCE STATORIQUE	211
CONCLUSION	212
BIBLIOGRAPHIE SPECIFIQUE AU CHAPITRE 5	213
<u>CONCLUSION GENERALE</u>	215
<u>BIBLIOGRAPHIE</u>	221
<u>ANNEXES</u>	235

ANNEXE 1 : MODELISATION DYNAMIQUE DE LA MACHINE GENERALISEE

ANNEXE 2 : MODELISATION DYNAMIQUE DE LA MACHINE SYNCHRONE

ANNEXE 3 : MODELISATION DYNAMIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

ANNEXE 4 : LA REPRESENTATION INFORMATIONNELLE :

Outil de Modélisation et de la Synthèse des Commande des Processus Electriques

ANNEXE 5 : MODELISATION DES STRUCTURES DE CONVERSION STATIQUE

ANNEXE 6 : MODELISATION DES CELLULES DE COMMUTATION

ANNEXE 7 : TRANSFORMATIONS POUR LA MODELISATION DYNAMIQUE DES MACHINES A COURANT ALTERNATIF

ANNEXE 8 : COMMANDE NUMERIQUE A BASE DE PROCESSEUR DE SIGNAL (DSP)

AVANT PROPOS

AVANT PROPOS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein de "l'Equipe Commande" du L2EP (Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille), EP au CNRS n°121, Groupe ENSAM (Ecole Nationale Supérieure des Arts et Métiers de Lille).

REMERCIEMENTS

Monsieur Guy SEGUIER, Professeur Emérite à l'Université des Sciences et Techniques de Lille, fondateur du L2EP et ancien responsable de la formation Doctorale en Génie Electrique, me fait le grand honneur de participer à ce jury. Qu'il en soit très vivement remercié.

Je remercie vivement Monsieur Marcel IVANES, Professeur à l'INP de Grenoble, de l'honneur qu'il me fait en présidant ce jury, malgré ses nombreuses responsabilités.

Je remercie particulièrement Monsieur Jean FAUCHER, Professeur à l'INP de Toulouse, d'une part, d'avoir accepté d'être l'un des rapporteurs de ce long mémoire et, d'autre part, d'être à l'origine de certaines idées reprises au sein de ce travail.

Mes remerciements vont également à Monsieur Jean-Paul LOUIS, Professeur à l'ENS de Cachan, Directeur du LESIR, pour avoir accepté la tâche de rapporteur dans des délais très contraignants, ainsi que pour le jugement scientifique qu'il a bien voulu porter sur cette étude.

Je remercie Monsieur Jean-Pierre CARON, Professeur agrégé Hors Classe à l'ENSAM de Lille, responsable de la filière Electrotechnique du CNAM de Lille, pour avoir accepté de juger ce travail. La qualité de son enseignement, ses compétences et son analyse de l'aspect physique des problèmes ont fortement contribué aux résultats théoriques. Ses encouragements constants et ses conseils m'ont permis de mener à bien les essais expérimentaux.

Toute ma reconnaissance également à Monsieur Christian ROMBAUT, Professeur à l'EC de Lille et directeur du L2EP, pour avoir accepté de participer à ce jury, mais aussi et surtout pour avoir éveillé en moi un goût particulier pour l'Electronique de Puissance.

La présence de Monsieur le Professeur Georges MANESSE, du CNAM de Paris, est pour moi un gage de reconnaissance et d'intérêt pour mes travaux. Je le remercie de cet honneur.

Monsieur Jean EVIN, Président Directeur Général de la société Autinor Logilift et Président d'Electropôle, me fait le grand honneur d'apporter la vision objective de l'utilisateur averti et expérimenté. Je le remercie chaleureusement de sa participation au jury malgré ses lourdes préoccupations.

Enfin, je tiens à exprimer solennellement toute ma gratitude à Monsieur Jean-Paul HAUTIER, Professeur à l'ENSAM de Lille, responsable du département AEE de l'ENSAM et de la filière Automatique du CNAM de Lille, Directeur de "l'Equipe Commande" du L2EP, pour avoir dirigé d'une main de maître ce long travail de recherche. Son esprit de synthèse et son ouverture d'esprit ont animé nos nombreuses discussions toujours constructives. La confiance mutuelle, l'autonomie de décision et les encouragements incessants ont créé le climat nécessaire à l'aboutissement de ces travaux.

Que ce mémoire soit pour moi l'occasion d'exprimer toute mon amitié aux personnels des Laboratoires de Génie Electrique et Systèmes, et d'Automatique de l'ENSAM de Lille où je suis Chef de Travaux depuis 1991. Qu'ils soient tous remerciés pour leur dévouement, leur assistance et leur compréhension.

*Je voudrais tout particulièrement remercier **Dominique LORIOL**, assistant ingénieur au Laboratoire d'Automatique de l'ENSAM de Lille, responsable de la mise en oeuvre de l'Informatique au sein du "groupe ENSAM" du L2EP. Ses connaissances et ses compétences en informatique nous ont permis de développer conjointement une architecture performante à base de Processeur de Signal Numérique (DSP) dès 1994. Son sens aiguë de l'optimisation fait de lui l'un des maillons indispensables de la chaîne de commande.*

*Par ailleurs, je voudrais exprimer toute ma sympathie à **Michel VROMAN**, assistant ingénieur au Laboratoire de Génie Electrique et Systèmes de l'ENSAM de Lille, et responsable des travaux pratiques d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance au CNAM de Lille, ainsi qu'à **Bernard DETANT**, technicien au LGES de l'ENSAM de Lille pour leurs qualités humaines et pour leur sens de la répartition. Qu'ils reconnaissent en moi un ami sincère.*

*Je voudrais aussi remercier **Gilles BOUVET**, technicien à la reprographie de l'école, et **M^{me} COGOI** pour la qualité professionnelle de leur travail lors de la reproduction de ce mémoire.*

*Enfin, je n'oublie pas de remercier mes collègues **Claude LEVEQUE**, **Michel BERTRAND** et **Xavier GUILLAUD**, enseignants au laboratoire, pour leur soutien moral ainsi que pour l'intérêt porté à mes travaux.*

*Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à **Christian VARAY** de la société Analog Devices pour m'avoir gracieusement et, à plusieurs reprises, fait bénéficier des systèmes de développement pour DSP alors qu'ils n'étaient encore qu'en phase de test.*

*Je tiens à exprimer toute ma gratitude à **Bertrand DANIELOU** de la société Semikron pour le suivi et l'intérêt qu'il porte à mes travaux. Son expérience des convertisseurs et son dynamisme ont permis la fabrication d'un commutateur de 25 KW utilisant des technologies performantes : Drivers SKIIP, et IGBT de troisième génération.*

Je remercie l'ANVAR pour m'avoir fait confiance, et pour avoir soutenu financièrement la réalisation expérimentale du commutateur.

*Je ne pourrais conclure sans exprimer l'Amour et l'Admiration que je porte à ma famille : mes parents et beaux-parents qui ont toujours cru en moi, ma femme **Claudine** pour sa patience, et mes enfants **Julien** (10 ans) **Louise** (7 ans) et **Paul** (4 ans) qui partagent les mêmes passions que moi et dont je suis fier.*

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION

L'électronique industrielle occupe maintenant une place importante dans les procédés industriels tant au niveau du contrôle de l'énergie électrique que de la conversion électromécanique. Cet état de faits est dû aux progrès conséquents réalisés par les semi-conducteurs de puissance, les matériaux et l'électronique de commande.

L'entraînement à vitesse variable au moyen de machines asynchrones à cage est aujourd'hui une réalité industrielle courante. Cet aboutissement est davantage la conséquence de l'évolution technologique récente que d'une découverte révolutionnaire ; en effet, par essence, la vitesse variable par moteur asynchrone est tout aussi possible qu'avec un moteur à courant continu, alors considéré comme *l'actionneur de référence*. Les deux sont régis par les mêmes principes de transformation énergétique, dont seule la mise en œuvre diffère.

Conceptuellement, les convertisseurs électromécaniques se ressemblent et leur fonctionnement résulte du même effet : l'interaction entre deux champs magnétiques créés au sein de l'entrefer de la machine, interaction souvent ramenée sous la forme de celle d'un champ sur un courant ; la différence se situe, en fait, sur l'art et la manière de la réaliser :

- dans la *machine à courant continu*, les deux enroulements séparés, alimentés différemment, et le dispositif balais-collecteur ont pour effet de permettre une action découplée sur les deux composantes interactives,
- dans la *machine asynchrone* un seul enroulement est alimenté, les deux composantes sont créées grâce au couplage électromagnétique entre stator et rotor. La transformation de Park montre que cette machine est équivalente à une association électromécanique particulière entre deux machines à courant continu [CARON et HAUTIER, ed. Technip 1995].

On comprend ainsi, qu'il est possible de retrouver a priori, grâce à un choix judicieux de l'alimentation, des caractéristiques de réglage similaires à celles de l'actionneur de référence qu'est la machine à courant continu.

Ainsi, le *contrôle dynamique des machines à courant alternatif* a fait l'objet, ces deux dernières décennies, d'une véritable ruée intellectuelle et commerciale, respectivement de la part des chercheurs et des acteurs de la profession. Plus couramment désigné sous le vocable de *contrôle vectoriel*, cet engouement s'est toujours justifié par la mise en parallèle des qualités de robustesse et de longévité de la machine asynchrone et de "*l'intelligence*" de son alimentation conduisant à une action sur le couple fourni avec les mêmes entrées que celle du moteur à courant continu (*flux, courant*).

L'une des raisons majeures a souvent été de mettre en cause les inconvénients du dispositifs balais-collecteur : fragilité, coût, entretien, limitations en surintensité, problème en atmosphère explosive, etc... Toutefois, il faut bien constater des variations dans le discours de l'utilisateur ou du fabricant de ces machines ; cela tient probablement à l'adaptativité et aux habitudes ; l'entretien préventif normalisé, la compétitivité et l'amortissement des chaînes de fabrication sont autant de facteurs qui auraient pu freiner le développement de produits à base de machines asynchrones.

Il n'est pas de notre propos de faire l'apologie de telle ou telle solution, mais force est de constater que les produits industriels offrant la vitesse variable par machine asynchrone se répandent de plus en plus, avec un nombre impressionnant d'options connexes : mise en réseau, reconnaissance automatique des paramètres, programmabilité des fonctions, etc... Les possibilités offertes sont telles qu'il se pose d'emblée de véritables questions d'avenir : quels sont les problèmes subsistants pour le concepteur ? La vitesse variable par machine asynchrone est-elle un problème résolu ? Qu'en est-il du transfert de connaissances ?

Pour notre part, il nous est apparu plusieurs champs d'investigation assez peu exploités à notre connaissance :

- le premier s'inscrit naturellement dans le thème fondamental de notre équipe de recherche : le *développement d'un formalisme de modélisation pour la commande*. Il s'agit d'une démarche de fond et de forme, déjà très développée pour les convertisseurs [GUILLAUD, 1992], [FRANCOIS, 1996], [DELEU, 1997], et devant être complétée, notamment par des propositions sur les machines à courant alternatif. Ce thème englobe non seulement les *aspects scientifiques* propres au contrôle, mais également *des aspects pédagogiques* s'exprimant en termes de méthodes et de transfert.

- le second champ d'étude est davantage *applicatif* et s'appuie sur une réflexion préalable à propos du *type d'alimentation à utiliser* pour mettre en œuvre un moteur asynchrone en vitesse variable. Evidemment, toute machine doit être contrôlée en agissant sur les tensions instantanées qui lui sont appliquées ; dans ces conditions, on conçoit immédiatement l'utilisation de l'onduleur (*généralisation du hacheur*) dans le cas de machines synchrones ou asynchrones.

Face aux exigences nouvelles se posant en termes de *sûreté de fonctionnement* et de *respect de l'environnement*, il nous est apparu que la mise en œuvre d'un commutateur de courant à transistor pouvait être l'un des maillons de la chaîne bâtie selon ces nouvelles exigences. En effet, il en découle quelques avantages a priori :

- *l'accès direct aux tensions* réellement appliquées à la machine est facilité car le moteur est alimenté par des *ondes continues*,
- les problèmes posés par les *contraintes diélectriques* dans la machine sont réglés d'un seul coup (*il n'y a plus de liaisons longues devant supporter de grands gradients de tensions comme c'est le cas avec l'onduleur*),
- les tensions étant contrôlées, il y a *limitation du couple transitoire* en cas de défaillance d'un interrupteur statique,
- le commutateur asservi a pour propriété naturelle de *s'adapter à une source d'alimentation variable*, d'où un intérêt majeur pour les *véhicules électriques*.

Ces quelques remarques préalables mettent immédiatement le commutateur en très forte concurrence avec l'onduleur, notamment en contrôle vectoriel tel que nous l'envisageons. Notre question va même plus loin : pourquoi ce montage ne s'est-il pas développé au profit de l'onduleur ? S'agit-il d'un problème technique ou de raisons économiques ?

Indépendamment de ces questions, nous avons donc effectué une application des développements théoriques de la première partie de nos travaux en mettant en œuvre, dans la seconde partie, ce commutateur triphasé dans le cadre d'un *contrôle dynamique de la machine asynchrone* par orientation du référentiel sur le flux statorique (*flux statorique orienté*).

L'ensemble des résultats est articulé sur *cinq chapitres* dont chacun constitue une contribution indépendante. Pour l'essentiel, ils se définissent par des compléments sur les aspects formels déjà initialisés, par des propositions de solutions originales de méthodologie de synthèse ou de mise en œuvre.

Le *premier chapitre* est bâti sur l'idée conceptuelle de la causalité régissant le fonctionnement de tout processus physique. L'outil *Graphe Informationnel Causal* (G.I.C.) semble avoir fait ses preuves en diverses circonstances et nous avons recherché à le généraliser à la représentation des machines à courant alternatif (*synchrones et asynchrones*) sur la base des hypothèses classiques (*absence de saturation, distribution sinusoïdale des champs*). Après avoir défini un *actionneur de référence* à courant continu dans l'objectif de retrouver les différents aspects de la conversion électromécanique, nous appliquons la démarche à la *machine généralisée*. L'intérêt essentiel est de mettre en place une représentation causale globalement similaire à celle de la machine à courant continu ; la commande de celle-ci se détermine systématiquement par inversion de la causalité décrite par son modèle G.I.C., l'idée sous-jacente est évidemment dans la *généralisation de cette démarche* qui doit conduire inexorablement à retrouver les résultats du contrôle vectoriel ou faire apparaître d'autres solutions le cas échéant. Donc, à ce niveau, deux propriétés ressortent de cette étude : la *synthèse systématique* de la structure de commande, *l'outil pédagogique* pour les non initiés.

Dans le *second chapitre*, nous avons repris des résultats déjà présentés à l'occasion de travaux antérieurs, mais nous avons tenté de réaliser *une classification des idées et des concepts* tout en gardant le même esprit méthodologique. La notion de fonction de connexion est désormais acquise ; l'introduction de la *fonction de déconnexion* vient compléter le formalisme en généralisant la *dualité* entre toutes les structures de conversion. La représentation informationnelle est également généralisée et on retrouve la même organisation de la commande rapprochée tant pour le réglage de tension que de courant.

Le *troisième chapitre* est une première application des résultats précédents à la *commande d'une machine synchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension*. La modélisation informationnelle complète est effectuée, pour la machine à entrefer constant et pour la machine à entrefer variable dont une équivalence est proposée. Concernant la commande du convertisseur, nous décrivons d'abord une proposition originale de modulateur de largeur d'impulsions. L'organisation de la commande est ensuite donnée en reprenant le principe du graphe informationnel, très pratique à notre sens pour poser les problèmes de la commande en termes de grandeurs influentes, grandeurs influencées (*qui fait quoi*). Plusieurs résultats obtenus par simulation viennent enfin conforter le bien fondé de nos démarches qui nous donne alors tout l'argumentaire nécessaire à justifier les résultats obtenus dans l'étude suivante.

Ainsi, le *quatrième chapitre* concerne l'étude théorique de la *commande rapprochée* de la *machine asynchrone* alimentée par un *commutateur de courant triphasé à transistors*. Le canevas est en tout point similaire à celui du chapitre trois (*le modèle de la machine, le modulateur, l'organisation de la commande, etc...*). Toutefois, par rapport à l'onduleur de tension, le convertisseur utilisé exige de placer des condensateurs aux bornes de la machine pour le respect des causalités en tout point. Dans ces conditions, l'inversion du modèle impose une boucle supplémentaire puisque les courants délivrés par le commutateur doivent régler les tensions aux bornes de ces condensateurs. Les courants absorbés par la machine, apparaissant comme les perturbations de ces mêmes tensions, doivent alors être compensés par découplage. L'application des principes débouche non seulement sur une *optimisation des condensateurs*, mais surtout sur une *alimentation de la machine par des grandeurs à évolution continue*.

Le *cinquième chapitre* est l'étude du *contrôle vectoriel à flux statorique orienté avec recherche d'algorithmes simples et robustes*, pouvant facilement s'implanter dans un dispositif de commande numérique à base de processeur de signal. Pourquoi avoir retenu cette solution ? L'inversion causale avec comme objectif le *contrôle du couple* amène deux familles de solutions selon que l'on considère l'observation au rotor ou au stator ; pour ce dernier cas, il est possible de définir des lois de commande réclamant une estimation du flux statorique relativement robuste par rapport aux variations de la résistance rotorique inaccessible. Ces constatations vues en simulation ont été très sensiblement vérifiées par les essais expérimentaux, notamment à très faible vitesse. Les quelques imperfections subsistantes peuvent être pratiquement " gommées " grâce à l'*estimation en temps réel de la valeur de la résistance statorique* de sorte que cet ensemble apparaît comme une excellente solution de commande robuste simple pour machine asynchrone.

CHAPITRE 1

REPRESENTATION INFORMATIONNELLE SUR LA CONVERSION ELECTROMECHANIQUE

Chapitre 1 REPRESENTATION INFORMATIONNELLE SUR LA CONVERSION ELECTROMECHANIQUE

INTRODUCTION

Ce chapitre présente d'abord un actionneur de référence basé sur le principe de la conversion électromagnétique puis propose les représentations Informationnelles Causales de la machine généralisée.

Ensuite, cette représentation est adaptée aux machines tournantes classiques, synchrones et asynchrones dans un objectif méthodologique de synthèse systématique des lois de commande (modèle dynamique généralisé).

Pour ce faire, on utilisera l'outil Graphe Informationnel Causal [FAUCHER, EEA92], [HAUTIER, BUP96], [Annexe 4] associé aux hypothèses suivantes :

- *l'effet de peau et l'influence de la température* sur les bobinages sont négligés,
- les circuits magnétiques sont *non saturés* et le phénomène d'*hystérésis des tôles* n'est pas pris en compte,
- les *effets d'encoches* sont négligés,
- les forces magnétomotrices d'entrefer sont considérées à *répartition sinusoïdale d'espace*.

Les principales *conséquences* qui servent de base à la modélisation sont :

- la *résistance et l'inductance propre* des enroulements sont considérés constants,
- la représentation des flux par un *vecteur spatial*,
- l'*additivité des flux* d'induction,
- l'utilisation des *coefficients de mutuelle inductance* pour caractériser les couplages magnétiques.

Les machines électriques tournantes classiques sont composées :

- d'un **inducteur** source d'un champ magnétostatique uniformément réparti de façon à créer une alternance de pôles nord et sud,
- d'un **induit** dans lequel se développe un ensemble de forces électromotrices équilibrées.

Généralement, l'induit caractérise le **stator fixe** ; il est constitué d'un enroulement polyphasé alors que l'inducteur, solidaire du **rotor**, crée le flux magnétique soit à partir d'**aimants permanents**, soit par la circulation d'un courant dans un ou plusieurs **enroulements**. Néanmoins, la morphologie inverse existe également ; on les appelle les **machines inversées** (*induit mobile et inducteur fixe*).

Les rotors parfois appelés **roues polaires** se répartissent en deux catégories :

- les rotors à **pôles saillants** (*machines à réluctance variable*),
- les rotors à **pôles lisses** (*machines à entrefer constant*).

Les machines à pôles saillants sont généralement munies de **circuits amortisseurs** qui ont pour but de s'opposer aux phénomènes oscillatoires électromagnétiques ou mécaniques lors des brusques changements de régime.

Remarque : *Dans un souci purement réaliste, nous proposons une modélisation en vue de la commande qui prend en compte la saillance des pôles et suppose des machines démunies d'amortisseurs ou que l'effet de ces derniers puisse être considéré comme négligeable.*

1.1 DEFINITION D'UN ACTIONNEUR DE REFERENCE

Machine à courant continu fonctionnant à flux constant

Notations :

- . u_a, i_a et ϕ_a : la tension, le courant et le flux d'induit,
- . v_f, i_f et ϕ_f : la tension, le courant et le flux d'inducteur,
- . R_a, L_a, R_f et L_f : la résistance et l'inductance propre d'induit, la résistance et l'inductance propre d'inducteur,
- . p : le nombre de paires de pôles,
- . $2a$: le nombre de voies d'enroulement,
- . N : le nombre total de conducteurs,
- . k : le coefficient de couple ou de conversion électromécanique désigné comme coefficient de gyration, e étant alors la force électromotrice induite,
- . $\omega, c_e, \Sigma c_L$ et J : la vitesse angulaire mécanique, le couple électromagnétique résultant, les couples de charge et le moment d'inertie total ramenés sur l'arbre,
- . e_s et e_r : les forces électromotrices induites respectivement par le stator (*induit*) et par le rotor (*inducteur*),
- . c_s et c_r : les couples électromagnétiques fournis respectivement par le stator (*induit*) et par le rotor (*inducteur*),
- . ω_s et ω_r : les vitesses angulaires dans les référentiels statoriques (*induit*) et rotoriques (*inducteur*),
- . p_m : la puissance mécanique fournie.

1.1.1 Les transformations électromécaniques : les Gyrateurs

Les actionneurs électriques présentent tous une structure électromagnétique qui peut se caractériser dans leur effet comme l'interaction entre deux champs magnétiques, ou entre un champ et un courant. Nous montrons que ce résultat est indépendant de la localisation de ces grandeurs ainsi que de leur réalité physique effective.

Les structures sont multiples puisqu'il existe des solutions diverses (*machines à courant continu, machines synchrones et asynchrones*) débouchant sur le même effet :

la création d'un couple électromécanique.

Nous définissons à la *figure 1.1* un *actionneur de référence* qui n'est autre qu'une machine à courant continu munie de bobinages répartis en tambour. L'induit et l'inducteur sont immobiles par rapport à un plan de référence supportant deux paires de balais en quadrature.

De ce fait, le vecteur courant équivalent \vec{I}_a et le vecteur flux $\vec{\phi}_f$ sont également perpendiculaires et immobiles quelles que soient les positions des deux armatures.

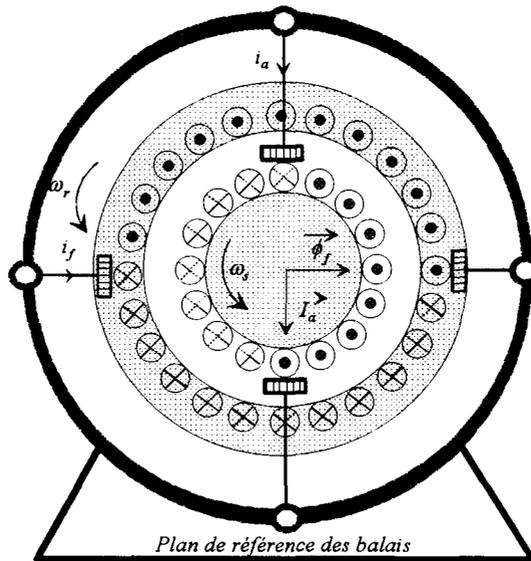


Figure 1.1 : Représentation schématique de l'actionneur de référence

1.1.1.1 Bilan de puissance - Couple de réaction

D'un point de vue électrique, les deux armatures peuvent être considérées comme deux bobines fixes perpendiculaires dont les axes sont fixes mais les enroulements mobiles (figure 1.2).

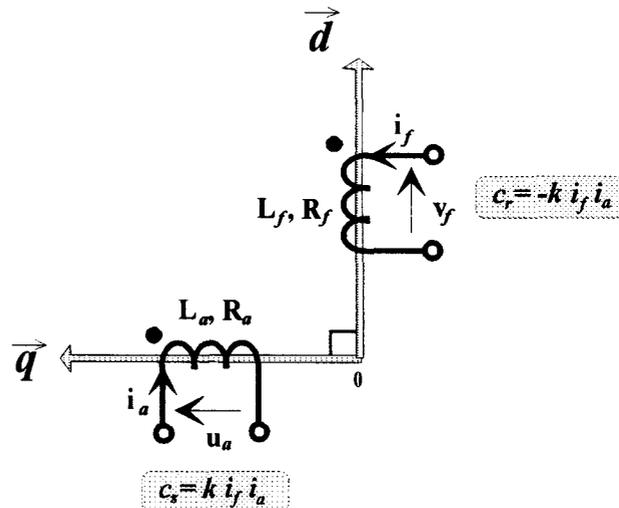


Figure 1.2 : Repérage angulaire du système d'axes dans l'espace électrique

En se référant à l'inducteur, on démontre que l'induit est soumis à un **couple électromagnétique** \vec{c}_s , tel que :

$$\vec{c}_s = \frac{2}{\pi} (\vec{I}_a \wedge \vec{\phi}_f) \quad (1.1)$$

avec $\vec{\phi}_f$ flux de l'inducteur et \vec{I}_a courant équivalent des conducteurs "plongés" dans le champ de l'inducteur.

Selon le *principe d'action-réaction*, il s'exerce sur l'inducteur un couple opposé $\vec{c}_r = -\vec{c}_s$.

En admettant l'absence d'effet de démagnétisation, en d'autres termes de couplage entre les axes des deux bobines, il en découle une expression scalaire du couple :

$$c_s = -c_r = k \cdot i_f \cdot i_a \quad (1.2)$$

Les vitesses de l'induit et de l'inducteur par rapport au repère (*plan des balais*) sont respectivement désignées ω_s et ω_r . Chaque enroulement est donc balayé par le flux engendré par l'autre de sorte qu'il apparaît des *forces électromotrices de rotation* notées respectivement e_s pour l'induit et e_r pour l'inducteur.

Le bilan de la conversion électromécanique conduit alors à écrire l'expression de la *puissance mécanique globale* :

$$p_m = e_s \cdot i_a + e_r \cdot i_f = c_s \cdot \omega_s + c_r \cdot \omega_r \quad (1.3)$$

En remplaçant les expressions des couples (1.2), il vient :

$$p_m = k \cdot i_f \cdot i_a (\omega_s - \omega_r) \quad (1.4)$$

On en déduit que les *forces électromotrices de rotation* valent respectivement pour l'induit et pour l'inducteur :

$$e_s = k \cdot i_f \cdot \omega_s \text{ et } e_r = -k \cdot i_a \cdot \omega_r \quad (1.5)$$

Dans l'expression de la puissance mécanique ainsi trouvée, il en découle que la charge est soumise au couple c_s (ou $-c_r$) et que sa vitesse est égale à la différence $\omega_s - \omega_r$ qui représente la vitesse relative ω de l'induit par rapport à l'inducteur.

Dans ces conditions, cette dernière armature représente le repère mécanique effectif, ce qui est en parfaite corrélation avec le principe de l'action-réaction.

1.1.1.2 Mise en évidence des couplages par Gyration

La **figure 1.3** est une représentation informationnelle sur la transformation électromécanique réalisée. Elle est caractérisée par **deux Gyrateurs** qui mettent en évidence les **couplages inducteur-induit**.

Par définition, ces **gyrateurs** modifient de part et d'autre la nature énergétique des grandeurs mises en jeu, contrairement au **modulateur** qui la conserve (*cas du transformateur idéal : voir annexe 4*).

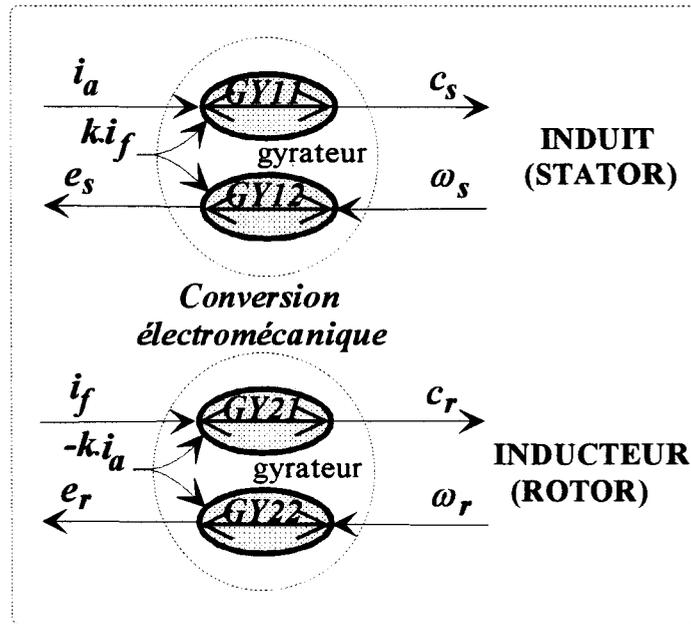


Figure 1.3 : Graphe Informationnel Causal sur la transformation électromécanique (Gyrateurs)

• **GY11, GY12, GY21 et GY22** sont des **relations rigides non linéaires de couplage par Gyration** qui traduisent la **conversion électromécanique** :

$$\text{INDUIT} \quad c_s = (k.i_f).i_a \quad (\text{GY11})$$

$$e_s = (k.i_f).\omega_s \quad (\text{GY12})$$

$$\text{INDUCTEUR} \quad c_r = (-k.i_a).i_f \quad (\text{GY21})$$

$$e_r = (-k.i_a).\omega_r \quad (\text{GY22})$$

où **k** représente le **coefficient de couplage par gyration**

1.1.2 Les représentations globales

Ces Gyrateurs, qui caractérisent la conversion électromécanique, se trouvent donc être l'articulation entre une **Partie Electrique** et une **Partie Mécanique** qui peuvent être décrites séparément à l'aide de deux **Graphes Informationnels** distincts.

1.1.2.1 La Partie Electrique

De ce fait, le graphe de la **figure 1.3** doit être complété par les **Processeurs Electriques PE1** et **PE2** ainsi que par les **Couplages Opérateurs CO1** et **CO2** afin de décrire les causalités. Le **Graphe Informationnel** ainsi obtenu est formé de processeurs qui établissent des relations entrée-sortie.

La **figure 1.4** donne alors la représentation des processeurs qui s'ajoutent naturellement aux deux gyrateurs précédent. Dans ces conditions :

- **PE1** et **PE2** sont des **relations causales linéaires** qui correspondent à des **Processeurs Electriques élémentaires à accumulation d'énergie cinétique** : leurs entrées sont alors des grandeurs potentielles (*tensions*), leurs sorties des grandeurs cinétiques (*flux d'induit et d'inducteur*). Elles sont respectivement explicitées par les équations électriques de la machine à courant continu reprises sous la forme suivante :

$$\text{INDUIT} \quad u_a = R_a \cdot i_a + \frac{d\phi_a}{dt} + e_s \quad (\text{PE1})$$

$$\text{INDUCTEUR} \quad v_f = R_f \cdot i_f + \frac{d\phi_f}{dt} + e_r \quad (\text{PE2})$$

avec ϕ_a le flux généré par l'induit et ϕ_f le flux généré par l'inducteur.

- **CO1** et **CO2** sont des **relations rigides linéaires** liant les flux aux courants. Il s'agit donc de **Couplages Opérateurs énergétiquement neutres** entre les **Parties Electriques (inducteur - induit)** et les **Gyrateurs (charge)**. Dans l'hypothèse de non saturation des circuits magnétiques, chaque flux est un flux propre à l'enroulement correspondant et proportionnel au courant qui le traverse :

$$\text{INDUIT} \quad \phi_a = L_a \cdot i_a \quad (\text{CO1})$$

$$\text{INDUCTEUR} \quad \phi_f = L_f \cdot i_f \quad (\text{CO2})$$

avec L_a l'inductance propre d'induit et L_f l'inductance propre d'inducteur.

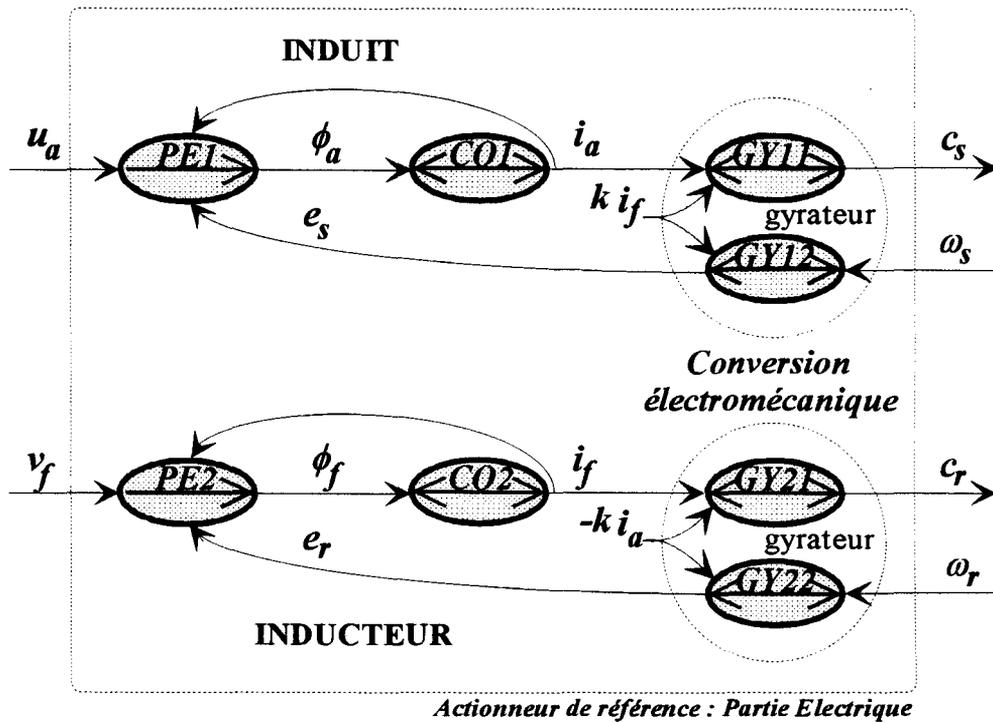


Figure 1.4 : Graphe Informationnel Causal sur l'actionneur de référence (Partie Electrique)

Il apparaît, dans ces conditions, que l'actionneur de référence présente à priori *quatre grandeurs de réglage* :

- la tension u_a appliquée à l'induit,
- la tension v_f appliquée à l'inducteur,
- la vitesse ω_s de l'induit par rapport au plan de référence,
- la vitesse ω_r de l'inducteur par rapport au plan de référence.

1.1.2.2 La Partie Mécanique

Ces diverses considérations conduisent à un graphe décrivant les *fonctions de Gyration* pour l'inducteur et l'induit lorsque ce dernier entraîne une charge mécanique de moment d'inertie J supposé constant et soumise à une somme de couples extérieurs Σc_L (figure 1.5) :

• *PM1* découle de l'équation fondamentale de la mécanique qui correspond à un *Processeur Mécanique élémentaire à accumulation d'énergie cinétique* : les entrées sont alors des grandeurs potentielles (*couples*) et la sortie une grandeur cinétique (*vitesse*).

$$\text{CHARGE} \quad c_s - \Sigma c_L = J \frac{d\omega}{dt} \quad (\text{PM1})$$

- **CO3** est une **relation rigide** entre les vitesses : elle traduit la relation de **Couplage cinétique interne**. On constate que la vitesse de l'induit (ω_s) dépend de celle de l'inducteur (ω_r) qui doit alors être imposée par un organe extérieur (*autopilotage*).

COUPLAGE CINÉTIQUE $\omega = \omega_s - \omega_r$ **(CO3)**

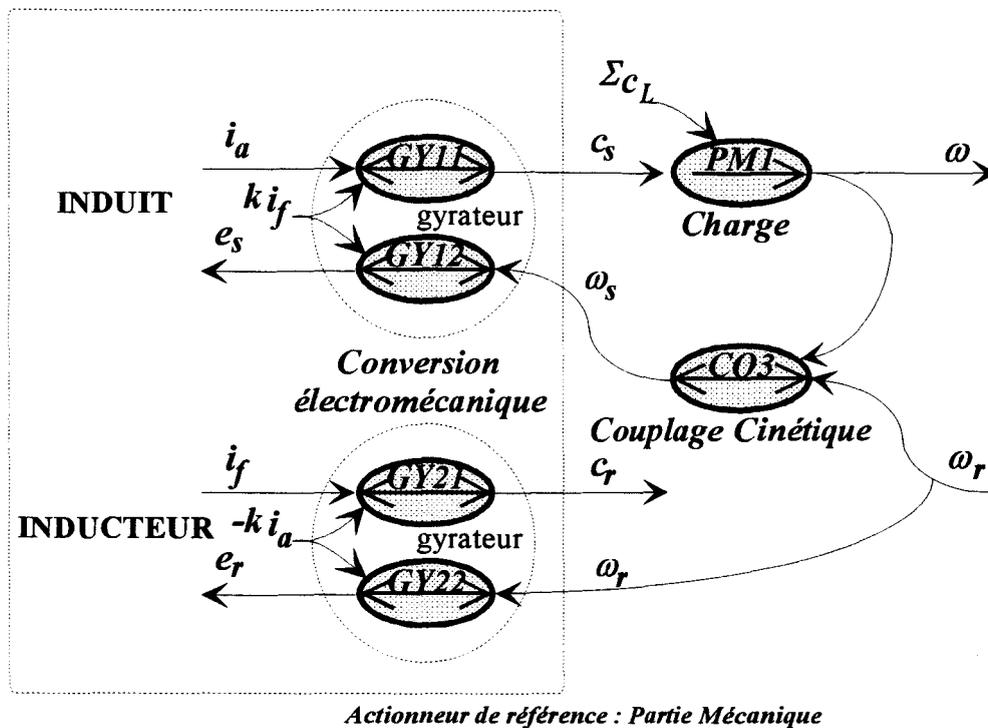


Figure 1.5 : Graphe Informationnel Causal sur l'actionneur de référence
(Partie Mécanique : ω , grandeur de réglage)

Il apparaît dans ces conditions, que l'**actionneur de référence** ne présente en réalité que **trois grandeurs de réglage** :

- la tension u_a appliquée à l'induit,
- la tension v_f appliquée à l'inducteur,
- la vitesse ω_r de l'inducteur par rapport au plan de référence.

On pourrait donc imaginer la situation inverse : ainsi, la relation **CO3** étant rigide entre les vitesses, il en ressort que c'est la vitesse ω_s qui pourrait être imposée, ce qui reviendrait à considérer soit la charge entraînée par l'inducteur tournant, soit le plan de référence portant les balais tournant à la vitesse $-\omega_s$.

1.1.3 La machine à courant continu

1.1.3.1. Cas de la machine à courant continu avec inducteur bobiné

La *figure 1.6* donne la *description informationnelle* sur la machine à courant continu classique pour laquelle l'inducteur bobiné est fixé au repère. La vitesse ω_r est donc nulle, il n'y a plus de f.é.m. induite au rotor ($e_r = 0$) et on ne retrouve que l'effort de réaction c_r , par rapport au bâti. Le couple électromécanique résultant est égal au couple fourni par l'induit ($c_e = c_s = -c_r$).

Cela se traduit sur le *Graphe Informationnel* par la disparition des *relations de Couplage CO3* et de *Gyration GY22*.

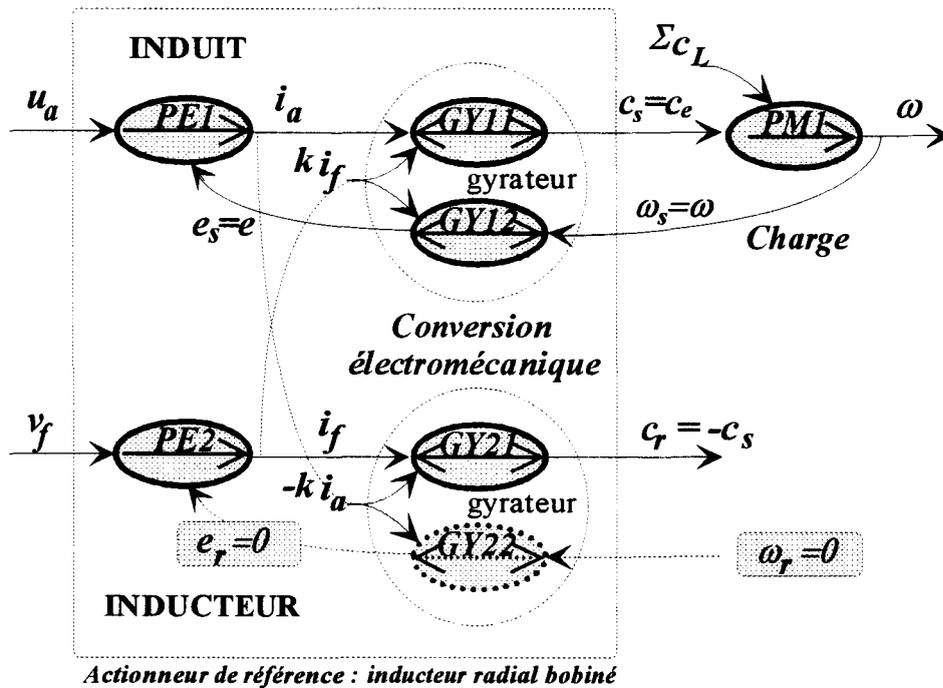


Figure 1.6 : Graphe Informationnel Causal sur la machine à courant continu à inducteur radial bobiné

Remarque : Sur la figure, k représente le *coefficient de couplage par Gyration*. Il est caractérisé par le flux inducteur ϕ_f et par un *paramètre constructif* noté K de telle sorte que :

$$\boxed{k \cdot i_f = K \cdot \phi_f} \quad (1.6)$$

avec : $K = \frac{p}{2\pi a} N$ qui représente le *nombre de conducteurs (N)* par voies d'enroulement (2a) et par *paires de pôles (p)*.

Il apparaît dans ces conditions, que la *machine à courant continu à inducteur radial bobiné* ne présente en réalité que *deux grandeurs de réglage* :

- la tension u_a appliquée à l'induit,
- la tension v_f appliquée à l'inducteur.

1.1.3.2. Cas de la machine à courant continu à aimants

S'il s'agit d'un *moteur à courant continu à aimants*, le graphe est globalement inchangé. La partie correspondant à l'inducteur se simplifie davantage car l'utilisation d'aimants permanents impose constant le champ inducteur (*le terme $K \cdot \phi_f$ est devenu constant et indépendant : il sera noté k_ϕ*).

La *Partie Electrique PE2* disparaît et il peut être éventuellement utile de maintenir le *Gyrateur GY21* expliquant la réaction pour l'étude, par exemple, de vibrations induites par les fixations de la machine.

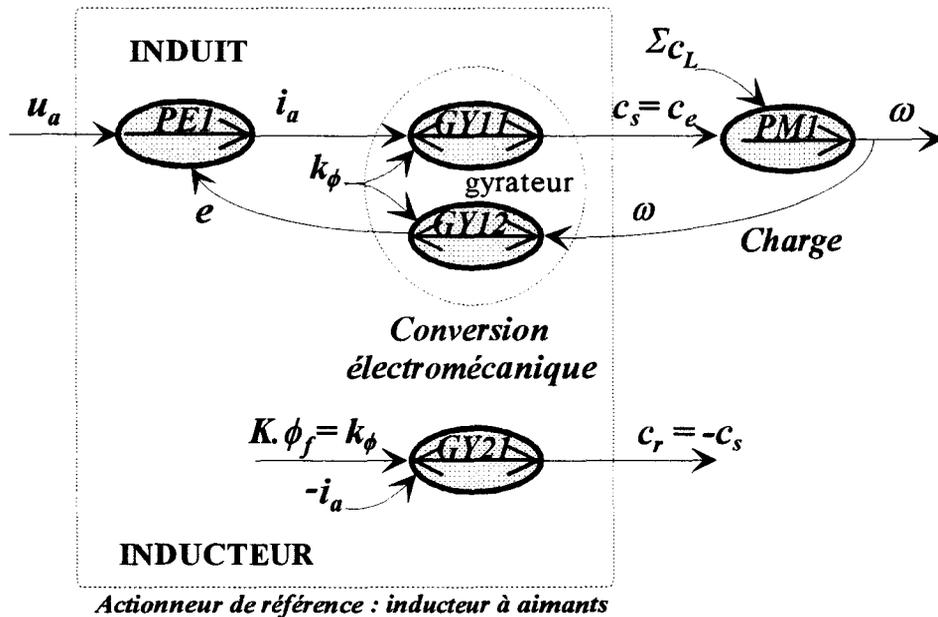


Figure 1.7 : Graphe Informationnel Causal sur la machine à courant continu à inducteur à aimants

Dans ces conditions, le *couple électromagnétique fourni par le stator* est donné par l'expression ci-dessous :

$$\text{INDUIT} \quad c_s = K \cdot \phi_f \cdot i_a = k_\phi \cdot i_a \quad (\text{GY11})$$

avec : $k_\phi = \frac{P}{2\pi a} N\phi_f$ qui représente le *coefficient de couplage par gyration caractérisé par le flux ϕ_f* constant de l'inducteur à aimants qui correspond à celui qu'embrassent les conducteurs mobiles. C'est pour cette raison qu'il peut être considéré *homogène à une grandeur cinétique*.

Il apparaît, dans ces conditions, que la *machine à courant continu à aimants* ne présente en réalité qu'*une seule grandeur de réglage* :

- la tension u_a appliquée à l'induit.

1.1.4 Modèle généralisé de l'actionneur de référence

De cette analyse physique, on déduit le *modèle du processus à commander*. Celui-ci est représenté à la *figure 1.8* sous la forme du schéma fonctionnel classique dans lequel s représente l'*opérateur de Laplace*.

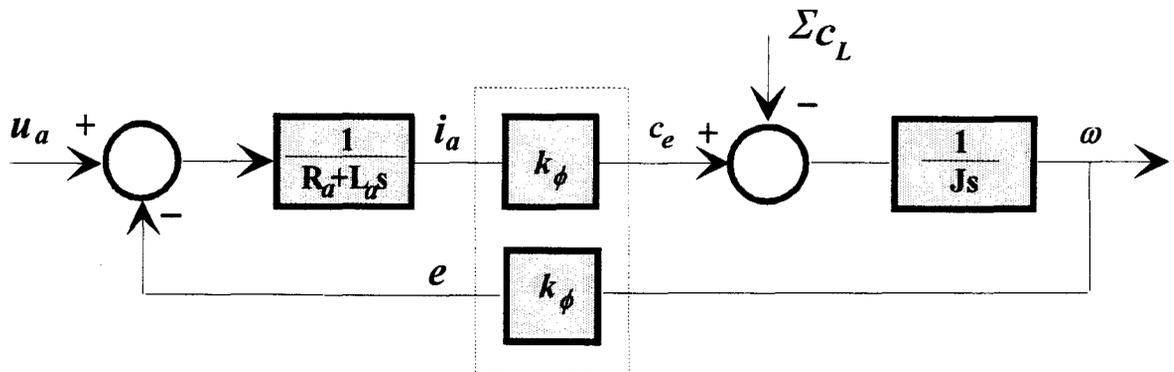


Figure 1.8 : Schéma fonctionnel de la machine à courant continu fonctionnant à flux constant
(Modèle de l'actionneur de référence)

On constate que l'établissement de ce schéma découle bien d'une *analyse préalable des causalités* du système considéré.

1.2 APPLICATION A LA MACHINE GENERALISEE Machine à rotor et stator diphasés et entrefer variable

Notations :

- . R_s, L_s, R_r et L_r : la résistance et l'inductance propre statorique, la résistance et l'inductance propre rotorique,
- . l_{s2} : module de la partie fluctuante de l'inductance statorique,
- . M_{sr} : mutuelle inductance entre une phase du stator et une phase du rotor,
- . L_{sd} et L_{sq} : les inductances d'induit cycliques longitudinale et transversale,
- . $v_{s\alpha}, v_{s\beta}, i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$: les tensions, courants et flux statoriques diphasés,
- . $v_{r\alpha}, v_{r\beta}, i_{r\alpha}, i_{r\beta}, \varphi_{r\alpha}$ et $\varphi_{r\beta}$: les tensions, courants et flux rotoriques diphasés,
- . $v_{sd}, v_{sq}, i_{sd}, i_{sq}, \varphi_{sd}$ et φ_{sq} : les tensions, courants et flux statoriques dans le référentiel d,q ,
- . $v_{rd}, v_{rq}, i_{rd}, i_{rq}, \varphi_{rd}$ et φ_{rq} : les tensions, courants et flux rotoriques dans le référentiel d,q ,
- . k_{sd}, k_{sq}, k_{rd} et k_{rq} : les coefficients de couplage par gyration respectivement au stator (*induit*) et au rotor (*inducteur*),
- . e_{sd}, e_{sq}, e_{rd} et e_{rq} : les forces électromotrices induites respectivement par le stator (*induit*) et par le rotor (*inducteur*),
- . c_{sd}, c_{sq}, c_{rd} et c_{rq} : les couples électromagnétiques fournis respectivement par le stator (*induit*) et par le rotor (*inducteur*),
- . $\omega, c_e, \Sigma c_L$ et J : la vitesse électrique angulaire, le couple électromagnétique résultant, les couples de charge et le moment d'inertie total ramenés sur l'arbre,
- . P_m : la puissance mécanique fournie,
- . ω_s et ω_r : les vitesses angulaires des axes d,q dans les référentiels statoriques (*induit*) et rotoriques (*inducteur*),
- . p : le nombre de paires de pôles,
- . Ω : vitesse mécanique,
- . α_m : la position angulaire réelle de la machine dans le référentiel α, β (*angle électrique*),
- . θ_s : l'angle électrique ($\vec{S}_\alpha, \vec{O}_d$) qui caractérise la position du repère d'axes d,q par rapport au référentiel statorique,
- . θ_r : l'angle électrique ($\vec{R}_\alpha, \vec{O}_d$) qui caractérise la position du repère d'axes d,q par rapport au référentiel rotorique,
- . α_p : la position angulaire du référentiel de Park dans un repère quelconque,
- . $\Delta\alpha$: l'écart de calage existant entre la position angulaire du référentiel de Park et la position angulaire réelle de la machine.

1.2.1 Description Informationnelle sur la machine généralisée dans le référentiel α, β (Modèle de CONCORDIA)

La **figure 1.9** présente, de manière simple une *machine généralisée* qui en réalité, n'est autre qu'une machine à rotor et stator diphasés et entrefer variable (*saillance des pôles*) [LE DOEUF, GUDEFIN, LOUIS Acad. Sc., 1980].

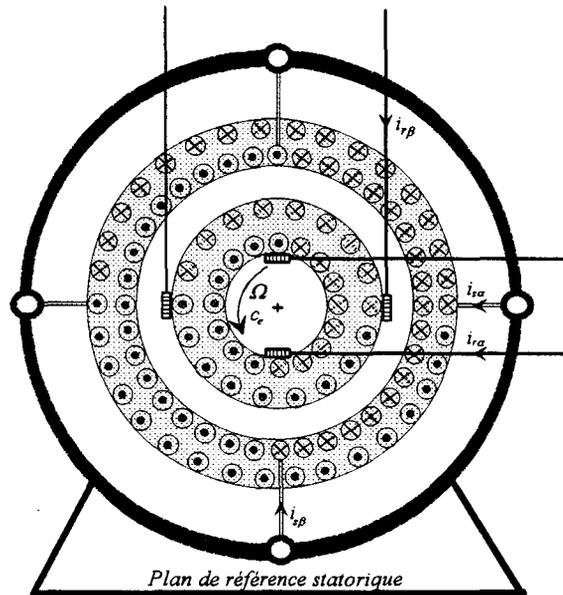


Figure 1.9 : Représentation schématique de la machine généralisée dans le repère α, β

Les enroulements de la machine généralisée dans l'espace électrique est présentée à la **figure 1.10**. Ils se décomposent de la manière suivante :

- *deux enroulements inducteurs en quadrature tournant* à la vitesse angulaire Ω (*phases rotoriques*) dont l'axe longitudinal noté \vec{L} est repéré par l'angle α_m (1.7) par rapport à l'axe de la phase statorique \vec{S}_α , prise comme référence ($\vec{R}_\alpha \perp \vec{R}_\beta$),
- *deux enroulements identiques en quadrature fixes* par rapport au plan de référence (*phases statoriques*) dont les axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à $\pi/2$ ($\vec{S}_\alpha \perp \vec{S}_\beta$).

La *vitesse angulaire électrique* est telle que :

$$\omega = p \cdot \Omega = \frac{d\alpha_m}{dt} \quad (1.7)$$

avec p : le nombre de paires de pôles.

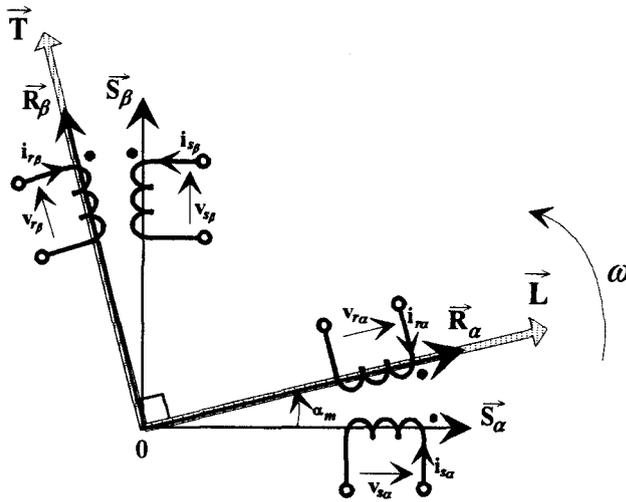


Figure 1.10 : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique
(machine généralisée dans le repère α, β)

Le *Graphe Informationnel Causal* de la *figure 1.11* est établi en prenant en compte les hypothèses précédentes. Il représente les relations qui existent entre les *grandeurs de réglage* ($v_{s\alpha}, v_{s\beta}, v_{r\alpha}, v_{r\beta}$) et les *grandeurs d'état* ($\varphi_{s\alpha}, \varphi_{s\beta}, \varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}, \Omega$).

Les autres variables (*courants et couple*) sont des fonctions rigides de ces dernières (*indice s pour le stator et indice r pour le rotor*).

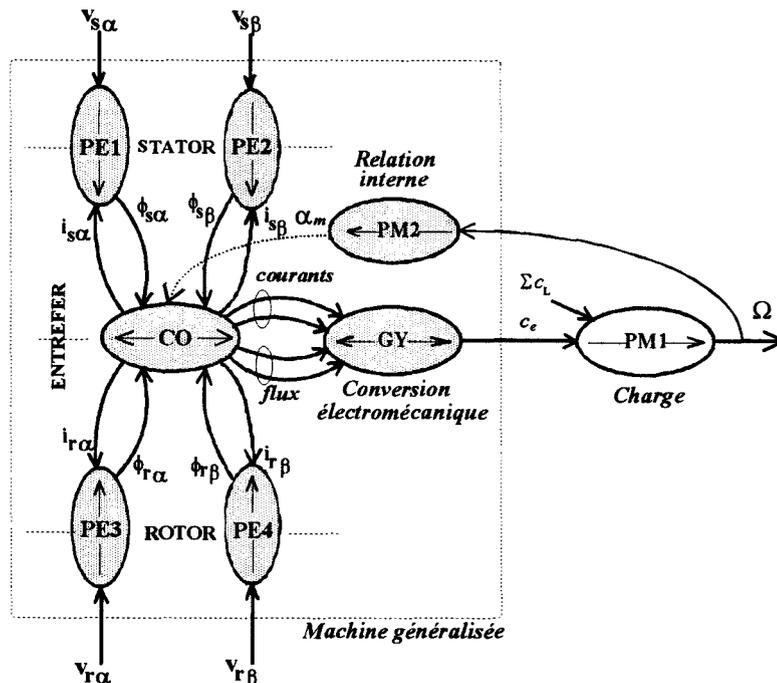


Figure 1.11 : Graphe Informationnel Causal sur la machine généralisée dans le référentiel α, β

REMARQUE : Le graphe ainsi écrit montre que les notions d'induit et d'inducteur sont subjectives et plutôt liées aux types d'alimentation des enroulements (*les équations électriques de la machine généralisée dans le référentiel α, β sont explicitées en détail en annexe 1*).

1.2.1.1 La Partie Mécanique (charge)

• **PM1** découle de l'équation fondamentale de la dynamique. Elle correspond à un **Processeur Mécanique élémentaire à accumulation d'énergie cinétique** : les entrées sont alors des grandeurs potentielles (*couples*) et la sortie une grandeur cinétique (*vitesse*) :

$$\text{CHARGE} \quad c_s - \Sigma c_L = J \frac{d\omega}{dt} \quad (\text{PM1})$$

• **PM2** est une **relation interne strictement causale (1.7)**. Elle correspond à un **Processeur Mécanique élémentaire à accumulation d'énergie cinétique** liant la vitesse angulaire ω à α_m position angulaire réelle de la machine généralisée dans le repère α, β .

$$\text{RELATION INTERNE} \quad \omega = p \cdot \Omega = \frac{d}{dt} \alpha_m \quad (\text{PM2})$$

1.2.1.2 La Partie Electrique du modèle généralisé

• **PE1, PE2, PE3 et PE4** sont des **relations causales linéaires** qui correspondent à des **Processeurs Electriques élémentaires à accumulation d'énergie cinétique** : leurs entrées sont alors des grandeurs potentielles (*tensions*), leurs sorties des grandeurs cinétiques (*flux*). Elles sont respectivement explicitées par les équations électriques de la machine généralisée :

$$\text{INDUIT} \quad \frac{d}{dt} \varphi_{s\alpha} = v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} \quad (\text{PE1})$$

$$\frac{d}{dt} \varphi_{s\beta} = v_{s\beta} - R_s i_{s\beta} \quad (\text{PE2})$$

$$\text{INDUCTEUR} \quad \frac{d}{dt} \varphi_{r\alpha} = v_{r\alpha} - R_r i_{r\alpha} \quad (\text{PE3})$$

$$\frac{d}{dt} \varphi_{r\beta} = v_{r\beta} - R_r i_{r\beta} \quad (\text{PE4})$$

• **CO** est une **relation rigide** liant les flux aux courants ; il s'agit d'un **Couplage Opérateur énergétiquement neutre**. Les flux sont les grandeurs influencées et la position α_m apparaît comme grandeur influente au niveau du couplage. D'autre part, les termes en $2\alpha_m$ traduisent le phénomène de **saillance des pôles** ils n'apparaissent donc pas dans le cas d'une **machine à pôles lisses**.

$$\begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_s + l_{s2} \cos(2\alpha_m) & l_{s2} \sin(2\alpha_m) & M_{sr} \cos(\alpha_m) & -M_{sr} \sin(\alpha_m) \\ l_{s2} \sin(2\alpha_m) & L_s - l_{s2} \cos(2\alpha_m) & M_{sr} \sin(\alpha_m) & M_{sr} \cos(\alpha_m) \\ M_{sr} \cos(\alpha_m) & M_{sr} \sin(\alpha_m) & L_r & 0 \\ -M_{sr} \sin(\alpha_m) & M_{sr} \cos(\alpha_m) & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{pmatrix} \quad (\text{CO})$$

1.2.1.3 La Conversion Electromécanique

• *GY* est une *relation de couplage par Gyration* ; elle est explicitée par l'équation du couple électromagnétique au niveau du rotor qui est obtenu à partir du bilan des puissances :

$$c_e = p(\varphi_{r\beta} i_{r\alpha} - \varphi_{r\alpha} i_{r\beta}) \quad (\text{GY})$$

L'influence de α_m au niveau des couplages ne permet pas de traduire d'une manière simple la transformation électromécanique réalisée sous forme de gyrateurs comme c'est le cas pour la machine à courant continu. On utilise donc le modèle de PARK qui permet de mettre en évidence les couplages élémentaires par gyration.

1.2.2 Description Informationnelle sur la machine généralisée dans le référentiel d, q (Modèle de PARK)

La matrice inductance qui caractérise la machine généralisée comporte douze éléments dépendant de la position α_m du rotor, les quatre autres étant constants (relation CO). La transformation de PARK appliquée aux équations statoriques et aux équations rotoriques a pour but de rendre ces coefficients constants tout en réduisant leur nombre.

La méthode consiste à transformer le système d'enroulements diphasés statoriques et rotoriques d'axes α, β en un système équivalent de deux enroulements en quadrature d'espace centrés sur les axes d, q liés au champ tournant.

La *transformation de Park* [PARK, 1929] permet par essence, de considérer que toute machine électrique tournante multiphasée tant au stator qu'au rotor peut être redéfinie sur deux axes d, q en quadrature. A ce niveau, il apparaît une séparation entre principe et technologie mais dans un objectif de modélisation pour la commande, il suffit de retrouver les mêmes effets à partir des mêmes causes.

La **figure 1.12** donne une représentation de la **machine généralisée** dans le référentiel de Park pour lequel, le champ tournant est lié au plan de référence des balais.

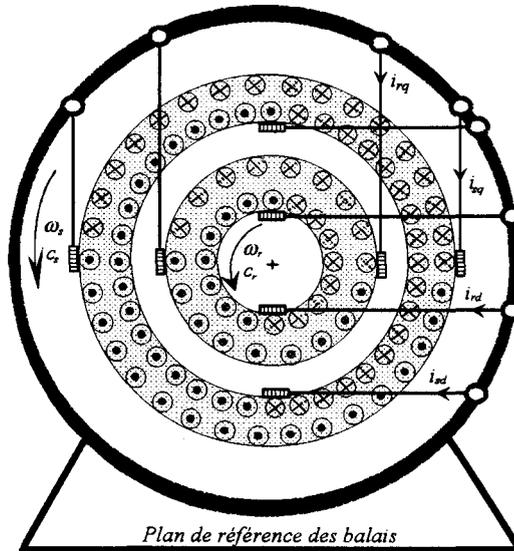


Figure 1.12 : Représentation simplifiée de la machine généralisée dans le repère d, q

La description angulaire du **repère fictif d, q lié au champ tournant** est présentée à la **figure 1.13** où l'on peut remarquer que θ_s et θ_r sont naturellement liés à α_m par la relation rigide suivante qui traduit la **conservation de la quantité de mouvement des référentiels** :

$$\boxed{\alpha_m = \theta_s - \theta_r} \quad (1.8)$$

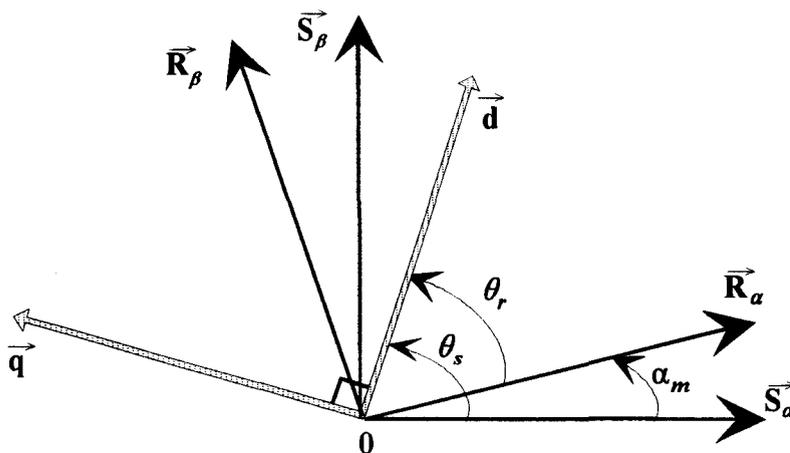


Figure 1.13 : Repérage angulaire du système d'axes dans l'espace électrique (*machine généralisée dans le repère fictif d, q*)

La **vitesse électrique angulaire** du rotor par rapport au stator est donc telle que :

$$p.\Omega = \omega_s - \omega_r = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (1.9)$$

avec ω_s et ω_r représentant respectivement la **vitesse angulaire des axes d, q** dans le repère statorique $(\vec{S}_\alpha, \vec{S}_\beta)$ et dans le repère rotorique $(\vec{R}_\alpha, \vec{R}_\beta)$.

Le changement de référentiel est réalisé au moyen d'une **matrice de rotation d'ordre deux**. Cette transformation orthogonale permet de conserver l'équivalence énergétique entre les enroulements réels et les enroulements fictifs équivalents (figure 1.14).

$$[P_r(\alpha_p)] = \begin{bmatrix} \cos(\alpha_p) & \sin(\alpha_p) \\ -\sin(\alpha_p) & \cos(\alpha_p) \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

avec α_p : **angle de rotation de Park** tel que $[P_r(\alpha_p)]^{-1} = [P_r(\alpha_p)]^t$

De ce fait, et compte tenu de la forme particulière du rotor, la simplification optimale de la matrice inductance est obtenue grâce à deux **transformations de PARK**, dans lesquelles l'angle α_p est remplacé par θ_s pour le stator et par θ_r pour le rotor. Elle seront notées respectivement : $[P_r(\theta_s)]$ et $[P_r(\theta_r)]$.

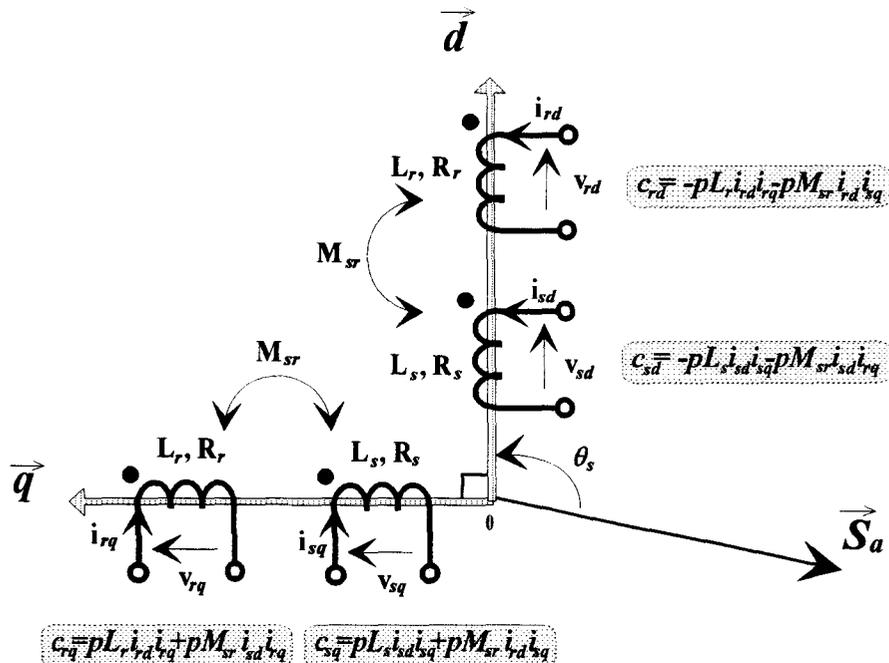


Figure 1.14 : Représentation des enroulements fictifs de la machine généralisée dans le repère d'axes d, q

Cette vision prouve d'emblée que toute machine peut être considérée comme l'association de deux machines à courant continu couplées de façon complexe.

Si tous les enroulements sont accessibles, l'un quelconque peut être considéré comme un induit alors perturbé par l'autre du même axe ; l'inducteur est choisi de la même manière sur l'axe en quadrature.

Toujours dans la même condition, on pourrait imaginer un seul moteur équivalent pour lequel les deux enroulements d'un même axe sont considérés comme l'induit ; les deux autres étant les inducteurs.

Toutefois, en revenant au cas réaliste des *machines synchrones et asynchrones*, nous verrons que la première solution reste la seule en accord avec la référence que constitue la machine à courant continu.

Le *Grphe Informationnel Causal* de la *figure 1.15* représente la machine généralisée associée aux transformateurs de coordonnées de Park :

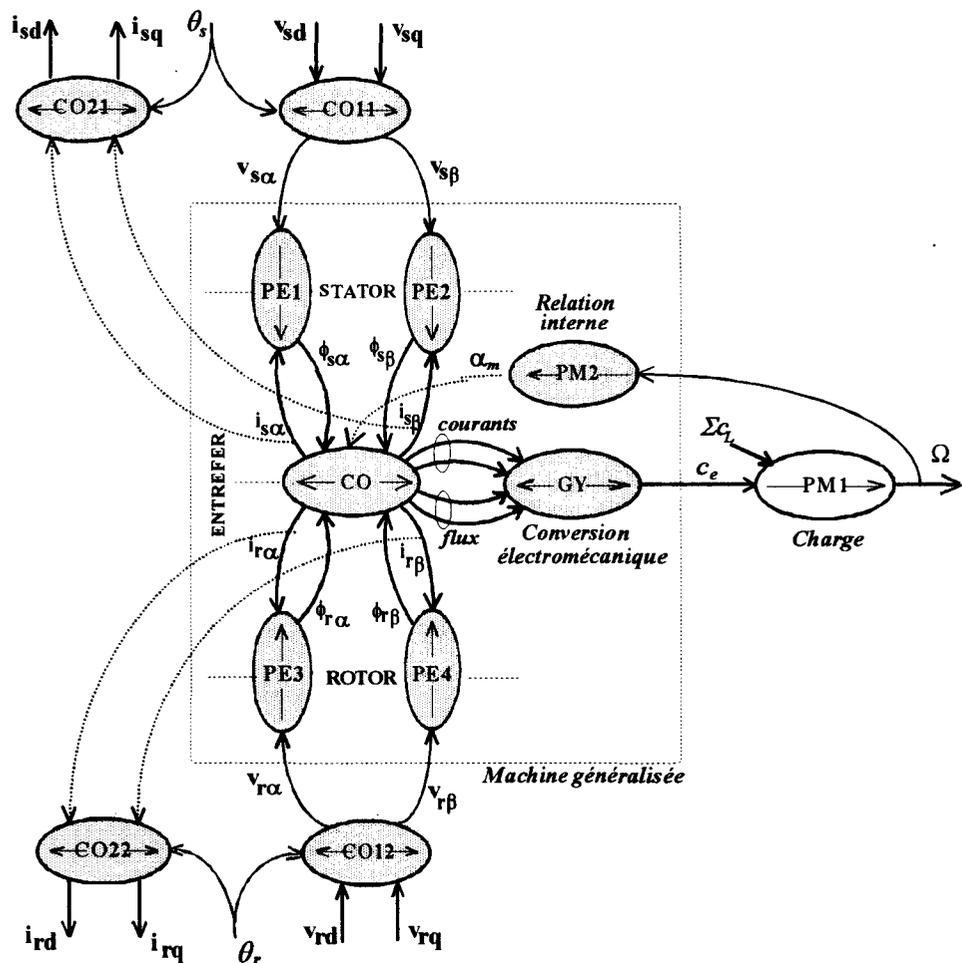


Figure 1.15 : Grphe Informationnel Causal sur la machine généralisée associée aux transformateurs de coordonnées de Park

• $CO11$, $CO12$, $CO21$ et $CO22$ sont des **relations rigides** qui traduisent les changements de coordonnées réalisés par la **transformée de Park et son inverse** :

Au stator :

$$\begin{pmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{pmatrix} = [P_r(\theta_s)]^{-1} \begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) \\ \sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{pmatrix} \quad (CO11)$$

$$\begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix} = [P_r(\theta_s)] \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} \quad (CO21)$$

Au rotor :

$$\begin{pmatrix} v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{pmatrix} = [P_r(\theta_r)]^{-1} \begin{pmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{pmatrix} \quad (CO12)$$

$$\begin{pmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} = [P_r(\theta_r)] \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} \quad (CO22)$$

Le **Grphe Informationnel Causal** sur le modèle généralisé de Park de la **figure 1.16** met en évidence la symétrie de la description de la **Partie Electrique**, stator et rotor par rapport à l'entrefer où s'effectue la **Conversion Electromécanique** lorsque ω_s est choisie comme grandeur de réglage [CARON, ed. Technip 1995].

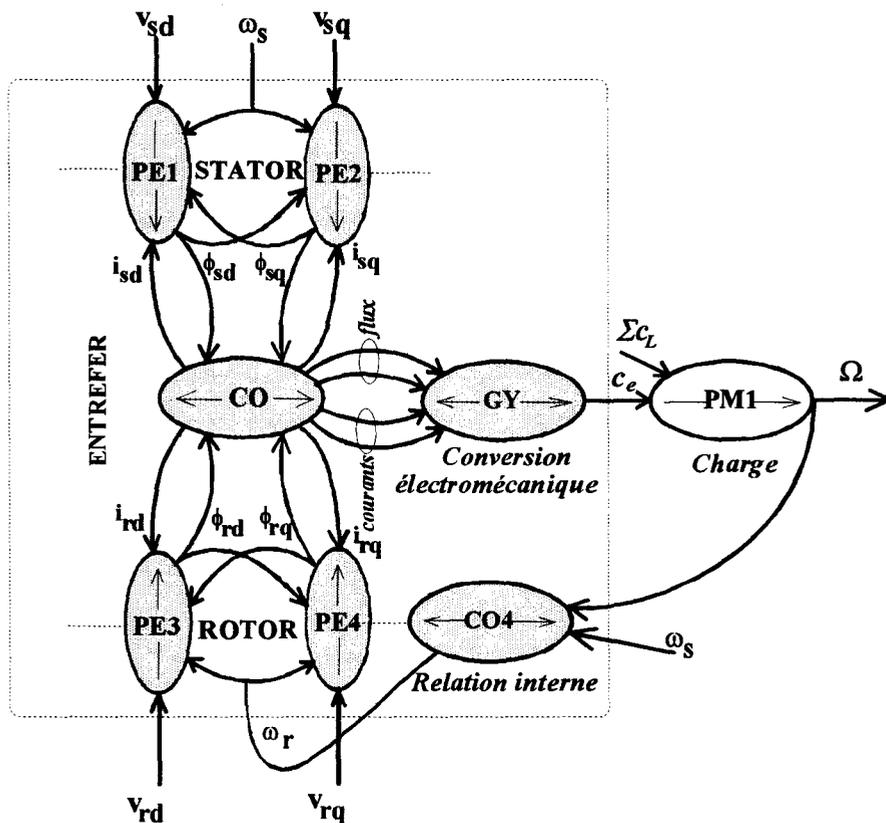


Figure 1.16 : Grphe Informationnel Causal sur la machine généralisée dans le repère d'axes d,q (ω_s grandeur de réglage)

1.2.2.1 La Partie Electrique du modèle de Park

• **PE1, PE2, PE3 et PE4** sont des *relations causales* qui correspondent à des *Processeurs Electriques élémentaires à accumulation d'énergie cinétique* : leurs entrées sont alors des grandeurs potentielles (*tensions*), leurs sorties des grandeurs cinétiques (*flux*). Elles sont respectivement explicitées par les équations électriques de la machine généralisée reprises sous la forme suivante :

$$\text{INDUIT} \quad \frac{d\varphi_{sd}}{dt} = v_{sd} - R_s j_{sd} + \omega_s \varphi_{sq} \quad (\text{PE1})$$

$$\frac{d\varphi_{sq}}{dt} = v_{sq} - R_s j_{sq} - \omega_s \varphi_{sd} \quad (\text{PE2})$$

$$\text{INDUCTEUR} \quad \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = v_{rd} - R_r j_{rd} + \omega_r \varphi_{rq} \quad (\text{PE3})$$

$$\frac{d\varphi_{rq}}{dt} = v_{rq} - R_r j_{rq} - \omega_r \varphi_{rd} \quad (\text{PE4})$$

Les flux sont les grandeurs influencées, et les vitesses ω_s et ω_r apparaissent toutes deux comme grandeurs influentes au même titre que les tensions v_{sd} , v_{sq} , v_{rd} et v_{rq} . Il apparaît, dans ces conditions, que la machine généralisée dans le référentiel de Park présente à priori *six grandeurs de réglage* :

- les tensions v_{sd} et v_{sq} appliquées à l'induit,
- les tensions v_{rd} et v_{rq} appliquées à l'inducteur,
- la vitesse ω_s de l'induit par rapport au plan de référence,
- la vitesse ω_r de l'inducteur par rapport au plan de référence.

• **CO** est la *relation rigide* matricielle ; il s'agit d'un *Couplage Opérateur énergétiquement neutre* liant les flux et les courants. Pour les *machines à pôles saillants*, cette relation dépend de la position du rotor θ_r :

$$\begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_s + l_{s2}^n \cos(2\theta_r) & -l_{s2}^n \sin(2\theta_r) & M_{sr}^n & 0 \\ -l_{s2}^n \sin(2\theta_r) & L_s - l_{s2}^n \cos(2\theta_r) & 0 & M_{sr}^n \\ M_{sr}^n & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M_{sr}^n & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{pmatrix} \quad (\text{CO})$$

Par contre, pour les *machines à pôles lisses* ou lorsque le *référentiel d,q est calé sur le rotor* ($\theta_r=0$), la *relation de Couplage CO* se simplifie.

Dans ces conditions, on peut la décomposer sur les deux axes de la manière suivante :

$$\begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{rd} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sd} & M_{sr}'' \\ M_{sr}'' & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{rd} \end{pmatrix} \quad (\text{CO1})$$

$$\begin{pmatrix} i_{sq} \\ i_{rq} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sq} & M_{sr}'' \\ M_{sr}'' & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \varphi_{sq} \\ \varphi_{rq} \end{pmatrix} \quad (\text{CO2})$$

avec $L_{sd} = L_s + l_{s2}''$ et $L_{sq} = L_s - l_{s2}''$ appelées respectivement :
inductance cyclique longitudinale et *inductance cyclique transversale*.

Pour la machine alimentée en tension, les courants sont donc des grandeurs influencées; or, les **relations de Couplage** (CO1) et (CO2) étant inversibles, les flux pourraient être imposés grâce à une alimentation en courant.

Cette disposition est impossible en valeur instantanée car **les flux sont les grandeurs d'état** propres à ce processus ; une interprétation physique est donnée par le caractère inductif des enroulements.

1.2.2.2 La Partie Mécanique (charge)

• **PM1** découle de l'équation fondamentale de la dynamique. Elle correspond à un **Processeur Mécanique élémentaire à accumulation d'énergie cinétique** : les entrées sont alors des grandeurs potentielles (*couples*) et la sortie une grandeur cinétique (*vitesse*) :

$$\text{CHARGE} \quad c_s - \Sigma c_L = J \frac{d\omega}{dt} \quad (\text{PM1})$$

• **CO4** traduit la **relation de Couplage cinétique interne (1.9)** :

$$\text{COUPLAGE CINETIQUE} \quad \omega_r = \omega_s - p.\Omega \quad (\text{CO4})$$

avec $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$ la vitesse du référentiel *d,q* par rapport au stator (donc au plan de référence)

et $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$ la vitesse du référentiel *d,q* par rapport au rotor.

1.2.2.3 La Conversion Electromécanique

• **GY** est traduite par l'une quelconque des expressions donnant le couple en fonction des courants et/ou des flux. Quel que soit le choix, il s'agit toujours d'une **relation rigide** car le couple est une grandeur influencée par la partie électromagnétique **quel que soit le mode fonctionnement, moteur ou générateur**.

En effet, il faut comprendre que c'est la réaction interne qui traduit la nature du fonctionnement. De ce fait, en raison du **principe d'action réaction**, il vient l'expression scalaire du couple électromagnétique :

$$\boxed{c_e = c_s = -c_r} \quad (1.11)$$

Soit :
$$c_e = p(\phi_{sd}i_{sq} - \phi_{sq}i_{sd}) = p(\phi_{rq}i_{rd} - \phi_{rd}i_{rq}) \quad (GY)$$

En exprimant par exemple, les flux statoriques ϕ_{sd} et ϕ_{sq} à partir des équations (CO1) et (CO2), on obtient l'écriture algébrique du couple :

$$\boxed{c_e = p[(L_{sd} - L_{sq})i_{sd}i_{sq} + M_{sr}^n(i_{rd}i_{sq} - i_{rq}i_{sd})]} \quad (1.12)$$

qui met en évidence :

- un **couple principal** : $M_{sr}^n(i_{rd}i_{sq} - i_{rq}i_{sd})$
- un **couple de réluctance variable** : $(L_{sd} - L_{sq})i_{sd}i_{sq}$

En comparaison avec le résultat (1.2) propre à l'actionneur de référence, le couple (1.12) apparaît comme l'effet de l'interaction entre un **courant d'induit équivalent** i_{sq} et un **flux d'inducteur globalement équivalent** à $(L_{sd} - L_{sq})i_{sd} + M_{sr}^n i_{rd}$

Comme l'écart entre les vitesses ω_s et ω_r correspond à la vitesse du rotor par rapport au stator (*dans l'espace électrique*), on obtient le **bilan de puissance mécanique globale** :

$$p_m = c_e(\omega_s - \omega_r)/p = c_e\omega/p = c_e\Omega \quad (1.13)$$

Remarque : Aucune hypothèse n'est donnée sur le signe des vitesses ω_s et ω_r .

1.2.2.4 Mise en évidence des couplages par Gyration

La *figure 1.17* donne alors le graphe correspondant montrant les *couplages par Gyration* entre les *Parties Electriques et Mécaniques*.

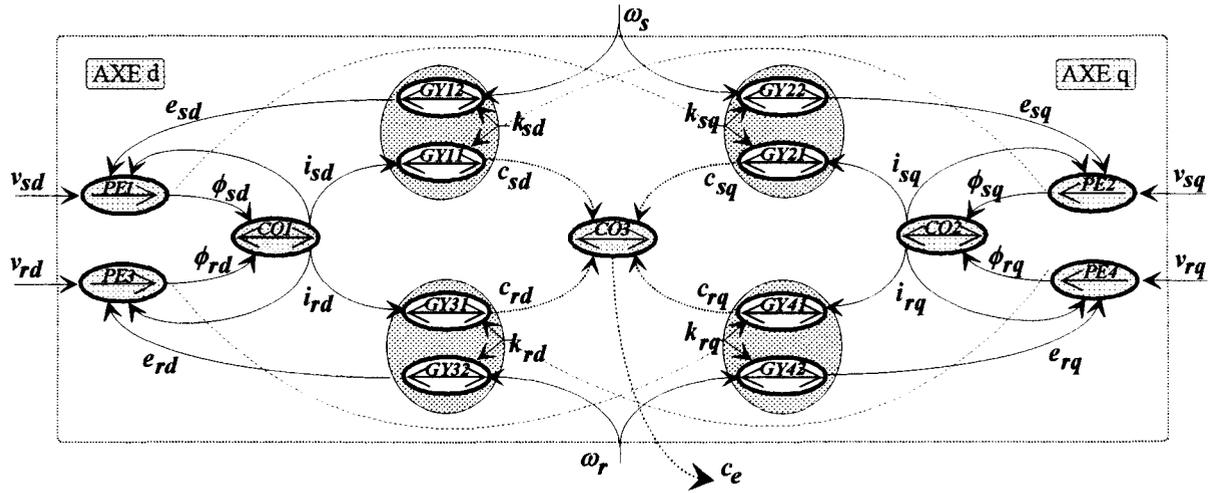


Figure 1.17 : Graphe Informationnel Causal sur la machine généralisée dans le repère d'axes d, q (organisation axe d , axe q)

Sur le graphe, e_{sd} , e_{sq} , e_{rd} et e_{rq} apparaissent comme des *Forces ElectroMotrices induites* au stator ainsi qu'au rotor.

• $GY11$, $GY12$, $GY21$, $GY22$, $GY31$, $GY32$, et $GY41$, $GY42$, sont les relations de *couplage par Gyration* respectivement sur les axes d et q au stator et au rotor :

Au stator :

$$c_{sd} = -p\varphi_{sq}i_{sd} = k_{sd}i_{sd} \quad (\text{GY11})$$

$$e_{sd} = -\varphi_{sq}\omega_s = k_{sd}\omega_s/p \quad (\text{GY12})$$

$$c_{sq} = p\varphi_{sd}i_{sq} = k_{sq}i_{sq} \quad (\text{GY21})$$

$$e_{sq} = \varphi_{sd}\omega_s = k_{sq}\omega_s/p \quad (\text{GY22})$$

Au rotor :

$$c_{rd} = -p\varphi_{rq}i_{rd} = k_{rd}i_{rd} \quad (\text{GY31})$$

$$e_{rd} = -\varphi_{rq}\omega_r = k_{rd}\omega_r/p \quad (\text{GY32})$$

$$c_{rq} = p\varphi_{rd}i_{rq} = k_{rq}i_{rq} \quad (\text{GY41})$$

$$e_{rq} = \varphi_{rd}\omega_r = k_{rq}\omega_r/p \quad (\text{GY42})$$

où k_{sd} , k_{sq} , k_{rd} et k_{rq} sont les coefficients de couplage par gyration

• **CO3** est une relation de **Couplage** qui traduit le **principe d'action réaction** dans le référentiel de Park :

$$c_e = -(c_{sq} + c_{sd}) = (c_{rq} + c_{rd}) \quad (\text{CO3})$$

Soit :

$$c_e = p(\phi_{sd}i_{sq} - \phi_{sq}i_{sd}) = p(\phi_{rq}i_{rd} - \phi_{rd}i_{rq}) \quad (\text{GY})$$

Toutes ces considérations nous permettent de représenter le **Grappe Informationnel Causal** sur la machine généralisée dans le référentiel d,q de manière à retrouver une organisation analogue à celle de l'actionneur de référence ; l'**objectif principal** étant de retrouver la **facilité et la qualité de réglage** qu'offre naturellement la machine à courant continu (**figure 1.18**).

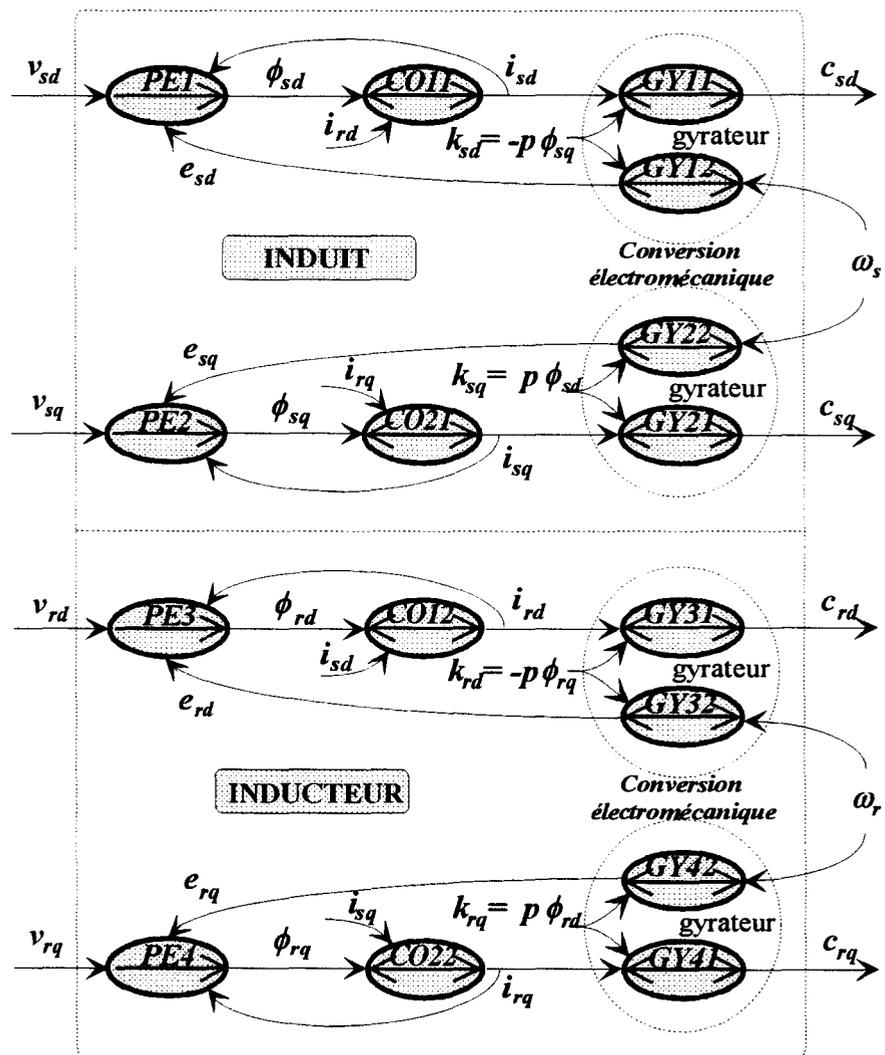


Figure 1.18 : Grappe Informationnel Causal sur la machine généralisée dans le repère d'axes d, q (organisation inducteur induit)

1.2.3 Le Modèle Généralisé : Articulation Electromécanique

Le modèle généralisé sous la forme de la *figure 1.18* donne une bonne interprétation de la *Conversion Electromécanique* réalisée. Pour être complet, le graphe doit décrire d'une part, l'articulation entre référentiel fictif et, d'autre part, la connexion avec la chaîne cinématique entraînée.

La machine étant toujours génératrice de couple, elle est systématiquement rattachée à un *Processeur Cinétique* qui n'est autre que le rotor (*pour une structure minimale*) ; la vitesse mécanique est donc grandeur d'état imposant la rigidité entre les grandeurs ω_s et ω_r , ce qui réduit le nombre des grandeurs de réglage :

- les tensions v_{sd} et v_{sq} appliquées à l'induit,
- les tensions v_{rd} et v_{rq} appliquées à l'inducteur,
- la vitesse ω_s de l'induit ou, la vitesse ω_r , de l'inducteur par rapport au plan de référence (*suivant l'autopilotage choisi*).

Les *figures 1.19 et 1.20* apportent les éléments complémentaires d'association selon la vitesse (ω_s ou ω_r) choisie comme grandeur d'entrée.

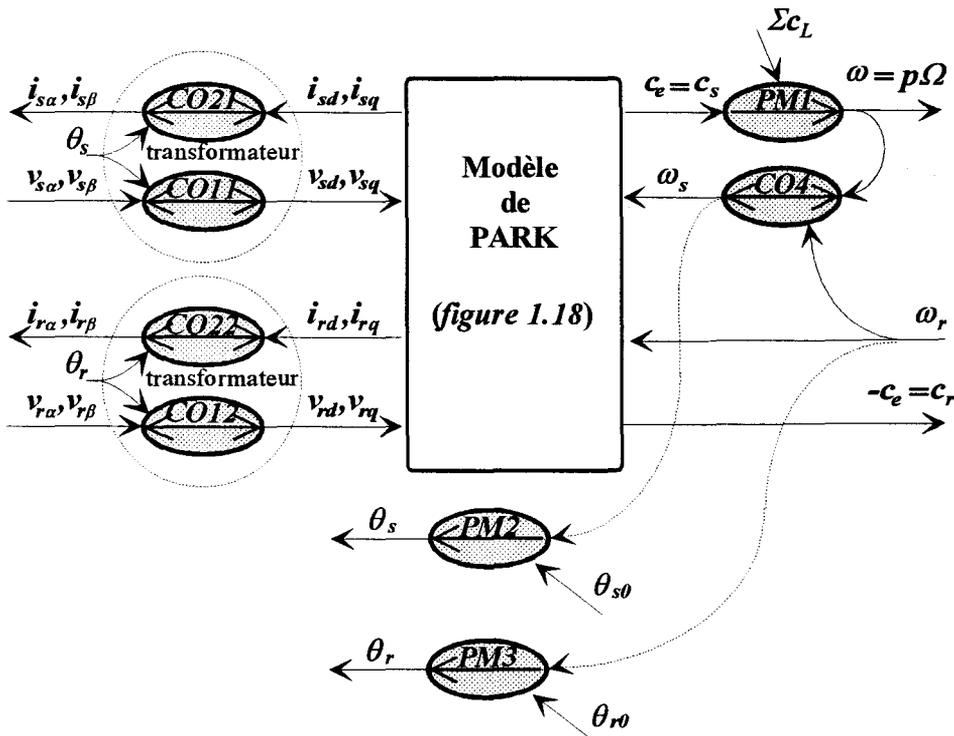


Figure 1.19 : Graphe Informationnel Causal sur le modèle de Park de la machine généralisée (ω_r grandeur de réglage)

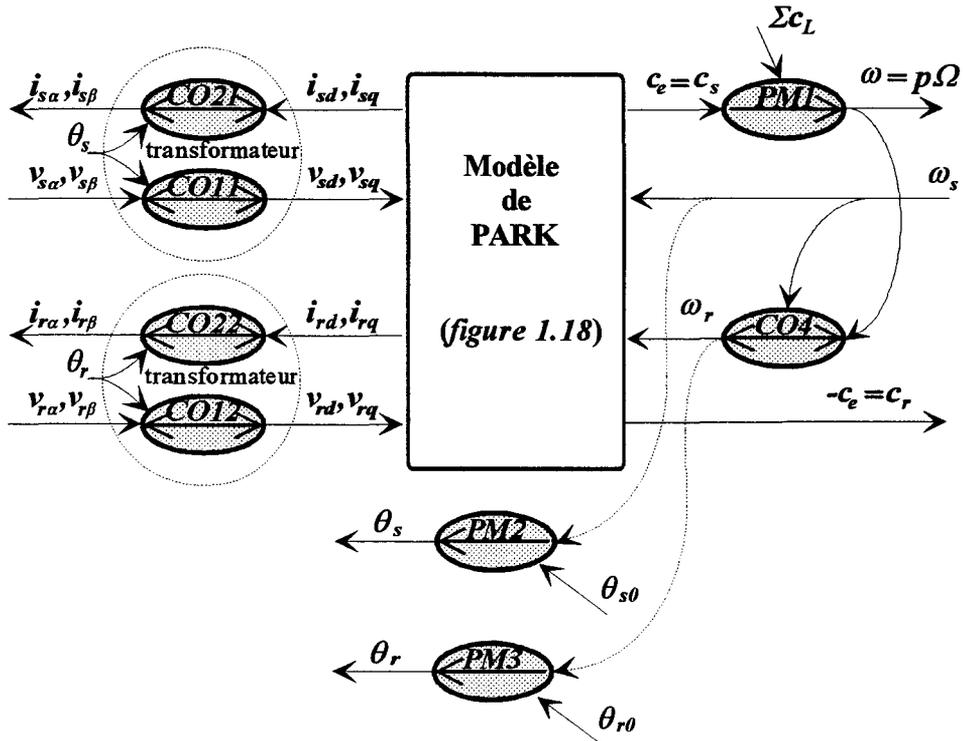


Figure 1.20 : Graphe Informationnel Causal sur le modèle de Park de la machine généralisée (ω_s grandeur de réglage)

• **PM2** et **PM3** sont les *intégrations permanentes* des vitesses ω_s et ω_r telles que :

$$\theta_s = \int_0^T \omega_s dt + \theta_{s0} \quad \text{(PM2)}$$

$$\theta_r = \int_0^T \omega_r dt + \theta_{r0} \quad \text{(PM3)}$$

où θ_{s0} et θ_{r0} représentent les *positions initiales du référentiel d,q* dans l'un ou l'autre repère.

Par la suite, ces angles initiaux peuvent prendre des valeurs particulières selon le type de machine et l'utilisation envisagée.

L'intégration de ces dernières grandeurs détermine alors la position instantanée du référentiel d,q dans les repères statorique et rotorique. Avec la transformation choisie (CO11, CO12, CO21 ou CO22), les conditions initiales nulles sur les deux repères (θ_{s0} et θ_{r0}) supposent l'alignement de l'axe *d* avec les axes des bobines statoriques et rotoriques prises comme référence.

CONCLUSION : Cette vision de la machine globale permet maintenant d'étudier plus précisément les conditions d'équivalence à un arbre électrique formé de deux machines à courant continu. Toutefois, en raison de nos objectifs, nous limitons l'étude aux *machines classiques Synchrones et Asynchrones dans le référentiel d,q*.

BIBLIOGRAPHIE SPECIFIQUE AU CHAPITRE 1

CARON JP. et HAUTIER JP. (1995) : "*Modélisation et Commande de la machine Asynchrone*"
ed. Technip - Collection Méthodes et Pratiques de l'ingénieur

CONCORDIA C. (1951) : "*Synchrorous Machines Theory and Performance*"
ed. Wiley, New York

DE FORNEL B., LAJOIE MAZENC M. et ROJAT G. (1974) : "*Sur la détermination d'un modèle d'une machine à commutation électronique*"
C.R.Acad. Sc. - Tome 279 - Série B 443 - . Octobre 1974

FAUCHER J. et GRANDPIERRE M. (1991) : "*Quelques aspects de l'étude de la commande des machines et des convertisseurs statiques à partir des schémas informationnels*"
Journées du Club EEA - Toulouse - Mars 1991

FAUCHER J. et GRANDPIERRE M. (1992) : "*Les Graphes Informationnels de Causalité- Application à la simulation des systèmes électriques*"
Journées du Club EEA - Paris - Mars 1992

HAUTIER J.P. et FAUCHER J. (1996) : "*Le Graphe Informationnel Causal. Outil de Modélisation et de Synthèse des Commandes des Processus Electromécaniques*"
Bulletin de l'Union des Physiciens n°785, Cahier spécial de l'Enseignement Supérieur, pp 167-189

IUNG C., LE DOEUF R., LOUIS JP. et THOMESSE JP. (1980) : "*Approche unifiée de la modélisation et de la simulation des ensembles convertisseur - machine - commande - régulation*"
Congrès Conumel - Lyon - Mars 1980

LE DOEUF R., GUDEFIN E. et LOUIS JP. (1980) : "*Modélisation en vue de leur simulation numérique des machines synchrones associées à des convertisseurs statiques*"
C.R.Acad. Sc. - Tome 290 - Série B 253 - . Mars 1980

LAIBLE T. (1952) : "*Théorie des machines Synchrones en régime transitoire*"
ed. Springer

LOUIS JP. (1990) : "*Commande des machines à courant continu à vitesse variable*"
Techniques de l'Ingénieur , Traité de Génie Electrique, D3610

PARK R.H. (1929) : "*Two reactions theory of synchronous machines*".
Trans. A.I.E.E., 1^{ère} partie Vol 48 pp 716-727 Juillet 1929, 2^{ème} partie Vol 52 pp 352-360 Mars 1933.

CHAPITRE 2

**REPRESENTATION INFORMATIONNELLE
SUR
LES STRUCTURES DE CONVERSION STATIQUE
DANS LEUR ENVIRONNEMENT**

Chapitre 2. REPRESENTATION INFORMATIONNELLE SUR LES STRUCTURES DE CONVERSION STATIQUE DANS LEUR ENVIRONNEMENT

INTRODUCTION

Un convertisseur statique est un bloc de transformation permettant l'échange d'énergie entre deux réseaux électriques de nature différente (sources de courant ou de tension, alternatives ou continues).

Cet échange énergétique peut être unidirectionnel ou bidirectionnel (réversibilité en courant ou en tension), direct ou indirect (association en cascade de convertisseurs intercalés entre réseaux) monophasé ou polyphasé [FOCH, 1974], [SEGUIER, 1989].

Tout convertisseur est principalement constitué de n *interrupteurs statiques* de puissance dont le comportement binaire (*ouvert - fermé*) induit à priori 2^n configurations de *connexions* entre les réseaux d'alimentation (*source*) et de charge.

La *conversion* réalisée dépend à la fois, de l'assemblage des interrupteurs et du séquençement des configurations possibles. De ce fait, la dimension de la conversion découle du nombre de phases des réseaux à interconnecter et doit respecter certaines règles qui émanent du *principe de causalité* [HAUTIER, 1996].

Dans la suite de l'étude, les notions de source d'entrée et de charge en sortie seront exclues de notre vocabulaire ; nous ne désignons que des sources de tension et de courant. L'orientation entrée - sortie étant essentiellement une caractéristique d'utilisation.

Notations :

- . c et i : indices de la **cellule de commutation** et **rang de l'interrupteur** dans la cellule ;
- . K_{ci} et \bar{K}_{ci} : **interrupteur statique** et **interrupteur dual** numéro i appartenant à la cellule de commutation c ;
- . $f_{ci}(t)$ et $\bar{f}_{ci}(t)$: **fonctions de connexion** et de **déconnexion** relatives à l'interrupteur K_{ci} et respectivement à l'interrupteur dual \bar{K}_{ci} ;
- . v_{ci} et i_{ci} : **tension** aux bornes, et **courant** qui circule dans l'interrupteur considéré ;
- . $[F(t)]$ et $[\bar{F}(t)]$: matrices généralisées des **fonctions de connexion** et des **fonctions de déconnexion** ;
- . $[F_I(t)]$, $[F_U(t)]$, $[\bar{F}_I(t)]$ et $[\bar{F}_U(t)]$: matrices des **fonctions de connexion en courant** et **en tension** et, respectivement, matrices des **fonctions de déconnexion en courant** et **en tension** ;
- . $m_{c(c+1)i} = (f_{ci} - f_{(c+1)i})$: **fonction de conversion** relative aux interrupteurs K_{ci} et $K_{(c+1)i}$;
- . $[M(t)]$: matrice généralisée des **fonctions de conversion** ;
- . $[M_I(t)]$ et $[M_U(t)]$: matrices des **fonctions de conversion en courant** et **en tension** ;
- . m_{rci} : **fonction de conversion réduite** ;
- . $[M_r(t)]$: matrice réduite généralisée des **fonctions de conversion** ;
- . $[M_{rI}(t)]$ et $[M_{rU}(t)]$: matrices réduite des **fonctions de conversion en courant** et **en tension** ;
- . $(V_s) = (v_{s1} \ v_{s2} \ \dots \ v_{si})^t$ et $(V_m) = (v_{m1} \ v_{m2} \ \dots \ v_{mc})^t$: vecteurs des **tensions de source (tensions commutées)** et des **tensions modulées** repérés par rapport à une référence arbitraire ;
- . $(U_s) = (u_{s12} \ u_{s23} \ \dots \ u_{s(i-1)})^t$ et $(U_m) = (u_{m12} \ u_{m23} \ \dots \ u_{mc1})^t$: vecteurs des **tensions composées de source (tensions commutées)** et des **tensions composées modulées** ;
- . $(U_{sr}) = (u_{s1} \ u_{s2} \ \dots \ u_{s(i-1)})^t$ et $(U_{mr}) = (u_{m1} \ u_{m2} \ \dots \ u_{m(c-1)})^t$: vecteurs réduits des **tensions de source (tensions commutées indépendantes)** et des **tensions modulées** référencés par rapport à la phase i ;
- . $(I_s) = (i_{s1} \ i_{s2} \ \dots \ i_{sc})^t$ et $(I_m) = (i_{m1} \ i_{m2} \ \dots \ i_{mi})^t$: vecteurs des **courants de source (courants commutés)** et des **courants modulés** ;
- . $(I_{sr}) = (i_{s1} \ i_{s2} \ \dots \ i_{s(c-1)})^t$ et $(I_{mr}) = (i_{m1} \ i_{m2} \ \dots \ i_{m(i-1)})^t$: vecteurs réduits des **courants de source (courants commutés indépendants)** et des **courants modulés** ;

2.1. RAPPEL DES CONCEPTS DE BASE

2.1.1. Les contraintes énergétiques

A tout instant, un convertisseur statique doit assurer le *réglage de la puissance* échangée entre deux sources d'énergie qui doivent être de natures différentes :

- la *source d'énergie potentielle*, capacitive, pour laquelle la tension est variable d'état.
- la *source d'énergie cinétique*, inductive, pour laquelle le courant est variable d'état.

Dans ces conditions, lors de la conception d'un convertisseur statique, il convient de respecter le *principe de causalité*. Il s'en déduit *deux règles fondamentales* liées aux contraintes de fermeture et d'ouverture des interrupteurs statiques utilisés.

REGLE 1

Le convertisseur statique doit permettre le transfert d'énergie électrique entre deux sources de nature différentes en respectant la règle fondamentale de l'*alternance des sources* (transfert Tension / Courant ou Courant / Tension).

REGLE 2

Un aiguillage énergétique doit être prévu dans le respect des *continuités énergétiques* afin d'éviter les discontinuités des variables d'état (utilisation de cellules de commutation et/ou de Circuits d'Aide à La Commutation).

2.1.2 l'Interrupteur Statique - Fonction de Connexion

Par définition, un interrupteur statique est un dispositif permettant d'interrompre ou de rétablir le passage du courant électrique dans un circuit. Ce dipôle, utilisé dans les convertisseurs statiques, permet d'interconnecter plusieurs sources d'énergie électrique afin de donner une forme précise aux transferts d'énergie.

Les interrupteurs statiques modernes sont constitués principalement de l'association de semi-conducteurs de puissance (Transistors MOS ou IGBT, Diodes rapides et Thyristors GTO pour les fortes puissances).

2.1.2.1. Interrupteurs idéalisés

Pour expliciter la démarche d'analyse, on considère dans un premier temps que les composants actifs qui constituent l'interrupteur statique ne sont le siège d'aucune perte d'énergie : chute de tension nulle à l'état passant, courant nul à l'état bloqué et commutations instantanées (changement d'état).

REGLE 3

Un interrupteur statique est qualifié d'*interrupteur idéalisé* si on le considère comme un *élément énergétiquement neutre* vis à vis du montage.

Dans ces conditions :

- les *caractéristiques statiques* de cet interrupteur idéalisé se confondent dans le plan tension-courant avec le *référentiel d'axes* (v_{ci} , i_{ci}) non borné ;
- son *fonctionnement dynamique* peut être décrit au moyen d'un *réseau de Petri* interprété à deux places, correspondant à ses deux états possibles (*connexion ouverte ou fermée*). L'analyse des conditions de transitions (*réceptivités*) permet de caractériser l'interrupteur considéré [MANESSE, 1986] [HAUTIER, 1989].

Deux cas de figure duaux peuvent se présenter suivant l'état de la connexion lorsque l'interrupteur n'est pas commandé (*connexion ouverte ou fermée au repos : Place 0 du réseau de Petri*).

2.1.2.2. Fonctions de Connexion (ou fonction idéalisée d'un interrupteur réel)

La *figure 2.1* présente le fonctionnement de l'interrupteur statique K_{ci} qui est *normalement ouvert au repos (sans commande externe)*.

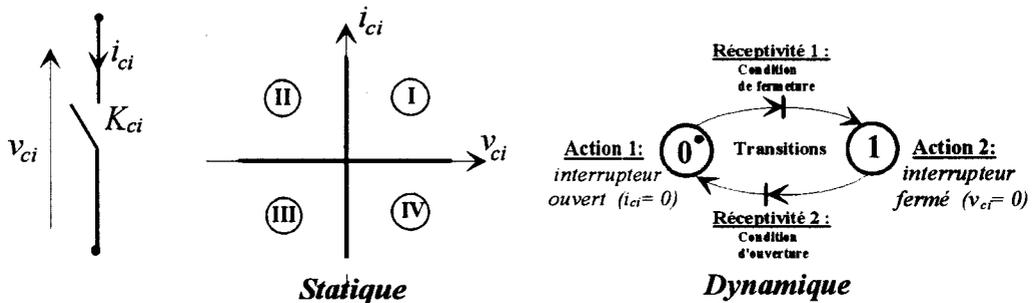


Figure 2.1 : Caractérisation de l'Interrupteur idéalisé

REGLE 4

A l'interrupteur statique K_{ci} (*normalement ouvert au repos*), on associe une fonction $f_{ci}(t)$ appelée *fonction de connexion* qui correspond à une commande à la fermeture de la connexion (*fonction interrupteur*) :

$$f_{ci} = 1 : \text{connexion fermée } (v_{ci} = 0)$$

$$f_{ci} = 0 : \text{connexion ouverte } (i_{ci} = 0)$$

Dans ces conditions, le **courant** i_{ci} qui traverse cet interrupteur et la **tension** v_{ci} à ses bornes ont respectivement pour expression :

$$\boxed{\begin{aligned} i_{ci}(t) &= f_{ci}(t) \cdot i_{com}(t) \text{ et } v_{ci}(t) = (1 - f_{ci}(t)) \cdot v_{com}(t) \\ f_{ci}(t) &\in \{0,1\} \end{aligned}} \quad (2.1)$$

avec v_{com} et i_{com} la tension et le courant commutés.

2.1.2.3. Fonctions de Déconnexion (ou fonction idéalisée d'un interrupteur dual)

La **figure 2.2** présente le fonctionnement de l'interrupteur statique \bar{K}_{ci} qui est **normalement fermé au repos** (sans commande externe).

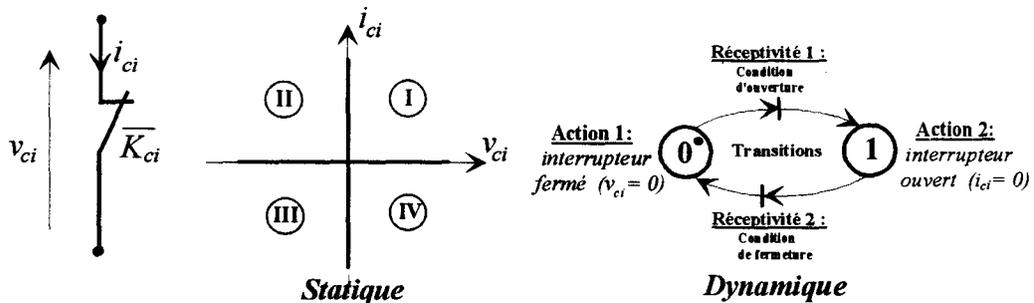


Figure 2.2 : Caractérisation de l'Interrupteur Dual idéalisé

REGLE 5

A l'interrupteur statique \bar{K}_{ci} (normalement fermé au repos), on associe une fonction $\bar{f}_{ci}(t)$ appelée **fonction de déconnexion** qui correspond à une commande à l'ouverture de la connexion (**fonction interrupteur dual**) :

$$\bar{f}_{ci} = 1 : \text{connexion ouverte } (i_{ci} = 0)$$

$$\bar{f}_{ci} = 0 : \text{connexion fermée } (v_{ci} = 0)$$

Le **courant** qui traverse cet interrupteur et la **tension** à ses bornes ont respectivement pour expression :

$$\boxed{\begin{aligned} v_{ci}(t) &= \bar{f}_{ci}(t) \cdot v_{com}(t) \text{ et } i_{ci}(t) = (1 - \bar{f}_{ci}(t)) \cdot i_{com}(t) \\ \bar{f}_{ci}(t) &\in \{0,1\} \end{aligned}} \quad (2.2)$$

avec v_{com} et i_{com} la tension et le courant commutés.

2.1.2.4. Caractérisation d'un interrupteur statique réel

A. Commandabilité

Le fonctionnement dynamique et la commandabilité d'un interrupteur statique sont caractérisés par les conditions de ses changement d'état. L'interprétation en est donnée par les réceptivités des transitions dans le réseau de Petri, ce qui se traduit sur la caractéristique statique par le passage d'un segment à un autre de nature différente.

REGLE 6

Le changement d'état d'un interrupteur statique est qualifié de *commutation spontanée* s'il est uniquement imposé par l'évolution de la tension appliquée à ses bornes et au courant qui le traverse. Les conditions de transition correspondantes sont assimilées à une *Commande Interne*.

REGLE 7

De la même manière, le changement d'état d'un interrupteur statique est qualifié de *commutation commandée* s'il est imposé par des ordres appliqués aux semiconducteurs commandables. Les conditions de transition correspondantes sont assimilées à une *Commande Externe*.

La *commandabilité* se détermine dans un contexte précis lié à l'environnement de l'interrupteur. Par exemple, un thyristor fonctionne en mode totalement commandable dès lors où toute impulsion appliquée en son électrode de commande en provoque la fermeture. Il va de soi que la séquence de commande est conçue avec un a priori déterminé en fonction de la structure de puissance (*conduction continue*).

REGLE 8

Un interrupteur statique est qualifié de *totalement commandable* si ses changements d'état ne dépendent uniquement que de la *Commande Externe*.

B. Directionnalités

Le fonctionnement statique et les directionnalités d'un interrupteur statique sont caractérisés par le courant qui le traverse à l'état fermé et par la tension à ses bornes à l'état ouvert.

REGLE 9

Un interrupteur statique est qualifié d'*unidirectionnel en courant* si et seulement si le *changement de signe du courant* qui le traverse impose l'*ouverture* de celui-ci. Réciproquement, on dit qu'il est *bidirectionnel en courant* si son état bloqué n'est pas spontanément modifié par le changement de signe du courant qui le traverse.

REGLE 10

Par dualité, on dit qu'un interrupteur statique est *unidirectionnel en tension* si et seulement si le *changement de signe de la tension* appliquée à ses bornes impose la *fermeture* de celui-ci. Réciproquement, on dit qu'il est *bidirectionnel en tension* si son état bloqué n'est pas spontanément modifié par le changement de signe de la tension appliquée à ses bornes.

Ces propriétés de *bidirectionnalité en tension* et en courant conduisent à limiter à trois ou deux le nombre de segments qui constituent la caractéristique statique de l'interrupteur considéré.

2.1.2.5. les fonctions synthétisées usuelles

Notre objectif étant le contrôle de machine à courant alternatif par *onduleur de tension* et par *commutateur de courant*, nous nous limitons aux convertisseurs à interrupteurs bidirectionnels soit en courant, soit en tension. Les semi-conducteurs étant supposés idéaux au sens classique, K_{ci} désigne l'interrupteur bidirectionnel équivalent formé de l'association d'un transistor T_{ci} et d'une diode D_{ci} .

A. Bidirectionnalité en courant (Association en anti-parallèle)

La réalisation d'un *interrupteur bidirectionnel en courant* est obtenue à partir de la mise en anti-parallèle de deux composants unidirectionnels en courant.

La *figure 2.3* montre l'association d'un transistor T_{ci} en parallèle inverse avec une diode D_{ci} . L'interrupteur équivalent obtenu est *bidirectionnel en courant* et *unidirectionnel en tension* et peut fonctionner en *mode totalement commandable*.

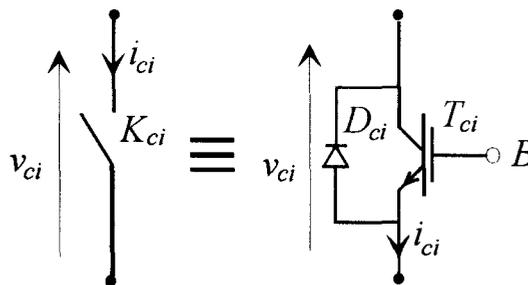


Figure 2.3 : Caractérisation de l'Interrupteur de synthèse bidirectionnel en courant

Le fonctionnement de l'association en anti-parallèle des deux composants T_{ci} et D_{ci} , unidirectionnels en courant, est décrit par un *réseau de Petri* à trois places (*figure 2.4*) :

- **place n°0** : les deux composants sont bloqués ; l'interrupteur K_{ci} équivalent est ouvert ($f_{ci}=0$) ; le courant i_{ci} est nul,
- **place n°1+** : T_{ci} est conducteur, D_{ci} est bloquée ; l'interrupteur K_{ci} équivalent est fermé ($f_{ci}=1$) ; le courant i_{ci} est positif,
- **place n°1-** : T_{ci} est bloqué, D_{ci} est conductrice ; l'interrupteur K_{ci} équivalent est fermé ($f_{ci}=1$) ; le courant i_{ci} est négatif.

On peut remarquer que le changement de signe du courant entraîne le passage fugitif dans la **place 0**. Une tension apparaît alors aux bornes de l'interrupteur qui induit une *commutation spontanée* de la diode ou du transistor si celui-ci est commandé. Pour cette raison, nous avons distingué lors de la *transition de la place 0 à la place 1+* :

- la *Commutation commandée* : $B.(v_{ci} > 0)$,
- la *Commutation spontanée* : $(v_{ci} \uparrow 0).B$.

On peut conclure que l'interrupteur équivalent K_{ci} est toujours fermé lorsque le transistor T_{ci} est commandé.

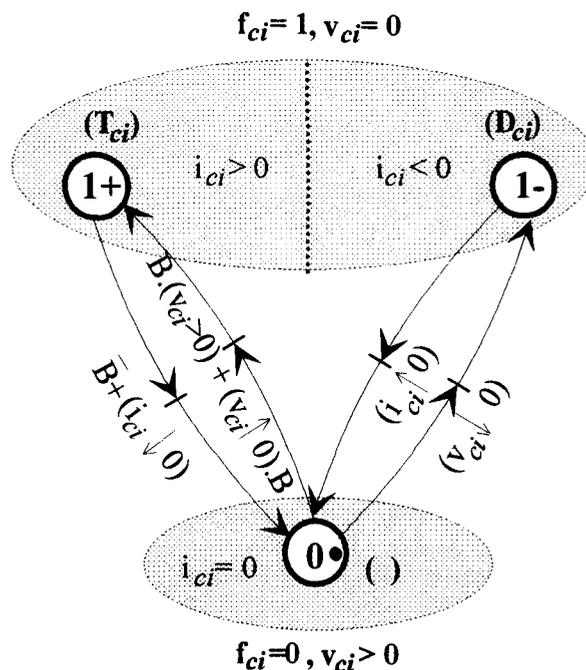


Figure 2.4 : Réseau de Petri de l'association anti-parallèle Transistor - Diode

Ce graphe décrivant le fonctionnement dynamique de l'*interrupteur de synthèse* peut alors être réduit, et représenté à l'aide d'un *réseau de Petri à deux places* (figure 2.5) pour lequel :

- la *condition de fermeture* (CF) est la somme logique des conditions de fermeture des deux composants (*fonction OU*):

$$CF = \underbrace{B.(v_{ci} > 0)}_{\substack{\text{Commutation} \\ \text{commandée du} \\ \text{transistor}}} + \underbrace{(v_{ci} \uparrow 0).B}_{\substack{\text{Commutation} \\ \text{spontanée du} \\ \text{transistor}}} + \underbrace{(v_{ci} \downarrow 0)}_{\substack{\text{Commutation} \\ \text{spontanée de} \\ \text{la diode}}}$$

- la *condition d'ouverture* (CO) nécessite que l'un des deux composants s'ouvre sans que l'autre ne se ferme spontanément :

$$CO = \underbrace{\bar{B}.(i_{ci} > 0)}_{\substack{\text{Commutation} \\ \text{commandée du} \\ \text{transistor}}} + \underbrace{(i_{ci} \uparrow 0).\bar{B}}_{\substack{\text{Commutation} \\ \text{spontanée de} \\ \text{la diode}}}$$

Remarque : Dans tous les produits logiques, nous choisissons de placer en premier la condition entraînant *effectivement* la commutation. Dans ces conditions :

- une *commutation commandée* fait apparaître en premier une condition sur la Commande Externe,
- une *commutation spontanée* une condition sur la Commande Interne.

D'après les définitions données au paragraphe précédent, l'examen des conditions de transition (CO) et (CF) montre que l'*interrupteur* K_{ci} est *bidirectionnel en courant mais pas en tension* (fonctionnement dans les quadrants I et IV).

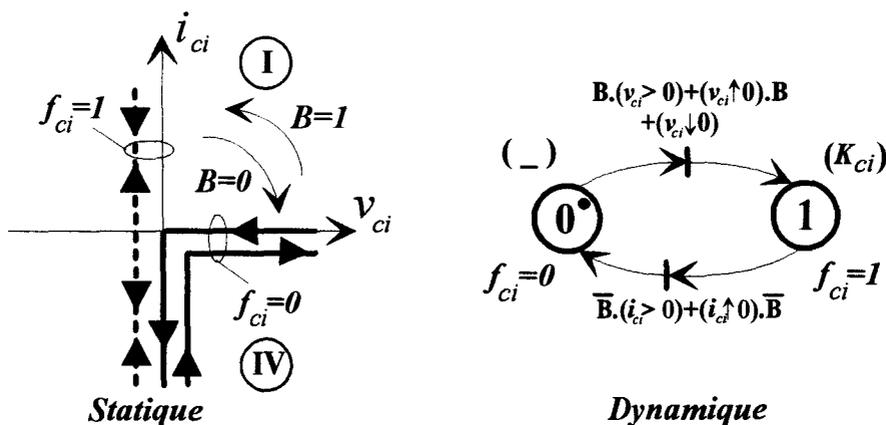


Figure 2.5 : Réseau de Petri de l'Interrupteur de synthèse bidirectionnel en courant

B. Bidirectionnalité en tension (Association en série)

La **figure 2.6** montre l'association d'un transistor T_{ci} en série avec une diode D_{ci} . L'interrupteur équivalent obtenu est **bidirectionnel en tension** et **unidirectionnel en courant** et peut fonctionner en **mode totalement commandable**.

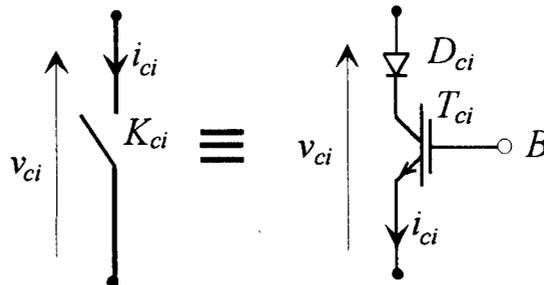


Figure 2.6 : Caractérisation de l'Interrupteur de synthèse bidirectionnel en tension

L'association en série des deux composants T_{ci} et D_{ci} unidirectionnels en tension peut être décrite par un **réseau de Petri à trois places** (**figure 2.7**) :

- **place n°0+** : le transistor T_{ci} n'est pas commandé et la diode D_{ci} est bloquée ; l'interrupteur K_{ci} équivalent est ouvert ($f_{ci}=0$). Le courant i_{ci} est nul,
- **place n°0-** : le transistor T_{ci} est commandé mais non conducteur et la diode D_{ci} est bloquée ; l'interrupteur K_{ci} équivalent est ouvert ($f_{ci}=0$). Le courant i_{ci} est nul,
- **place n°1** : T_{ci} et D_{ci} sont conducteurs ; l'interrupteur K_{ci} équivalent est fermé ($f_{ci}=1$). Le courant i_{ci} est positif.

On constate que la nature des commutations mises en jeu est différente :

- **Commutation commandée** entre les place 0+ et place 1,
- **Commutation spontanée** entre les place 0- et place 1.

On peut conclure que l'interrupteur équivalent K_{ci} est toujours ouvert lorsque le transistor T_{ci} n'est pas commandé.

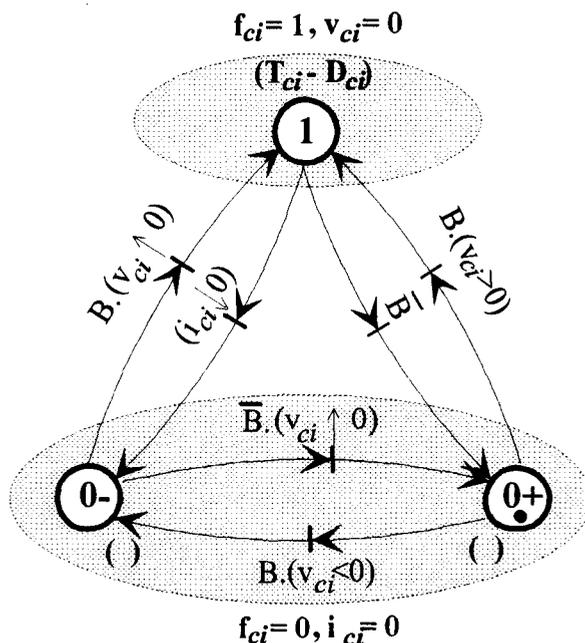


Figure 2.7 : Réseau de Petri de l'association série Transistor - Diode

Ce graphe décrivant le fonctionnement dynamique de l'interrupteur de synthèse peut alors être réduit, et représenté à l'aide d'un *réseau de Petri à deux places* (figure 2.8) pour lequel :

- la **condition de ouverture** (CO) est la somme logique des conditions d'ouverture des deux composants :

$$CO = \underbrace{\bar{B}}_{\text{Commutation commandée du transistor}} + \underbrace{(i_{ci} \uparrow 0)}_{\text{Commutation spontanée de la diode}}$$

- la **condition de fermeture** (CF) nécessite que les condition de fermeture respective des composants disposés en série, soient toutes les deux vérifiées. La commutation se passe en général en deux temps :

1) **validation de la condition de fermeture** pour l'un des composants (*commande de base B pour le transistor, tension positive pour la diode*)

2) **commutation effective** lorsque la condition de transition de l'autre composant est validée.

$$CF = \underbrace{B.(v_{ci} > 0)}_{\text{Commutation commandée du transistor}} + \underbrace{(v_{ci} \uparrow 0).B}_{\text{Commutation spontanée de la diode}}$$

D'après les définitions données au paragraphe précédent, l'examen des conditions de transition (CO) et (CF) montre que l'interrupteur K_{ci} est bidirectionnel en tension mais pas en courant (fonctionnement dans les quadrants I et II).

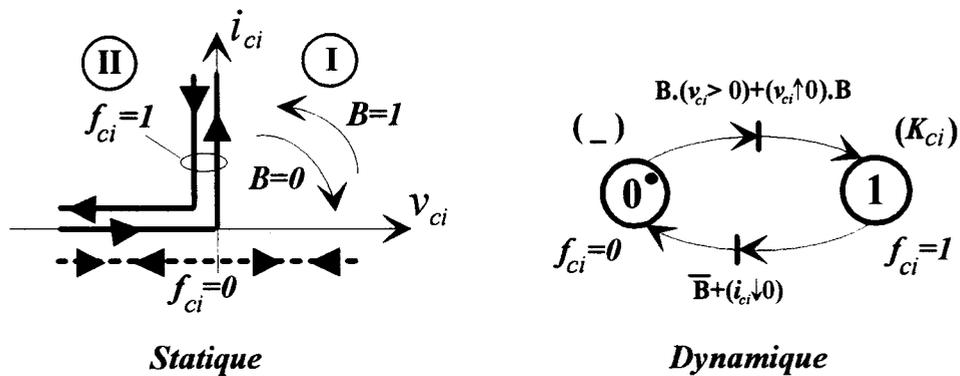


Figure 2.8 : Réseau de Petri de l'Interrupteur de synthèse bidirectionnel en tension

2.1.3 La Cellule de Commutation

Après avoir rappelé la définition de la fonction de connexion $f_{ci}(t)$ (voir paragraphe 2.1.2.2) pour un interrupteur statique, nous présentons le principe de la cellule de commutation qui traduit la conversion statique en respectant les règles émises précédemment.

2.1.3.1. Noeud commuté de courant ou Commutateur de tension

Une cellule de commutation se compose d'un ensemble d'interrupteurs statiques (normalement ouverts) qui permet le transfert de l'énergie électrique entre une source de courant et plusieurs sources de tension (noeud de courant commandé).

La figure 2.9 représente une cellule de commutation élémentaire à i interrupteurs (convertisseur 1/i).

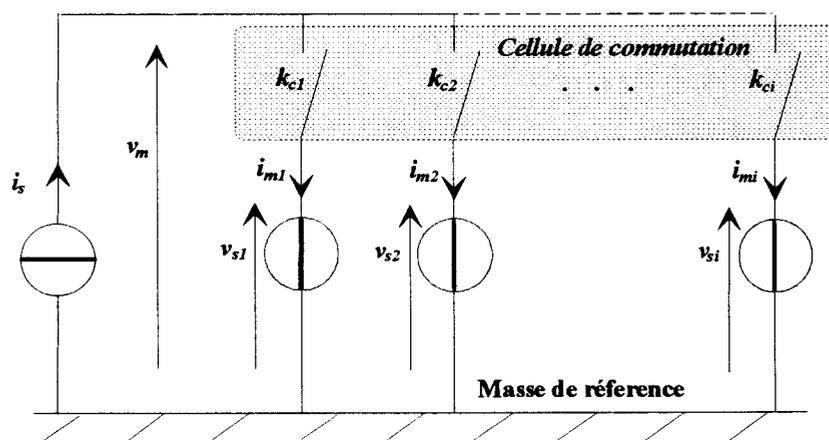


Figure 2.9 : Cellule de Commutation à i interrupteurs (convertisseur 1/i)

La cellule de commutation dans son environnement joue donc le rôle de *modulateur de grandeurs d'état*. Une *matrice des fonctions de connexions* $[F(t)]$ permet, dans ces conditions, de définir les grandeurs modulées en fonction des grandeurs de source (*courants et tensions commutés*).

REGLE 11

La *matrice des fonctions de connexion* $[F(t)]$ peut se décomposer en deux sous-matrices $[F_I(t)]$ et $[F_U(t)]$ appelées respectivement :

- *matrice des fonctions de connexion en courant,*
- *matrice des fonctions de connexion en tension.*

On définit un *vecteur d'observation* $(Y_c(t))$ faisant intervenir les courants (I_s) et tensions (V_s) commutés. Dans ces conditions, la *relation de conversion* qui induit les courants (I_m) et tensions (V_m) modulés vaut :

$$\begin{pmatrix} U_i(t) \\ V_m(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_m \\ V_m \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} [F_I(t)] & [0] \\ [0] & [F_U(t)] \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_s \\ V_s \end{pmatrix} = [F(t)] \cdot (Y_c(t)) \quad (2.3)$$

avec $(I_m) = [F_I(t)](I_s)$, $(V_m) = [F_U(t)](V_s)$ et $[F_U(t)] = [F_I(t)]^t$
 les indices s représentent les *grandeurs de sources* (*courants et tensions commutés*) et les indices m les *grandeurs modulées*, $[F(t)]$ étant la *matrice généralisée des fonctions de connexion* (*courants et tensions*).

REGLE 12

Les contraintes énergétiques (*Règles 1 et 2*) imposent que dans une cellule de commutation, *un interrupteur et un seul soit fermé à tout instant*.

Cette remarque fondamentale pour le fonctionnement optimal du convertisseur, se traduit par une *relation rigide* qui lie les *fonctions de connexions* $f_{ci}(t)$ associées à chaque interrupteur K_{ci} (*normalement ouvert*) :

$$\sum_{i=1}^n f_{ci} = 1 \quad (2.4)$$

l'indice c désigne le *numéro de la cellule* (*ou bras de commutation*) et i celui de l'un des *interrupteurs* de cette même cellule.

2.1.3.2. Maille commutée de tension (ou Commutateur de courant)

Après avoir rappelé la définition de la fonction de déconnexion $\bar{f}_{ci}(t)$ pour un interrupteur statique dual (voir paragraphe 2.1.2.3), nous présentons le principe de la cellule de commutation duale qui traduit la conversion statique en respectant les règles émises précédemment.

Une cellule de commutation duale se compose d'un ensemble d'interrupteurs statiques duaux (normalement fermés) qui permet le transfert de l'énergie électrique entre plusieurs sources de courant et une source de tension (maille de tension commandée).

La figure 2.10 représente une cellule de commutation duale à i interrupteurs normalement fermés (convertisseur $i/1$).

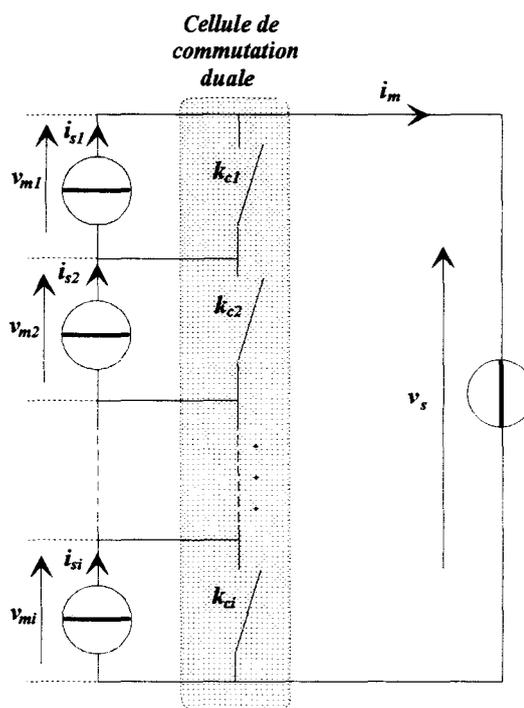


Figure 2.10 : Cellule de Commutation Duale à i interrupteurs (convertisseur $i/1$)

La cellule de commutation duale dans son environnement joue donc le rôle de *modulateur de grandeurs d'état*. Une *matrice des fonctions de déconnexion* $[\bar{F}(t)]$ permet dans ces conditions de définir les grandeurs modulées en fonction des grandeurs de source (courants et tensions commutés).

REGLE 13

La *matrice des fonctions de déconnexion* $[\bar{F}(t)]$ peut se décomposer en deux sous-matrices $[\bar{F}_i(t)]$ et $[\bar{F}_v(t)]$ appelées respectivement :

- *matrice des fonctions de déconnexion en courant,*
- *matrice des fonctions de déconnexion en tension.*

Dans ces conditions, la **relation de conversion** qui induit les courants (I_m) et tensions (V_m) modulés vaut :

$$\begin{pmatrix} U_i(t) \\ (V_m) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (I_m) \\ (V_m) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} [\bar{F}_I(t)] & [0] \\ [0] & [\bar{F}_V(t)] \end{bmatrix} \begin{pmatrix} (I_s) \\ (V_s) \end{pmatrix} = [\bar{F}(t)] \cdot (Y_c(t)) \quad (2.6)$$

avec $(I_m) = [\bar{F}_I(t)] \cdot (I_s)$, $(V_m) = [\bar{F}_V(t)] \cdot (V_s)$ et $[\bar{F}_V(t)] = [\bar{F}_I(t)]^t$
 les indices s représentent les **grandeurs de sources** (courants et tensions commutés) et les indices m les **grandeurs modulées**, $[\bar{F}(t)]$ étant la **matrice généralisée des fonctions de déconnexion** (courants et tensions).

REGLE 14

Par dualité, les contraintes énergétiques (Règles 1 et 2) imposent que dans une cellule de commutation duale, un interrupteur et un seul soit ouvert à tout instant.

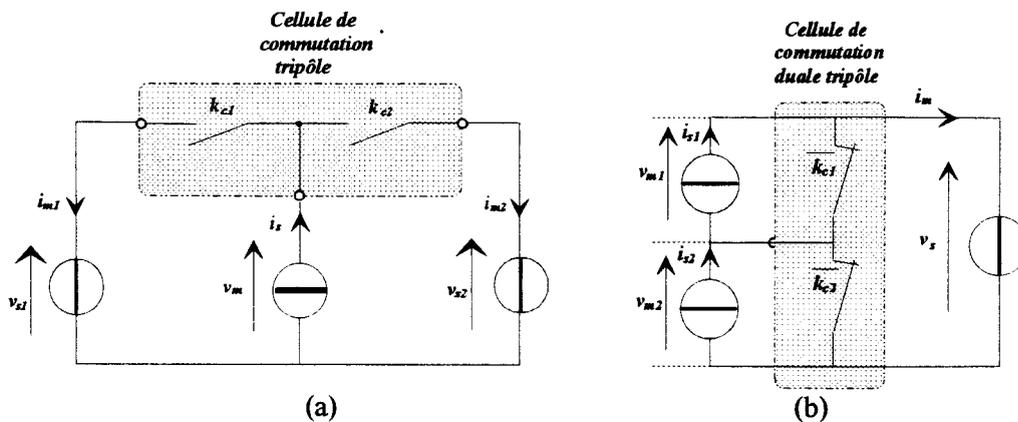
Cette remarque fondamentale pour le fonctionnement optimal du convertisseur, se traduit par une **relation rigide** qui lie les **fonctions de déconnexions** $\bar{f}_{ci}(t)$ associées à chaque **interrupteur dual** \bar{K}_{ci} (normalement fermé) :

$$\sum_{i=1}^n \bar{f}_{ci} = 1 \quad (2.7)$$

l'indice c désigne le **numéro de la cellule duale** (ou bras de commutation duale) et i celui de l'un des **interrupteurs duaux** de cette même cellule.

2.1.3.3. Cellules de commutation tripôle

La **figure 2.11a** présente la **cellule de commutation élémentaire** qui relie deux sources de tension v_{s1} et v_{s2} à une source de courant i_s . La **figure 2.11b** présente la **cellule de commutation duale** qui relie une source de tension v_s à deux sources de courant i_{s1} et i_{s2} . Ces deux cellules se caractérisent par une **structure tripôle** constituée par deux interrupteurs qui peuvent être bidirectionnels en courant et/ou en tension suivant le type de sources à interconnecter (**annexe 6**) et de fonctionnement classique (**normalement ouvert**) ou dual (**normalement fermé**) suivant la configuration du convertisseur.



Figures 2.11 : Cellules de Commutation Tripôle à 2 interrupteurs statiques

Les relations générales (2.3 et 2.6) appliquées respectivement à la cellule de commutation classique et à la cellule duale, donnent les *relations de connexions matricielles* suivante :

$$\begin{pmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \\ v_m \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{c1} & 0 & 0 \\ f_{c2} & 0 & 0 \\ 0 & f_{c1} & f_{c2} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ v_{s1} \\ v_{s2} \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

$$\begin{pmatrix} i_m \\ v_{m1} \\ v_{m2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{f}_{c1} & \bar{f}_{c2} & 0 \\ 0 & 0 & \bar{f}_{c1} \\ 0 & 0 & \bar{f}_{c2} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ v_s \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

Les relations générales (2.4 et 2.7) se traduisent pour des *cellules de commutation à structure tripôle*, par les *relations temporelles rigides* suivantes :

$$\boxed{f_{c1}(t) + f_{c2}(t) = 1} \quad (2.10)$$

$$\boxed{\bar{f}_{c1}(t) + \bar{f}_{c2}(t) = 1} \quad (2.11)$$

CONCLUSION : En prenant la phase 2 comme référence, il vient le *schéma fonctionnel unifié* de la figure 2.12 qui fait intervenir *une source de tension indépendante* et *une source de courant indépendante*. Cette représentation nous permet de réduire l'ordre du système.

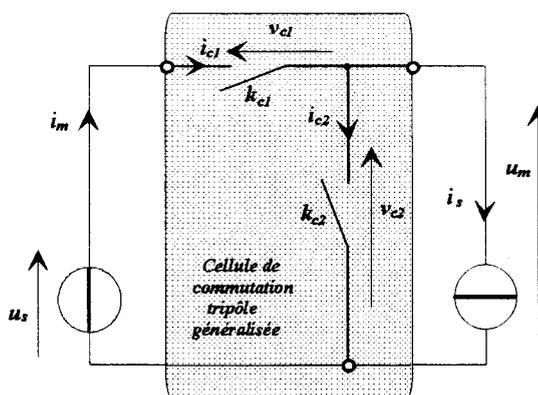


Figure 2.12 : Cellule de Commutation élémentaire Tripôle à 2 interrupteurs

2.2. PRINCIPES DE MODELISATION ET REPRESENTATION INFORMATIONNELLE SUR LES STRUCTURES DE CONVERSION STATIQUE

2.2.1 Organisation fonctionnelle d'un système électrotechnique moderne

Dans un système de conversion, le convertisseur statique (éléments à fortes non linéarités) se trouve être l'articulation de deux axes : l'axe de puissance (sources, groupement d'interrupteurs, récepteurs), l'axe de contrôle-commande (commande rapprochée, contrôle et conduite du processus) [GRANDPIERRE, 1987] [HAUTIER, 1989].

La figure 2.13 décrit cette organisation qui résulte de la hiérarchisation naturelle, découlant elle-même de contraintes temporelles et fonctionnelles.

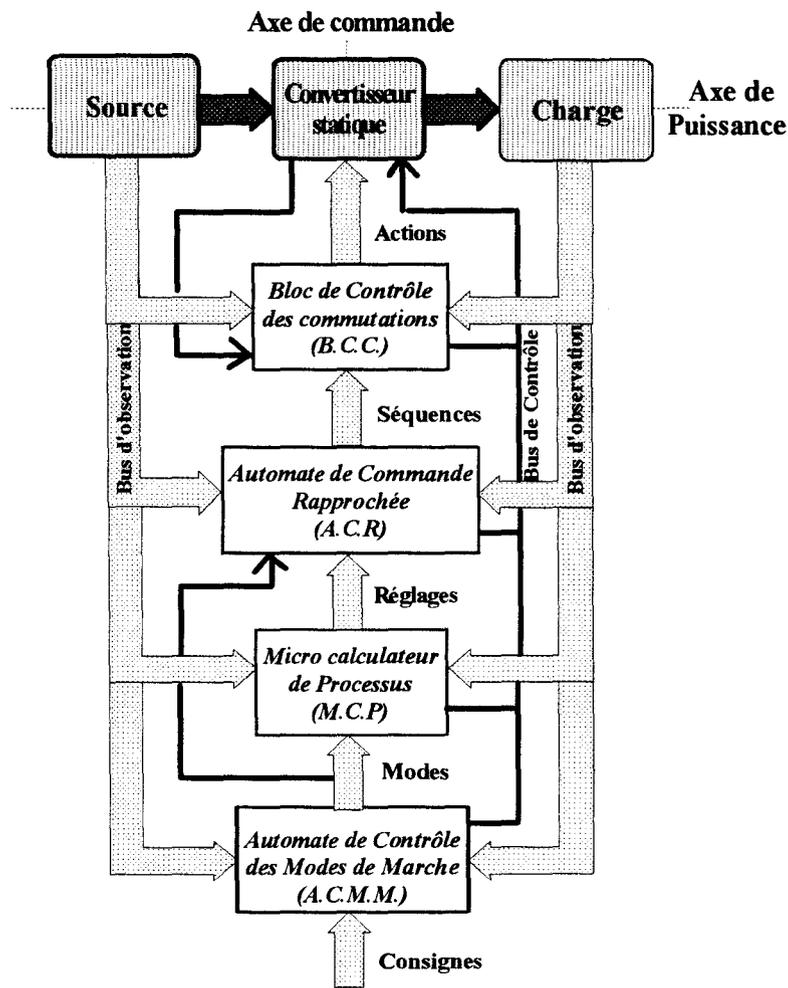


Figure 2.13 : Organisation fonctionnelle d'un système électrotechnique

L'organisation ainsi proposée est fonctionnelle, elle ne présage pas directement l'architecture qui, selon les cas, peut être monoprocesseur mais constitue davantage une aide pour le concepteur lors des phases définissant les fonctions de la commande et la hiérarchie temporelle (cas d'implantation logicielle).

2.2.2 Modèle de connaissance hybride

2.2.2.1 Décomposition fonctionnelle de l'Axe de Commande

L'*axe de contrôle-commande* se décompose en quatre blocs hiérarchiques définis de la manière suivante :

- l'**Automate de Commande Rapprochée (A.C.R.)** traite toutes les fonctions de type logique, systématique et répétitive : il s'agit, pour l'essentiel, du séquençage et du réglage du convertisseur (*Modulation de Largeur d'Impulsions, Asservissement des courants*), ainsi que l'Autopilotage (*synchronisation*). Ce niveau met en jeu des fréquences élevées et peut nécessiter l'emploi de circuits spécialisés.

- le **Bloc de Contrôle des Commutations (B.C.C.)** est étroitement associé à l'A.C.R. et au convertisseur puisqu'il définit, à partir des ordres logiques de commande des interrupteurs, le profil calibré des signaux appliqués aux semi-conducteurs commandables selon leur technologie (*transistors bipolaires, MOS, IGBT, thyristors GTO, ...*). Ce bloc assure également la protection rapprochée contre les surintensités, les surtensions, l'échauffement excessif.

- le **MicroCalculateur de Processus (M.C.P.)** est chargé des tâches de type conduite de processus, ce dernier étant considéré formé des composants de l'axe de puissance, de l'A.C.R. et du B.C.C. A ce niveau, les algorithmes concernent davantage les grandeurs coté utilisation du système (*régulation de tension de sortie, de vitesse, etc...*).

- l'**Automate de Contrôle des Modes de Marche (A.C.M.M.)** constitue le superviseur local du système. Ses fonctions sont essentiellement de type logique avec prise de décision pour la mise en marche, le choix du mode fonctionnement par l'utilisateur, la gestion de marches dégradées contrôlées en cas de défauts. On peut également y regrouper toutes les fonctions de dialogue liées à la mise en service de l'équipement (*réglage des correcteurs, limitations programmables, interconnexions...*).

2.2.2.2 Description fonctionnelle du modèle de connaissance

L'association *source-convertisseur-charges* qui caractérise l'*axe de puissance* se décompose en deux blocs fonctionnels [MANESSE, 1986] :

- une *Partie Opérative* constituée d'un **Bloc Continu** (*source, charge, éléments passifs*) et un **Bloc Discontinu** décrivant les connexions réalisées par le convertisseur (*interrupteurs statiques*),

- une *Partie Commande* explicitée par un ou plusieurs **réseaux de Petri** d'état montrant la gestion des connexions entre les sources et les charges qui doivent être de nature différente (*courant-tension*).

Dans le cas général, les connexions qui décrivent l'enchaînement des diverses configurations prise par la **Partie Opérative** résultent d'un combinatoire logique entre les actions associées aux places des **réseaux de Petri**. Les réceptivités des transitions qui caractérisent l'évolution de l'état du convertisseur sont des fonctions logiques entre :

- une **Commande Externe** ($C_e(t)$) composée de grandeurs logiques provenant de la commande rapprochée (*ordres appliqués aux semi-conducteurs commandables*) [HAUTIER, 1989].
- une **Commande Interne** ($C_i(t)$) définie par l'état de grandeurs électriques propres à la **Partie Opérative** (*signe des courants et tensions relatives aux interrupteurs statiques*). Ces grandeurs sont toujours des relations rigides entre les **variables d'état** ($X(t)$) et les **entrées externes** ($U_e(t)$) de la **Partie Opérative** du système. On définit dans ces conditions, un **vecteur d'observation** ($Y_k(t)$) faisant intervenir les tensions (V_{ci}) et courants (I_{ci}) relatifs aux interrupteurs statiques [DEGOBERT, 1991].

$$(C_i(t)) = SGN(Y_k(t)) = SGN \begin{pmatrix} V_{ci} \\ I_{ci} \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

avec $(Y_k(t)) = [C_k] \cdot (X(t)) + [D_k] \cdot (U_e(t))$: **vecteur d'observation** se rapportant aux interrupteurs statiques K_{ci} .

Ceci se traduit par la **décomposition fonctionnelle** ci-dessous :

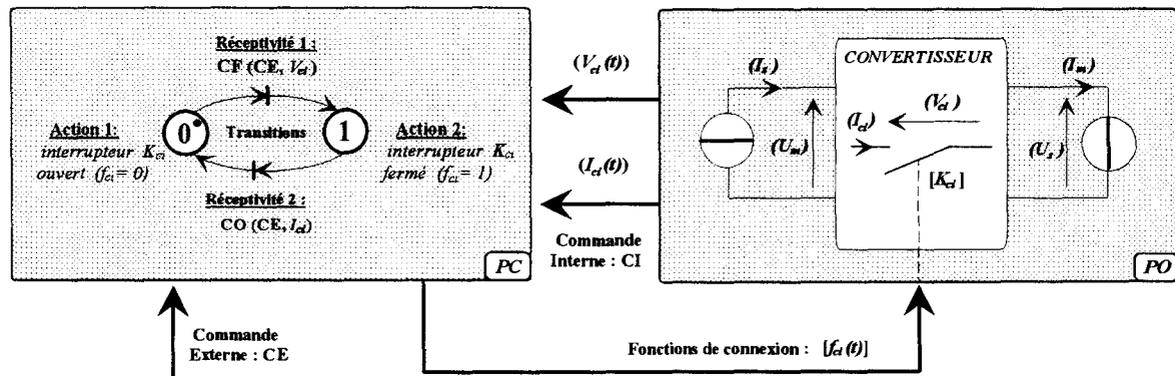


Figure 2.14 : Décomposition fonctionnelle de l'Axe de Puissance

En conclusion, le **réseau de Petri** qui caractérise le fonctionnement dynamique d'un convertisseur statique dans son environnement possède donc :

- **deux champs d'entrée** : la **Commande Externe (CE)** et la **Commande Interne (CI)**,
- **un champ de sortie** : les **fonctions de connexion** ($f_{ci}(t)$).

La **figure 2.16** donne alors l'**architecture du modèle de connaissance hybride** découlant de cette décomposition fonctionnelle. Elle rassemble les éléments précédemment décrits : le **Bloc Continu** et le **Bloc Discontinu** de la **Partie Opérative**, la **Partie Commande** représentée par un ou plusieurs **réseaux de Petri**. La matrice des **fonctions de conversion** $[M(t)]$ résulte alors des relations de conversion faisant intervenir les **fonctions élémentaires de connexion** $f_{ci}(t)$.

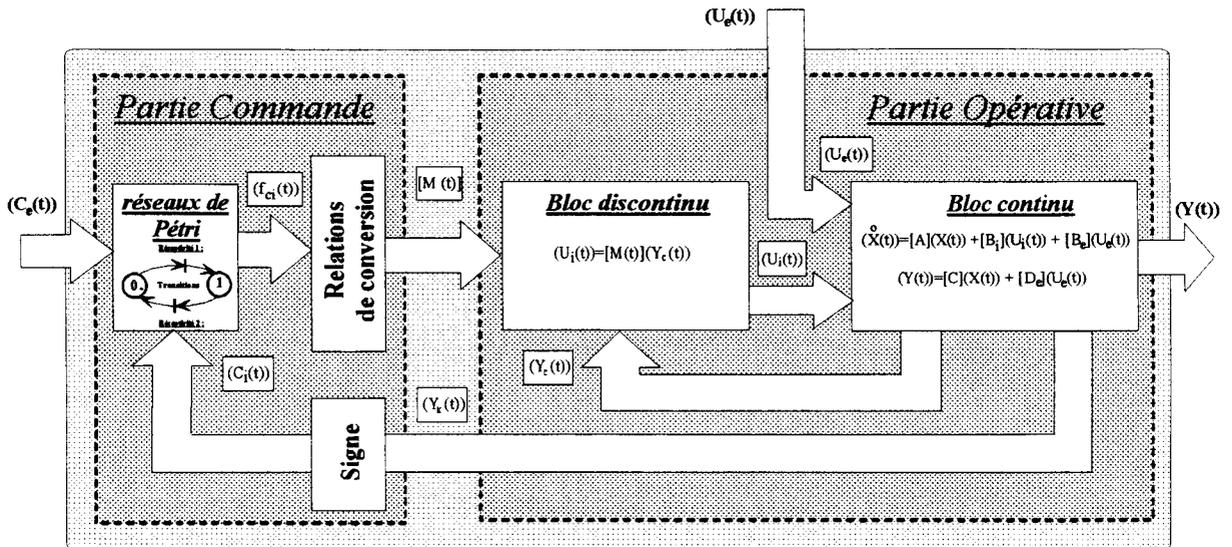


Figure 2.15 : Modèle de connaissance hybride de l'Axe de Puissance en mode de conduction continue

2.2.2.3. Description Informationnelle sur l'axe de puissance

A. Causalités dans le bloc continu

De manière générale, on montre que le **bloc continu** se décrit par les **équations d'état** suivantes :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = [A](X(t)) + [B_i](U_i(t)) + [B_e](U_e(t)) \\ Y(t) = [C](X(t)) + [D_e](U_e(t)) \end{cases} \quad \text{(PE)}$$

où $(X(t))$ représente le **vecteur d'état**, $(Y(t))$ le **vecteur d'observation** et $(U(t))$ le **vecteur d'entrée** qui se décompose de la manière suivante :

- des entrées dites **externe** $(U_e(t))$, qui sont imposées au système par des processus externes au convertisseur,
- des entrées dites **interne** $(U_i(t))$, qui sont générées, comme nous allons le voir par la suite, par le convertisseur lui-même à partir des variables d'état et des entrées externes.

B. Causalités dans le bloc discontinu - fonctions de conversion

Le **bloc discontinu** peut être défini comme un **organe de modulation** de la puissance qui transite entre les deux sources. Dans le cas général, le convertisseur statique apparaît comme un **quadripôle généralisé** auquel est associé quatre grandeurs électriques (**vecteurs**) dites d'entrée, parmi lesquelles on distingue :

- un couple de **variables d'observation commutées** (Y_c), (**grandeurs de source** : (I_s) et (U_s)).
- un couple de **variables d'entrée dites internes** (U_i), qui sont générées par le convertisseur lui-même à partir des entrées externes et des variables d'état (**grandeurs modulées** : (I_m) et (U_m)).

Les variables internes ne sont pas indépendantes. En effet, il y a **conservation de la puissance instantanée** (*pertes des interrupteurs négligées*). Le convertisseur statique établit une **relation matricielle** entre toutes variables d'entrée interne et toutes variables d'entrée commutées de même nature :

$$p = (U_s) \cdot (I_s) = (U_m) \cdot (I_m) \quad (2.15)$$

Le convertisseur statique dans son environnement joue donc le rôle de **modulateur de grandeurs d'état**. La relation matricielle qui permet dans ces conditions de définir les grandeurs modulées en fonction des grandeurs de source (*courants et tensions commutés*) est appelée **matrice des fonctions de conversion** $[M(t)]$. [GUILLAUD, 1994]

La **matrice des fonctions de conversion** $[M(t)]$ peut se décomposer en deux sous-matrices $[M_I(t)]$ et $[M_U(t)]$ appelées respectivement :

- **matrice des fonctions de conversion en courant,**
- **matrice des fonctions de conversion en tension.**

Remarque : Ces sous-matrices résultent elle-même de la partition des vecteurs (U_i) et (Y_c) . [FRANCOIS, 1996]

Dans ces conditions, la **relation de conversion** qui induit les courants (I_m) et tensions (U_m) modulés vaut :

$$(U_i(t)) = \begin{pmatrix} (I_m) \\ (U_m) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} [M_I(t)] & [0] \\ [0] & [M_U(t)] \end{bmatrix} \begin{pmatrix} (I_s) \\ (U_s) \end{pmatrix} = [M(t)] \cdot (Y_c(t)) \quad (MO)$$

avec $(I_m) = [M_I(t)](I_s)$, $(U_m) = [M_U(t)](U_s)$ et $[M_U(t)] = [M_I(t)]^t$
 les indices s représentent les **grandeurs de sources** et les indices m les **grandeurs modulées**, $[M(t)]$ étant la **matrice des fonctions de conversion** (*courants et tensions*).

De cette analyse, il découle le *schéma fonctionnel* de la *figure 2.16* qui caractérise le *bloc discontinu de la Partie Opérative* comme des modulateurs de grandeurs d'état (*multiplieurs*) :

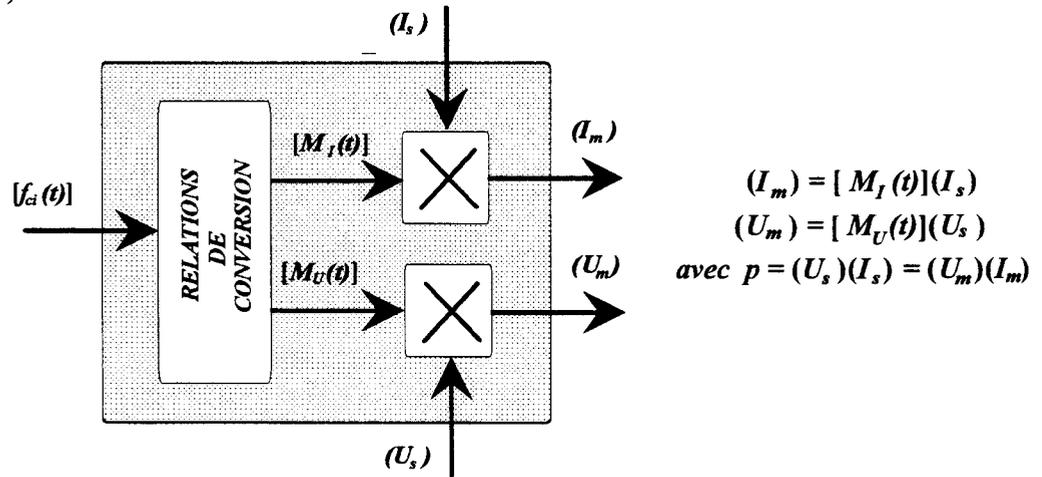
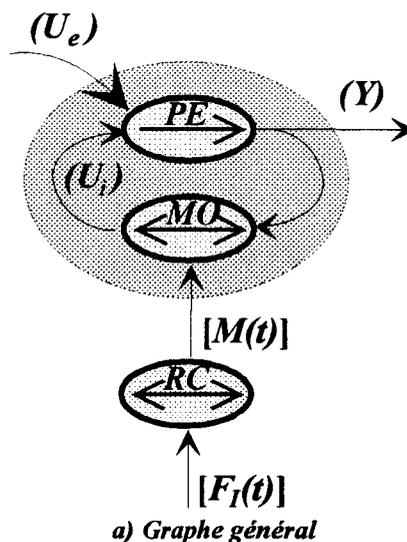


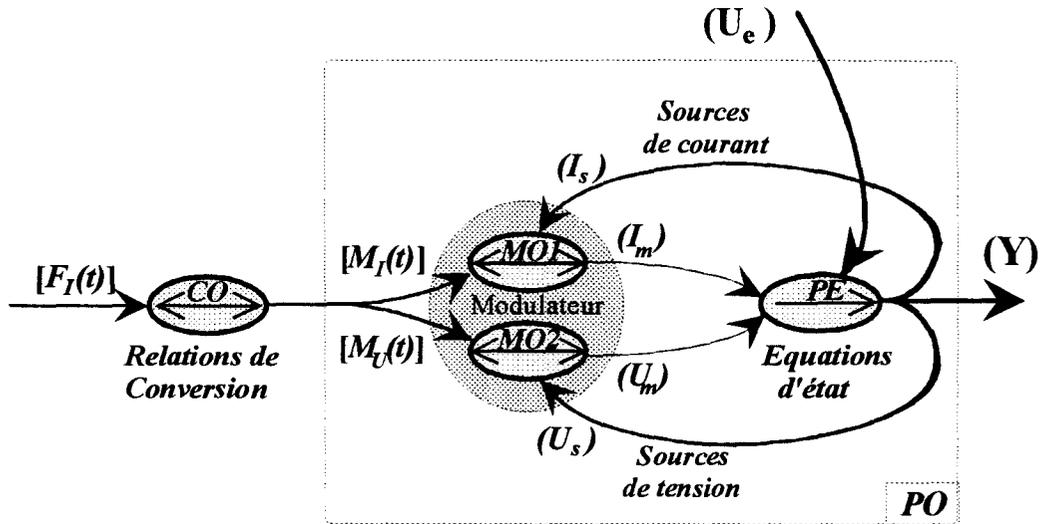
Figure 2.16 : Schéma fonctionnel Unifié du bloc discontinu de la Partie Opérative relative à l'axe de puissance

C. Graphe Informationnel Causal

La *figure 2.17* représente le *Graphe Informationnel Causal* sur l'axe de puissance. La *partie a* de la figure est un *Graphe Informationnel Causal généralisé* qui met en évidence la décomposition fonctionnelle explicitée précédemment (*relations PE et MO pour la Partie Opérative*). La *partie b* de la figure correspond au *Graphe Informationnel Causal détaillé* ; elle résulte de la partition des vecteurs et fait intervenir séparément les courants et les tensions.

Remarque : Les flèches à une ou deux pointes précisent respectivement le caractère strictement causal ou rigide de la relation associée (*voir Annexe 4*). Ces graphes correspondent à une représentation d'état du modèle et en montre les interdépendances.





a) Graphe détaillé

Figure 2.17 : Graphes Informationnels Causaux sur la conversion statique

On constate une caractéristique propre aux dispositifs à convertisseurs statiques : la non linéarité induite par la commande a pour effet de moduler la réaction d'état propre à ce système.

2.2.3. Homogénéisation du modèle de connaissance

Le *modèle de connaissance hybride* est un outil de description précis bien adapté à la simulation, donc à la validation de lois de commande. La synthèse du contrôle global est facilitée si les grandeurs du processus sont continues dans leur ensemble. Ce n'est évidemment pas le cas pour les ensembles convertisseurs-machines, mais il est possible de se rapprocher d'une représentation homogène grâce aux notions de *fonctions génératrices*.

Pour la synthèse des algorithmes, le modèle (ou les modèles) hybride(s) doit(vent) être adapté(s) ; par exemple, l'obtention de relations continues ou discrètes biunivoques exige l'introduction de nouveaux opérateurs dans les conditions de commandabilité pour le convertisseur.

2.2.3.1. Fonctions génératrices

En effet, le réglage du convertisseur revient à une action sur les variables d'état du bloc continu. Si on considère, à juste titre, qu'il s'agit d'une action *en valeur moyenne instantanée*, les grandeurs discontinues de la chaîne, depuis les fonctions de connexions jusqu'aux tensions de réglage modulées ($U_m(t)$) peuvent elles-mêmes être assimilées à des fonctions continues.

Dans ces conditions, on associe à toute *fonction de connexion* $f_{ci}(t)$ la fonction continue $f_{cig}(t)$ représentant *la valeur moyenne de la connexion réalisée sur une période de commutation* T_e supposée infiniment petite afin que :

$$f_{cig}(t) = \left(\frac{1}{T_e} \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} f_{ci}(\tau) d\tau \right)_{T_e \rightarrow 0} \quad (2.18)$$

l'indice g caractérise la fonction de "*génératrice*" et, $f_{cig}(t)$ est désignée *fonction génératrice de connexion*.

On définit alors pour toute *fonction génératrice de connexion* un domaine de définition borné par les valeurs minimale et maximale de la connexion réelle. Soit :

$$f_{cig} \in \{0,1\} \quad (2.19)$$

Cette définition est équivalente, pour le bloc discontinu, à une *modélisation en valeurs moyennes* [MIDDLEBROOK, 1977]. Cette représentation, qui s'étend aux *fonctions de conversion*, permet d'unifier le caractère de **Partie Opérative** qui ne comporte alors que des relations continues. Des expressions (MO), il découle :

$$(I_{mg}) = [M_{I_g}(t)] \cdot (I_s) \quad \text{et} \quad (U_{mg}) = [M_{U_g}(t)] \cdot (U_s) \quad (2.20)$$

avec $[M_{I_g}(t)] = f[f_{cig}(t)]$ et $[M_{U_g}(t)] = f[f_{cig}(t)]$ appelées respectivement : *matrices des génératrices de conversion en courant et en tension*. Les indices s représentent les *grandeurs de sources* et les indices mg les *grandeurs continues, images en valeur moyenne des grandeurs modulées (courants et tensions)*.

De la même manière, il se déduit des domaines de définition également bornés pour les *fonctions génératrice de conversion*. Soit :

$$m_{\alpha\beta g} \in \{-1,1\} \quad (2.21)$$

Ces diverses fonctions génératrices définissent ainsi les *composantes fondamentales* des fonctions discontinues auxquelles elles correspondent, puisqu'elles représentent leur *valeur moyenne instantanée* sur un intervalle infiniment petit.

2.2.3.2: Représentation Informationnelle homogène

Cette disposition débouche sur le modèle de connaissance homogène représenté par le *Grphe Informationnel Causal* de la figure 2.18.

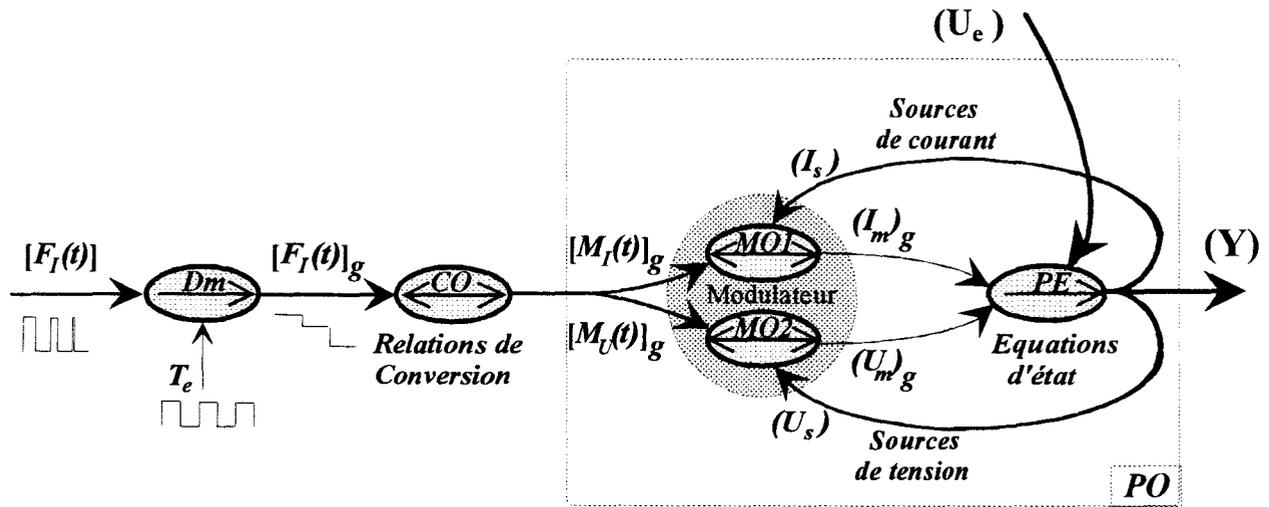


Figure 2.18 : Grphe Informationnel sur le Modèle de connaissance homogène

En pratique, le modèle est naturellement discret en raison des contraintes de commutation des interrupteurs qui rendent les *fonctions génératrices* implicitement *échantillonnées* (*Relation de démodulation*).

Dans ces conditions, on note $f_{ci_g}(k, t)$ la *fonction génératrice échantillonnée de connexion* telle que :

$$f_{ci_g}(k, t) = f_{ci_g}(kT_e) = \frac{1}{T_e} \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} f_{ci}(t) dt \quad (Dm)$$

T_e représente la *période d'échantillonnage* et k un nombre *entier naturel*.

De la même manière, $m_{\alpha\beta_g}(k, t)$ caractérise la *fonction génératrice échantillonnée de conversion* qui représente la *grandeur de réglage du convertisseur* telle que :

$$m_{\alpha\beta_g}(k, t) = m_{\alpha\beta_g}(kT_e) = m_{\alpha\beta_{gREG}} \quad (2.22)$$

On associe alors à la *Partie Opérative* un *modèle discret* qui permet ainsi d'évaluer la dynamique du dispositif de conversion en vue de la commande.

2.2.4. Architecture de la Commande rapprochée (ACR)

L'analyse précédente, a montré que le *convertisseur statique* est en fait un *double modulateur de grandeur d'état*. Dans la pratique, en fonction de l'application envisagée, on le considèrera comme un *modulateur de tension* ou un *modulateur de courant*. Suivant le cas, le réglage du convertisseur s'effectue par un *contrôle en courant* ou un *contrôle en tension*.

Par définition, le dispositif de commande doit assurer le réglage automatique du processus en respectant le *principe de Causalité*. Dans ces conditions, il apparaît que le *concept de système asservi* repose sur l'association de deux relations bouclées, la relation de commande ayant pour effet d'*inverser la causalité* créée par le processus.

2.2.4.1. Principes d'Inversion d'un graphe [HAUTIER, BUP 1996]

Pour définir correctement un asservissement, il faut donc *inverser le graphe Processus* en respectant le *principe de Causalité*. Deux cas de figures se présentent, suivant que la relation à inverser soit rigide ou causale :

- toute *relation rigide est réversible* et peut donc devenir une fonction de commande. Plus précisément, une grandeur autre qu'une variable d'état imposée par une autre relation peut, sur une relation rigide, être influente ou influencée.
- toute *relation causale est irréversible* ; une grandeur influencée est indirectement rendue influente grâce à une autre relation établie entre elle et la grandeur influente : c'est la boucle d'asservissement.

La *figure 2.19* illustre ces deux cas pour lesquels :

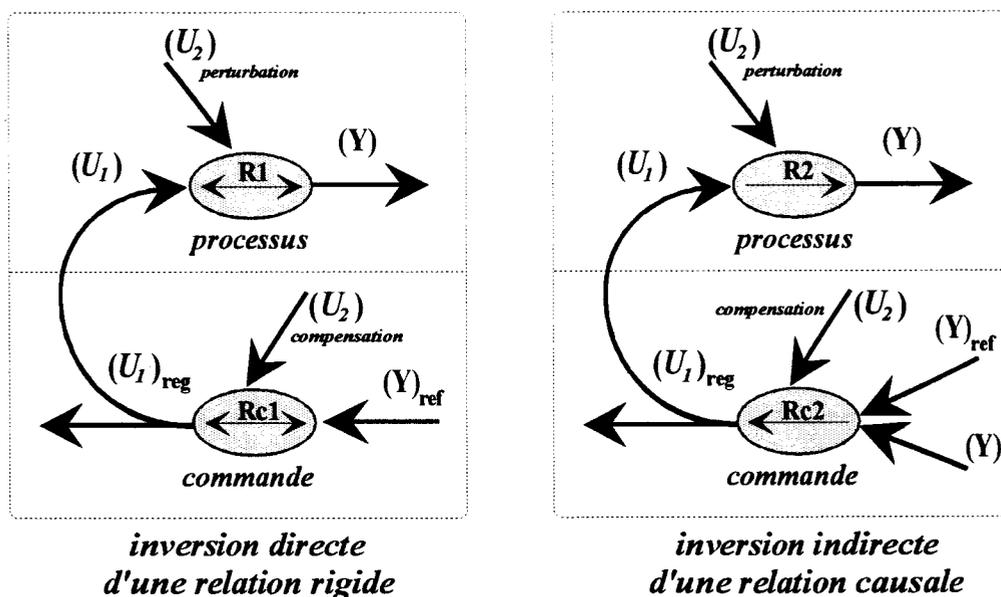


Figure 2.19 : Inversion d'une relation par la commande

• **R1** est une *relation rigide* caractérisée par deux entrées : (U_1) étant l'entrée de réglage et (U_2) une grandeur de perturbation telles que :

$$\text{PROCESSUS : } \quad (Y) = [R_{11}](U_1) + [R_{12}](U_2) \quad (\text{R1})$$

Dans ce cas, la grandeur de réglage est issue d'une *Relation de Commande (Rc1)* qui permet d'*inverser directement* cette relation :

$$\text{COMMANDE : } \quad (U_{1reg}) = [Rc_1]((Y_{ref}) - [R_{12}](U_2)) \quad (\text{Rc1})$$

$$\text{Si } (U_1) = (U_{1reg}) \text{ et } [Rc_1] = [R_{11}]^{-1}, \text{ alors } (Y) = (Y_{ref})$$

où $[R_{11}]^{-1}[R_{12}](U_2)$ correspond à la *compensation de la perturbation*.

• **R2** est une *relation causale* caractérisée par deux entrées : (U_1) étant l'entrée de réglage et (U_2) une grandeur de perturbation ainsi que par une variable d'état (X) telles que :

$$\text{PROCESSUS : } \quad (Y) = [C]((X)) + [R_{21}](U_1) + [R_{22}](U_2) \quad (\text{R2})$$

Dans ce cas, il faut recourir à l'*inversion indirecte* au moyen d'une *Relation de Commande (Rc2)* à grand gain sur l'écart entre la sortie (Y) et une trajectoire de référence (Y_{ref}) ; c'est le *Concept de l'Asservissement*.

$$\text{COMMANDE : } \quad (U_{1reg}) = [Rc_2]((Y_{ref}) - (Y)) - [R_{21}]^{-1}[R_{22}](U_2) \quad (\text{Rc2})$$

$$\text{Si } (U_1) = (U_{1reg}) \text{ et } [Rc_2] \text{ à grand gain, alors } (Y) \rightarrow (Y_{ref})$$

où $[R_{21}]^{-1}[R_{22}](U_2)$ correspond à la *compensation de la perturbation*.

Remarque : Dans les deux cas, il faudra veiller à ce que la relation de compensation soit physiquement réalisable (*respect du principe de causalité*).

2.2.4.2. Représentation Informationnelle sur la Commande en Tension

Dans le cas d'une conversion d'énergie électrique de type *tension-courant*, le convertisseur statique peut être considéré comme un *modulateur de tension*. Le réglage des tensions appliquées à la Partie Electrique du modèle s'effectue par commutation des tensions de source (U_s). Le *Grappe Informationnel* de la *figure 2.20* donne alors l'organisation de la commande en tension pour laquelle :

- le Processus Electrique (PE2) commandé en tension correspond au graphe réduit de la *figure 2.17* pour lequel, les tensions de source (U_s) sont considérées comme des entrées externes au processus,
- l'Automate de Commande Rapprochée (ACR) fait apparaître deux blocs ayant chacun une fonction distincte :

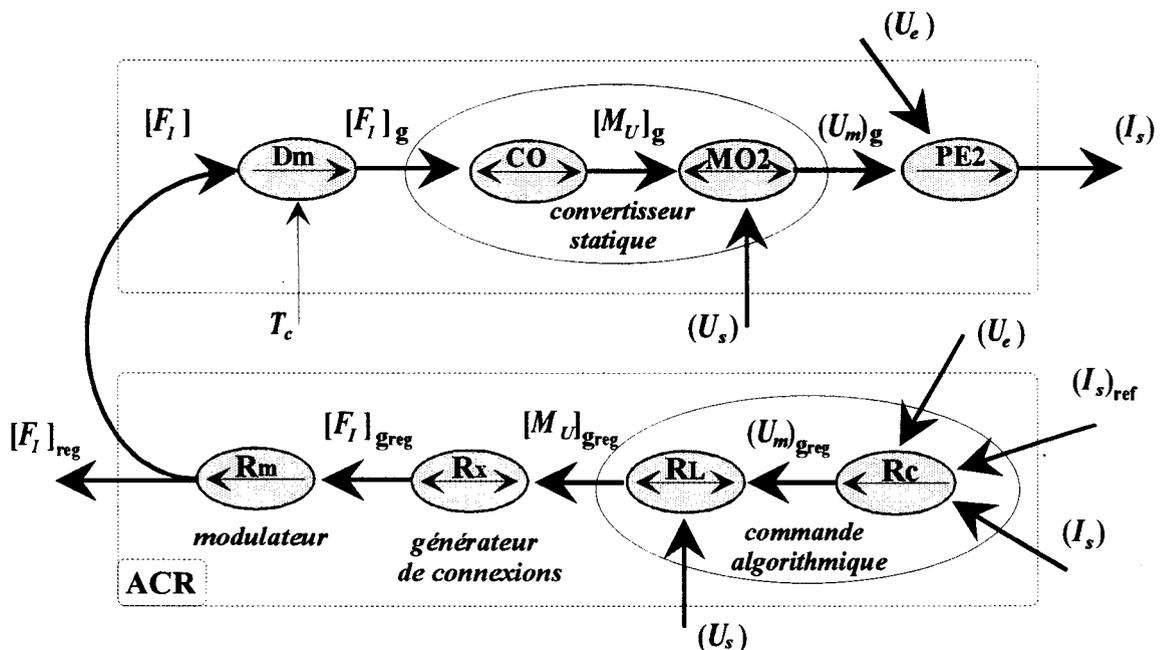


Figure 2.20 : Graphe Informationnel sur l'organisation de la commande en tension

A. Le bloc de commande algorithmique

Le *bloc de commande algorithmique* définit les *grandeurs de réglage* du convertisseur en respectant le *principe de Causalité*. Il se décompose en *deux parties distinctes* respectivement explicitées par les relations suivantes :

- **Rc** est une *Relation de Correction à grand gain* qui permet l'inversion indirecte de la relation causale PE2. Les forces électromotrices (U_e), qui interviennent comme des perturbations pour l'asservissement des courants, sont *découplées et compensées* pour fournir les tensions de réglage $(U_m)_{g,reg}$ souhaitées par l'ACR.
- **RL** est une *Relation de Linéarisation dynamique* de la chaîne d'action qui permet l'inversion directe de la relation rigide MO2 (le vecteur tension U_s représentant *a priori* un gain variable).

Les algorithmes de réglage des correcteurs sont envisageables en suivant les procédures classiques aux systèmes asservis monovariabiles puisque les processus sont *linéarisés et découplés*.

B. Le bloc Séquenceur

Le *Séquenceur* permet de *cadencer les impulsions de commande* appliquées aux semi-conducteurs de Puissance, en tenant compte de la tension de réglage souhaitée par la commande algorithmique. Il se décompose en *deux parties distinctes* respectivement explicitées par les relations suivantes :

- **R_x** est une *Relation de connexion* qui traduit la stratégie de commande des interrupteurs (*connexions*) à partir des fonctions génératrices de conversion $[M_U]_{g_{reg}}$. La relation de conversion CO n'étant *pas inversible*, il existe une infinité de solutions qu'il faut analyser car, *le choix réalisé à ce niveau à une grande importance technologique et conditionne la bonne utilisation du convertisseur*.
- **R_m** est une *Relation de Modulation de Largeur d'Impulsions (modulateur MLI)* qui fixe la période de commutation T_c des semi-conducteurs de Puissance et réalise, sur ce même intervalle, la transformation des grandeurs de réglage des connexions $[F_I]_{g_{reg}}$ en impulsions de commande ($f_{ci}(t)$ à $f_{ci}(t)$) ayant la même valeur moyenne échantillonnée (*relation 2.18*).

Les solutions qui sont proposées par la suite sont justifiées par une *interprétation fréquentielle* des résultats de simulation, et expérimentaux.

2.2.4.3.. Représentation Informationnelle sur la Commande en Courant

De la même manière, dans le cas d'une conversion d'énergie électrique de type *courant-tension*, le convertisseur statique peut être considéré comme un *modulateur de courant*. Le réglage des courants appliqués à la Partie Electrique du modèle, s'effectue par commutation des courants de source (I_s). Le *Graphe Informationnel* de la *figure 2.21* donne alors l'organisation de la commande en courant pour laquelle :

- le Processus Electrique (**PE1**) commandé en courant correspond au graphe réduit de la *figure 2.17* pour lequel, les courants de source (I_s) sont considérées comme des entrées externes au processus,
- l'Automate de Commande Rapprochée (**ACR**) fait apparaître les blocs *Séquenceur* et *Commande Algorithmique* identiques à ceux définis dans le cas précédent.

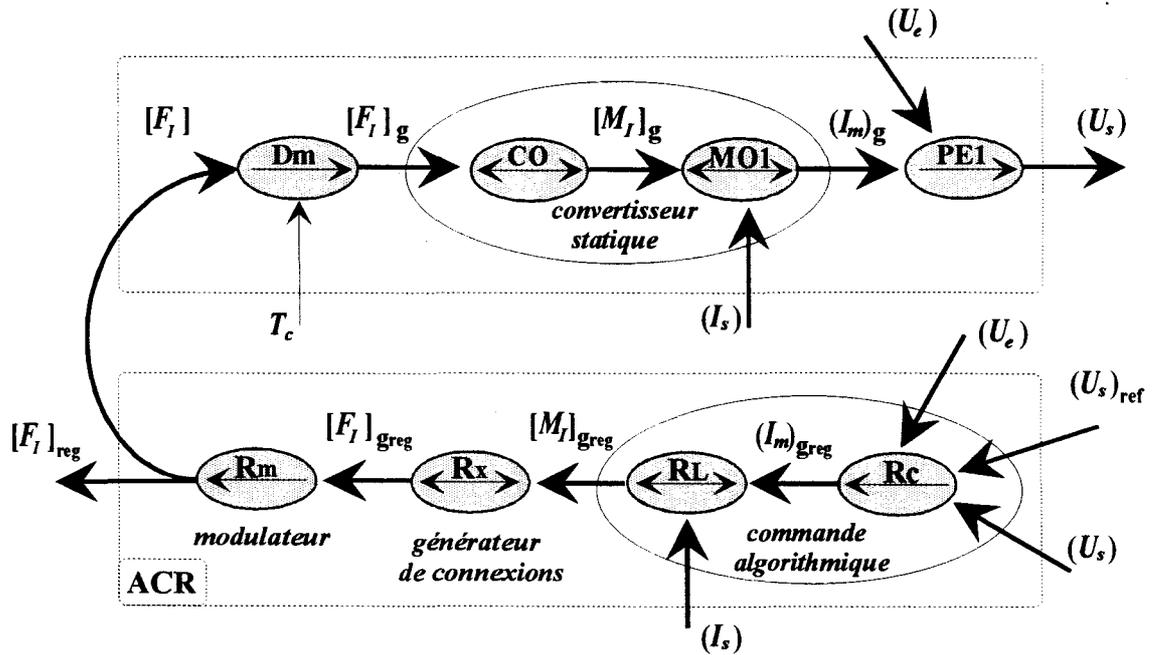


Figure 2.21 : Graphe Informationnel sur l'organisation de la commande en courant

2.2.4.4. Schéma fonctionnel de la Commande Numérique

La figure 2.22 donne le schéma fonctionnel de la *Commande Rapprochée* qu'il faut mettre en oeuvre pour réaliser une *Commande Numérique* alors synthétisée à partir du graphe Processus. Le *Micro Calculateur du Processus* fournit les grandeurs de référence (*courants ou tensions*) que l'on cherche à asservir. C'est ensuite le *Bloc de Contrôle des Commutations* qui conditionne les signaux en fonction de la technologie des composants pour générer les commandes effectives (B_{ci}).

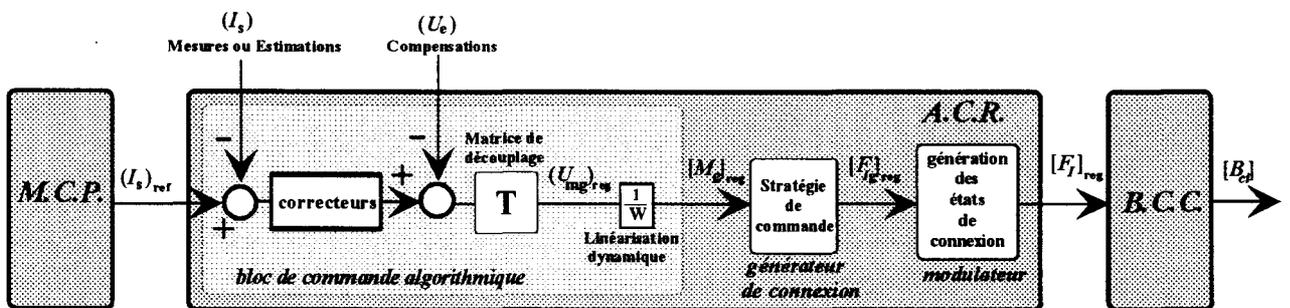


Figure 2.22 : Schéma fonctionnel de la Commande Rapprochée

CONCLUSION : Ce second chapitre débouche, pour la commande, sur un modèle général applicable à tout dispositif de transformation d'énergie électrique. Le principe d'inversion causale est systématisé de sorte que les fonctions nécessaires apparaissent de façon naturelle. Il en découle une commande non linéaire puisque résultant d'une opération complexe associant découplage, compensation et linéarisation dynamique (*temps réel*).

BIBLIOGRAPHIE SPECIFIQUE AU CHAPITRE 2

DEGOBERT Ph. (1991) : " *Sur la Conception d'une Alimentation à Résonance pour Servomoteur à courant continu* "

Thèse d'ingénieur CNAM Lille - Juillet 1991

DEGOBERT Ph. et HAUTIER J.P. (1992) : " *Modèles de comportement pour interrupteurs de Puissance. Graphes d'aide à la conception des Circuits d'Aide à La Commutation* "

Journées du Club EEA - CNAM Paris - Mars 1992

FOCH H. (1974) : " *Les convertisseurs statiques à commutation forcée* "

Thèse de Doctorat ès Sciences Physique - I.N.P. Toulouse - 1974

FRANCOIS B. et HAUTIER JP. (1996) : " *Caractérisation des Convertisseurs Matriciels* "

Journal de Physique III, Mai 1996, pp 625-660

GUILLAUD X. et HAUTIER J.P. (1994) : " *Concepts de modélisation pour la commande des convertisseurs statiques* "

Journal de Physique III, Avril 1994, pp 805-819

GUILLAUD X., DEGOBERT Ph. et HAUTIER JP. (1996) : " *Le Contrôle des Commutations dans une cellule Bidirectionnelle Bicommandable* "

Journal de Physique III, Janvier 1996, pp 121-141

GRANDPIERRE M. (1987) : " *Commande numérique de machines à commutation électronique : Automate de Commande Rapprochée, méthode de simulation numérique* "

Thèse de Doctorat ès Sciences - I.N.P. Toulouse - 1987

MANESSE G., HAUTIER JP. et TOULOTTE JM. (1987) : " *Conception simultanée des Parties Opératives et Commande d'un ensemble de conversion électromécanique* "

Convention Automatique Productique - Paris - 28 au 30 Mai 1986

HAUTIER J.P. (1989) : " *Contribution à la Conception des Commandes dans les systèmes à convertisseurs statique* "

Rapport de Synthèse, Habilitation à diriger des recherches - Lille - Décembre 1989

HAUTIER J.P. et FAUCHER J. (1996) : " *Le Graphe Informationnel Causal. Outil de Modélisation et de Synthèse des Commandes des Processus Electromécaniques* "

Bulletin de l'Union des Physiciens n°785, Cahier spécial de l'Enseignement Supérieur, pp 167-189

MIDDELBROOK R.D. et CUK S. (1977) : " *A General Unified approach to modelling Switching-Converter Power Stage* ".

Int. Journal Electron, vol 42 pp 521-550

SEGUIER G., LABRIQUE F. et BAUSIERE R. (1989) : " *Les convertisseurs de l'Electronique de Puissance. Tome 4 : la conversion continu - alternatif* "

ed. Technique et documentation, Lavoisier.

CHAPITRE 3

**COMMANDE RAPPROCHEE DE
L'ASSOCIATION ONDULEUR DE TENSION
MACHINE SYNCHRONNE TRIPHASEE**

Chapitre 3. COMMANDE RAPPROCHEE DE L'ASSOCIATION ONDULEUR DE TENSION MACHINE SYNCHRONE TRIPHASEE

INTRODUCTION

*Ce chapitre constitue une **application théorique du formalisme** proposé dans les deux premières parties. On y développe d'abord le **modèle de l'Axe de Puissance** en ne faisant aucune hypothèse sur la source d'alimentation :*

- *le modèle de connaissance de l'onduleur de tension triphasé est établi en tenant compte de son filtre d'entrée,*
- *des propositions originales sont établies à propos du modèle de la machine synchrone en faisant référence à la machine généralisée (prise en compte de la saillance des pôles et de l'écart de calage).*

Ensuite, le modèle de l'Axe de Commande est adapté en fonction du référentiel :

- *la **Commande rapprochée** de l'onduleur de tension triphasé est d'abord présentée dans le référentiel triphasé ; deux méthodes d'optimisation de la MLI adaptées à la commande numérique sont ainsi proposées,*
- *la **Commande rapprochée** de l'association onduleur de tension machine synchrone est réalisée dans le référentiel de Park.*

Des simulations numériques sont réalisées avec précision ; elles prennent en compte les aspects de numérisation et les contraintes de la chaîne d'acquisition ainsi que l'optimisation de la MLI.

L'objectif est la validation de l'ensemble de la méthodologie qui naturellement conduit à une structure de commande déjà connue. Cet état de fait vérifie le bien fondé du formalisme qui doit permettre des investigations plus fines si nécessaire.

3.1. L'ONDULEUR DE TENSION TRIPHASÉ (Convertisseur 3/2)

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui permet de transformer un signal continu (tension u_s) en un ou plusieurs signaux alternatifs de fréquence variable (courants i_s). De ce fait, il effectue une conversion Tension/Courant. Le séquençage imposé aux interrupteurs statiques, réalise une Modulation de Largeur des Impulsions de tension appliquées à la charge.

3.1.1. Organisation Fonctionnelle (association Source-Convertisseur-Charge)

L'onduleur de tension triphasé qui effectue la conversion statique entre les sources de natures différentes, est constitué de *trois cellules de commutation tripôles bidirectionnelles en courant* (annexe 6).

La *figure 3.1* présente le cas d'un *onduleur de tension triphasé* alimenté par une tension continue filtrée qui permet le contrôle fréquentiel des courants (i_{s1} , i_{s2} et i_{s3}) dans une charge inductive.

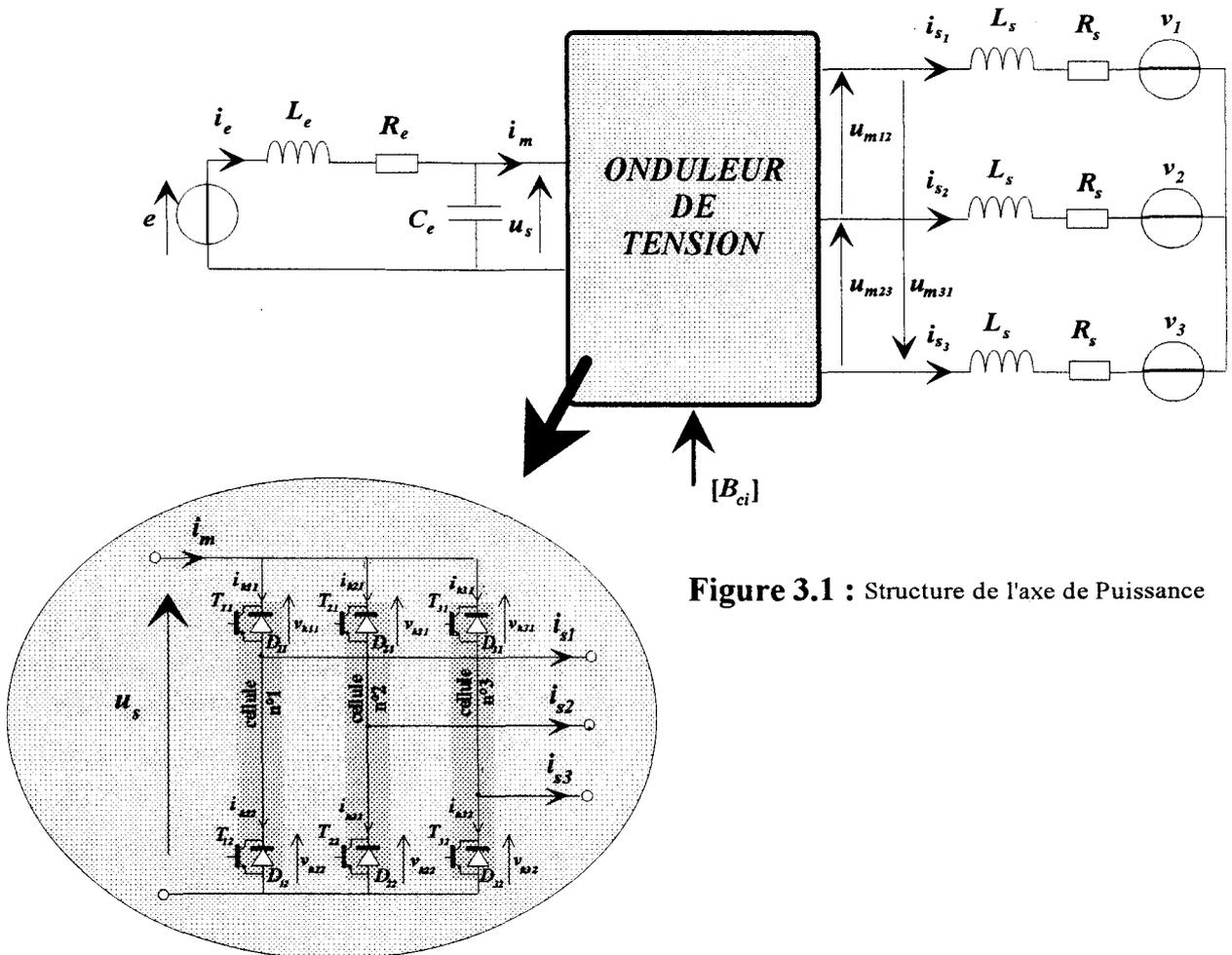


Figure 3.1 : Structure de l'axe de Puissance

Dans l'hypothèse réaliste de la conduction continue, on montre que chaque groupe transistor-diode, assemblés en parallèle, forme un *interrupteur bicommandable* (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire de celui qui lui est associé pour former ainsi un *bras de commutation* : par exemple K_{11} et K_{12} (paragraphe 2.1.2.5.A).

3.1.2. Architecture du modèle de connaissance hybride de l'Axe de Puissance

Les semi-conducteurs sont supposés idéaux au sens classique et K_{ci} désigne l'interrupteur formé du transistor T_{ci} associé en parallèle inverse avec la diode D_{ci} (c est le numéro de la cellule ou bras de commutation et i celui de l'un des interrupteurs de cette même cellule).

3.1.2.1. Modèle de connaissance en mode totalement commandable

On considère qu'un convertisseur fonctionne en *mode totalement commandable* lorsque l'évolution de son état est indépendante de la *Commande Interne* (Règle 8). La **figure 3.2** représente la Partie Opérative du modèle de connaissance faisant intervenir 3 *cellules de commutation tripôles*, associées de manière matricielle, afin de constituer 2 *noeuds commutés de courant indépendants* (voir paragraphe 2.1.3.1.).

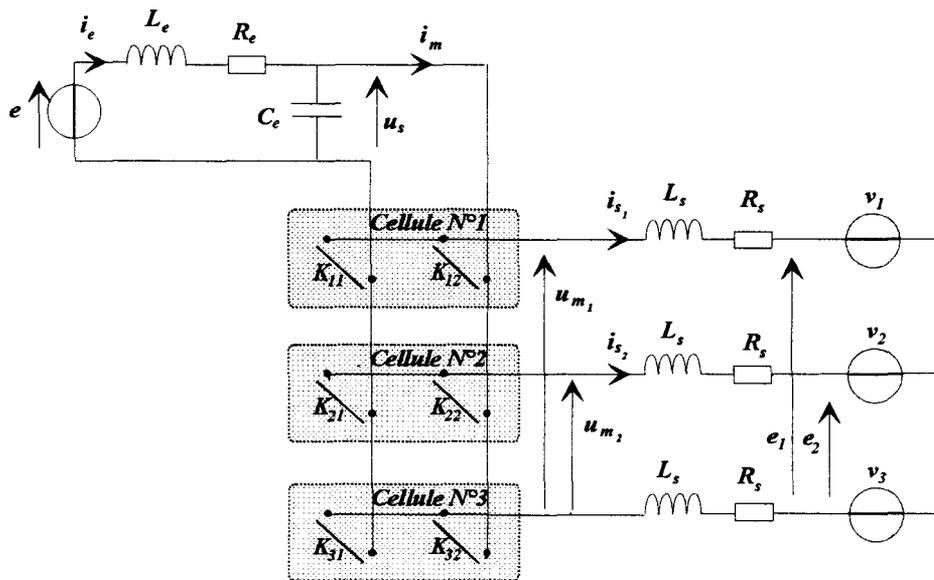


Figure 3.2 : Décomposition fonctionnelle du convertisseur à trois cellules tripôles de commutation (2 noeuds commutés de courant indépendants)

Pour une cellule de commutation à 2 interrupteurs, la **Règle 12** définie au paragraphe 2.1.3.1 impose une *relation rigide* qui lie les *fonctions de connexions* $f_{ci}(t)$ associées à chaque interrupteur K_{ci} de sorte que :

$$\boxed{f_{c1} + f_{c2} = 1} \quad \text{avec } c \in \{1,2,3\} \quad (3.1)$$

Pratiquement, on sépare le *mode triphasé* des *trois modes monophasés* de fonctionnement possibles selon le nombre trois ou deux de cellules en conduction continue. A chacun de ces modes on peut attribuer à la *Partie Opérative*, un modèle mathématique activé par un combinatoire logique des *fonctions de connexion*, autrement dit, par la *Partie Commande*. Cet assemblage permet de prendre en compte tous les modes afin de traiter, par exemple, les *fonctionnements dégradés*.

3.1.2.2. Description fonctionnelle du modèle de connaissance

Nous limitons la présentation au *mode triphasé totalement commandable*. La *figure 3.3* donne alors sous la forme d'un schéma fonctionnel, l'*architecture du modèle de connaissance hybride* où apparaissent des *modulateurs de grandeurs d'état (multiplieurs)* associées à un *système naturellement bouclé et couplé*.

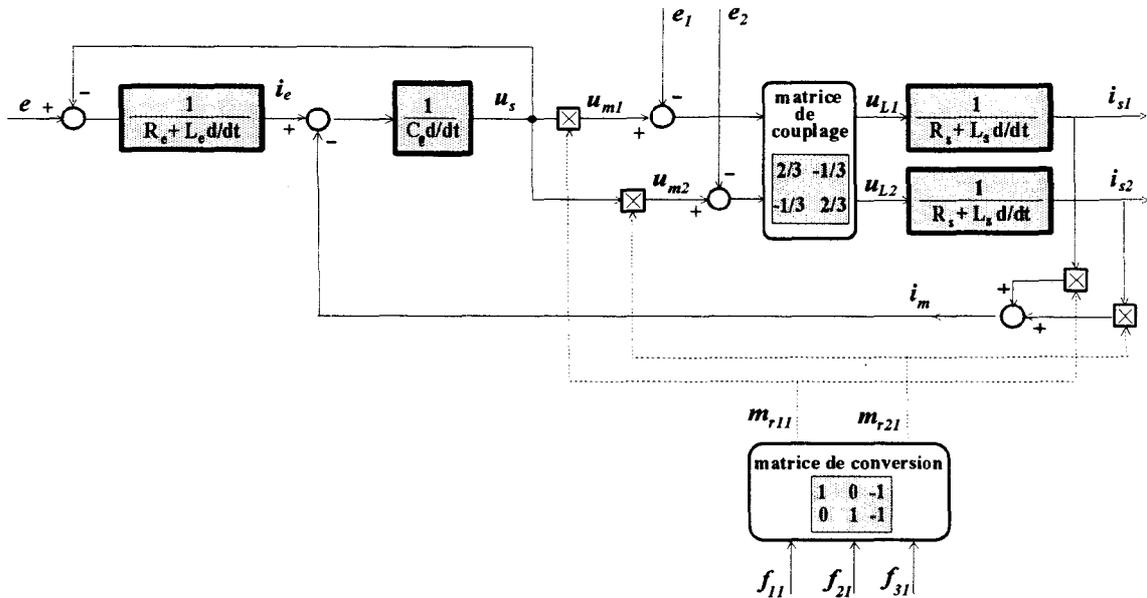


Figure 3.3 : Schéma fonctionnel sur le modèle de connaissance hybride en mode de conduction continue

3.1.3. Description Informationnelle sur l'Onduleur de Tension

La *figure 3.4* représente le *Graphe Informationnel Causal* sur l'axe de puissance en mode de fonctionnement triphasé totalement commandable.

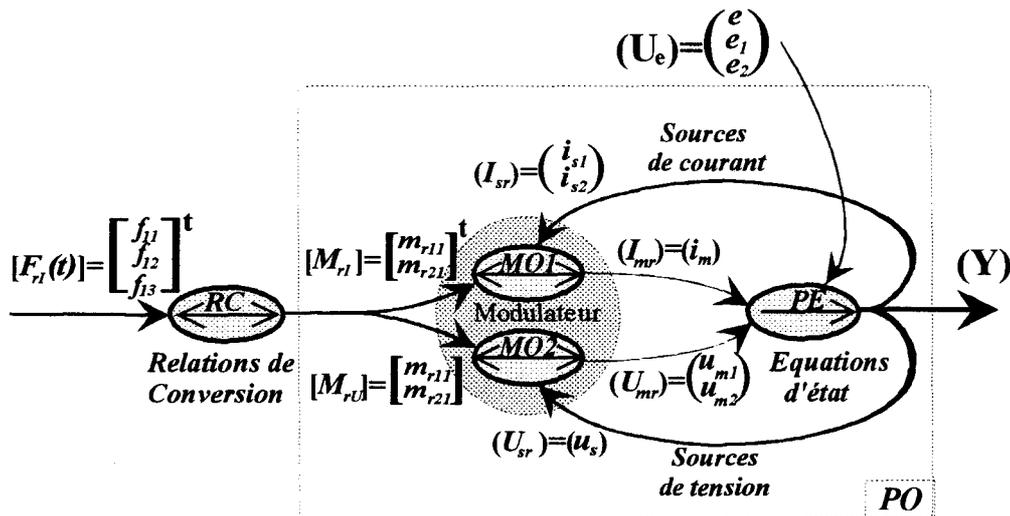


Figure 3.4 : Graphe Informationnel Causal sur le modèle de connaissance hybride

3.1.3.1. Causalités dans le bloc continu

En considérant le **vecteur d'état** $(X) = (i_e \ i_{s1} \ i_{s2} \ u_s)^t$ qui regroupe les variables d'état indépendantes, l'**équation d'état générale (PE)** décrivant le bloc continu (paragraphe 2.2.2.3) se décompose de la manière suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_e \\ i_{s1} \\ i_{s2} \\ u_s \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_e}{L_e} & 0 & 0 & \frac{1}{L_e} \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ \frac{1}{C_e} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_e \\ i_{s1} \\ i_{s2} \\ u_s \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2}{3L_s} & -\frac{1}{3L_s} \\ 0 & -\frac{1}{3L_s} & \frac{2}{3L_s} \\ -\frac{1}{C_e} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_m \\ u_{m1} \\ u_{m2} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_e} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{2}{3L_s} & \frac{1}{3L_s} \\ 0 & \frac{1}{3L_s} & -\frac{2}{3L_s} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} e \\ e_1 \\ e_2 \end{pmatrix} \quad \text{(PE)}$$

avec : $(U_i) = ((I_{mr}) \ (U_{mr}))^t = (i_m \ u_{m1} \ u_{m2})^t$ le **vecteur des entrées internes** générées par le convertisseur à partir des variables d'état commutées,

et : $(U_e) = (e \ e_1 \ e_2)^t$ le **vecteur des entrées externes** (processus externes au convertisseur).

3.1.3.2. Causalités dans le bloc discontinu

De la même manière, en tenant compte de la réduction du modèle, la **relation de conversion générale (MO)** qui décrit le bloc discontinu (paragraphe 2.2.2.3), s'applique au **vecteur d'observation** $(Y_c) = ((I_{sr}) \ (U_{sr}))^t = (i_{s1} \ i_{s2} \ u_s)^t$ qui regroupe les **grandeurs commutées** choisies en fonction des grandeurs d'état et des entrées externes, (les entrées internes n'étant pas de véritables grandeurs indépendantes).

$$\begin{pmatrix} i_m \\ u_{m1} \\ u_{m2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} - f_{31} & f_{21} - f_{31} & 0 \\ 0 & 0 & f_{11} - f_{31} \\ 0 & 0 & f_{21} - f_{31} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ u_s \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} m_{r11} & m_{r21} & 0 \\ 0 & 0 & m_{r11} \\ 0 & 0 & m_{r21} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ u_s \end{pmatrix} \quad \text{(MO)}$$

où m_{r11} et m_{r21} sont des **éléments réduits de la fonction de conversion** explicités en annexe 5.

Il convient de remarquer que la procédure suivie ne fait appel à aucune hypothèse (autre que la **commandabilité triphasée**) de sorte que la modélisation reste valable en **régime déséquilibré**.

3.1.4. Homogénéisation et réduction du modèle de connaissance

Dans la pratique, ce convertisseur statique de type *tension-courant* intervient en tant que *modulateur de tension*. Le modèle de connaissance de la *figure 3.3* peut ainsi être réduit en ne faisant intervenir qu'une partie des grandeurs modulées par le convertisseur (*tensions*).

D'autre part, la notion de *fonction génératrice* nous permet d'homogénéiser ce modèle de connaissance en ne faisant intervenir que des grandeurs continues (*figure 3.5*).

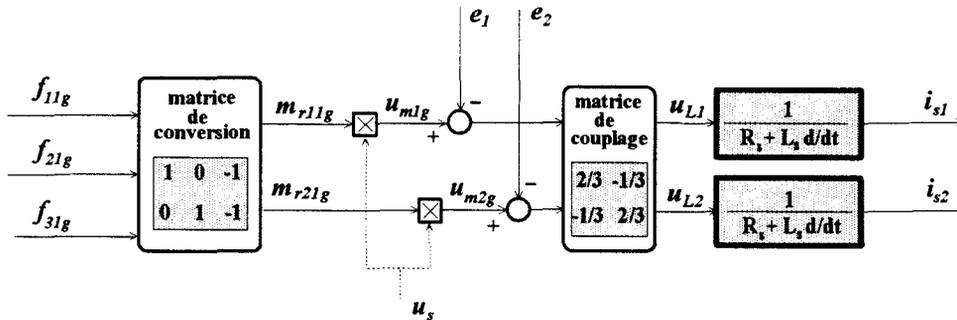


Figure 3.5 : Schéma fonctionnel du modèle de connaissance homogène

La *figure 3.6* représente le *Graphe Informationnel Causal réduit* sur le modèle de connaissance homogène en mode de fonctionnement triphasé pour lequel :

- **MO2** et **CO** sont des *relations rigides* qui traduisent la *conversion statique* (*bloc discontinu*),
- **PE1** est une *relation causale* qui correspond aux équations d'état caractérisant la *charge inductive* (*partitionnement du bloc continu*).

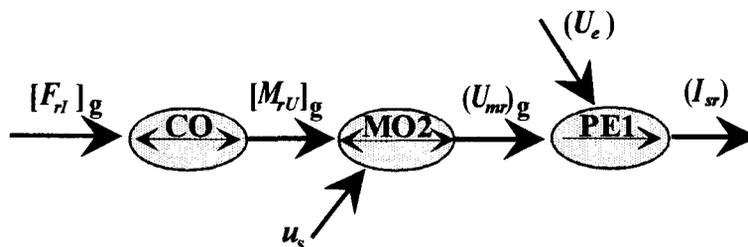


Figure 3.6 : Graphe Informationnel Causal réduit sur le modèle de connaissance homogène

Le modèle de connaissance obtenu s'apparente au convertisseur statique généralisé commandé en tension défini au paragraphe 2.2.4.2. Dans ces conditions, la *Commande Rapprochée* de l'Onduleur de tension, qui permet d'inverser le modèle, est identique à celle présentée à la figure 2.20.

3.1.5. Description Informationnelle sur la Commande Rapprochée de l'Onduleur

La Commande Rapprochée permet d'associer à chaque élément du modèle de connaissance du processus, une grandeur de réglage dans la chaîne de commande. Elle se distingue par les *deux blocs caractéristiques* suivants :

- le *bloc de Commande Algorithmique* qui effectue les asservissements,
- le *séquenceur* qui permet de transformer les fonctions de conversion issues de la Commande Algorithmique (*grandeurs échantillonnées*) en connexions effectives (*impulsions*).

Le *Grphe Informationnel Causal* sur la Commande Rapprochée de l'Onduleur de tension de la *figure 3.7* est issu de l'analyse détaillée au paragraphe 2.2.4.2.

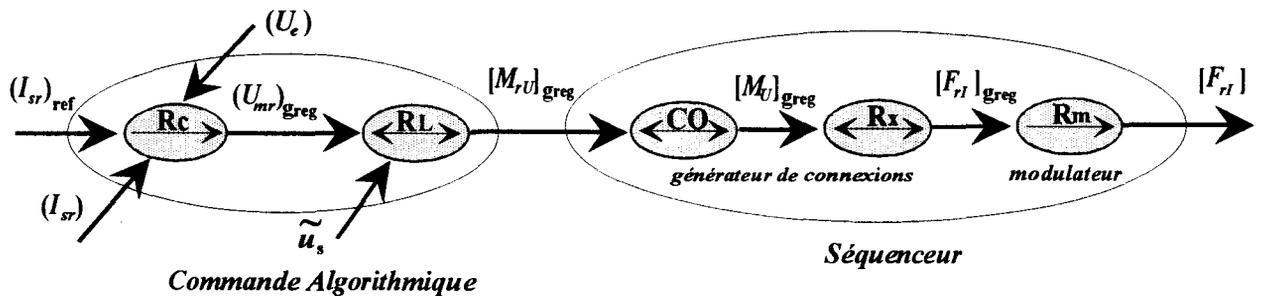


Figure 3.7 : Grphe Informationnel Causal sur la Commande Rapprochée de l'Onduleur de tension

La *figure 3.8* donne alors le *schéma fonctionnel de la Commande Rapprochée* qui découle de l'analyse précédente.

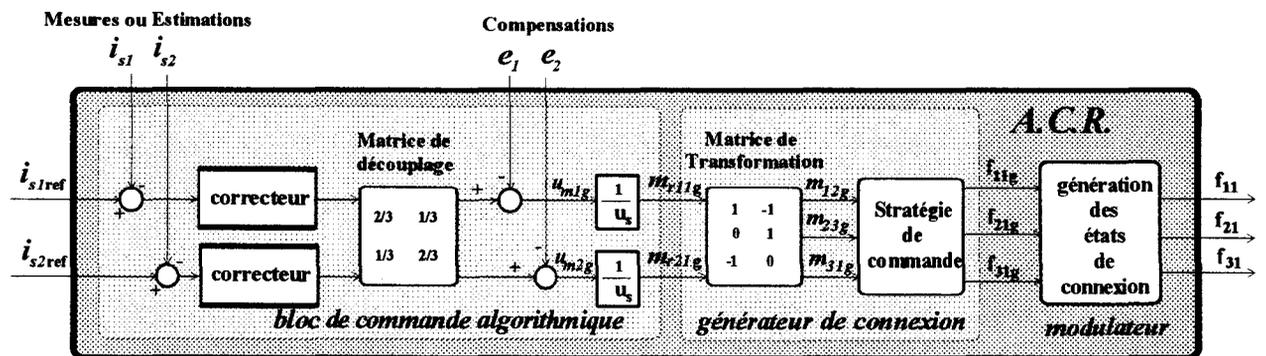


Figure 3.8 : Schéma fonctionnel de la Commande Rapprochée de l'Onduleur de tension dans le plan a,b,c

Cette commande déjà présentée, met en oeuvre des grandeurs alternatives. De ce fait, pour bien fonctionner, les correcteurs doivent être définis en imposant une dynamique de boucle importante [HAUTIER, ADPM 1994].

3.1.6. Le Modulateur de Largeur d'Impulsions

Pour chaque *cellule de commutation tripôles*, l'état de l'une des deux connexions est complémentaire de l'autre (*relation 3.1*). Dans ces conditions, la **figure 3.9** décrit le passage des fonctions de connexion génératrices continues $f_{c1g}(t)$ aux connexions $f_{c1}(t)$ et $f_{c2}(t)$, qui apparaissent comme une distribution temporelle d'impulsions de largeur variable (*Modulation de Largeur d'Impulsions*).

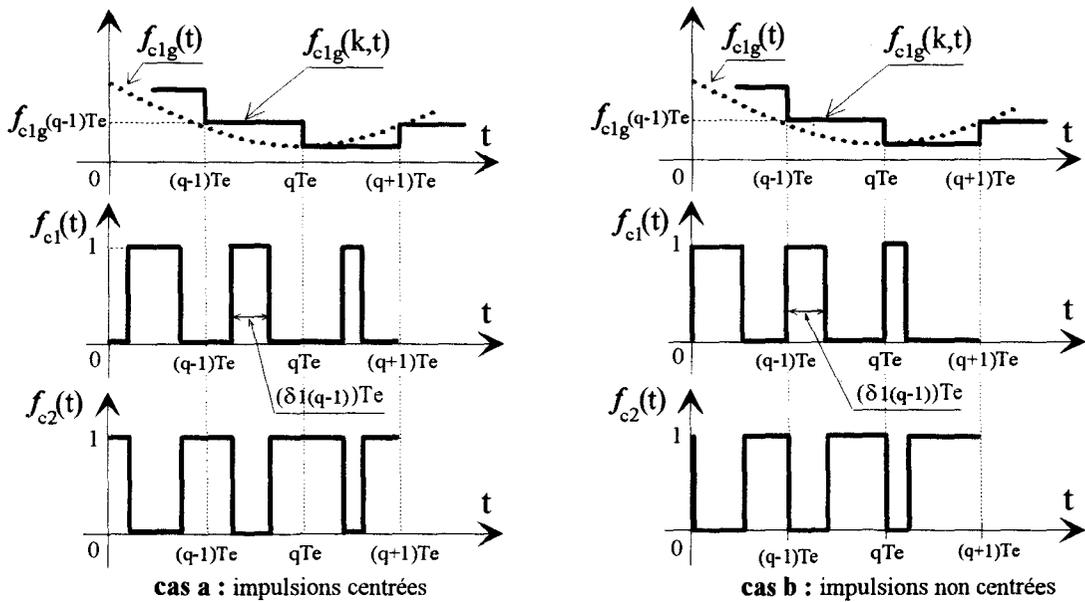


Figure 3.9 : Elaboration des fonctions de connexion à partir de leur génératrice

Sur l'exemple, l'échantillonnage a lieu au début de la période comprise entre les instants $(q-1)T_e$ et qT_e . Dans ces conditions, la *valeur moyenne de la connexion* établie pendant cette période doit être égale à :

$$\delta_{l(q-1)} = f_{c1g(q-1)} = \frac{1}{T_e} \int_{(q-1)T_e}^{qT_e} f_{c1}(t) dt \quad (3.2)$$

$f_{c1g(q-1)}$ représente sur cette période, l'*amplitude de $f_{c1g}(k,t)$* fonction génératrice échantillonnée et $\delta_{l(q-1)}$ correspond au *rapport cyclique (durée de l'impulsion)*.

Le choix de la *position de l'impulsion* à l'intérieur de l'intervalle temporel considéré est important. En effet, des études menées à ce sujet ont révélé que la *qualité spectrale* des grandeurs de sortie est maximale avec des *impulsions centrées*.

La **figure 3.10** représente alors les différentes étapes pour l'obtention d'une **fonction de conversion** lorsque les impulsions sont centrées.

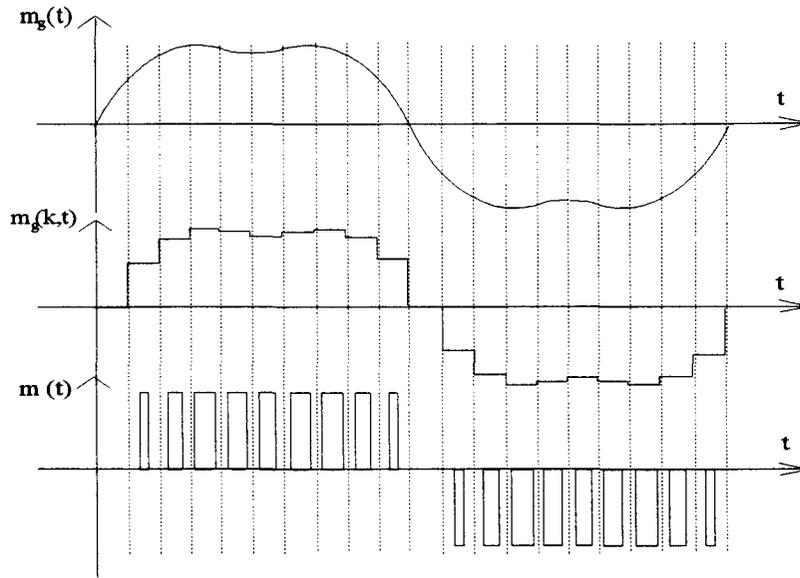


Figure 3.10 : fonctions de conversions

3.1.7. Le Générateur de Connexions

Le rôle du générateur de connexions est d'inverser la relation de conversion (**MO2**). Face à la **singularité de cette relation**, on peut avoir recours à des solutions intuitives, des solutions calculées en temps différé puis tabulées, ou alors à des solutions calculées en temps réel pour inverser cette relation.

Deux **techniques de modulation adaptées à la commande numérique** sont proposées et leur impact sur le **taux de distorsion harmonique pondéré (ACRF)** est analysé. Pour valider la méthode, des résultats de simulation et des mesures viennent étayer notre démarche qui sera ensuite étendue au commutateur de courant.

3.1.7.1. Optimisation de la conversion

La procédure d'optimisation consiste à trouver une solution permettant aux fonctions génératrices de conversion d'explorer la totalité de leur domaine de définition $[-1, 1]$. En d'autres termes, on cherche à obtenir la **variation d'amplitude maximale** pour les tensions de sortie de l'onduleur $[-u_s, u_s]$.

Les **deux méthodes** proposées réalisent cette condition et assurent ainsi une utilisation optimale du convertisseur. Le principe est basé sur le **tri des fonctions génératrices de conversion** :

- la **première méthode** consiste à détecter les **changements de signe** des fonctions génératrices de conversion,
- pour la **seconde méthode**, on ne tient pas compte des signes mais de l'**ordre de succession** des fonctions génératrices de conversion

La **figure 3.11** présente l'évolution temporelle ainsi que l'analyse spectrale d'une des **fonctions génératrices de conversion triphasée (image de la tension souhaitée)** qui sert de référence pour cette étude pour laquelle :

- la **forme d'onde** est sinusoïdale, d'amplitude unitaire et de fréquence 50Hz,
- l'**échantillonnage** est effectué à une fréquence de 2 kHz ($T_e = 500\mu s$).

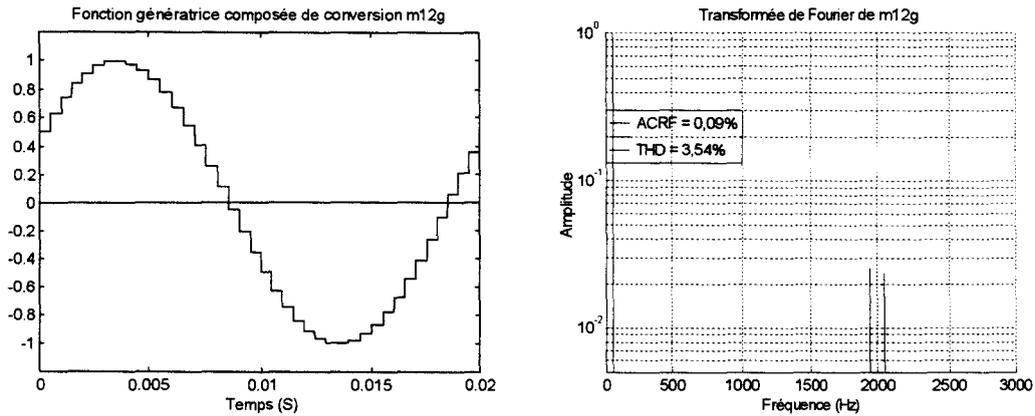


Figure 3.11 : Elaboration de la fonction génératrice de conversion de référence

Sur la représentation des analyses spectrales, chaque rang harmonique caractérise le pourcentage d'amplitude du fondamental et, pour plus de clarté, le tracé est réalisé en coordonnée semi-logarithmique (*entre 0,5 et 100%*). Pour quantifier la qualité spectrale du signal analysé, on utilise le **calcul du Taux de distorsion Harmonique Pondéré (Approximate Current Ripple Factor)** qui prend en compte le rang harmonique k [TRZYNADLOWSKY, 1989].

$$\begin{aligned}
 THD &= \frac{1}{A_1} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} A_k^2} \times 100 : \text{Taux de Distorsion Harmonique Total} \\
 ACRF &= \frac{1}{A_1} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{A_k}{k}\right)^2} \times 100 : \text{Taux de Distorsion Harmonique Pondéré}
 \end{aligned}
 \tag{3.3}$$

où A_k représente l'amplitude de l'harmonique de rang k du signal analysé.

Remarques : Les simulations numériques ont été effectuées à l'aide de l'outil graphique **SIMULINK** qui est une extension graphique du logiciel **MATLAB™**. Les mesures ont été réalisées sur 4096 points à l'aide d'un oscilloscope numérique Philips PM3335 associé au logiciel de traitement **DSOCOM™**. Les fichiers d'échange Ascii sont traités hors ligne par le logiciel **MATLAB™**, ce qui permet d'effectuer des analyses spectrales et des affichages compatibles avec les résultats de simulation.

3.1.7.2. Test du signe des fonctions génératrices de conversion

A. Enoncé de la méthode

Il s'agit de classer les fonctions génératrices de conversion en fonction de leur signe, et d'appliquer ensuite les règles présentées dans le tableau ci-dessous pour obtenir les fonctions génératrices de connexions optimisées (**figure 3.12**). Cette méthode de tri s'apparente avec celle présentée par SEIXAS [SEIXAS, Thèse 1988].

positif. $m_{k_g \text{ REG}}$	négatif. $m_{k_g \text{ REG}}$	Cellule n°1		Cellule n°2		Cellule n°3	
		$f_{11_g \text{ REG}}$	$f_{12_g \text{ REG}}$	$f_{21_g \text{ REG}}$	$f_{22_g \text{ REG}}$	$f_{31_g \text{ REG}}$	$f_{32_g \text{ REG}}$
$m_{12_g \text{ REG}}$	$m_{23_g \text{ REG}}$	$m_{12_g \text{ REG}}$	$1 - m_{12_g \text{ REG}}$	0	1	$-m_{23_g \text{ REG}}$	$1 + m_{23_g \text{ REG}}$
$m_{23_g \text{ REG}}$	$m_{31_g \text{ REG}}$	$-m_{31_g \text{ REG}}$	$1 + m_{31_g \text{ REG}}$	$m_{23_g \text{ REG}}$	$1 - m_{23_g \text{ REG}}$	0	1
$m_{31_g \text{ REG}}$	$m_{12_g \text{ REG}}$	0	1	$-m_{12_g \text{ REG}}$	$1 + m_{12_g \text{ REG}}$	$m_{31_g \text{ REG}}$	$1 - m_{31_g \text{ REG}}$

Figure 3.12 : obtention des fonctions génératrices de connexions optimisées

B. Schéma fonctionnel du générateur de connexions

Le schéma fonctionnel de la **figure 3.13** caractérise le générateur de connexions relatif à une cellule de commutation (*cellule n°1*). Il met en évidence les **trois cas de figures** ($0, m_{i(i+1)_g}$ et $-m_{i(i+2)_ig}$) qui peuvent se produire pour définir la connexion f_{c1g} ($c \in \{1,2,3\}$).

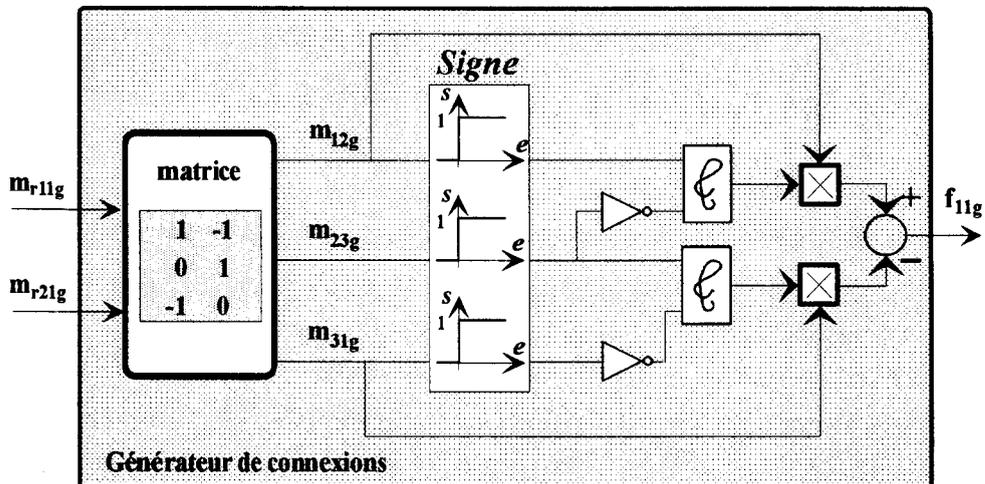


Figure 3.13 : Générateur de connexions relatif à la cellule de commutation n°1

Remarque : Pour les deux autres cellules de commutation, on procède par permutation circulaire des indices.

C. Résultats de Simulations numériques

La **figure 3.14** présente l'évolution temporelle ainsi que l'analyse spectrale d'une simulation de la **fonction de connexion** qui est générée par cette méthode. La partie supérieure de la figure caractérise la fonction génératrice (*image en valeur moyenne de la connexion à réaliser*), tandis que la partie inférieure correspond aux connexions réelles (*impulsions centrées sur la période de commutation*).

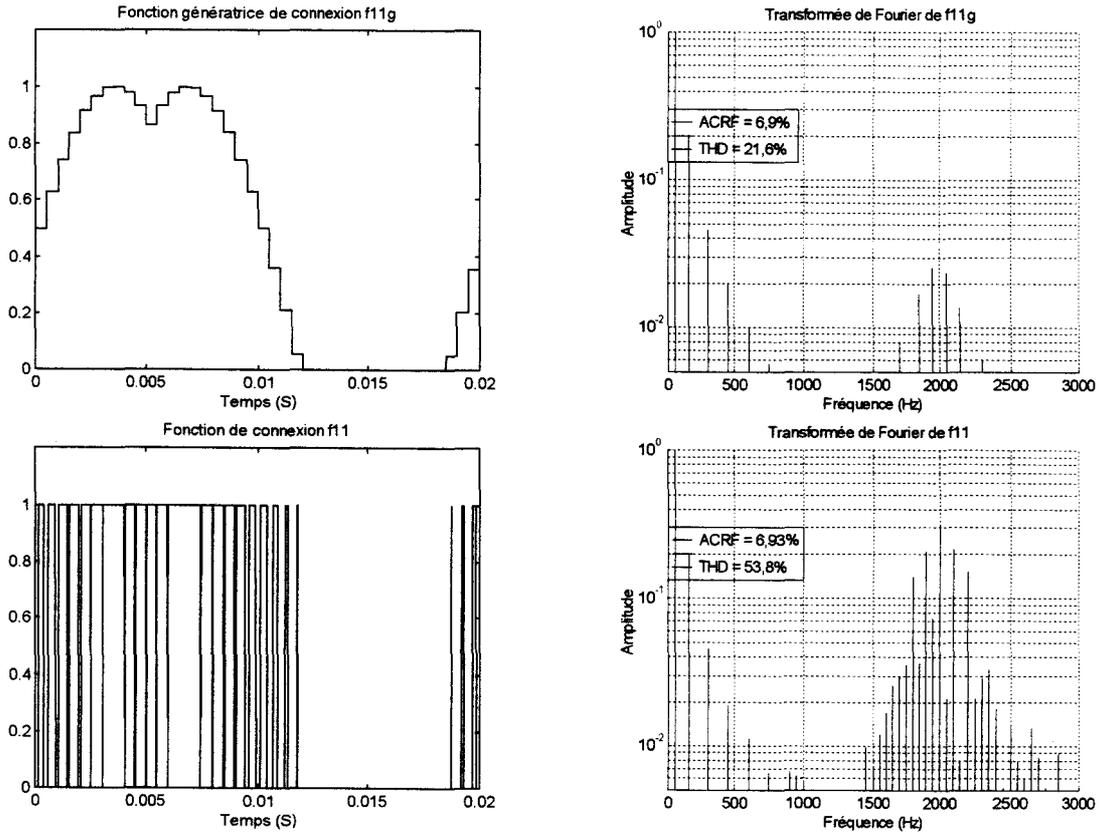


Figure 3.14 : fonctions de connexions simulées

La **figure 3.15** présente l'évolution temporelle ainsi que l'analyse spectrale d'une **fonction de conversion effective** résultante (*image de la tension modulée appliquée à la charge*).

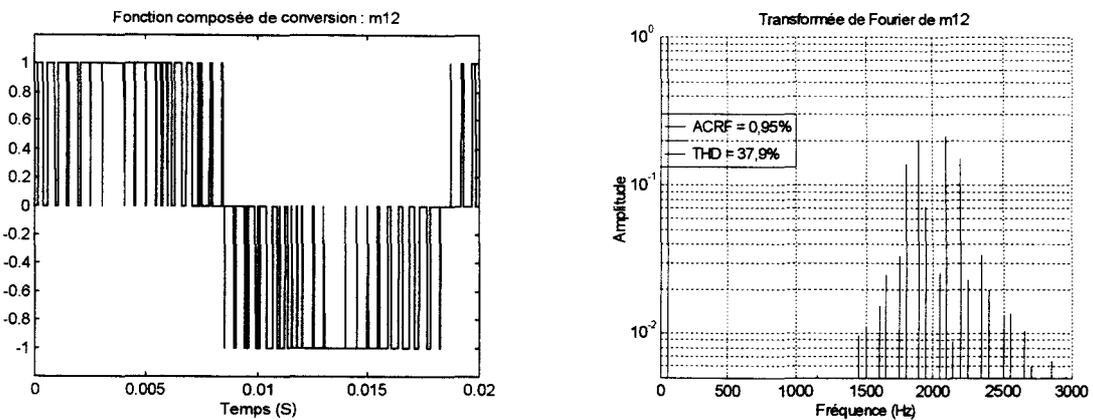


Figure 3.15 : fonction de conversion effective simulée

D. Résultats Expérimentaux

La **figure 3.16** présente l'évolution temporelle ainsi que l'analyse spectrale d'une expérimentation de la **fonction de connexion** qui est générée par cette méthode. La partie supérieure de la figure caractérise la fonction génératrice (*image en valeur moyenne de la connexion à réaliser*), tandis que la partie inférieure correspond aux connexions réelles (*impulsions centrées sur la période de commutation*).

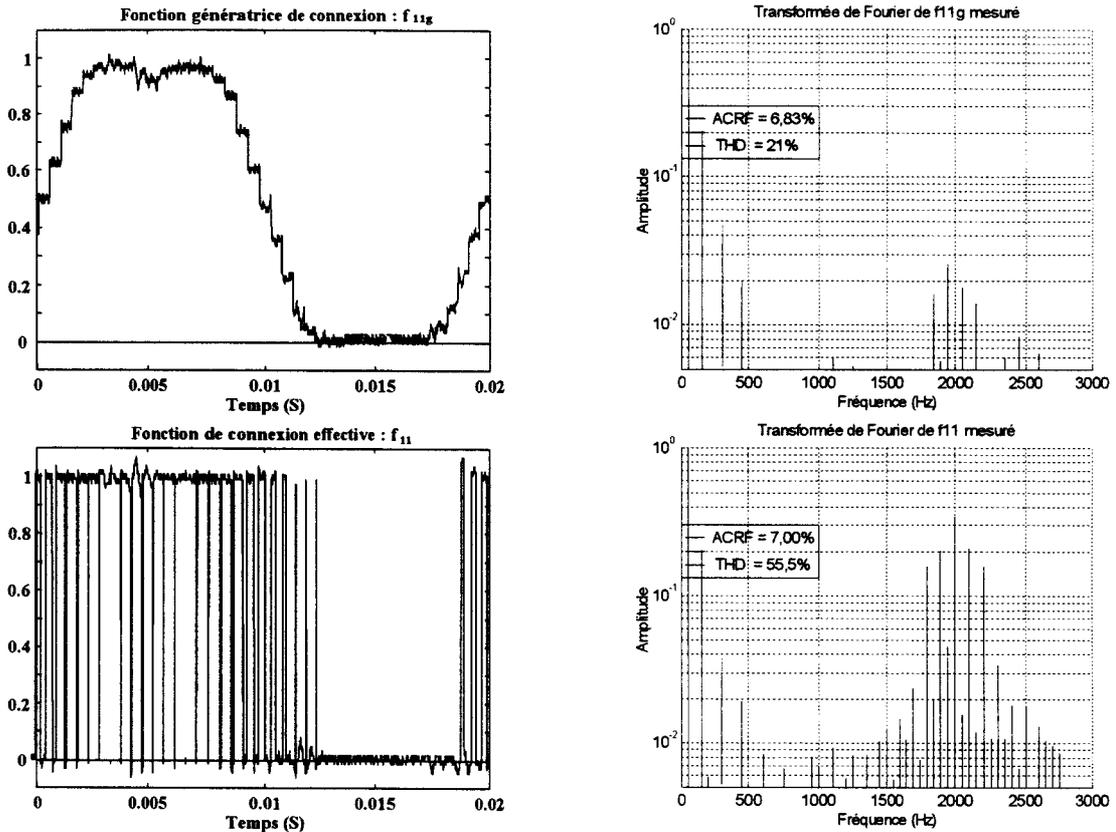


Figure 3.16 : fonctions de connexions mesurées

La **figure 3.17** présente l'évolution temporelle ainsi que l'analyse spectrale d'une **fonction de conversion effective** résultante (*image de la tension modulée appliquée à la charge*).

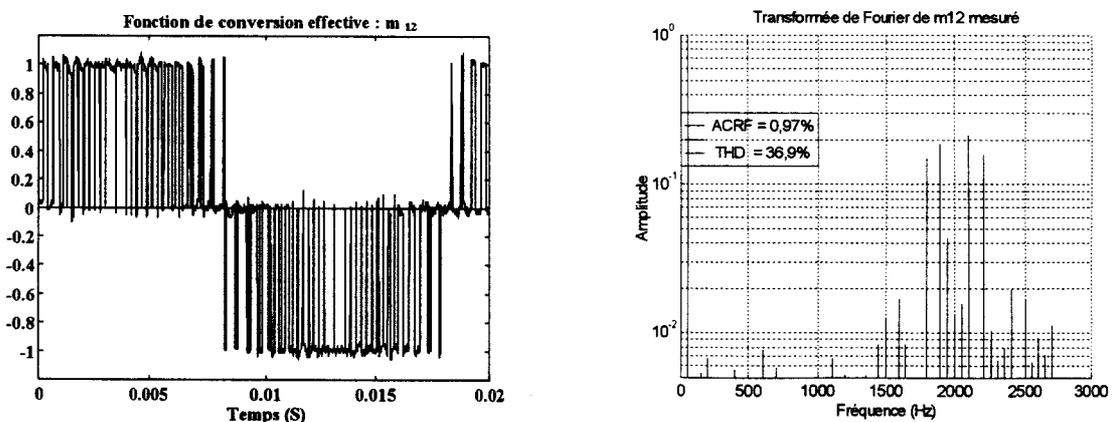


Figure 3.17 : fonction de conversion instantanée mesurée

E. Interprétation des résultats

On observe que la méthode utilisée revient à *injecter implicitement* des *harmoniques impairs* dans les fonctions de connexion (20% d'harmonique 3, 4,5% d'harmonique 5 ...). Malgré la distorsion (*forme d'onde non-sinusoidale*), on constate l'optimisation des fonctions de conversion instantanées :

- *Amplitude des tensions composées* équivalente à celle de la source d'alimentation,
- faible *taux de distorsion harmonique pondéré* ($ACRF < 1\%$).

On obtient des résultats de simulation et expérimentaux qui sont en concordance avec les prédéterminations théoriques.

3.1.7.3. Méthode de l'injection implicite d'harmonique trois

A. Enoncé de la méthode

Il s'agit de *classer* les fonctions génératrices de conversion *en fonction de leur amplitude*, et d'appliquer ensuite les règles présentées dans le tableau ci-dessous (*figure 3.18*). On obtient des fonctions génératrices de connexion optimisées qui s'apparentent à celles obtenues par la *méthode d'injection d'harmonique trois* classique [HOULDSWORTH, 1984]. Les résultats de la comparaison de ces deux méthodes ont été présentés dans le cadre d'une commande numérique à base de Processeur de Signal [DEGOBERT, DSP 1995].

max.	min.	Cellule n°1		Cellule n°2		Cellule n°3	
		$f_{11g\text{REG}}$	$f_{12g\text{REG}}$	$f_{21g\text{REG}}$	$f_{22g\text{REG}}$	$f_{31g\text{REG}}$	$f_{32g\text{REG}}$
$m_{k_g\text{REG}}$	$m_{k_g\text{REG}}$						
$m_{12g\text{REG}}$	$m_{23g\text{REG}}$	$m_{12g\text{REG}}$	$1 - m_{12g\text{REG}}$	0	1	$-m_{23g\text{REG}}$	$1 + m_{23g\text{REG}}$
$m_{12g\text{REG}}$	$m_{31g\text{REG}}$	1	0	$1 - m_{12g\text{REG}}$	$m_{12g\text{REG}}$	$1 + m_{31g\text{REG}}$	$-m_{31g\text{REG}}$
$m_{23g\text{REG}}$	$m_{31g\text{REG}}$	$-m_{31g\text{REG}}$	$1 + m_{31g\text{REG}}$	$m_{23g\text{REG}}$	$1 - m_{23g\text{REG}}$	0	1
$m_{23g\text{REG}}$	$m_{12g\text{REG}}$	$1 + m_{12g\text{REG}}$	$-m_{12g\text{REG}}$	1	0	$1 - m_{23g\text{REG}}$	$m_{23g\text{REG}}$
$m_{31g\text{REG}}$	$m_{12g\text{REG}}$	0	1	$-m_{12g\text{REG}}$	$1 + m_{12g\text{REG}}$	$m_{31g\text{REG}}$	$1 - m_{31g\text{REG}}$
$m_{31g\text{REG}}$	$m_{23g\text{REG}}$	$1 - m_{31g\text{REG}}$	$m_{31g\text{REG}}$	$1 + m_{23g\text{REG}}$	$-m_{23g\text{REG}}$	1	0

Figure 3.18 : obtention des fonctions génératrices de connexion optimisées

Cette seconde méthode semble plus complexe à mettre en oeuvre que la précédente, néanmoins, cette optimisation fait apparaître un nombre minimum de changements d'état des interrupteurs ; ce qui conduit à une **limitation des pertes par commutation** dans les semi-conducteurs.

B. Schéma fonctionnel du générateur de connexion

Le schéma fonctionnel de la **figure 3.19** caractérise le générateur de connexions relatif à une cellule de commutation (*cellule n°1*). Il met en évidence les **six cas de figures** ($m_{i(i+1)g}$, 1, $-m_{i(i+2)ig}$, $1+m_{i(i+1)g}$, 0 et $1-m_{i(i+2)ig}$) qui peuvent se produire pour définir la connexion f_{c1g} ($c \in \{1,2,3\}$).

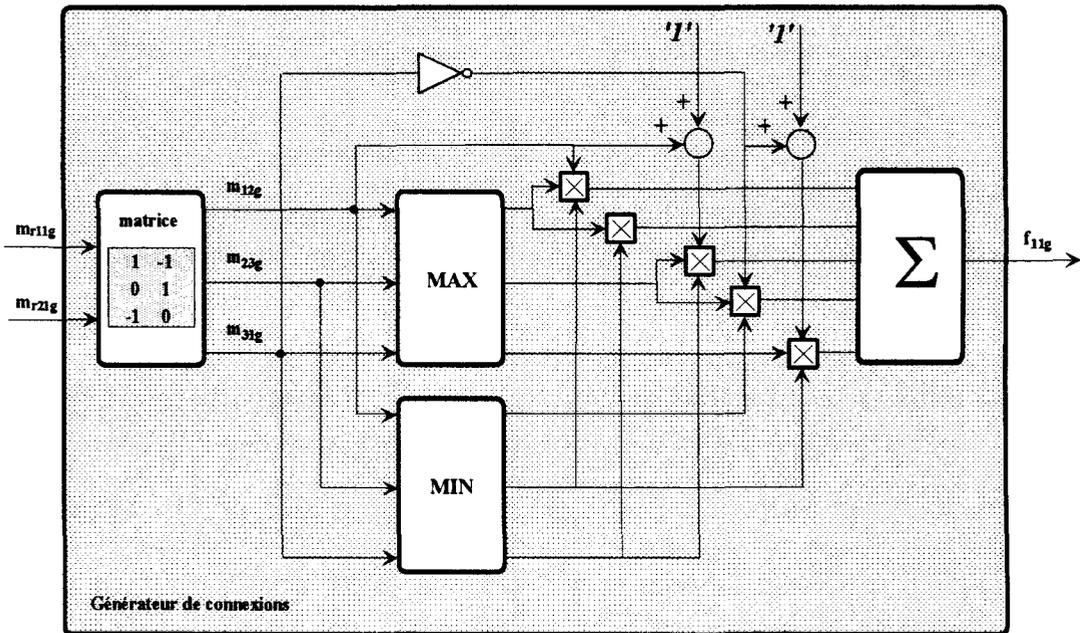


Figure 3.19 : Générateur de connexions relatif à la cellule de commutation n°1

Remarque : Pour les deux autres cellules de commutation, on procède par permutation circulaire des indices.

C. Résultats de Simulations numériques

La **figure 3.20** présente l'évolution temporelle ainsi que l'analyse spectrale d'une simulation de la **fonction de connexion** qui est générée par cette méthode. La partie supérieure de la figure caractérise la fonction génératrice (*image en valeur moyenne de la connexion à réaliser*), tandis que la partie inférieure correspond aux connexions réelles (*impulsions centrées sur la période de commutation*).

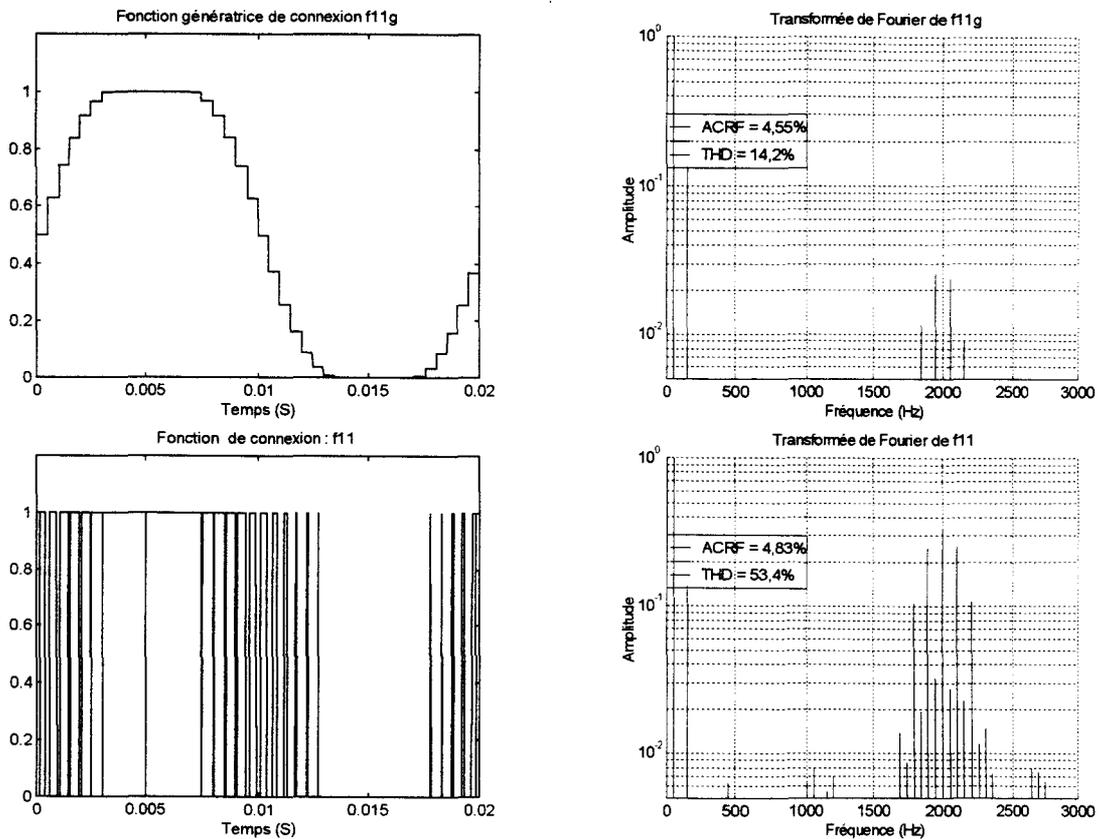


Figure 3.20 : fonctions de connexions simulées

La **figure 3.21** présente l'évolution temporelle ainsi que l'analyse spectrale d'une **fonction de conversion effective** résultante (*image de la tension modulée appliquée à la charge*).

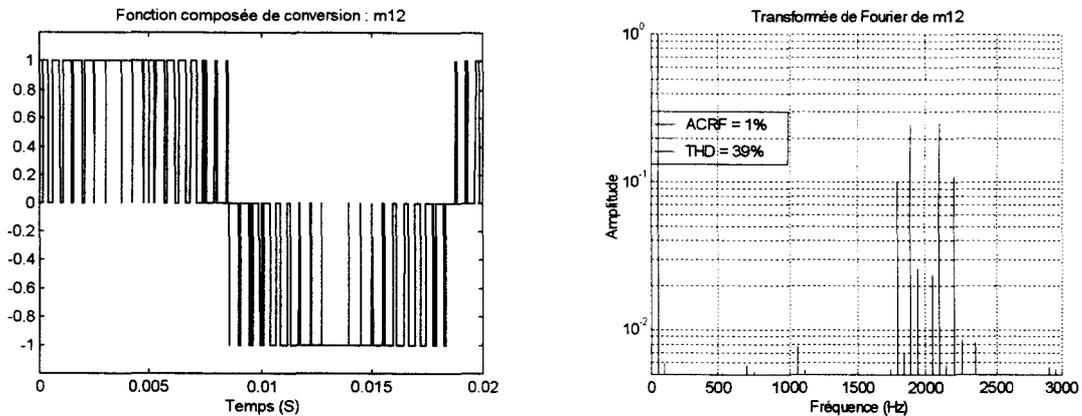


Figure 3.21 : fonction de conversion effective simulée

D. Résultats Expérimentaux

La **figure 3.22** présente l'évolution temporelle ainsi que l'analyse spectrale d'une expérimentation de la **fonction de connexion** qui est générée par cette méthode. La partie supérieure de la figure caractérise la fonction génératrice (*image en valeur moyenne de la connexion à réaliser*), tandis que la partie inférieure correspond aux connexions réelles (*impulsions centrées sur la période de commutation*).

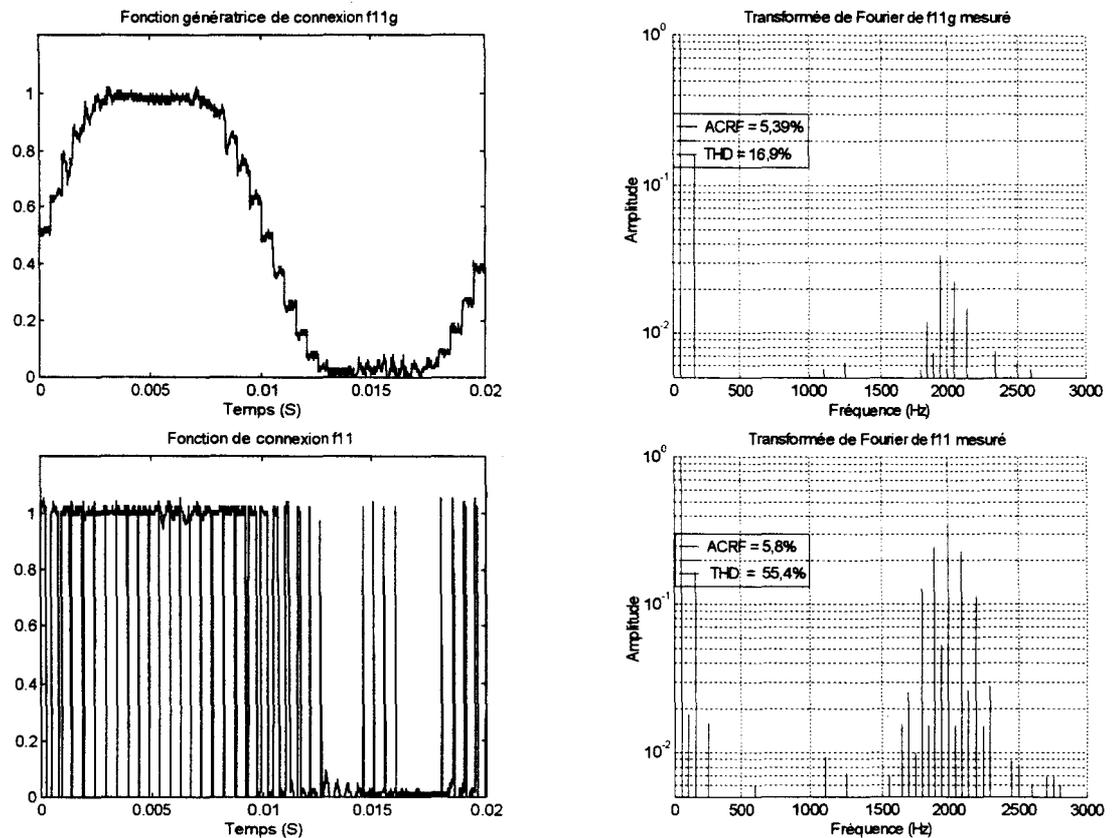


Figure 3.22 : fonctions de connexions mesurées

La *figure 3.23* présente l'évolution temporelle ainsi que l'analyse spectrale d'une *fonction de conversion effective* résultante (*image de la tension modulée appliquée à la charge*).

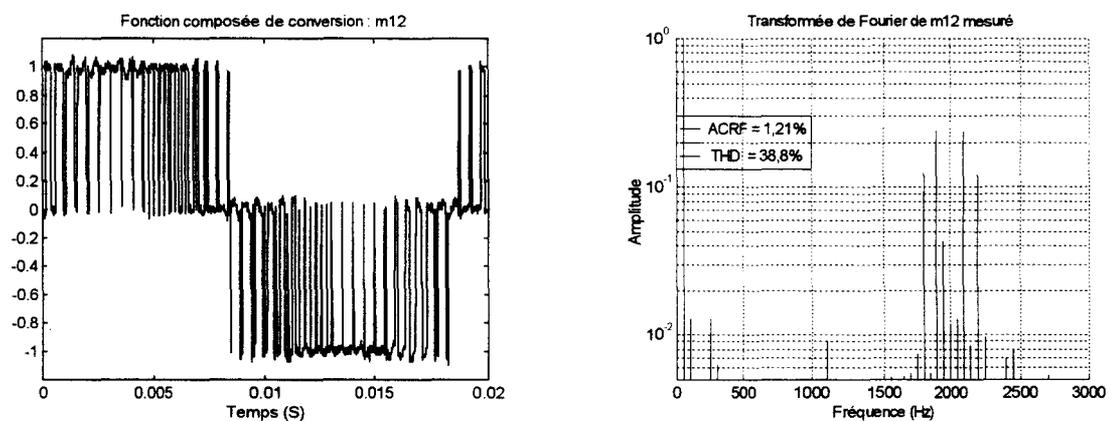


Figure 3.23 : fonction de conversion effective mesurée

E. Interprétation des résultats

On observe que la méthode utilisée revient à *injecter implicitement* des *harmoniques de rang 3* dans les fonctions de connexion (16,6% d'harmonique 3). Malgré la distorsion (*forme d'onde non-sinusoidale*), on constate l'optimisation des fonctions de conversion instantanées en concordance avec les prédéterminations théoriques.

3.2. LA MACHINE SYNCHRONE TRIPHASEE

Nous considérons une *machine Synchrone* qui se décompose de la manière suivante :

- **trois enroulements** identiques pour les phases *statoriques* dont les axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à $2\pi/3$,
- un **enroulement inducteur tournant** à la vitesse mécanique Ω (*phase rotorique*) dont l'axe longitudinal noté \vec{L} est repéré par l'angle α_m par rapport à l'axe de la phase statorique \vec{S}_a , prise comme référence.

Notations :

- R_s, L_s, R_f et L_f : la résistance et l'inductance propre d'induit, la résistance et l'inductance propre d'inducteur,
- L_{s2} : module de la partie fluctuante de l'inductance statorique,
- M_{sf} : mutuelle inductance entre une phase du stator et l'inducteur,
- L_d et L_q : les inductances cycliques d'induit longitudinale et transversale,
- $(v_{abc}), (i_{abc})$ et (ϕ_{abc}) : les tensions, les courants et les flux d'induit dans le référentiel triphasé statorique,
- v_f, i_f et ϕ_f : la tension, le courant et le flux d'inducteur,
- $v_d, v_q, i_d, i_q, \phi_d$ et ϕ_q : les tensions, les courants et les flux d'induit dans le référentiel de Park,
- $v_{fd}, v_{fq}, i_{fd}, i_{fq}, \phi_{fd}$ et ϕ_{fq} : les tensions, les courants et les flux d'inducteur dans le référentiel de Park,
- k_d, k_q et k_f : les coefficients de couplage par gyration respectivement au stator (*induit*) et au rotor (*inducteur*),
- e_d et e_q : les forces électromotrices induites par le stator (*induit*),
- c_d, c_q et c_f : les couples électromagnétiques fournis respectivement par le stator (*induit*) et par le rotor (*inducteur*),
- $\omega, c_e, \Sigma c_L$ et J : la vitesse angulaire mécanique, le couple électromagnétique résultant, les couples de charge et le moment d'inertie total ramenés sur l'arbre,
- p : le nombre de paires de pôles,
- Ω : vitesse mécanique,
- α_m : la position angulaire réelle de la machine dans le référentiel triphasé a, b, c (*angle électrique*),
- α_p : la position angulaire du référentiel de Park dans un repère quelconque,
- $\Delta\alpha$: l'écart de calage existant entre la position angulaire du référentiel de Park et la position angulaire réelle de la machine.

Remarque : Les calculs relatifs à la modélisation de la machine Synchrone dans les référentiels triphasé a, b, c et diphasé α, β sont repris en détail en *annexe 2*.

3.2.1. Modèle triphasé de la machine synchronne (référentiel a, b, c)

Nous définissons à la **figure 3.24** la **machine synchronne à inducteur radial bobiné** qui n'est autre qu'une machine généralisée à rotor monophasé et stator triphasé pour laquelle, l'entrefer est variable (*saillance des pôles*).

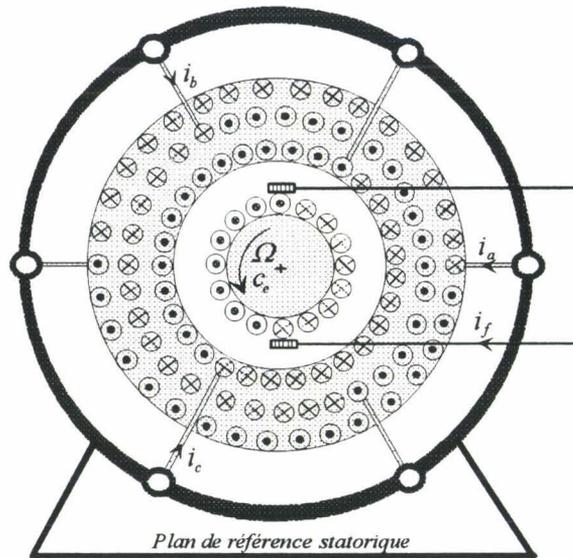


Figure 3.24 : Représentation schématique de la machine synchronne dans le repère a, b, c

Les enroulements de la machine synchronne dans l'espace électrique sont présentés à la **figure 3.25** :

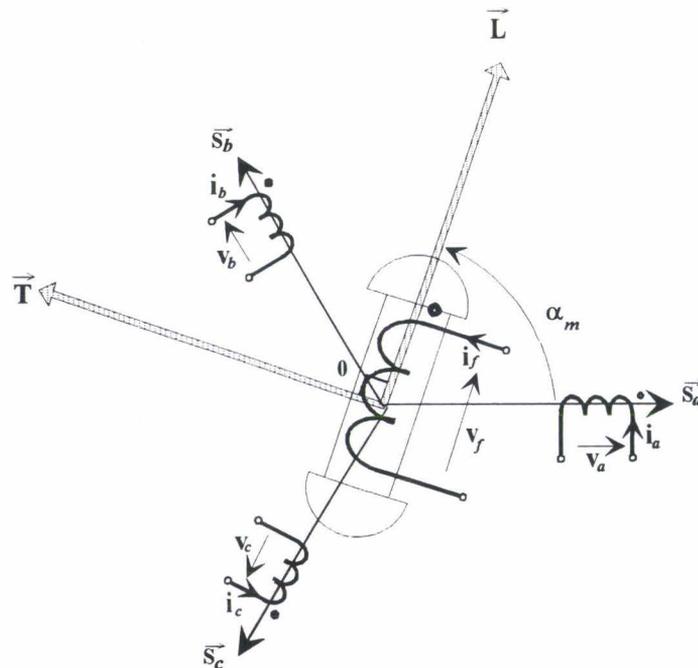


Figure 3.25 : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique
(machine Synchronne à inducteur radial bobiné dans le repère a, b, c)

Sur la figure, l'angle α_m représente la position de l'axe longitudinal du rotor (*inducteur*) par rapport à la bobine statorique S_a .

La **figure 3.26** représente le **Graphe Informationnel Causal** sur la machine synchrone à inducteur radial bobiné pour laquelle :

• **PE1** et **PE2** sont des **relations causales linéaires** qui correspondent à des **Processeurs Electriques élémentaires à accumulation d'énergie cinétique** : leurs entrées sont alors des grandeurs potentielles (*tensions*), leurs sorties des grandeurs cinétiques (*flux*) :

$$\text{INDUIT} \quad \frac{d}{dt}(\varphi_{abc})^t = (v_{abc})^t - [R_s](i_{abc})^t \quad (\text{PE1})$$

$$\text{INDUCTEUR} \quad \frac{d}{dt}\varphi_f = v_f - R_f i_f \quad (\text{PE2})$$

$$\text{Soit :} \quad \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_f \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \\ \varphi_f \end{pmatrix}$$

• **CO** est une **relation rigide** liant les flux aux courants ; il s'agit d'un **Couplage Opérateur énergétiquement neutre**. La position α_m étant une grandeur influente.

$$\begin{aligned} (\varphi_{abc})^t &= [L_{abc}](i_{abc})^t + [M_{sf}]i_f \\ \varphi_f &= [M_{sf}]^t(i_{abc})^t + L_f i_f \end{aligned} \quad (\text{CO})$$

Dans l'hypothèse de la répartition spatiale sinusoidale : $[L_{abc}] = [L_s] + [L_{s2}]$ tel que :

$$[L_{s2}] = l_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\alpha_m) & \cos(2\alpha_m - 2\pi/3) & \cos(2\alpha_m + 2\pi/3) \\ \cos(2\alpha_m - 2\pi/3) & \cos(2\alpha_m + 2\pi/3) & \cos(2\alpha_m) \\ \cos(2\alpha_m + 2\pi/3) & \cos(2\alpha_m) & \cos(2\alpha_m - 2\pi/3) \end{bmatrix} \text{ la matrice regroupant}$$

la partie fluctuante de l'**inductance statorique**,

$$[L_s] = l_s \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 \end{bmatrix} \text{ la matrice des } \textit{inductances propres statoriques},$$

$$\text{et } [M_{sf}] = M_{sf} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_m) \\ \cos(\alpha_m - 2\pi/3) \\ \cos(\alpha_m + 2\pi/3) \end{bmatrix} \text{ la matrice } \textit{inductance mutuelle stator - inducteur}.$$

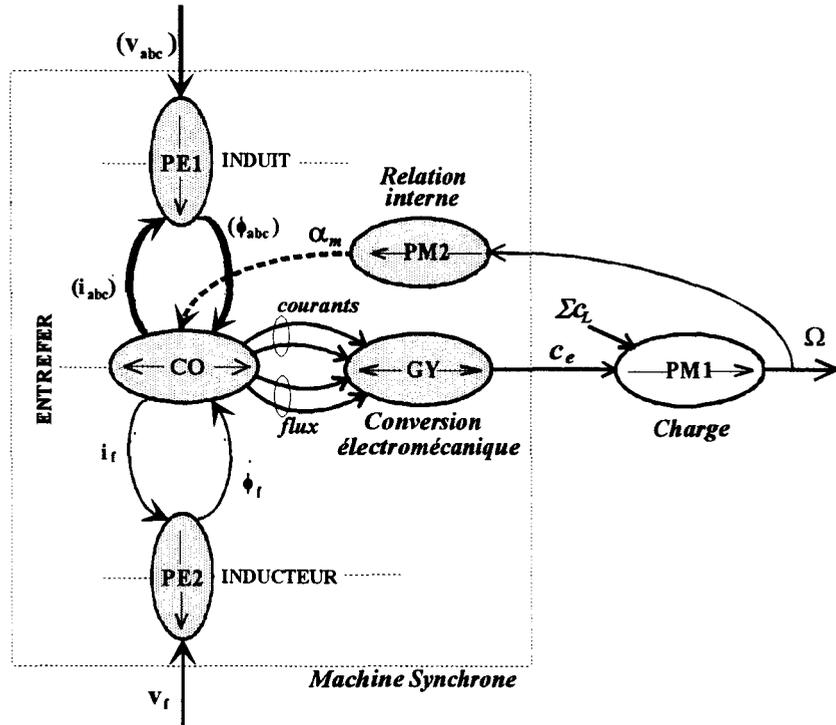


Figure 3.26 : Graphe Informationnel Causal sur la machine synchrone triphasée

En remplaçant les expressions des flux **CO** dans les équations des *Parties Electriques* **PE1** et **PE2**, on obtient les équations de la *machine synchrone à inducteur bobiné* dans le repère a, b, c ne faisant intervenir que les courants :

$$\begin{aligned}
 (v_{abc})^t &= [R_s](i_{abc})^t + [[L_s] + [L_{s2}]] \frac{d}{dt}(i_{abc})^t + p\Omega \frac{d}{d\alpha_m}[L_{s2}](i_{abc})^t + \dots \\
 &\quad + [M_{sf}] \frac{d}{dt}i_f + p\Omega \frac{d}{d\alpha_m}[M_{sf}]i_f \\
 v_f &= R_f i_f + L_f \frac{d}{dt}i_f + [M_{sf}]^t \frac{d}{dt}(i_{abc})^t + p\Omega \frac{d}{d\alpha_m}[M_{sf}]^t(i_{abc})^t
 \end{aligned} \tag{3.13}$$

avec :

$$\frac{d}{d\alpha_m}[M_{sf}] = -M_{sf} \begin{bmatrix} \sin(\alpha_m) \\ \sin(\alpha_m - 2\pi/3) \\ \sin(\alpha_m + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

$$\text{et } \frac{d}{d\alpha_m}[L_{s2}] = -l_{s2} \begin{bmatrix} \sin(2\alpha_m) & \sin(2\alpha_m - 2\pi/3) & \sin(2\alpha_m + 2\pi/3) \\ \sin(2\alpha_m - 2\pi/3) & \sin(2\alpha_m + 2\pi/3) & \sin(2\alpha_m) \\ \sin(2\alpha_m + 2\pi/3) & \sin(2\alpha_m) & \sin(2\alpha_m - 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

3.2.2. Généralisation du modèle de la machine synchrone (référentiel α, β)

Si on applique à la machine triphasée un changement de référentiel au stator et au rotor, au moyen de la **transformation de Concordia** $[T_{32}]$ (annexe 7), on obtient un modèle identique à celui de la machine généralisée dans le référentiel diphasé α, β .

La **représentation Informationnelle** sur la machine généralisée (paragraphe 1.2.1) est donc applicable directement à la machine Synchrone (**figure 3.27**) :

• $CO11$, $CO21$, $CO12$ et $CO22$ sont des **relations rigides** qui traduisent les changements de coordonnées réalisés au niveau de l'induit et de l'inducteur par la **transformée de Concordia** :

$$\text{INDUIT} \quad \begin{pmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{pmatrix} = [T_{32}] \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \quad (CO11)$$

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = [T_{23}] \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} \quad (CO21)$$

$$\text{INDUCTEUR} \quad \begin{pmatrix} v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{pmatrix} = [T_{32}] \begin{pmatrix} v_f \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (CO12)$$

$$\begin{pmatrix} i_f \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = [T_{23}] \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} \quad (CO22)$$

avec $[T_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$ matrice de Concordia réduite telle que $[T_{32}]^t$ soit notée $[T_{23}]$

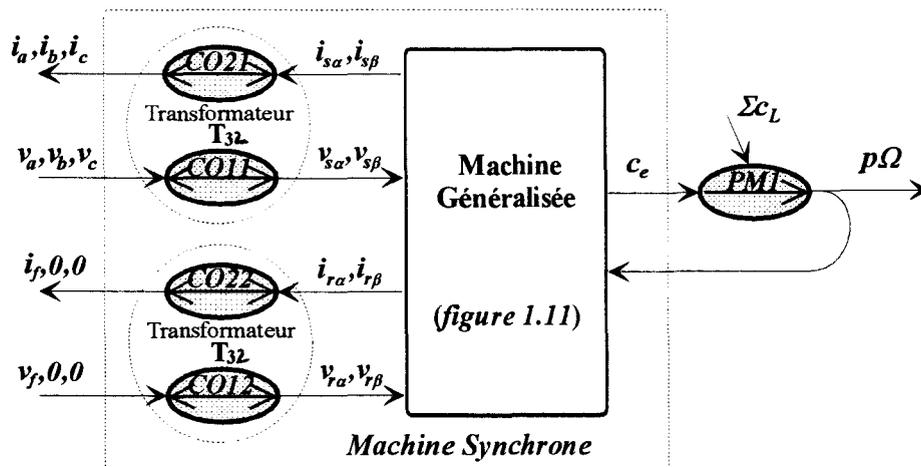


Figure 3.27 : Graphe Informationnel Causal sur la machine synchrone équivalente à la machine généralisée dans le référentiel (a, b, c)

3.2.3. Adaptation du modèle de la machine synchrone vu du convertisseur statique

On a montré au chapitre 2, qu'un convertisseur statique réalise la modulation de deux grandeurs d'état indépendantes de même nature (*tensions ou courants*). Dans ces conditions, certaines *transformations* sont nécessaires pour adapter le modèle de la machine aux grandeurs modulées (*tensions composées ou courants de lignes*).

3.2.3.1. Représentation Informationnelle sur les transformations mathématiques

La figure 3.28 représente les *Graphes Informationnels Causaux* qui caractérisent les différents changements de référentiels rencontrés (*transformations mathématiques*) :

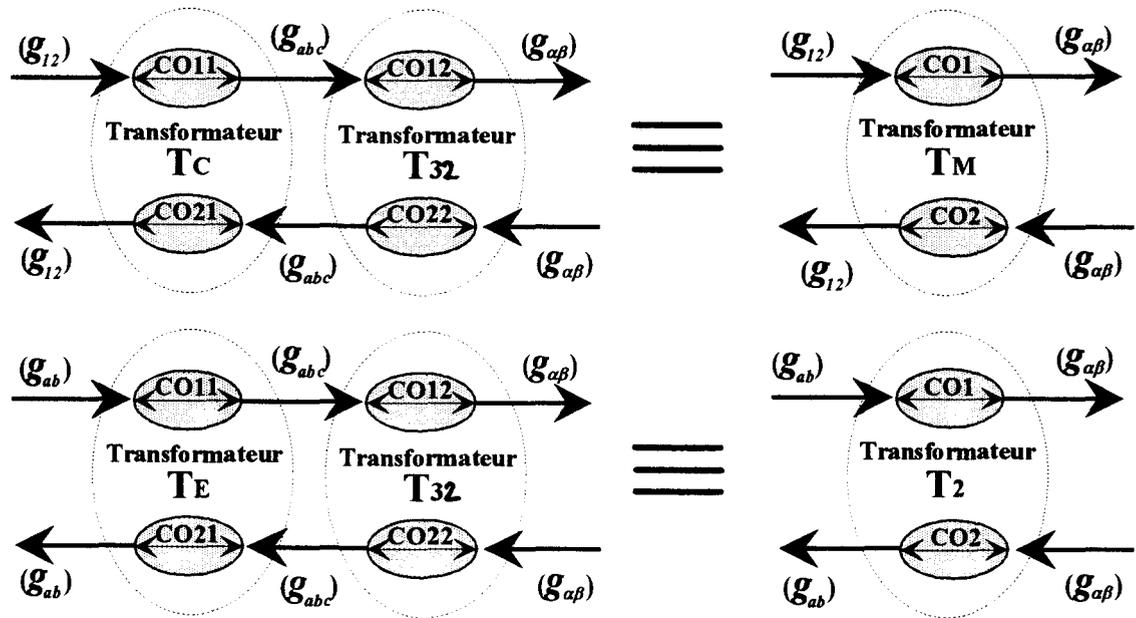


Figure 3.28 : Graphes Informationnels Causaux sur les Transformations

avec $[T_M] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$ et $[T_M]^{-1} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \sqrt{3}/2 & 1/2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ matrices de transformation
utilisées pour les *tensions composées*,

avec $[T_2] = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \sqrt{3}/2 & 0 \\ 1/2 & 1 \end{bmatrix}$ et $[T_2]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$ matrices de transformation
utilisées pour les *courants de lignes*.

Remarque : Les calculs intermédiaires relatifs à ces transformations sont repris en détail en *annexe 7*.

3.2.3.2. *Modèle de la machine Synchrone vu du convertisseur statique*

La **figure 3.29** correspond à la **représentation Informationnelle** sur la machine Synchrone vue des grandeurs statoriques modulées (*tensions composées ou courants de lignes*) :

- **CO11** et **CO21** sont des **relations rigides** qui traduisent les changements de coordonnées réalisés au niveau de l'induit :

$$\text{INDUIT} \quad \begin{pmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{pmatrix} = [T_M] \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} \quad (\text{CO11})$$

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix} = [T_2]^{-1} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} \quad (\text{CO21})$$

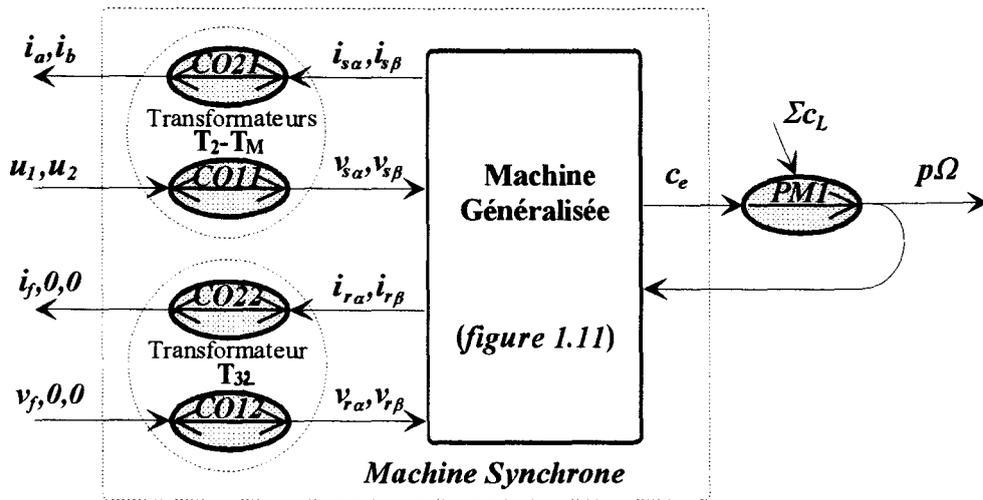


Figure 3.29 : Graphe Informationnel Causal sur la machine synchrone équivalente à la machine généralisée dans le référentiel du convertisseur statique

De cette analyse, on détermine sous forme d'un schéma fonctionnel, le **modèle de la machine Synchrone** vu du convertisseur statique (**figure 3.30**).

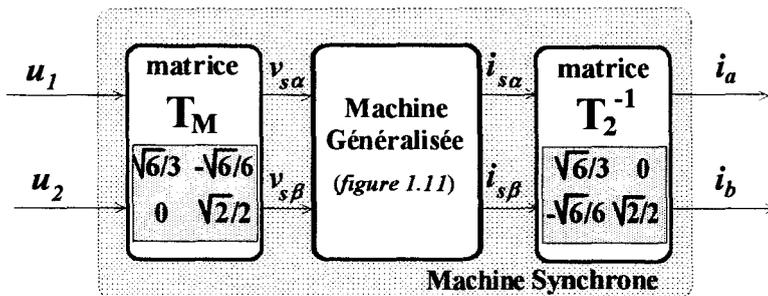


Figure 3.30 : Modèle du stator de la machine Synchrone vu du convertisseur statique

3.2.4. Modèle de Park de la machine synchrone à entrefer constant

La description angulaire du *repère fictif d,q lié au champ tournant* est présentée à la *figure 3.31*. On peut rappeler que θ_s et θ_r sont naturellement liés à α_m par une relation rigide qui traduit la *conservation de la quantité de mouvement des référentiels* :

$$\boxed{\alpha_m = \theta_s - \theta_r} \quad (1.8)$$

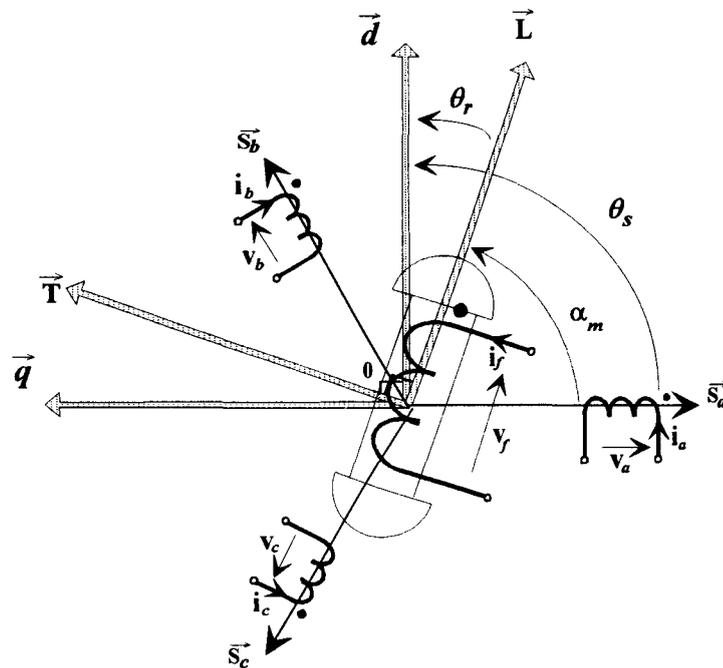


Figure 3.31 : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique
(machine synchrone à inducteur radial bobiné dans le repère d,q)

Sur la figure, l'angle α_m représente la position de l'axe longitudinal du rotor (*inducteur*) par rapport à la bobine statorique S_a alors que l'angle θ_s désigne la position du plan (d,q) par rapport au plan (a,b,c).

Pour reprendre le *modèle généralisé de Park* vu précédemment (*chapitre 1*), on suppose implicitement qu'il existe un enroulement sur l'axe q , de même constitution que l'inducteur réel mais laissé en circuit ouvert ($i_{fq}=0$). Ce choix permet de prendre en compte la réaction du stator par rapport au rotor, donc de tenir compte de l'écart de calage ($\Delta\alpha$) existant entre la position angulaire du référentiel de Park et la position angulaire réelle de la machine.

Pour cette machine, la simplification du modèle dans le repère d,q est optimale lorsque l'axe longitudinal, correspondant à celui de l'inducteur est en coïncidence avec l'axe d. Dans ces conditions, le repère tourne à la même vitesse que le rotor signifiant que la vitesse ω , et l'angle θ_r , sont nuls.

La **figure 3.32** rappelle la **représentation schématique** de la machine synchrone à inducteur radial bobiné et entrefer constant dans le référentiel de Park pour lequel, le champ tournant est lié au plan de référence des balais (*alignement de l'axe longitudinal sur l'axe d*).

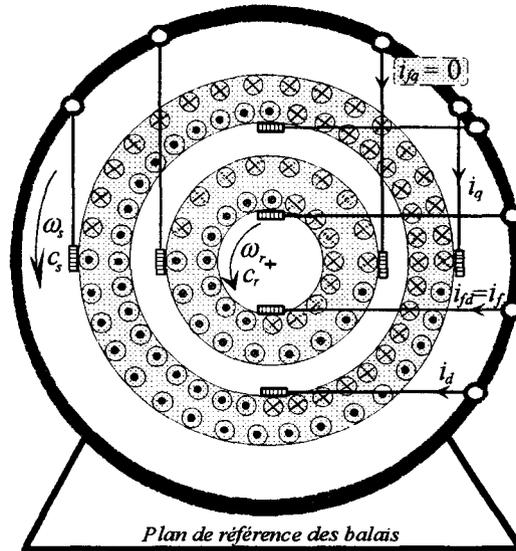


Figure 3.32 : Représentation schématique de la machine synchrone à entrefer constant dans le repère d,q

La représentation des enroulements fictifs de la machine synchrone à entrefer constant reprend la structure de la figure 1.14 lorsque le courant i_{rq} est nul (**figure 3.33**).

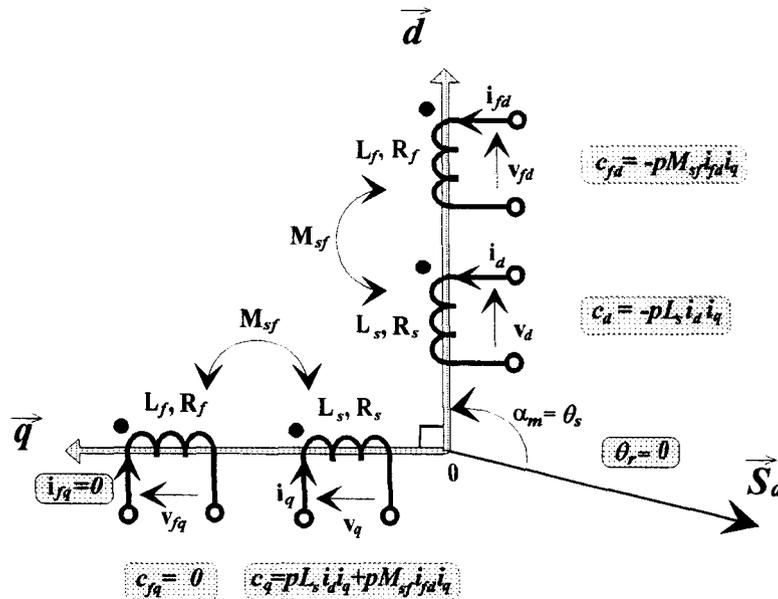


Figure 3.33 : Représentation des enroulements fictifs de la machine synchrone à entrefer constant (*alignement de l'axe longitudinal sur l'axe d*)

La **figure 3.34** donne le **Graphe Informationnel Causal** sur la machine synchrone à inducteur radial bobiné et entrefer constant dans le référentiel de Park. Ce graphe est établi de manière à retrouver une organisation analogue à celle de l'actionneur de référence.

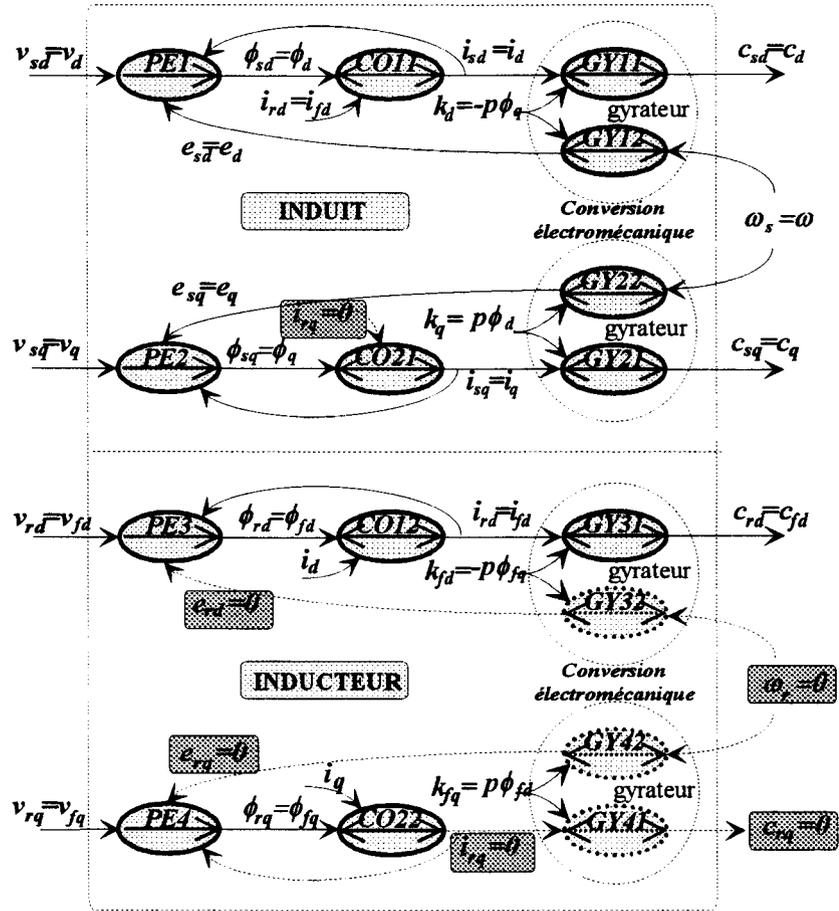


Figure 3.34 : Graphe Informationnel Causal sur la machine synchrone à entrefer constant (organisation inducteur induit)

• **PE1, PE2, PE3** et **PE4** sont des **relations causales** qui correspondent à des **Processus Electriques élémentaires à accumulation d'énergie cinétique** : leurs entrées sont alors des grandeurs potentielles (**tensions**), leurs sorties des grandeurs cinétiques (**flux**) :

INDUIT	$\frac{d}{dt} \phi_d = v_d - R_s i_d + \omega \phi_q$	(PE1)
	$\frac{d}{dt} \phi_q = v_q - R_s i_q - \omega \phi_d$	(PE2)
INDUCTEUR	$\frac{d}{dt} \phi_{fd} = v_{fd} - R_f i_{fd}$	(PE3)
	$\frac{d}{dt} \phi_{fq} = v_{fq}$	(PE4)

Les flux sont les grandeurs influencées, et la vitesse ω apparaît comme grandeur influente au même titre que les tensions v_d , v_q , v_{fd} et v_{fq} .

• **CO11, CO12, CO21 et CO22** sont des *relations rigides* ; il s'agit de *Couplages Opérateur énergétiquement neutres* liant les flux et les courants :

$$\phi_d = L_s i_d + M_{sf} i_{fd} \quad (\text{CO11})$$

$$\phi_{fd} = L_f i_{fd} + M_{sf} i_d \quad (\text{CO12})$$

$$\phi_q = L_s i_q \quad (\text{CO21})$$

$$\phi_{fq} = M_{sf} i_q \quad (\text{CO22})$$

• **GY11, GY12, GY21, GY22, GY31, GY32, GY41 et GY42** sont les relations de *couplage par Gyration* qui traduisent la *conversion électromécanique* :

Au stator : $c_d = -p\phi_q i_d = -p(L_s i_q) i_d = k_d i_d \quad (\text{GY11})$

$$e_d = -\phi_q \omega = k_d \Omega \quad (\text{GY12})$$

$$c_q = p\phi_d i_q = p(L_s i_d + M_{sf} i_{fd}) i_q = k_q i_q \quad (\text{GY21})$$

$$e_q = \phi_d \omega = k_q \Omega \quad (\text{GY22})$$

Au rotor : $c_{fd} = c_f = -p\phi_{fq} i_{fd} = -p(M_{sf} i_q) i_{fd} = k_f i_{fd} \quad (\text{GY31})$

$$e_{fd} = 0 \quad (\text{GY32})$$

$$c_{fq} = 0 \quad (\text{GY41})$$

$$e_{fq} = 0 \quad (\text{GY42})$$

où k_d , k_q et k_f sont les *coefficients de couplage par Gyration*.

En remplaçant les expressions des flux données ci-dessus dans les équations des *Parties Electriques PE1 à PE4*, on obtient :

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d + L_s \frac{d}{dt} i_d + M_{sf} \frac{d}{dt} i_{fd} - L_s \omega i_q \\ v_q &= R_s i_q + L_s \frac{d}{dt} i_q + L_s \omega i_d + M_{sf} \omega i_{fd} \\ v_{fd} &= R_f i_{fd} + L_f \frac{d}{dt} i_{fd} + M_{sf} \frac{d}{dt} i_d \\ v_{fq} &= M_{sf} \frac{d}{dt} i_q \end{aligned} \quad (3.14)$$

• **CO3** est une relation de **Couplage** qui traduit le **principe d'action réaction** dans le référentiel de Park (1.11) :

$$c_e = (c_d + c_q) = -(c_{fd} + c_{fq}) = -c_f \quad (\text{CO3})$$

En remplaçant les couples par les expressions **GY11**, **GY21**, **GY31** et **GY41** il vient :

$$c_e = k_d i_d + k_q i_q = -k_f i_{fd}$$

$$c_e = (-pL_s i_q) i_d + (pL_s i_d + pM_{sf} i_{fd}) i_q = -(-pM_{sf} i_{fd}) i_q \quad (\text{GY})$$

Soit :

$$c_e = pM_{sf} i_{fd} i_q \quad (3.15)$$

Ce qui donne le graphe réduit ci-après faisant intervenir les simplifications énoncées ci-dessus (**figure 3.35**) :

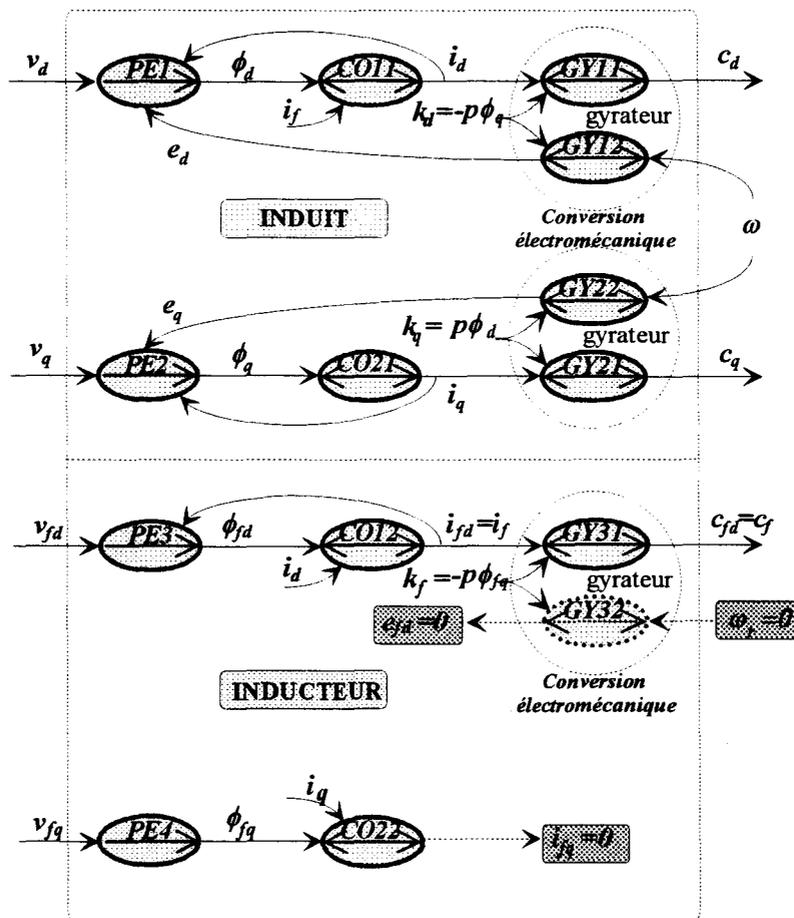


Figure 3.35 : Graphe Informationnel Causal simplifié sur la machine synchrone dans le repère d'axes d, q (organisation inducteur induit)

3.2.5. Modèle de Park de la machine synchrone à entrefer variable

La **saillance des pôles** ($l_{s2} \neq 0$) modifie les relations de Couplage (CO11) et (CO21) caractérisant les flux statoriques, les autres étant inchangées. On a :

$$\phi_d = L_d i_d + M_{sf} i_{fd} \quad (\text{CO11})$$

$$\phi_{fd} = L_f i_{fd} + M_{sf} i_d \quad (\text{CO12})$$

$$\phi_q = L_q i_q \quad (\text{CO21})$$

$$\phi_{fq} = M_{sf} i_q \quad (\text{CO22})$$

avec $L_d = L_s + l_{s2}$ et $L_q = L_s - l_{s2}$ appelées respectivement :

inductance cyclique longitudinale et *inductance cyclique transversale* (L_d > L_q).

En remplaçant les expressions des flux données ci-dessus dans les équations des **Parties Electriques PE1 à PE4**, on obtient les équations de la **machine synchrone à pôles saillants** ne faisant intervenir que les courants :

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d + M_{sf} \frac{d}{dt} i_{fd} - L_q \omega i_q \\ v_q &= R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + L_d \omega i_d + M_{sf} \omega i_{fd} \\ v_{fd} &= R_f i_{fd} + L_f \frac{d}{dt} i_{fd} + M_{sf} \frac{d}{dt} i_d \\ v_{fq} &= M_{sf} \frac{d}{dt} i_q \end{aligned} \quad (3.16)$$

Quant aux coefficients de **couplage par Gyration**, ils deviennent :

$$k_d = -p\phi_q = -pL_q i_q \quad \text{et} \quad k_q = p\phi_d = p(L_d i_d + M_{sf} i_{fd})$$

de sorte qu'en exprimant par exemple, les flux statoriques ϕ_d et ϕ_q à partir des équations (CO11) et (CO21), on obtient l'écriture algébrique du couple : $c_e = k_d i_d + k_q i_q$

Soit :

$$c_e = p \left[(L_d - L_q) i_d i_q + M_{sf} i_{fd} i_q \right] \quad (3.17)$$

En comparaison avec l'expression du couple relative à la machine généralisée (*expression 1.12*), le **couple principal** et le **couple réluctant** résultent de l'effet de l'interaction entre un **courant d'induit équivalent** i_q et un **flux d'inducteur globalement équivalent** à $(L_d - L_q) i_d + M_{sf} i_{fd}$

3.2.6. Equivalence pour une machine synchrone à entrefer variable

3.2.6.1. Concept de modélisation

L'idée est de définir une *association électromécanique de deux machines fictives* à entrefer constant qui conduisent au même bilan énergétique en matière de conversion électromécanique :

- la première machine (**M1**), fournissant le *couple principal*,
- la seconde (**M2**), fournissant le *couple réluctant*.

A partir du modèle électrique de la machine à pôles lisses représenté par le groupe d'équation (3.14), on affecte des indices 1 et 2 aux grandeurs et paramètres. Il vient :

MACHINE M1 :

$$\begin{aligned}
 v_{d1} &= R_{s1}i_{d1} + L_{s1}\frac{d}{dt}i_{d1} + M_{sf1}\frac{d}{dt}i_{fd1} - L_{s1}\omega i_{q1} \\
 v_{q1} &= R_{s1}i_{q1} + L_{s1}\frac{d}{dt}i_{q1} + L_{s1}\omega i_{d1} + M_{sf1}\omega i_{fd1} \\
 v_{fd1} &= R_{f1}i_{fd1} + L_{f1}\frac{d}{dt}i_{fd1} + M_{sf1}\frac{d}{dt}i_{d1} \\
 v_{fq1} &= M_{sf1}\frac{d}{dt}i_{q1}
 \end{aligned}
 \tag{3.18}$$

MACHINE M2 :

$$\begin{aligned}
 v_{d2} &= R_{s2}i_{d2} + L_{s2}\frac{d}{dt}i_{d2} + M_{sf2}\frac{d}{dt}i_{fd2} - L_{s2}\omega i_{q2} \\
 v_{q2} &= R_{s2}i_{q2} + L_{s2}\frac{d}{dt}i_{q2} + L_{s2}\omega i_{d2} + M_{sf2}\omega i_{fd2} \\
 v_{fd2} &= R_{f2}i_{fd2} + L_{f2}\frac{d}{dt}i_{fd2} + M_{sf2}\frac{d}{dt}i_{d2} \\
 v_{fq2} &= M_{sf2}\frac{d}{dt}i_{q2}
 \end{aligned}
 \tag{3.19}$$

Les couples respectivement fournis par les deux machines ont pour expressions :

$$\begin{aligned}
 c_{e1} &= pM_{sf1}i_{fd1}i_{q1} \\
 c_{e2} &= pM_{sf2}i_{fd2}i_{q2}
 \end{aligned}
 \tag{3.20}$$

L'hypothèse choisie doit permettre d'identifier ces expressions à :

$$\begin{aligned} c_{e1} &= pM_{sf}i_f i_q \\ c_{e2} &= p(L_d - L_q)i_d i_q \end{aligned} \quad (3.21)$$

avec $i_{fd} = i_f$ (courant inducteur réel) pour $i_{fq} = 0$

Une solution triviale consiste à poser :

$$\begin{aligned} M_{sf1} &= M_{sf}, i_{fd1} = i_f, i_{q1} = i_q \\ i_{q2} &= i_q, i_{fd2} = i_d \text{ et } M_{sf2} = (L_d - L_q) \end{aligned} \quad (3.22)$$

Pour satisfaire à cette solution arbitraire, les conditions suivantes doivent être respectées :

- les courants d'induit d'axe q des deux machines fictives sont égaux,
- l'inductance mutuelle induit-inducteur de la machine M2 représente la réluctance variable,
- le courant de l'inducteur de la machine M2 est égal au courant d'induit d'axe d de la machine réelle.

Les enroulements portés par l'axe q doivent être associés en série. Nous examinons les conditions d'une équivalence globale en *identifiant les équations électriques* de la *machine réelle* (3.16) à celles des *deux machines fictives* (3.18 et 3.19) alors elles-mêmes associées en série.

MACHINE REELLE :

Les équations statoriques sont décomposées en faisant apparaître une inductance mutuelle équivalente au terme de réluctance variable $(L_d - L_q)$ de sorte que le modèle électrique (3.16) devient :

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d + M_{sf} \frac{d}{dt} i_{fd} - L_d \omega i_q + (L_d - L_q) \omega i_q \\ v_q &= R_s i_q + L_d \frac{d}{dt} i_q - (L_d - L_q) \frac{d}{dt} i_q + L_d \omega i_d + M_{sf} \omega i_f \\ v_{fd} &= R_f i_{fd} + L_f \frac{d}{dt} i_{fd} + M_{sf} \frac{d}{dt} i_d \\ v_{fq} &= M_{sf} \frac{d}{dt} i_q \end{aligned} \quad (3.23)$$

EQUIVALENCE :

En introduisant la solution (3.22) dans les modèles électriques (3.18 et 3.19), satisfaisant l'équivalence électromécanique, il vient :

MACHINE M1 :

$$\begin{aligned}
 v_{d1} &= R_{s1}i_d + L_{s1}\frac{d}{dt}i_d + M_{sf}\frac{d}{dt}i_f - L_{s1}\omega i_q \\
 v_{q1} &= R_{s1}i_q + L_{s1}\frac{d}{dt}i_q + L_{s1}\omega i_d + M_{sf}\omega i_f \\
 v_{fd1} &= R_{f1}i_f + L_{f1}\frac{d}{dt}i_f + M_{sf}\frac{d}{dt}i_d \\
 v_{fq1} &= M_{sf}\frac{d}{dt}i_q
 \end{aligned}
 \tag{3.24}$$

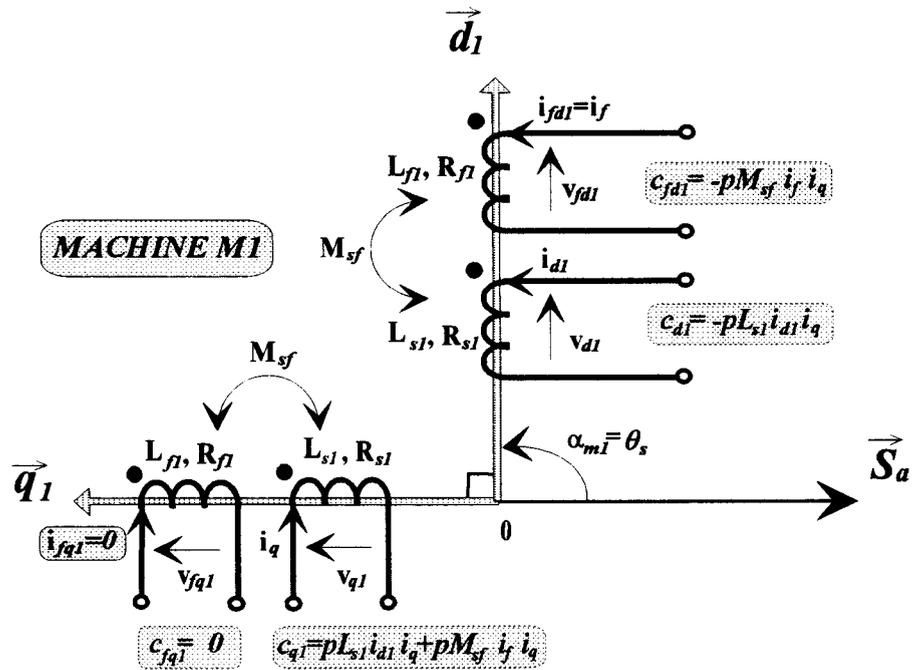


Figure 3.36 : Représentation des enroulements fictifs de la machine synchrone principale (M1) (alignement de l'axe longitudinal sur l'axe d)

$$c_{e1} = c_{d1} + c_{q1} = -(c_{fd1} + c_{fq1}) = pM_{sf}i_fi_q
 \tag{3.25}$$

MACHINE M2 :

$$\begin{aligned}
 v_{d2} &= R_{s2}i_{d2} + L_{s2}\frac{d}{dt}i_{d2} + (L_d - L_q)\frac{d}{dt}i_d - L_{s2}\omega i_q \\
 v_{q2} &= R_{s2}i_q + L_{s2}\frac{d}{dt}i_q + L_{s2}\omega i_{d2} + (L_d - L_q)\omega i_d \\
 v_{fd2} &= R_{f2}i_d + L_{f2}\frac{d}{dt}i_d + (L_d - L_q)\frac{d}{dt}i_{d2} \\
 v_{fq2} &= (L_d - L_q)\frac{d}{dt}i_q
 \end{aligned}
 \tag{3.26}$$

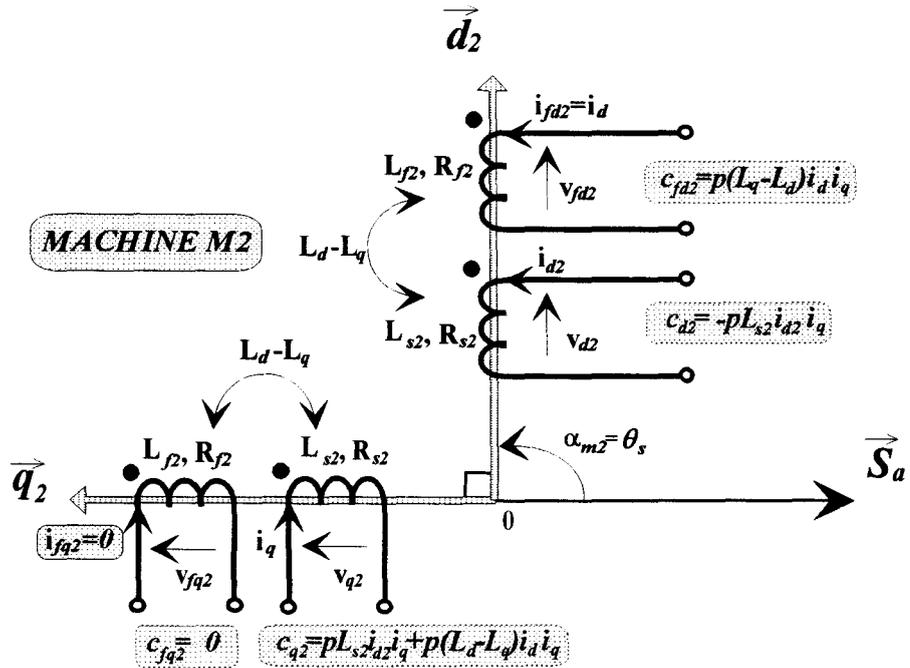


Figure 3.37 : Représentation des enroulements fictifs de la machine synchrone secondaire (M2) (alignement de l'axe longitudinal sur l'axe d)

$$c_{e2} = c_{d2} + c_{q2} = -(c_{fd2} + c_{fq2}) = p(L_d - L_q)i_d i_q \tag{3.27}$$

3.2.6.2. Identité paramétrique

L'observation des relations (3.22) basées sur la *séparation des couples* conduit à imposer la mise en série des enroulements d'induits d'axe q tel que $i_{q1} = i_{q2} = i_q$

De ce fait, il vient : $v_q = v_{q1} + v_{q2}$ soit :

$$v_q = (R_{s1} + R_{s2})i_q + (L_{s1} + L_{s2})\frac{d}{dt}i_q + (L_{s1} + L_{s2} + (L_d - L_q))\omega i_d + M_{sf}\omega i_f \quad (3.28)$$

dont on déduit : $L_{s1} + L_{s2} = L_s$ et $R_{s1} + R_{s2} = R_s$ (3.29)

et $L_d i_d = (L_d - L_q)i_d + (L_{s1}i_{d1} + L_{s2}i_{d2})$ (3.30)

Par conséquent, la condition (3.28) ne peut être totalement satisfaite que si $i_{d1} = i_{d2} = i_d$, ce qui signifie que les enroulements d'axe d sont également en série. Cette disposition confère au modèle une **homogénéité physique**. On obtient $v_d = v_{d1} + v_{d2}$ soit :

$$v_d = (R_{s1} + R_{s2})i_d + (L_{s1} + L_{s2} + (L_d - L_q))\frac{d}{dt}i_d + M_{sf}\frac{d}{dt}i_f - (L_{s1} + L_{s2})\omega i_q \quad (3.31)$$

En identifiant au modèle (3.23), il apparaît des solutions évidentes pour les **inductances synchrones des machines M1 et M2**. Soit :

$$\boxed{L_{s1} = L_d \text{ et } L_{s2} = L_q - L_d} \quad (3.32)$$

Les équations régissant le fonctionnement des inducteurs deviennent :

$$\begin{aligned} v_f &= v_{fd1} = R_{f1}i_f + L_{f1}\frac{d}{dt}i_f + M_{sf}\frac{d}{dt}i_d \\ v_{fd2} &= R_{f2}i_d + (L_{f2} + (L_d - L_q))\frac{d}{dt}i_d \\ v_{fq1} &= M_{sf}\frac{d}{dt}i_q \text{ et } v_{fq2} = (L_d - L_q)\frac{d}{dt}i_q \end{aligned} \quad (3.33)$$

Comme précédemment, on recherche une solution évidente en comparant l'équivalence au modèle réel.

Le choix $R_{f1} = R_f$ et $L_{f1} = L_f$ permet d'associer à l'inducteur de la **machine M1** les grandeurs propres à la machine réelle soit $v_{fd1} = v_{fd}$. Dans ces conditions, l'équivalence énergétique (*en terme de bilan*) oblige à annuler la tension v_{fd} aux bornes d'un enroulement non couplé et parcouru par le courant i_d . Il s'en déduit :

$$\boxed{R_{f2} = 0 \text{ et } L_{f2} = L_q - L_d} \quad (3.34)$$

3.2.6.3. Modèle équivalent - Représentation Informationnelle

Par analogie au modèle de Park (*référentiel attaché à l'inducteur*), il apparaît donc que la machine à entrefer variable est équivalente à une *association électromécanique* composée de *deux machines à entrefer constant* :

- La première suppose des *pôles lisses* et une *inductance synchrone constante égale à L_d* ; son équivalence sous forme de machine à courant continu composée est la même que celle vue précédemment (*Machine M1* : figure 3.38).

MACHINE M1 : $L_{s1} = L_d$, $M_{sf1} = M_{sf}$, $R_{f1} = R_f$ et $L_{f1} = L_f$ d'où :

$$\begin{aligned}
 v_{d1} &= R_{s1}i_d + L_d \frac{d}{dt}i_d + M_{sf} \frac{d}{dt}i_f - L_d\omega i_q \\
 v_{q1} &= R_{s1}i_q + L_d \frac{d}{dt}i_q + L_d\omega i_d + M_{sf}\omega i_f \\
 v_{fd1} &= R_{f1}i_f + L_{f1} \frac{d}{dt}i_f + M_{sf} \frac{d}{dt}i_d \\
 v_{fq1} &= M_{sf} \frac{d}{dt}i_q
 \end{aligned}
 \tag{3.35}$$

- La seconde est une *machine particulière*, car pour mettre en évidence le phénomène d'action-réaction, il convient de redéfinir un enroulement complémentaire inducteur d'axe d , en série avec l'induit pour lequel le courant i_{fd2} est en phase avec i_d (*Machine M2* : figure 3.38).

MACHINE M2 : $L_{s2} = L_q - L_d$, $M_{sf2} = L_d - L_q$, $R_{f2} = 0$ et $L_{f2} = L_q - L_d$ d'où :

$$\begin{aligned}
 v_{d2} &= R_{s2}i_d - (L_q - L_d)\omega i_q \\
 v_{q2} &= R_{s2}i_q + (L_q - L_d) \frac{d}{dt}i_q \\
 v_{fd2} &= 0 \\
 v_{fq2} &= (L_d - L_q) \frac{d}{dt}i_q
 \end{aligned}
 \tag{3.36}$$

Dans ces conditions, on détermine la machine équivalente, composée de deux inducts et d'un inducteur en série avec l'un d'entre eux ...

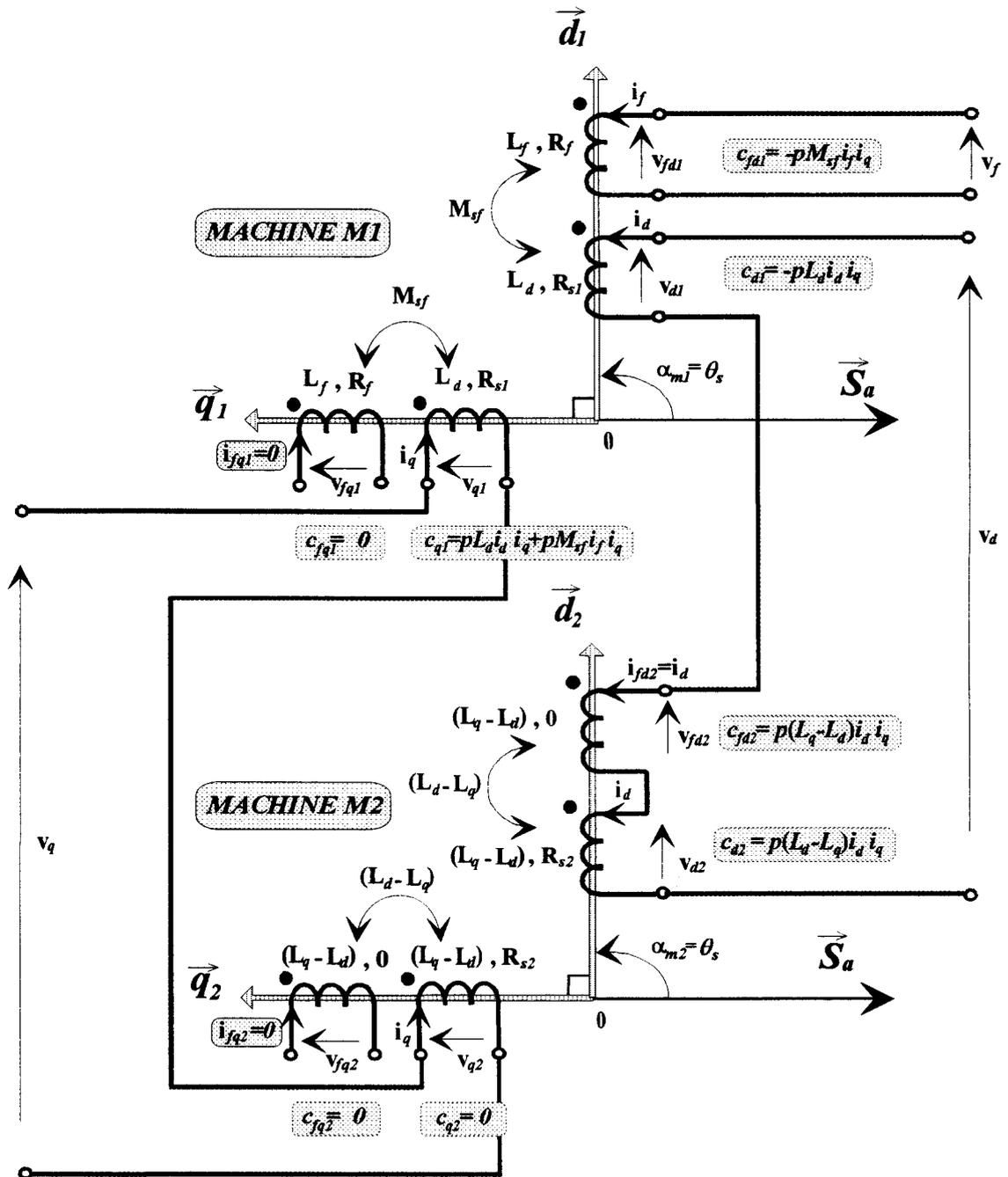


Figure 3.38 : Représentation des enroulements fictifs équivalents à la machine synchrone à entrefer variable (alignement de l'axe longitudinal sur l'axe d)

$$c_e = c_{e1} + c_{e2} = p \left((L_d - L_q) i_d + M_{sf} i_f \right) i_q \quad (3.37)$$

La **figure 3.39** donne le **Grphe Informationnel Causal** sur la machine synchrone à inducteur radial bobiné et entrefer variable dans le référentiel de Park (*pôles saillants*). Ce graphe est établi à partir de l'analyse précédente, de manière à retrouver une organisation analogue à celle de l'actionneur de référence. Il fait apparaître **5 Parties Electriques PE1 à PE5** qui correspondent aux **5 bobinages** définis précédemment (voir annexe 4).

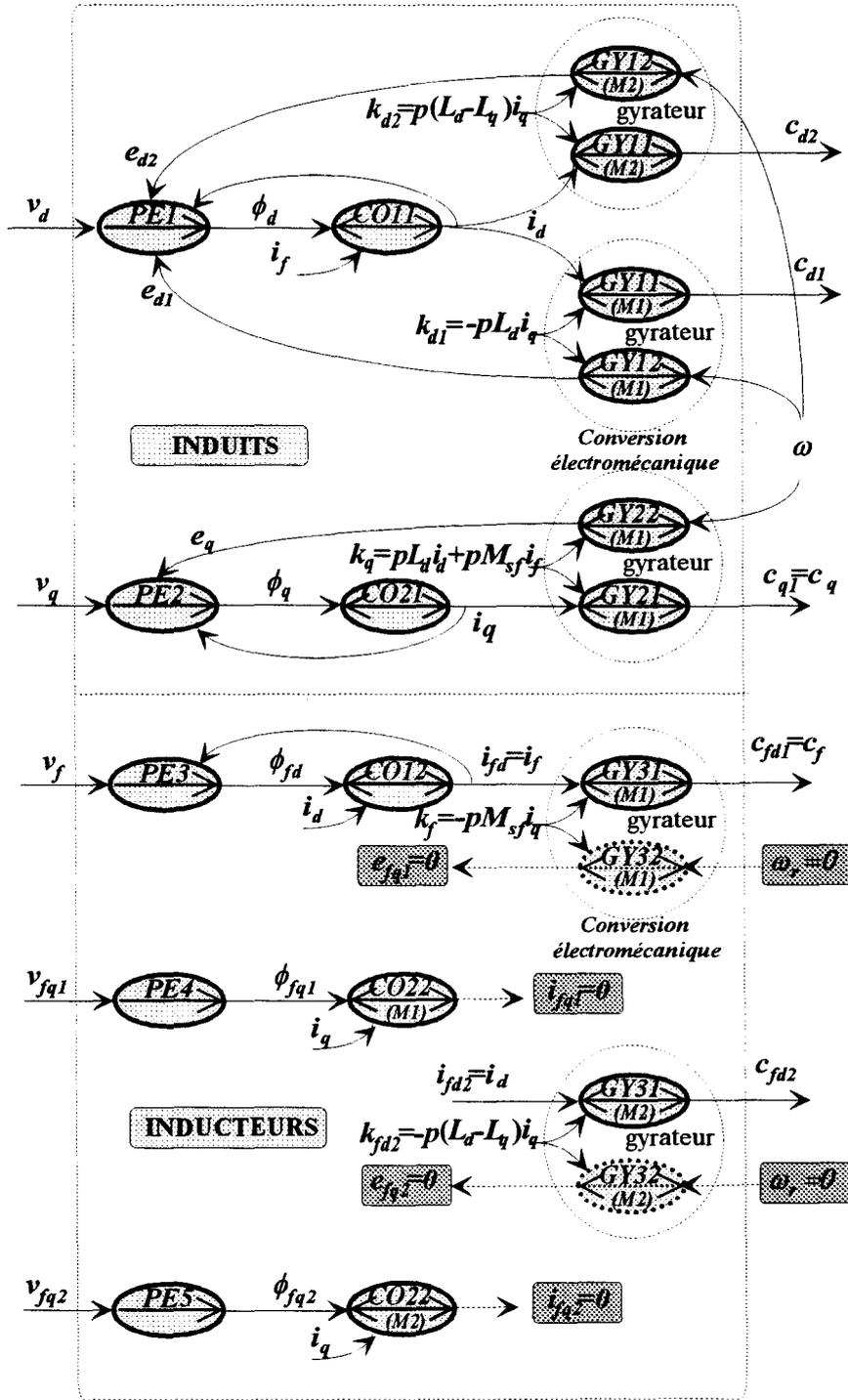


Figure 3.39 : Grphe Informationnel Causal sur la machine synchrone à entrefer variable (organisation inducteur induit)

3.2.7 Application à la machine Synchrone à inducteur à aimants permanents

La machine considérée se décompose de la manière suivante :

- *trois enroulements* identiques pour les phases *statoriques* dont les axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à $2\pi/3$,
- un *inducteur constitué d'aimants permanents* dont l'axe longitudinal noté \bar{L} est repéré par l'angle α_m par rapport à l'axe de la phase statorique \bar{S}_a , prise comme référence.

A priori, le graphe de la figure 3.35 est globalement inchangé, mais l'utilisation d'un aimant permanent transforme le champ inducteur en grandeur d'entrée (*le terme $M'_{sf} i_f$ est devenu constant et indépendant*).

- Toutes les relations qui définissent l'inducteur disparaissent.
- Les relations de Couplage (CO11) et (CO21) caractérisant les flux statoriques se modifient de la manière suivante :

$$\phi_d = L_d i_d + \hat{\Phi}_f \quad (\text{CO11})$$

$$\phi_q = L_q i_q \quad (\text{CO21})$$

avec $L_d = L_s + l_{s2}$ et $L_q = L_s - l_{s2}$ appelées respectivement :

inductance cyclique longitudinale et *inductance cyclique transversale* ($L_d \langle L_q$).

et $\hat{\Phi}_f$ qui représente le *flux inducteur*.

En remplaçant les expressions des flux données ci-dessus dans les équations des *Parties Electriques PE1* et *PE2*, on obtient les équations de la *machine synchrone à aimants* ne faisant intervenir que les courants :

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - L_q \omega i_q \\ v_q &= R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + (L_d i_d + \hat{\Phi}_f) \omega \end{aligned} \quad (3.38)$$

Quant aux coefficients de *couplage par Gyration*, ils deviennent :

$$k_d = -p\phi_q = -pL_q i_q$$

et $k_q = p\phi_d = p(L_d i_d + \hat{\Phi}_f)$

de sorte qu'en exprimant les flux statoriques ϕ_d et ϕ_q à partir des équations (CO11) et (CO21), on obtient l'écriture algébrique du couple :

$$c_e = c_d + c_q = k_d i_d + k_q i_q$$

Soit :

$$c_e = p \left[(L_d - L_q) i_d + \hat{\Phi}_f \right] i_q \quad (3.39)$$

qui met en évidence :

- un *couple principal* : $\hat{\Phi}_f i_q$
- un *couple de réductance variable* : $(L_d - L_q) i_d i_q$

En comparaison avec le résultat (1.2) propre à l'actionneur de référence, le couple (3.39) apparaît comme l'effet de l'interaction entre un *courant d'induit équivalent* i_q et un *flux d'inducteur globalement équivalent* à $(L_d - L_q) i_d + \hat{\Phi}_f$.

Dans ces conditions, on obtient le graphe de la *figure 3.40*.

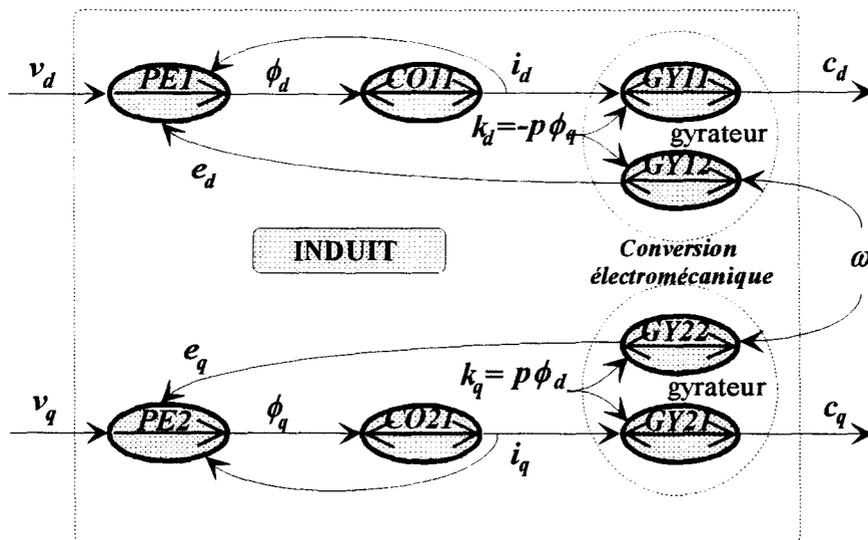


Figure 3.40 : Graphe Informationnel Causal sur la machine synchrone à aimants permanents

3.2.8. Articulation Electromécanique de la machine synchrone dans le référentiel d,q

3.2.8.1. Représentation Informationnelle sur les transformations mathématiques

La **figure 3.41** représente les **Graphes Informationnels Causaux** qui caractérisent les différents changements de référentiels utilisés (*transformations mathématiques*) :

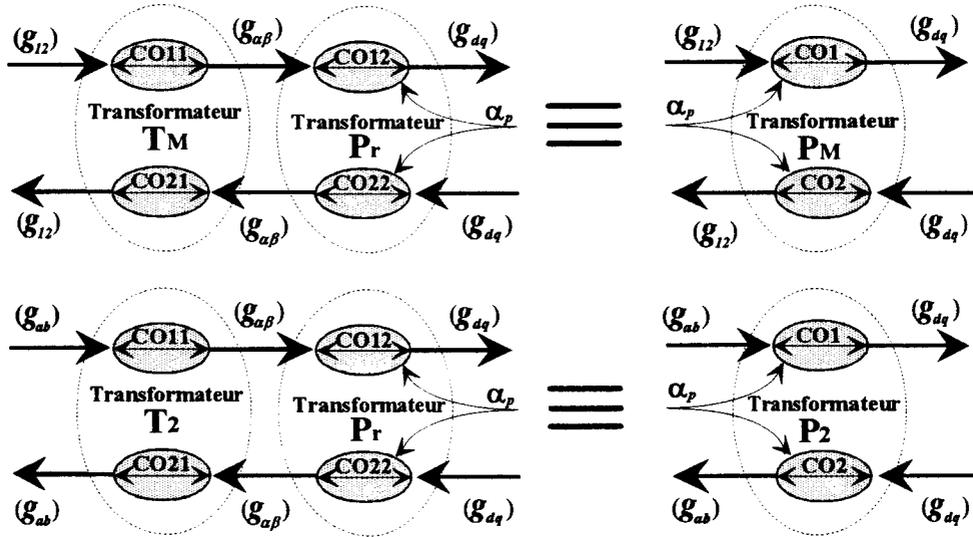


Figure 3.41 : Graphes Informationnels Causaux sur les Transformations de Park

$$\text{avec } [P_M(\alpha_p)] = [P_r(\alpha_p)] [T_M] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_p) & -\frac{1}{2}\cos(\alpha_p) + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\alpha_p) \\ -\sin(\alpha_p) & \frac{\sqrt{3}}{2}\cos(\alpha_p) + \frac{1}{2}\sin(\alpha_p) \end{bmatrix} \text{ soit :}$$

$$[P_M(\alpha_p)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_p) & \cos(\alpha_p - 2\pi/3) \\ -\sin(\alpha_p) & -\sin(\alpha_p - 2\pi/3) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_p) & -\cos(\alpha_p + \pi/3) \\ -\sin(\alpha_p) & \sin(\alpha_p + \pi/3) \end{bmatrix}$$

transformation utilisée pour les *tensions composées*,

$$\text{et } [P_2(\alpha_p)]^{-1} = [T_2]^{-1} [P_r(\alpha_p)]^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_p) & \sin(\alpha_p) \\ -\frac{1}{2}\cos(\alpha_p) + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\alpha_p) & \frac{\sqrt{3}}{2}\cos(\alpha_p) + \frac{1}{2}\sin(\alpha_p) \end{bmatrix} \text{ soit :}$$

$$[P_2(\alpha_p)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_p) & -\sin(\alpha_p) \\ \cos(\alpha_p - 2\pi/3) & -\sin(\alpha_p - 2\pi/3) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_p) & -\sin(\alpha_p) \\ -\cos(\alpha_p + \pi/3) & \sin(\alpha_p + \pi/3) \end{bmatrix}$$

utilisée pour les *courants de ligne*.

Remarque : Les calculs intermédiaires relatifs à ces transformations sont repris en détail en *annexe 7*.

3.2.8.2. *Modèle de Park de la machine synchrone vu du convertisseur statique*

La **figure 3.42** correspond à la **représentation Informationnelle** sur le modèle de Park de la machine Synchrone vu des grandeurs statoriques modulées (*tensions composées ou courants de lignes*) :

- **CO11** et **CO21** sont des **relations rigides** qui traduisent les changements de coordonnées réalisés au niveau de l'induit par la **transformée de Park** :

INDUIT
$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{pmatrix} = [P_M(\alpha_p)] \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} \tag{CO11}$$

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix} = [P_2(\alpha_p)]^{-1} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix} \tag{CO21}$$

avec α_p : la *position angulaire du référentiel de Park* dans un repère quelconque.

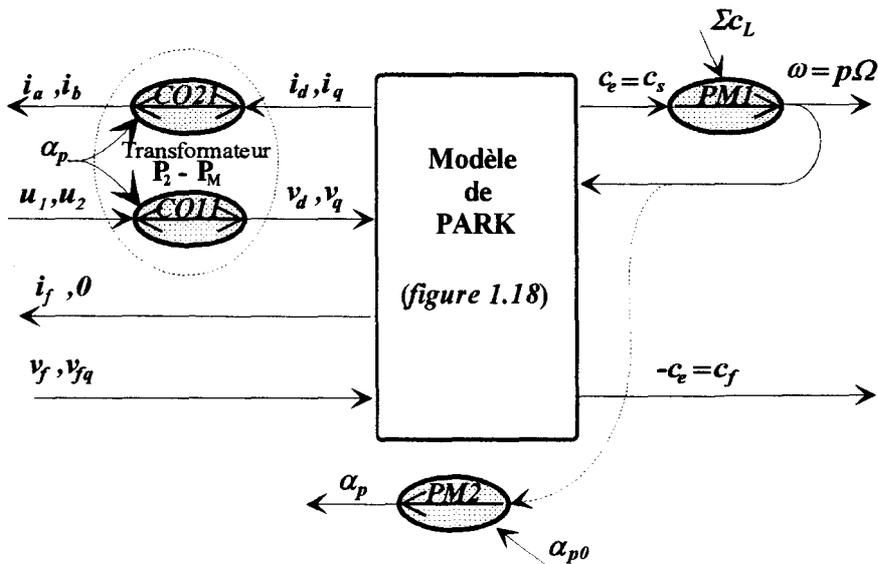


Figure 3.42 : Graphe Informationnel Causal sur le modèle de Park de la machine synchrone vu du convertisseur statique

De cette analyse, on détermine sous forme d'un schéma fonctionnel, le **modèle de Park de la machine Synchrone** en vue de son association avec un convertisseur statique (**figure 3.43**).

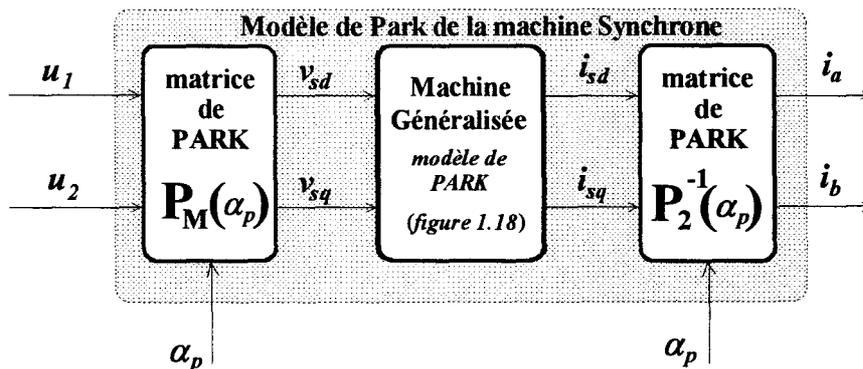


Figure 3.43 : Modèle de Park de la machine Synchrone vu du convertisseur statique

3.3. L'ASSOCIATION ONDULEUR DE TENSION - MACHINE SYNCHRONE TRIPHASEE

L'alimentation d'une machine synchrone par un onduleur de tension permet de transformer un signal continu (tension u_s) en un ou plusieurs signaux sinusoïdaux de fréquence variable (courants i_s). Le séquençement imposé aux interrupteurs statiques, réalise une Modulation de Largeur des Impulsions de tension appliquées à la machine.

3.3.1. Organisation Fonctionnelle (association Source-Convertisseur-Charge)

La figure 3.44 présente le cas de l'association d'une Source de tension continue filtrée (u_s), d'un Onduleur de tension triphasé et d'une machine Synchrone triphasée. Le réglage des tensions modulées (u_{m1} et u_{m2}), appliquées à la machine permet le contrôle fréquentiel des courants (i_a et i_b).

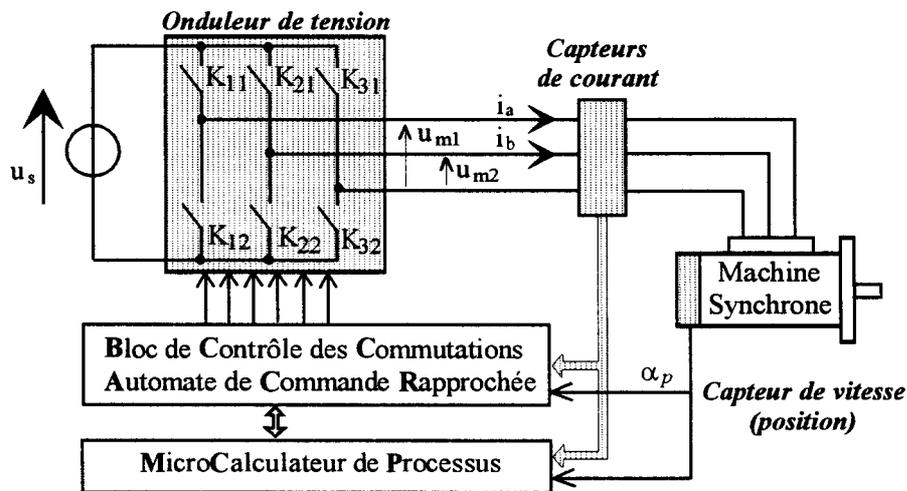


Figure 3.44 : Décomposition fonctionnelle de l'association Onduleur de tension -Machine synchrone

Les semi-conducteurs qui constituent l'onduleur sont supposés idéaux au sens classique et K_{ci} désigne l'interrupteur formé du transistor T_{ci} associé en parallèle inverse avec la diode D_{ci} (c est le numéro de la cellule ou bras de commutation et i celui de l'un des interrupteurs de cette même cellule).

3.3.2. Architecture du modèle de connaissance de l'Axe de Puissance

L'association Onduleur de tension - machine Synchrone constitue l'Axe de Puissance du dispositif. Dans la pratique, ce convertisseur statique de type tension-courant intervient en tant que modulateur de tension.

Dans la suite de l'étude, nous limitons la présentation au *mode triphasé totalement commandable*.

3.3.4. Transformation de Park du modèle de connaissance

Pour cette étude, on effectue l'association du *modèle de Park de la machine Synchrone* (paragraphe 3.2.4) avec le *modèle réel de l'Onduleur de tension* (paragraphe 3.1.4).

Dans ces conditions, la *figure 3.47* représente le *Grphe Informationnel Causal* sur l'articulation électromécanique (*Source - Convertisseur - Charge*) pour lequel :

- **MO2** et **CO** sont des *relations rigides* qui traduisent la *conversion statique* (bloc discontinu explicité au paragraphe 3.1.4),
- **CO11** et **CO21** sont des *relations rigides* qui traduisent les *Couplages* entre le modèle du convertisseur et le modèle de Park de la machine Synchrone (transformations de Park formulées au paragraphe 3.2.4).

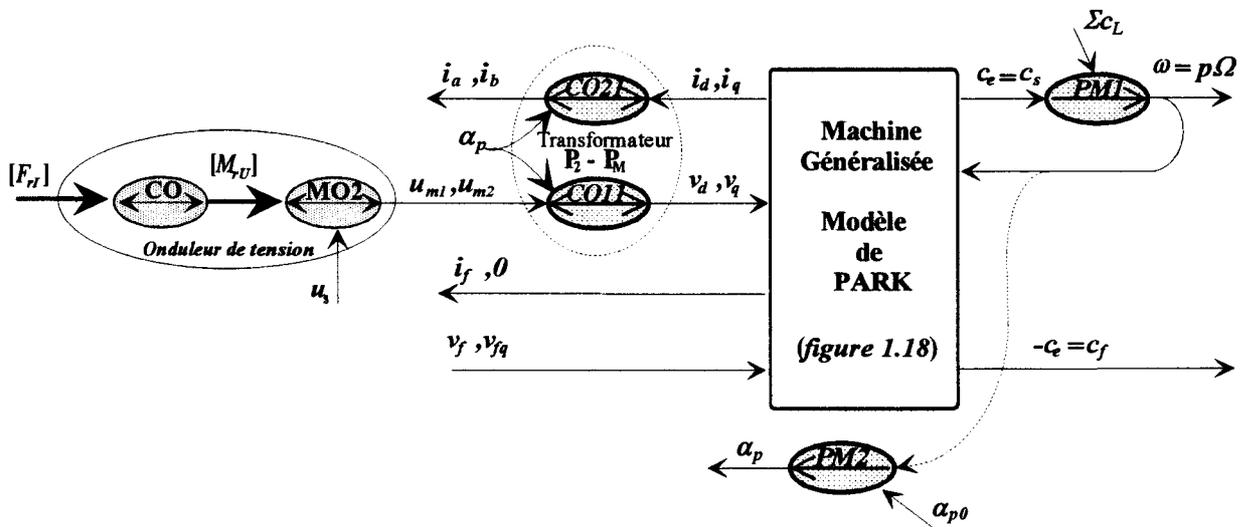


Figure 3.47 : Grphe Informationnel Causal sur le modèle de Park de l'Axe de Puissance (articulation électromécanique Source - Convertisseur - Charge)

3.3.5. Homogénéisation du modèle de Park

La *figure 3.48* donne alors sous la forme d'un schéma fonctionnel, l'*architecture du modèle de connaissance homogène dans le référentiel de Park* où apparaissent des *modulateurs de grandeurs d'état* (onduleur de tension) associés à un *système naturellement couplé* (machine de Park).

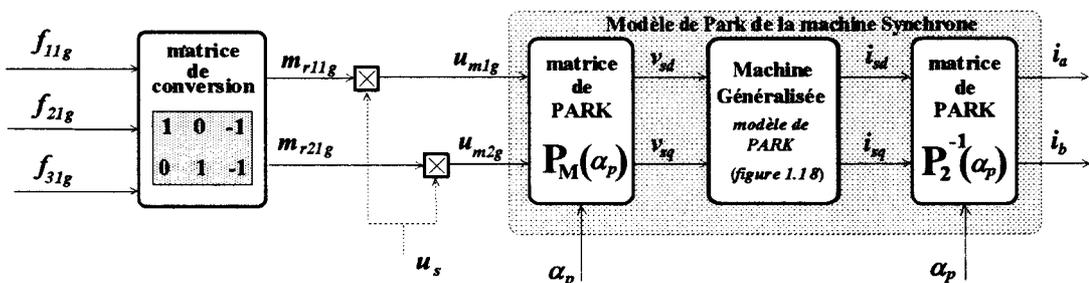


Figure 3.48 : Schéma fonctionnel du modèle de connaissance homogène de l'Axe de Puissance dans le référentiel de Park (association Onduleur de tension - Machine Synchrone)

3.3.6. Réalisation de l'Axe de Puissance

Les caractéristiques nominales de la *machine Synchrone à aimants permanents* étudiée sont les suivantes :

*Puissance utile : 1700 W, Tension par phase : 300 V, Courant par phase : 6,8 A,
Couple nominal : 5,8 Nm, Vitesse nominale : 3000 tr/min à 50 Hz.*

Les paramètres ci-dessous ont été mesurés à la température d'utilisation :

$$R_s = 1 \Omega, l_s = 3 \text{ mH}, l_{s2} = -0,37 \text{ mH}, M_s = -1,5 \text{ mH} \text{ et } \Phi_v = 1 \text{ Wb}.$$

De ces mesures, on déduit les valeurs suivantes qui interviennent au niveau du modèle de la machine ainsi que de la commande (voir annexe 2) :

$$L_s = 4,5 \text{ mH}, l''_{s2} = -0,555 \text{ mH}, L_d = 3,95 \text{ mH}, L_q = 5,06 \text{ mH}, \\ p = 1, \Phi_f = 1,225 \text{ Wb} \text{ et } i_{qNOM} = 4,8 \text{ A}$$

La charge mécanique entraînée est caractérisée par un moment d'inertie J de $0,02 \text{ kg.m}^2$ et un couple résistant C_s de $0,5 \text{ Nm}$.

L'*Onduleur de Tension triphasé* est alimenté par une source de tension de 300 V . Il est principalement constitué de transistors MOS de puissance, sans circuit d'aide à la commutation et fonctionnant à la fréquence fixe de 5 kHz ($T_c = 200 \mu\text{s}$).

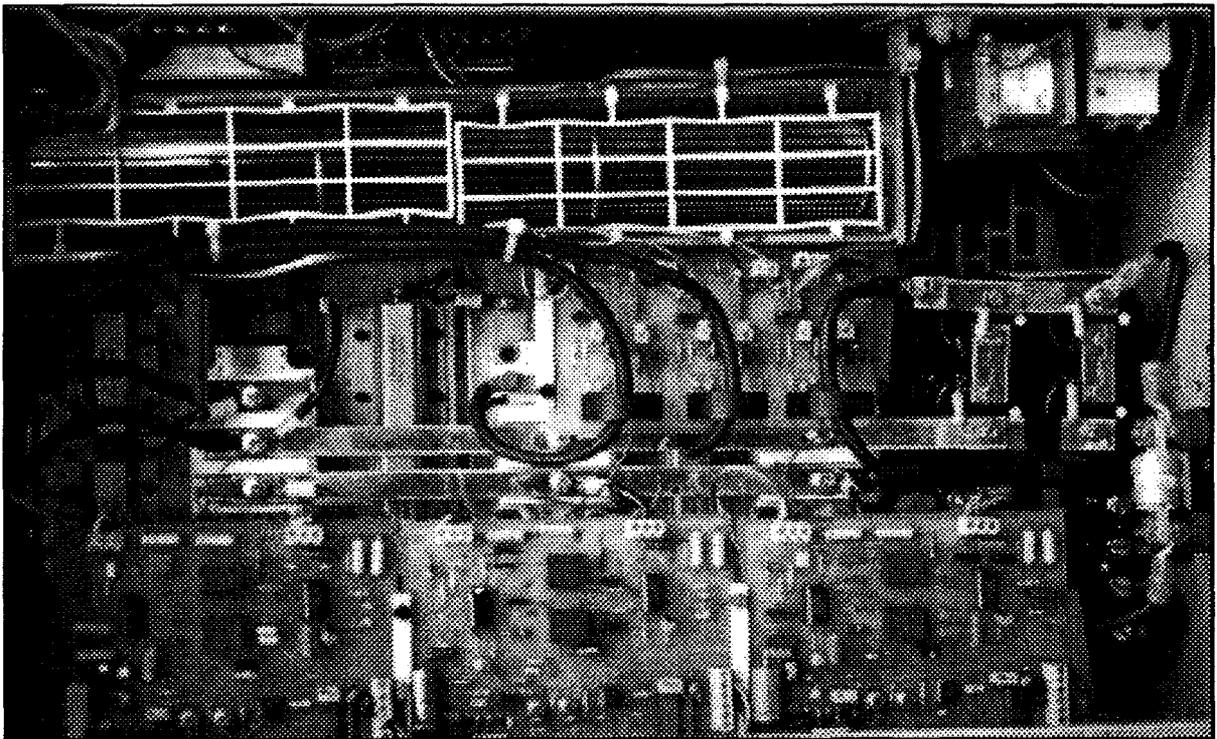


figure 3.49 : Vue d'ensemble de l'Onduleur de tension réalisé

3.4. COMMANDE RAPPROCHEE DANS LE REFERENTIEL DE PARK DE L'ASSOCIATION ONDULEUR DE TENSION - MACHINE SYNCHRONE

La *Commande Rapprochée* d'un convertisseur statique découle directement de l'inversion du *graphe Processus global*. De ce fait, à chaque élément du *modèle de connaissance*, on associe une grandeur de réglage dans la chaîne de commande :

- le *bloc de Commande Algorithmique* effectue l'asservissement des grandeurs rapides et fournit les grandeurs de réglage,
- le *séquenceur* permet de transformer les fonctions de conversion issues de la Commande Algorithmique (*grandeurs échantillonnées*) en connexions effectives (*impulsions*).

Dans le cas de l'association Onduleur de tension - Machine Synchrone, les grandeurs commutées sont les tensions et les grandeurs de réglage du convertisseur sont les courants.

3.4.1. Inversion du Graphe de Causalité

Le *Graphe Informationnel Causal* sur la Commande Rapprochée de l'association machine Synchrone - Onduleur de tension présenté à la *figure 3.50* est issu de la méthode détaillée au paragraphe 2.2.4.2.

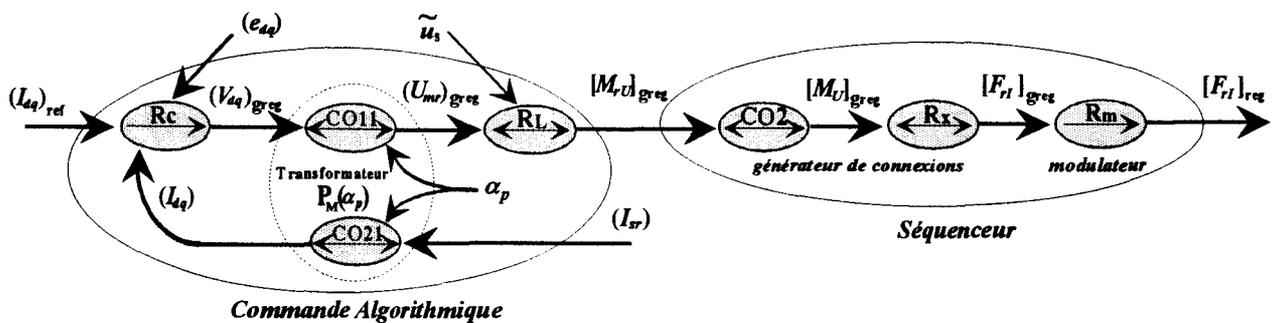


Figure 3.50 : Graphe Informationnel Causal sur la Commande Rapprochée de l'association Onduleur de tension - Machine synchrone dans le référentiel de Park

La *figure 3.51* donne alors le *schéma fonctionnel de la Commande Rapprochée* qui découle directement de l'inversion du Graphe de Causalité.

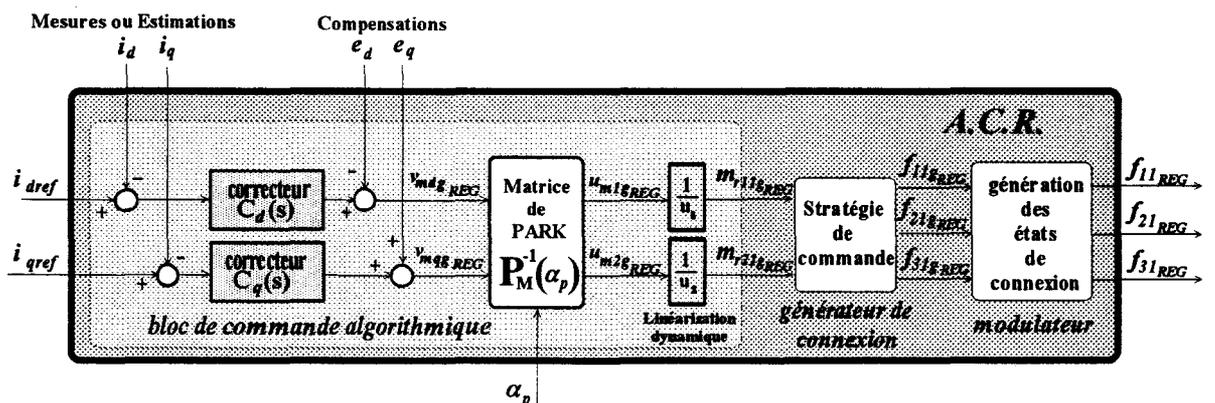


Figure 3.51 : Schéma fonctionnel de la Commande Rapprochée dans le référentiel de Park de l'association Onduleur de tension - Machine synchrone

3.4.2. Optimisation de la linéarisation dynamique (plan d, q)

Une analyse du schéma fonctionnel de la *figure 3.50* montre qu'on peut permuter la *Transformation inverse de Park* $[P_M(\alpha_p)]^{-1}$ avec la *linéarisation dynamique* $(1/u_s)$. Dans ces conditions, la division instantanée par u_s s'effectue sur des grandeurs continues et non pas sur des grandeurs alternatives. De ce fait, on évite les problèmes lors des passages par zéro des tensions de réglage.

Le *Graphe Informationnel Causal* sur la Commande Rapprochée de la *figure 3.52* explicite cette permutation.

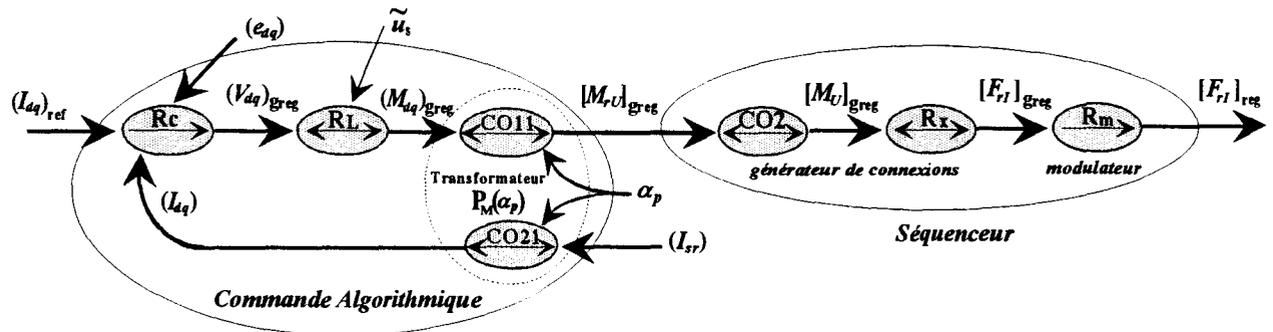


Figure 3.52 : Graphe Informationnel Causal sur la Commande Rapprochée optimisée de l'association Onduleur de tension - Machine synchronne dans le référentiel de Park

La *figure 3.53* donne alors le *schéma fonctionnel de la Commande Rapprochée optimisée* qui découle de cette analyse.

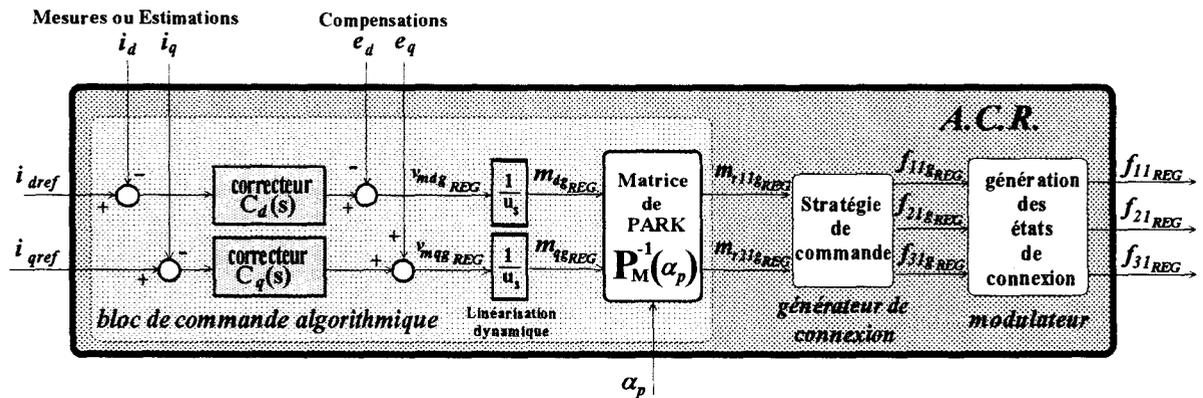


Figure 3.53 : Schéma fonctionnel de la Commande Rapprochée optimisée dans le référentiel de Park de l'association Onduleur de tension - Machine synchronne

3.4.3. Description Informationnelle sur la conception de la Commande Rapprochée

3.4.3.1. Expressions du couple de la machine synchronne dans le plan d, q

Les expressions du *couple électromagnétique instantané* rappelées ci-dessous, résultent de trois grandeurs que sont les trois courants i_{fd} , i_d et i_q . Le contrôle du couple, globalement *proportionnel à la composante d'axe q* du courant statorique, exige donc la maîtrise correcte de ces trois courants.

Cet objectif peut être atteint en suivant la même procédure d'asservissement que celle appliquée à la machine à courant continu après *compensations* et *découplage* (chapitre 1).

Pour une *machine à entrefer constant* (pôles lisses), le couple électromagnétique étant *indépendant* de la composante d'axe d du courant statorique ; il convient donc de l'asservir à zéro pour des raisons énergétiques évidentes. Dans ces conditions, la composante d'axe q du courant statorique est choisie comme grandeur principale de réglage du couple.

MACHINE A POLES LISSES

$$c_e = pM_{sf}i_{fd}i_q \quad (3.15)$$

Pour une *machine à entrefer variable* (pôles saillants ou aimants permanents), le couple électromagnétique se décompose en un couple principal et un couple de réluctance variable *dépendant* de la composante d'axe d du courant statorique de sorte que i_d peut être assimilé à un courant d'inducteur permettant d'accroître ou de diminuer le flux longitudinal.

MACHINE A POLES SAILLANTS

$$c_e = p[(L_d - L_q)i_d i_q + M_{sf}i_{fd}i_q] \quad (3.17)$$

MACHINE A AIMANTS

$$c_e = p[(L_d - L_q)i_d + \hat{\Phi}_f]i_q \quad (3.39)$$

3.4.3.2. Organisation Informationnelle sur la commande dans le plan d,q

D'après l'analyse précédente, et par une observation rapide du Graphe Informationnel de la *figure 3.47*, on peut s'apercevoir qu'il y a *trois grandeurs à régler* :

- le *flux* : composante d'axe d du courant statorique (i_d),
- le *couple* : composante d'axe q du courant statorique (i_q),
- l'*autopilotage angulaire* : angle de calage mécanique du référentiel (α_p).

D'autre part, nous disposons de *trois grandeurs de réglage* :

- la *composante d'axe d* de la tension statorique (v_{mdREG}),
- la *composante d'axe q* de la tension statorique (v_{mqREG}),
- la *vitesse du référentiel* (ω).

La *figure 3.54* décrit les fonctions de la *Commande Rapprochée* qui découle de l'organisation des échanges entre la *Partie puissance* et la *Commande algorithmique*. Cette organisation est nécessaire pour répertorier d'une part les fonctions de la commande et, d'autre part, pour construire l'architecture en prenant en compte les contraintes temporelles.

On observe une décomposition en *quatre couches* par rapport à la proximité de la puissance [DEGOBERT et HAUTIER, GDR94] :

- la *couche SEQUENCEUR*, constituée du *générateur de connexions* et du *modulateur*,
- la *couche CHANGEMENT DE REFERENTIEL*, constituée des relations rigides de *transformations de Park*,
- la *couche ACQUISITION*, constituée des *étages de mesure* des grandeurs électriques et/ou mécaniques si nécessaire,
- la *couche COMMANDE ALGORITHMIQUE*, constituée des relations de *correction* (régulation, découplage) et de *linéarisation dynamique*.

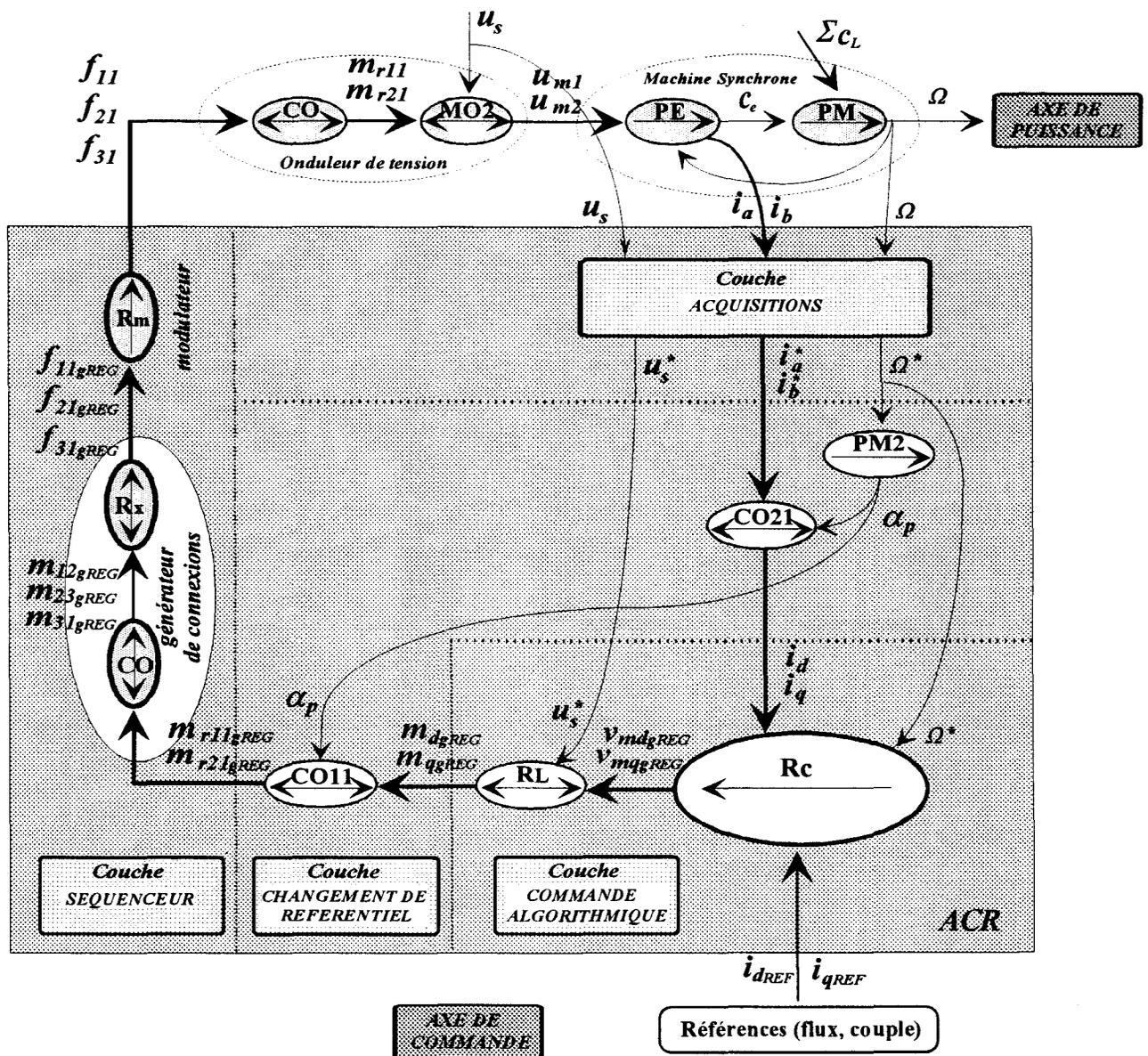


Figure 3.54 : Graphe Informationnel sur la conception de la Commande Rapprochée

3.4.4. Organisation fonctionnelle de la Commande algorithmique

Les *Relations de commande* algorithmique, qui découlent de l'inversion du Graphe de Causalité présentée au paragraphe 3.4.1, nécessitent un *découplage non linéaire* qui permet alors d'assurer les *compensations* des f.e.m. induites.

La décomposition fonctionnelle classique qui caractérise cette commande est reprise à la *figure 3.55*. Celle ci décrit les dispositions qui ont été apportées visant à éviter les risques d'instabilité [CARON et HAUTIER, 3E195].

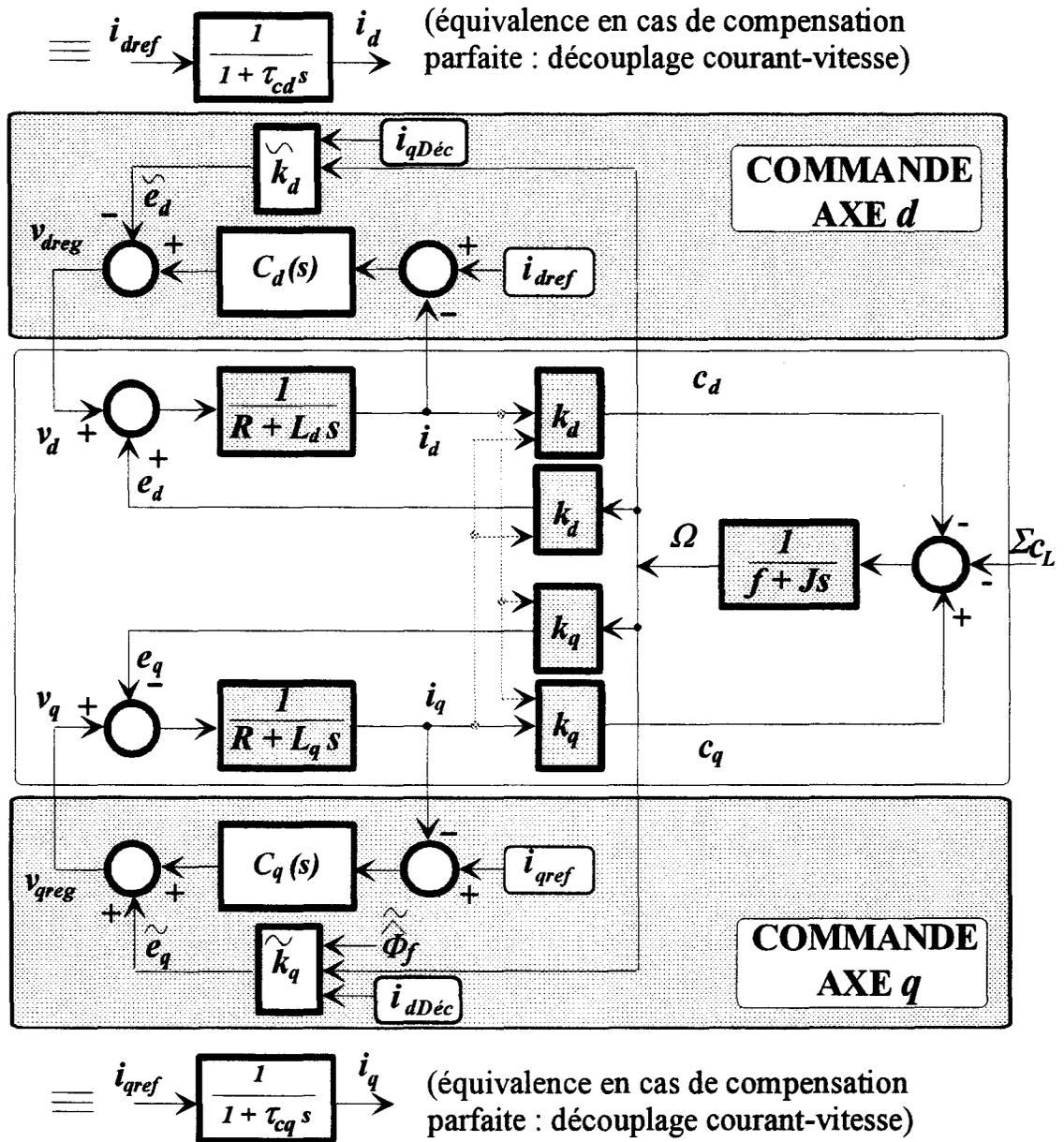


Figure 3.55 : Schéma fonctionnel de la Commande Rapprochée dans le référentiel de Park

L'organisation des boucles de courant, dont l'effet est d'orienter (*en valeurs instantanées d'amplitude et de phase*) le vecteur courant statorique \underline{I}_s par action directe sur ses composantes d'axes d, q , explique le vocable de *Contrôle Vectoriel*.

La **figure 3.56** donne l'**organisation fonctionnelle de la commande** en y montrant notamment l'articulation de l'onduleur et de sa commande rapprochée :

- Sur la **partie gauche de la figure**, on trouve les correcteurs qui délivrent les grandeurs de réglage v_{dreg} et v_{qreg} . Le transformateur de coordonnées inverses $[P_M(\alpha_p)]^{-1}$ détermine ainsi les références du séquenceur-modulateur dont le rôle est de générer les ordres de fermeture et d'ouverture des interrupteurs statiques.
- Sur la **partie droite**, un transformateur de coordonnées directes $[P_2(\alpha_p)]$ est consacré à l'obtention des courants i_d et i_q à partir des mesures des courants réels i_a et i_b . Le bloc de découplage réalise en temps réel l'estimation des f.e.m e_d et e_q (*compensations*).

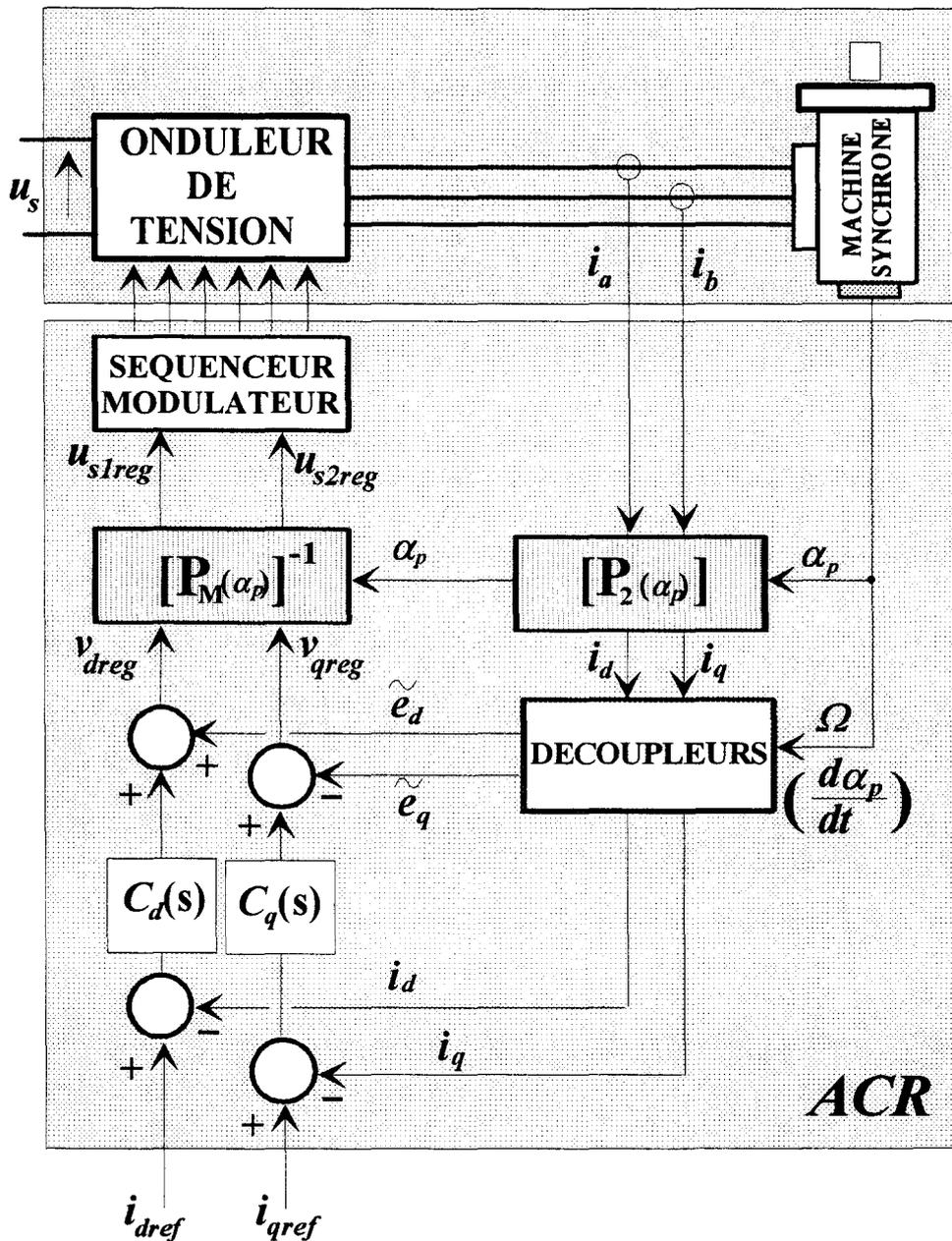


Figure 3.56 : Organisation fonctionnelle de la Commande Rapprochée

3.4.5. Réalisation de l'Axe de Commande

La *Commande Algorithmique* réalisée, met en oeuvre des correcteurs à action proportionnelle et intégrale qui, par un réglage approprié, permettent de simplifier les pôles du processus de sorte que les deux sous-systèmes restent globalement du premier ordre. La valeur choisie pour les gains conduit à un temps de réponse de $1,2 \text{ ms}$. La numérisation de la commande a été effectuée par la transformée bilinéaire. La fréquence d'échantillonnage des calculs étant fixée à 5 kHz ($T_e = 200 \mu\text{s}$).

Le *Séquenceur* se décompose en un *générateur de connexions* qui réalise une MLI optimisée par injection implicite d'harmoniques 3 (*paragraphe 3.1.7*), et un *modulateur* qui fournit des impulsions centrées avec un pas de quantification de 1 V .

La fréquence de commutation de l'onduleur est de 5 kHz ($T_c = 200 \mu\text{s}$).

Le *Bloc de Contrôle des Commutations* assure un isolement galvanique entre la commande et la puissance ainsi que la génération des *temps morts* nécessaires à la commutation des transistors ($T_M = 1 \mu\text{s}$).

Remarque : La description de l'architecture de commande réalisée à base de Processeur de Signal Numérique (*DSP*) ainsi que la chaîne d'acquisition est détaillée en *Annexe 8*.

3.4.6. Performances de la Commande Rapprochée de l'ensemble Onduleur de tension - machine Synchrone

On se propose de montrer les performances de la commande présentée au paragraphe précédent, par une simulation numérique réaliste à l'aide du logiciel *MATLAB™ SIMULINK™*. Pour cela, on réalise un *modèle de la Commande Rapprochée* qui prend en compte les imperfections suivantes :

- *Chaîne d'Acquisitions* : Retards dûs aux capteurs et à la conversion, Filtrage des grandeurs mesurées et Format numérique des données,
- *Commande Algorithmique* : Transformations de coordonnées, Méthode de numérisation des algorithmes, Saturation de la commande, Linéarisation dynamique,
- *Séquenceur* : Injection implicite d'harmonique 3, Retard d'une période d'échantillonnage dû aux calculs, Quantification de la MLI, Centrage des impulsions,
- *BCC* : Répartition des Temps morts.

Si on examine la relation de couple (3.39) qui caractérise la machine synchrone à aimants, on s'aperçoit que le *contrôle des courants* correspond à une *commande en couple*. Dans les essais proposés, le courant i_d est toujours maintenu à zéro (*annulation du couple réductant*) et le contrôle en couple revient à asservir le courant i_q (*asservissement du couple principal*). Les essais sont menés de la manière suivante :

- $0 < t < 0,1 \text{ s}$: à partir de consignes nulles, on impose : $i_{qREF} = 4,8 \text{ A}$ (C_{eNOM}) et $i_{dREF} = 0$
- $0,1 \text{ s} < t < 0,2 \text{ s}$: la consignes i_{qREF} est ramenée à $2,4 \text{ A}$ ($0,5 \cdot C_{eNOM}$).

3.4.6.1. Essais avec les paramètres nominaux

Pour cet essai, les paramètres qui interviennent dans le calcul des compensations linéarisantes sont strictement égaux aux paramètres de la machine calculés lorsque le référentiel de Park est parfaitement calé sur l'inducteur.

A. Influence du calage du référentiel

Les résultats de simulation des *figures 3.57* présentent l'incidence sur le comportement du dispositif, d'un *écart de calage* entre la position angulaire du référentiel de Park et la position angulaire réelle de la machine ($\alpha_p \neq \alpha_m$) :

- la *figure 3.57a* montre que, si le courant i_q est peu affecté par cette erreur, il n'en est pas de même pour le courant i_d (*image du flux d'inducteur*),
- la *figure 3.57b* caractérise l'incidence néfaste sur l'*autopilotage angulaire* réalisé,
- la *figure 3.57c* met d'abord en évidence, que pour une erreur nulle, l'évolution du couple est en parfaite concordance avec celle du courant i_q (*le courant i_d étant nul*). Ensuite, lorsque l'erreur augmente (*dans un sens ou dans l'autre*), il y a affaiblissement du couple fourni par la machine,
- la *figure 3.57d* montre un accroissement linéaire de la vitesse en relation directe avec l'évolution du couple. Les valeurs nominales du flux et du moment d'inertie permettent de vérifier les niveaux atteints par la vitesse.

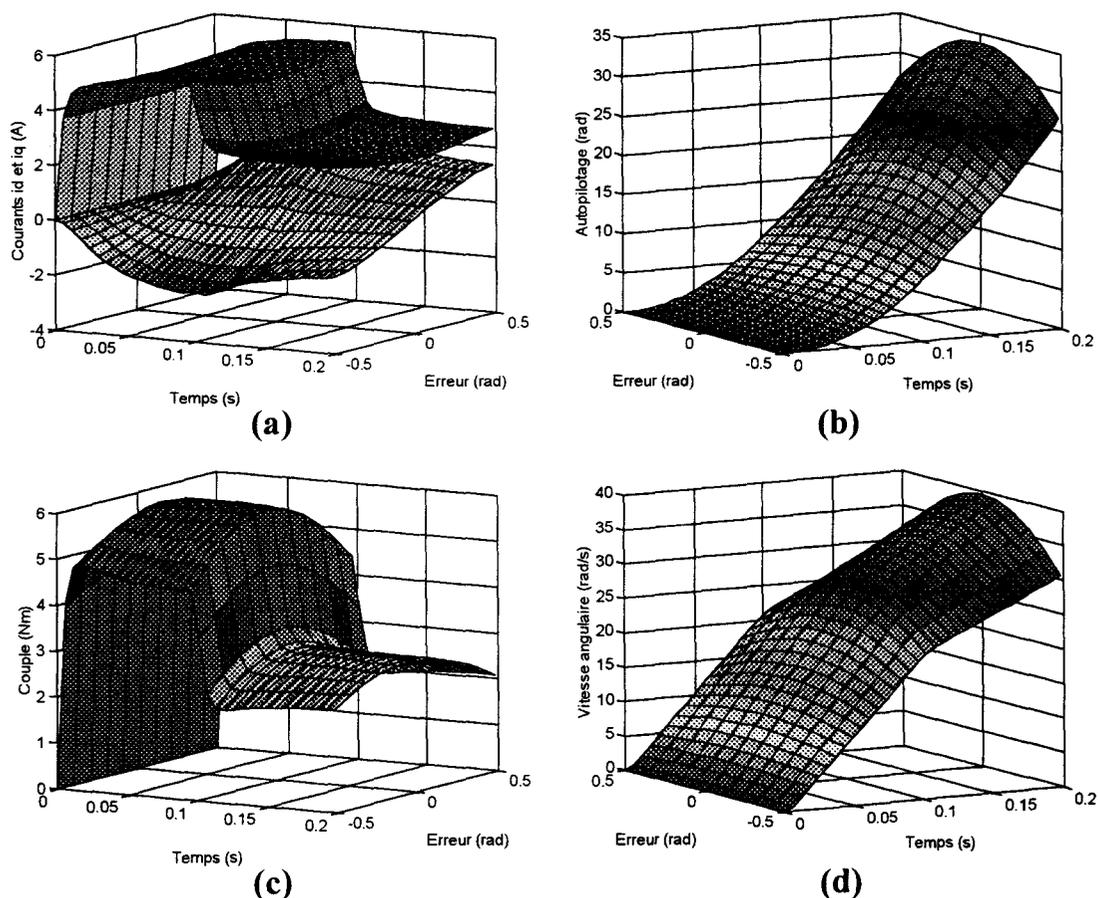


Figure 3.57 : Simulation de l'écart de calage entre la position angulaire du référentiel de Park et la position angulaire réelle de la machine (*écart de $\pm 0,5$ rad*)

B. Interprétation des résultats

Pour $\alpha_p \neq \alpha_m$, la relation de couplage (CO) s'apparente à celle de la machine généralisée lorsque $\theta_p \neq 0$ (paragraphe 1.2.2.1).

Dans le cas de la machine synchrone à aimants, on obtient :

$$\begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_s + l_{s2}'' \cos(2\Delta\alpha) & -l_{s2}'' \sin(2\Delta\alpha) \\ -l_{s2}'' \sin(2\Delta\alpha) & L_s + l_{s2}'' \cos(2\Delta\alpha) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \cos(\Delta\alpha) \\ -\sin(\Delta\alpha) \end{bmatrix} \hat{\Phi}_f \quad (3.40)$$

avec $\Delta\alpha = \alpha_p - \alpha_m$: écart de calage entre la position angulaire du référentiel de Park et la position angulaire réelle de la machine et l_{s2}'' : module de la partie fluctuante de l'inductance statorique.

Cette équation des flux met en évidence un couplage axe d axe q ainsi qu'un défluxage liés directement à l'écart de calage.

Dans ces conditions, l'expression algébrique du couple (3.39) se modifie de la manière suivante, faisant apparaître des termes supplémentaires qui justifient l'affaiblissement de couple lorsque l'écart de calage augmente.

$$C_e = p \left(l_{s2}'' (i_d^2 - i_q^2) \sin(2\Delta\alpha) + (L_d - L_q) i_d i_q \cos(2\Delta\alpha) + \dots + \hat{\Phi}_f (i_d \sin(\Delta\alpha) + i_q \cos(\Delta\alpha)) \right) \quad (3.41)$$

Remarque : Le détail du calcul relatif à la machine généralisée est établi en *annexe 1*.

3.4.6.2. Tests de Robustesse

Ces essais sont effectués dans les mêmes conditions que précédemment. On s'intéresse à l'incidence de variations sur les paramètres qui interviennent directement dans le découplage (Φ_f et L_s). En effet, on interprète facilement les conséquences peu importantes qui résultent de variations sur la *résistance des enroulements statoriques* (R_s), vu que ce paramètre n'intervient pas dans la commande.

Les *figures 3.58* montrent l'incidence d'un écart de 20 % entre le flux inducteur dans la machine et sa valeur estimée supposée être de 1,225 Wb. Les résultats constatés sont conformes à la logique d'un mauvais découplage :

- la **figure 3.58a** montre que si le courant i_d est peu affecté par cette erreur, il n'en est pas de même pour le courant i_q ; suivant le cas, il y a **surcompensation** ou **sous-compensation**. En effet, si le flux réel (*machine*) est diminué, on observe que le courant d'axe q augmente avec la vitesse (*instabilité aperiodique du découplage*) et, d'autre part, si le flux réel (*machine*) est augmenté, on observe que le courant d'axe q diminue avec la vitesse (*diminution de la précision statique*),

- sur la **figure 3.58b**, on peut remarquer que cette erreur affecte la précision de l'autopilotage,

- sur la caractéristique de couple de la **figure 3.58c**, on peut voir qu'il y a **affaiblissement de couple** lorsque le flux réel (*machine*) est diminué et **surcouple** lorsqu'il est augmenté. Ce résultat se justifie par une modification du couple principal avec le flux inducteur,

- la **figure 3.58d** fait apparaître sur la caractéristique de vitesse les conséquences d'un mauvais contrôle du couple.

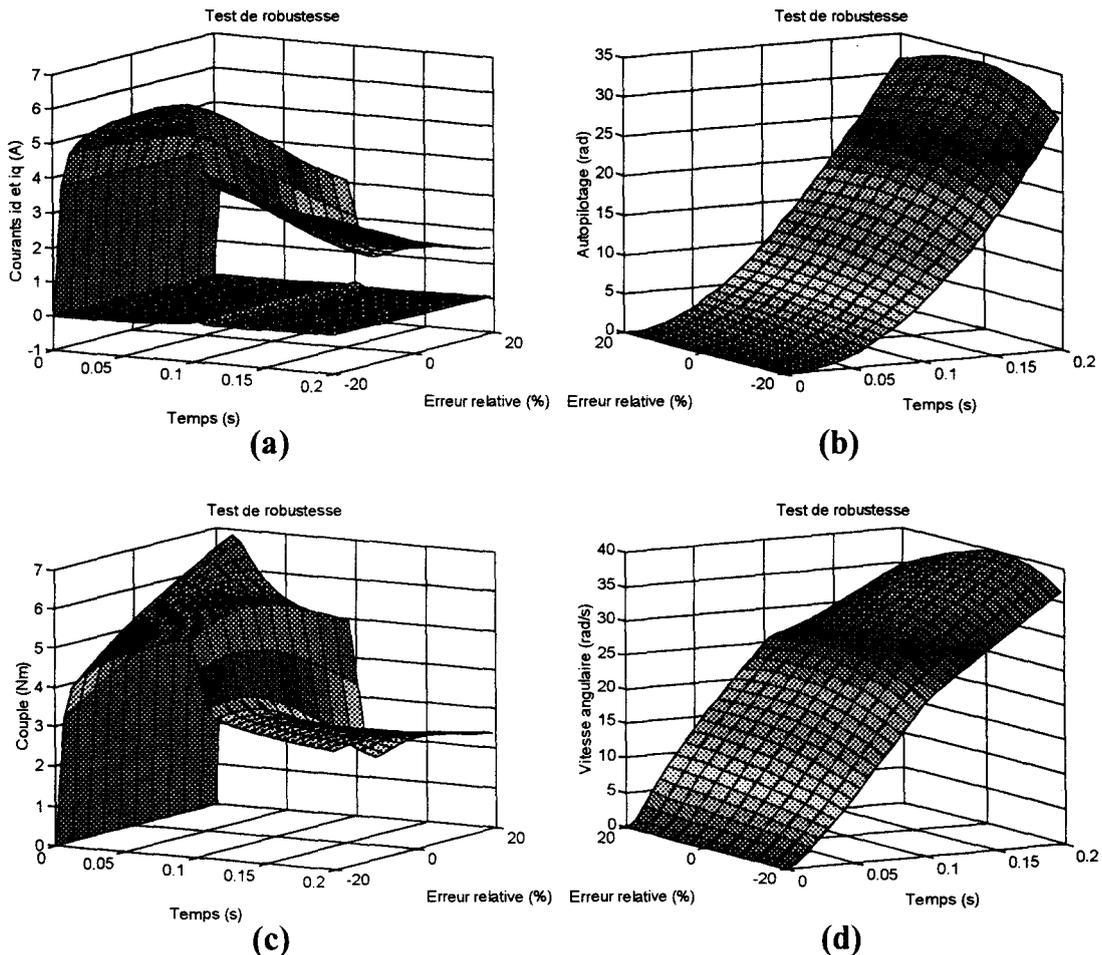


Figure 3.58 : Tests de Robustesse sur le flux inducteur ϕ_f (écart de +/-20%)

La **figure 3.59** montre l'incidence d'un écart de 20 % entre l'inductance propre statorique réelle et sa valeur estimée supposée être de 4,5 mH. On constate un mauvais contrôle des courants qui se traduit par des oscillations de couple qui sont néanmoins filtrées par la charge mécanique :

- sur la **figure 3.59a**, on constate un mauvais contrôle des courants i_d et i_q laissant apparaître des oscillations amorties,
- la **figure 3.59b** montre que cette erreur n'a aucune incidence sur l'autopilotage,
- la **figure 3.59c** met en évidence qu'une mauvaise connaissance de l'inductance propre statorique entraîne des oscillations de couple amplifiées par l'apparition d'un couple réactant,
- la caractéristique de vitesse de la **figure 3.59d** montre que ces oscillations de couple sont filtrées par la charge mécanique.

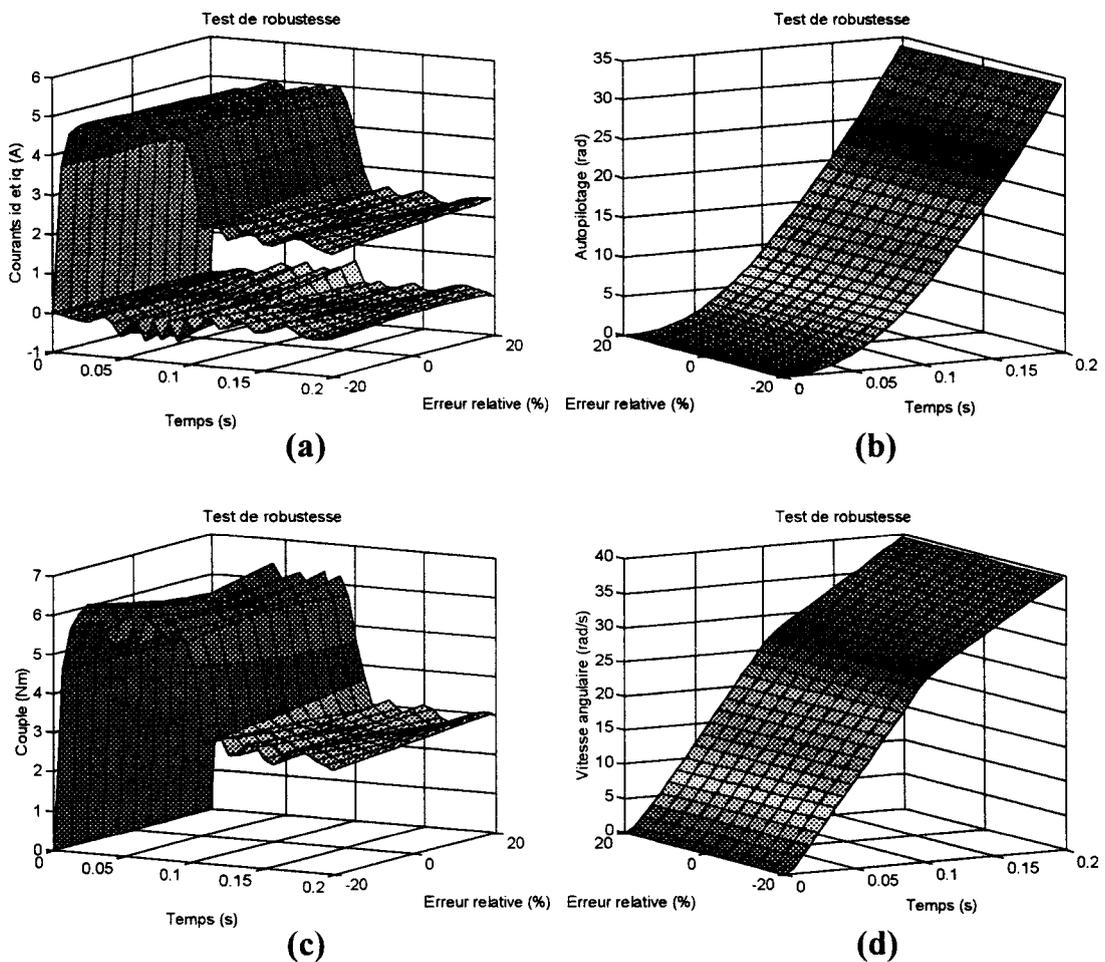


Figure 3.59 : Tests de Robustesse sur la valeur de l'inductance statorique L_s (écart de +/-20%)

CONCLUSION : Cette première application met en évidence le bien fondé de l'ensemble du formalisme qui sans trop d'hypothèses, amène de manière logique la structure de commande. Par conséquent, il contribue indirectement à faciliter l'étude des phénomènes consécutifs à des défauts ou à des variations paramétriques.

BIBLIOGRAPHIE SPECIFIQUE AU CHAPITRE 3

CARON JP. et HAUTIER JP. (1995) : "*Modélisation et Commande de la machine Synchrone* "
Journées 3EI 95

CONCORDIA C. (1951) : "*Synchronous Machines Theory and Performance* "
ed. Wiley, New York 1951

DEGOBERT Ph. et HAUTIER J.P. (1994) : "*Sur une commande numérique de la machine Asynchrone à flux statorique orienté à base de Processeur de Signal* "
Groupement De Recherche CNRS, groupe commande - CNAM Paris - Décembre 1994

DEGOBERT Ph. et HAUTIER JP. (1995) : "*Interfaçage d'un Onduleur de Tension et d'un Processeur de Signal Numérique en vue d'une utilisation temps réel optimale*"
Congrès DSP 95, Paris Octobre 1995

DEGOBERT Ph. et GUILLAUD X. (1996) : "*General Control Modelling of Static Converters and Optimization of their conversion function*"
Congès Electr'IMACS 96, Saint-Nazaire Septembre 1996, pp 397 - 402

HAUTIER JP. et GUILLAUD X. (1994) : "*Automatisation des Processus Mixtes : les systèmes dynamiques hybrides*"
Symposium ADPM'94, Bruxelles Novembre 1994, pp 99 - 108

HOULDSWORTH J.A. et GRANT D.A. (1984) : "*The use of Harmonic Distortion to Increase the Output Voltage of Three Phase PWM Inverter* ".
IEEE Trans.on Industry Application, vol 20 - n°5 pp 1224-1227

MIDDELBROOK R.D. et CUK S. (1977) : "*A General Unified approach to modelling Switching-Converter Power Stage*".
Int. Journal Electron, vol 42 pp 521-550

PATEL H.S. et HOFT R.G. (1973) : "*Generalized Technique of Harmonic Elimination and Voltage Control in thyristor Inverter* ".
IEEE Trans.on Industry Application, vol 9 - n°3 pp 310-317 et vol 10 - n°5 pp666-673

SEIXAS P. (1988) : "*Commande Numérique d'une machine Synchrone Autopilotee* "
Thèse de Doctorat I.N.P.Toulouse 1988

TRZYNADLOWSKY A.M. (1989) : "*Nonsinusoidal Modulating Functions for the Three -Phase Inverters* ".
IEEE Trans.on Power Electronics, vol 4 - n°3 pp 331-338

CHAPITRE 4

**COMMANDE RAPPROCHEE DE
L'ASSOCIATION COMMUTATEUR DE COURANT
MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE**

Chapitre 4. COMMANDE RAPPROCHEE DE L'ASSOCIATION COMMUTATEUR DE COURANT MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

INTRODUCTION

Avec le même esprit que le précédent, ce chapitre est une étude complète, théorique et expérimentale de la machine asynchrone alimentée par un commutateur de courant à transistors.

La charge du commutateur est considérée globalement : machine et condensateurs vus dans le même référentiel de Park.

*Cette étude met en évidence la dualité des grandeurs traitées par la **Commande Rapprochée**.*

4.1. LE COMMUTATEUR DE COURANT TRIPHASE (Convertisseur 2/3)

Le *commutateur de courant* est un convertisseur statique qui permet de transformer un signal continu (*courant i_e*) en un ou plusieurs signaux sinusoïdaux de fréquence variable (*tensions u_s*). De ce fait, il effectue une *conversion Courant/Tension*. Le séquencement imposé aux interrupteurs statiques qui constituent des cellules de commutation quadripôles, réalise une *Modulation de Largeur des Impulsions de courant* appliquées à la charge.

4.1.1. Organisation Fonctionnelle (association Source-Convertisseur-Charge)

L'onduleur de courant triphasé (*encore appelé commutateur de courant*) qui effectue la conversion statique entre les sources de nature différentes, est constitué de *deux cellules de commutation quadripôles bidirectionnelles en tension* (annexe 6).

La *figure 4.1* présente le cas d'un *commutateur de courant triphasé* alimenté par une source de courant continue filtrée qui permet le contrôle fréquentiel des tensions triphasées (u_{s12} , u_{s23} et u_{s31}) aux bornes d'une charge capacitive.

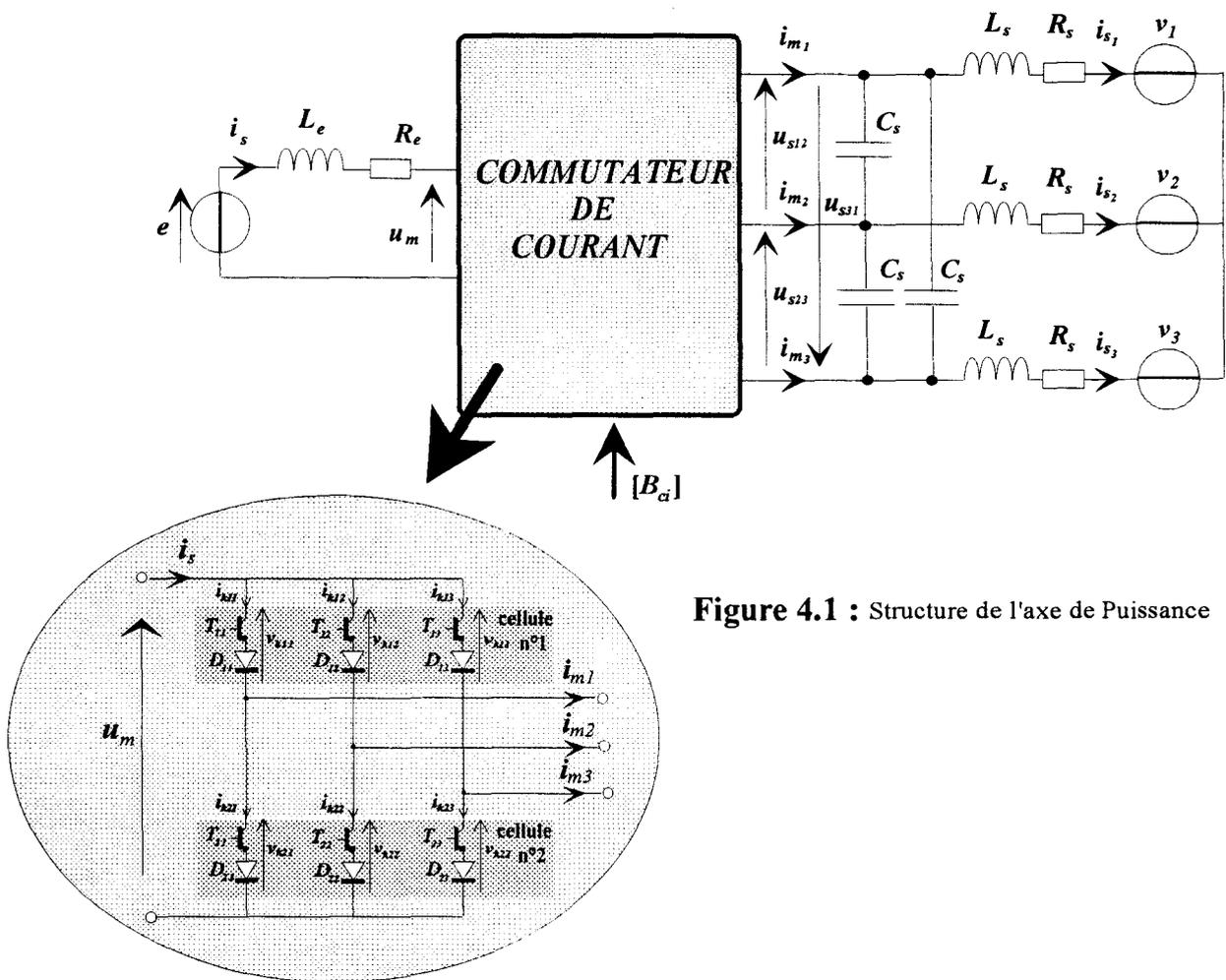


Figure 4.1 : Structure de l'axe de Puissance

Dans l'hypothèse réaliste de la conduction continue, on montre que chaque groupe transistor-diode, assemblés en série, forme un *interrupteur bicommandable* (à l'ouverture et à la fermeture : paragraphe 2.1.2.5.B).

4.1.2. Architecture du modèle de connaissance hybride de l'Axe de Puissance

Les semi-conducteurs sont supposés idéaux au sens classique et K_{ci} désigne l'interrupteur formé du transistor T_{ci} associé en série avec la diode D_{ci} (c est le numéro de la cellule ou bras de commutation et i celui de l'un des interrupteurs de cette même cellule).

4.1.2.1. Modèle de connaissance en mode totalement commandable

Un convertisseur est considéré fonctionner en *mode totalement commandable* lorsque l'évolution de son état est indépendante de la *Commande Interne* (Règle 8). La *figure 4.2* représente la Partie Opérative du modèle de connaissance faisant intervenir 2 *cellules de commutation quadripôles*, associées de manière matricielle, afin de constituer 2 *mailles commutées de tension indépendantes* (voir paragraphe 2.1.3.2.).

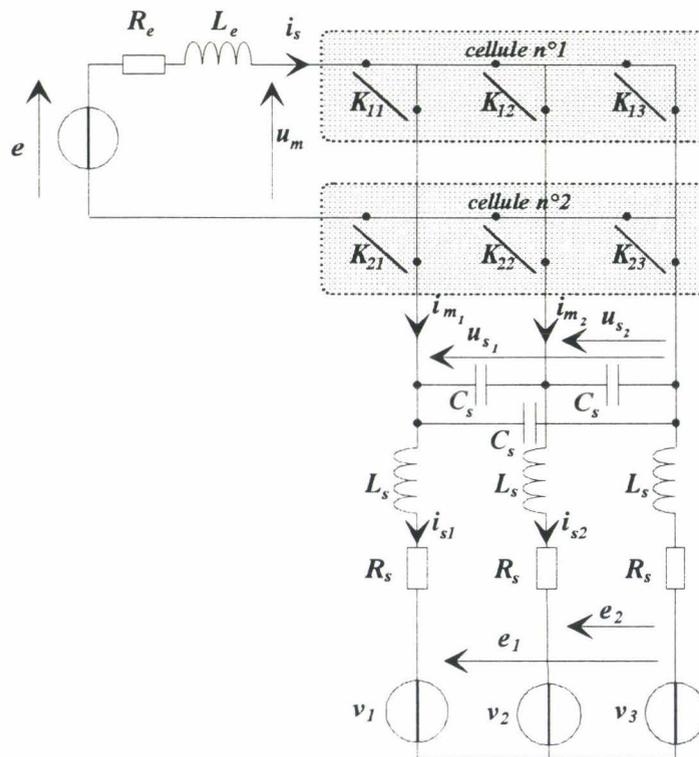


Figure 4.2 : Décomposition fonctionnelle du convertisseur à deux cellules quadripôles de commutation (2 mailles commutées de tension indépendantes)

Pour une cellule de commutation à 3 interrupteurs, la **Règle 12** définie au paragraphe 2.1.3.1 impose une *relation rigide* qui lie les *fonctions de connexions* $f_{ci}(t)$ associées à chaque interrupteur K_{ci} . Ainsi, la *Commande Externe* (issue de l'A.C.R.) définit directement, pour chaque cellule, l'état de l'une des trois connexions, de sorte que :

$$\boxed{f_{c1} + f_{c2} + f_{c3} = 1} \quad (4.1)$$

avec $c \in \{1,2\}$

4.1.2.2. Description fonctionnelle du modèle de connaissance

Nous limitons la présentation au *mode triphasé totalement commandable*. La *figure 4.3* donne alors sous la forme d'un schéma fonctionnel, l'*architecture du modèle de connaissance hybride* où apparaissent des *modulateurs de grandeurs d'état (multiplieurs)* associés à un *système naturellement bouclé et couplé*.

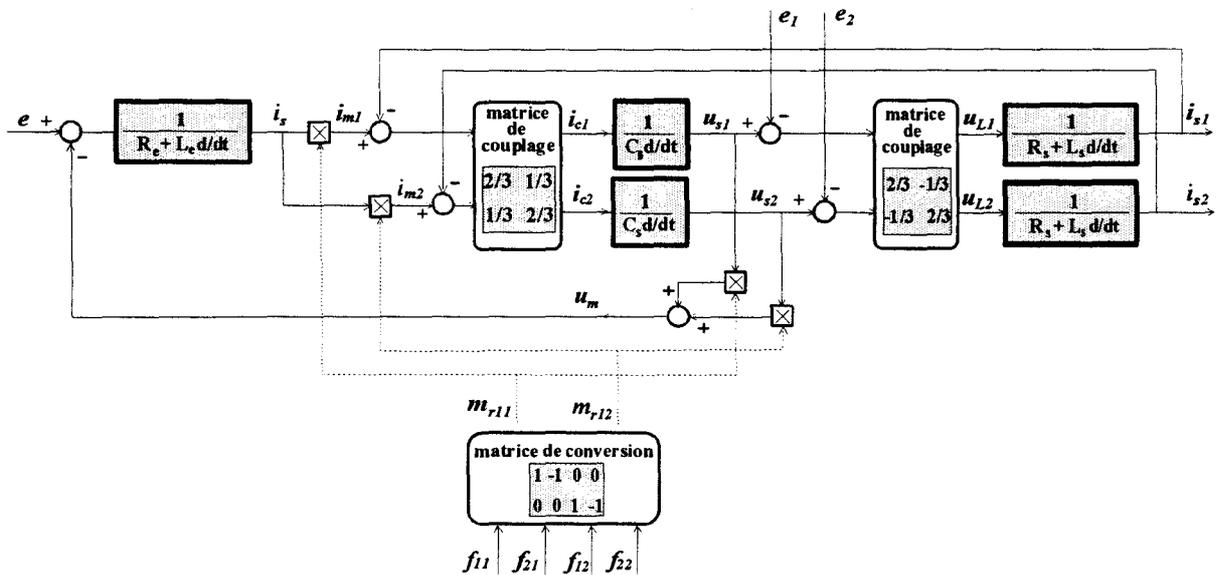


Figure 4.3 : Schéma fonctionnel sur le modèle de connaissance hybride en mode de conduction continue

4.1.3. Description Informationnelle sur le Commutateur de Courant

La *figure 4.4* représente le *Graphe Informationnel Causal* sur l'axe de puissance en mode de fonctionnement triphasé totalement commandable.

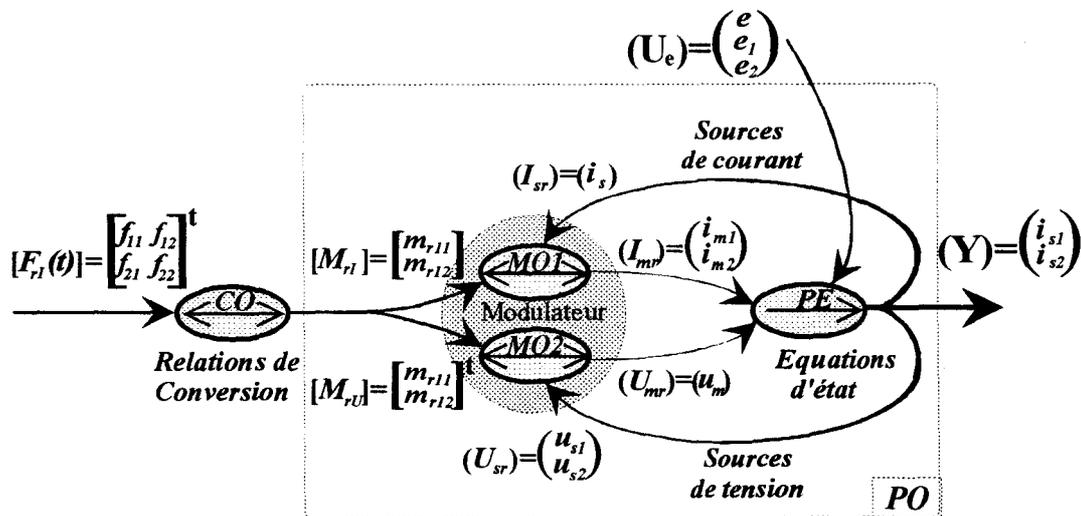


Figure 4.4 : Graphe Informationnel Causal sur le modèle de connaissance hybride

4.1.3.1. Causalités dans le bloc continu

En considérant le **vecteur d'état** $(X) = (i_s \ i_{s1} \ i_{s2} \ u_{s1} \ u_{s2})^t$ qui regroupe les variables d'état indépendantes, l'**équation d'état générale (PE)** décrivant le bloc continu (paragraphe 2.2.2.3), se décompose de la manière suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_s \\ i_{s1} \\ i_{s2} \\ u_{s1} \\ u_{s2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_e}{L_e} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & \frac{2}{3L_s} & -\frac{1}{3L_s} \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{1}{3L_s} & \frac{2}{3L_s} \\ 0 & -\frac{2}{3C_s} & -\frac{1}{3C_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{3C_s} & -\frac{2}{3C_s} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ i_{s1} \\ i_{s2} \\ u_{s1} \\ u_{s2} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_e} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{2}{3C_s} & \frac{1}{3C_s} & 0 \\ \frac{1}{3C_s} & \frac{2}{3C_s} & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \\ u_m \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_e} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{2}{3L_s} & \frac{1}{3L_s} \\ 0 & \frac{1}{3L_s} & -\frac{2}{3L_s} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \end{pmatrix}$$

(PE)

avec : $(U_i) = ((I_{mr}) \ (U_{mr}))^t = (i_{m1} \ i_{m2} \ u_m)^t$ le **vecteur des entrées internes** générées par le convertisseur à partir des variables d'état commutées,

et : $(U_e) = (e_1 \ e_2)^t$ le **vecteur des entrées externes** (processus externe au convertisseur).

La **figure 4.5** représente alors le **Graphe Informationnel Causal** sur la **Partie Electrique** du modèle de connaissance qui met en évidence les différents **Couplages Opérateurs (CO1) et (CO2)**.

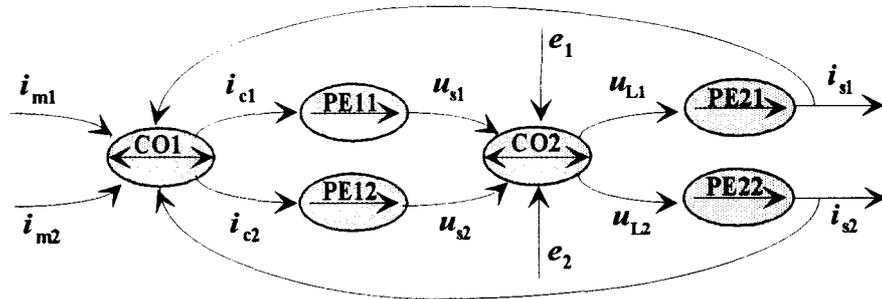


Figure 4.5 : Graphe Informationnel Causal sur la Partie Electrique du modèle de connaissance

4.1.3.2. Causalités dans le bloc discontinu

De la même manière, en tenant compte de la réduction du modèle, la **relation de conversion générale (MO)** qui décrit le bloc discontinu (paragraphe 2.2.2.3), s'applique au **vecteur d'observation** $(Y_c) = ((I_{sr}) \ (U_{sr}))^t = (i_s \ u_{s1} \ u_{s2})^t$ qui rassemble les **grandeurs commutées** choisies en fonction des grandeurs d'état et des entrées externes, (les entrées internes n'étant pas de véritables grandeurs indépendantes).

$$\begin{pmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \\ u_m \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} - f_{31} & 0 & 0 \\ f_{12} - f_{32} & 0 & 0 \\ 0 & f_{11} - f_{31} & f_{12} - f_{32} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ u_{s1} \\ u_{s2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} m_{r11} & 0 & 0 \\ m_{r12} & 0 & 0 \\ 0 & m_{r11} & m_{r12} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ u_{s1} \\ u_{s2} \end{pmatrix} \quad (\text{MO})$$

où m_{r11} et m_{r12} sont des *éléments réduits de la fonction de conversion* explicités en annexe 5.

4.1.4. Homogénéisation et réduction du modèle de connaissance

Dans la pratique, ce convertisseur statique de type *courant-tension* intervient en tant que *modulateur de courant*. Le modèle de connaissance de la figure 4.4 peut ainsi être réduit en ne faisant intervenir qu'une partie des grandeurs modulées par le convertisseur (figure 4.6).

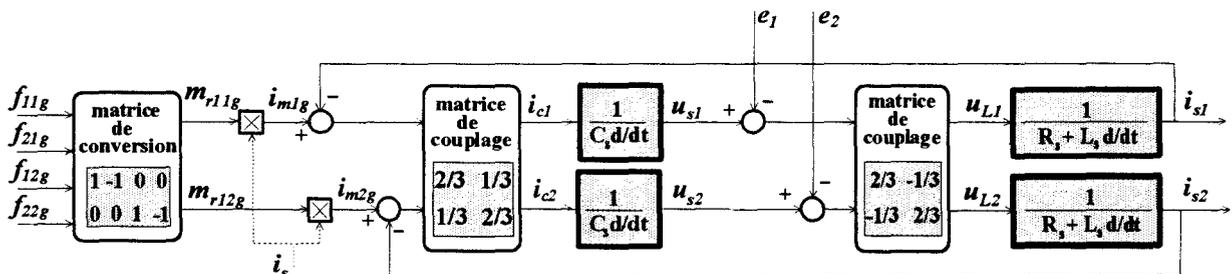


Figure 4.6 : Schéma fonctionnel du modèle de connaissance homogène

La figure 4.7 représente le *Graphe Informationnel Causal réduit* sur le modèle de connaissance homogène en mode de fonctionnement triphasé pour lequel :

- MO1 et CO sont des *relations rigides* qui traduisent la *conversion statique* (bloc discontinu),
- PE1 et PE2 sont des *relations causales* qui correspondent aux équations d'état caractérisant la *charge capacitive* (partitionnement du bloc continu).

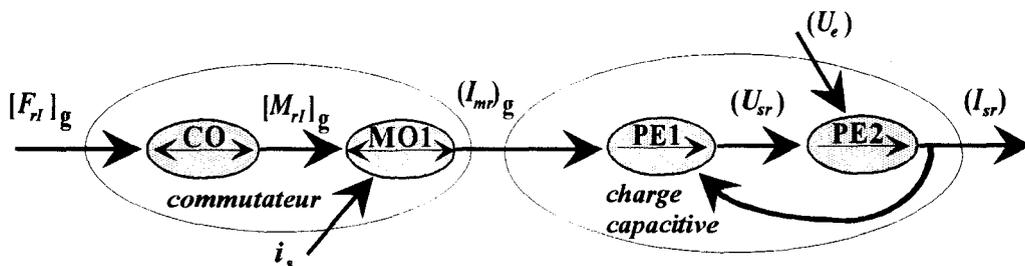


Figure 4.7 : Graphe Informationnel Causal réduit sur le modèle de connaissance homogène

Le modèle de connaissance obtenu, s'apparente avec celui du convertisseur statique généralisé commandé en courant défini au paragraphe 2.2.4.3. Dans ces conditions, la *Commande Rapprochée* du Commutateur de courant, permettant d'inverser le modèle, est identique à celle présentée à la figure 2.21.

4.1.5. Description Informationnelle sur la Commande Rapprochée

La Commande Rapprochée permet d'associer à chaque élément du modèle de connaissance du processus, une grandeur de réglage dans la chaîne de commande. Elle se distingue par les *deux blocs caractéristiques* suivants :

- le *bloc de Commande Algorithmique* qui effectue les asservissements,
- le *séquenceur* qui permet de transformer les fonctions de conversion issues de la Commande Algorithmique (*grandeurs échantillonnées*) en connexions effectives (*impulsions*).

Le *Grphe Informationnel Causal* sur la Commande Rapprochée du Commutateur de courant de la *figure 4.8* est issu de l'analyse détaillée au paragraphe 2.2.4.3.

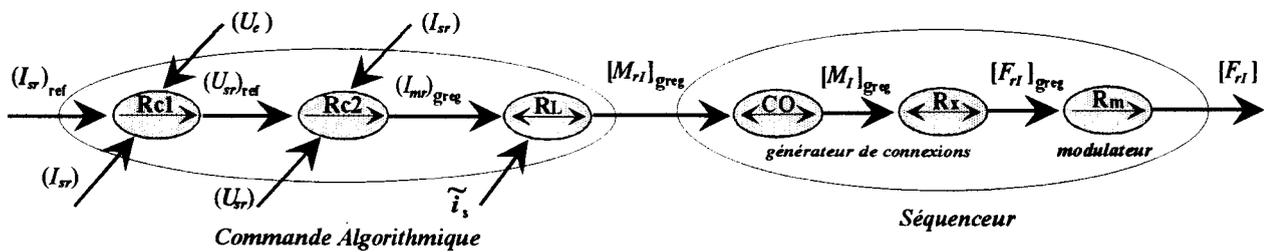


Figure 4.8 : Grphe Informationnel Causal sur la Commande Rapprochée du Commutateur de courant

La *figure 4.9* donne alors le *schéma fonctionnel de la Commande Rapprochée* qui découle de l'analyse précédente.

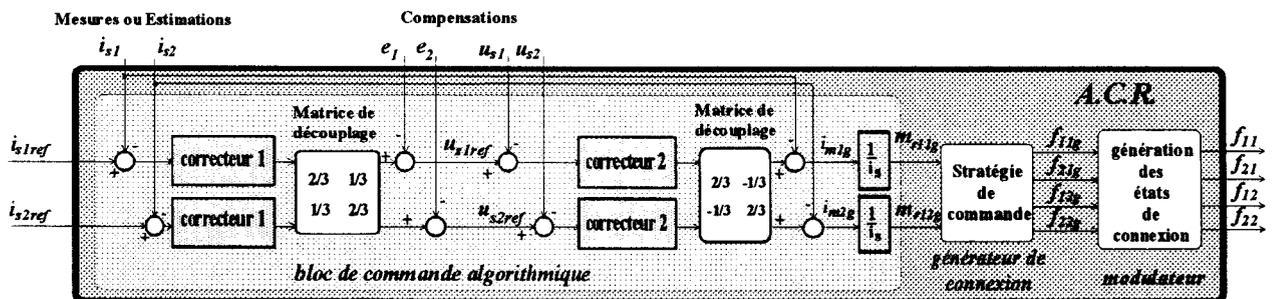


Figure 4.9 : Schéma fonctionnel de la Commande Rapprochée du Commutateur de courant dans le plan a,b,c

Cette commande déjà présentée, met en oeuvre des grandeurs alternatives. De ce fait, pour bien fonctionner, les correcteurs doivent être définis en imposant une *dynamique de boucle importante* [HAUTIER, ADPM 1994].

4.1.6. Le Générateur de Connexions

Le rôle du générateur de connexions est d'*inverser la relation de conversion (MO2)*. Face à la *singularité de cette relation*, on peut avoir recours à des solutions intuitives, des solutions calculées en temps différé puis tabulées, ou alors à des solutions calculées en temps réel.

4.1.6.1. Optimisation de la conversion

La procédure d'optimisation consiste à trouver une solution permettant aux fonctions génératrices de conversion d'explorer la totalité de leur domaine de définition $[-1, 1]$ sans distorsion en sortie du convertisseur.

Deux *techniques de modulation adaptées à la commande numérique* ont été proposées au paragraphe 3.1.7. Pour chacune d'elles, le principe d'optimisation est basé sur le *tri des fonctions génératrices de conversion* :

- la *première méthode* consiste à détecter les *changements de signe* des fonctions génératrices de conversion,
- pour la *seconde méthode*, on ne tient pas compte des signes mais de l'*ordre de succession* des fonctions génératrices de conversion

Pour le commutateur de courant triphasé, on ne retient que la seconde méthode qui permet d'obtenir la *variation d'amplitude maximale* pour les courants de sortie du convertisseur $[-i_s, i_s]$ [GUILLAUD et DEGOBERT, ELECTRIMAC'S 1996].

La *figure 4.10* présente l'évolution temporelle ainsi que l'analyse spectrale d'une des *fonctions génératrices de conversion triphasée* (image du courant souhaité) qui sert de référence pour cette étude pour laquelle :

- la *forme d'onde* est sinusoïdale d'amplitude unitaire et de fréquence 50Hz,
- l'*échantillonnage* est effectué à une fréquence de 5 kHz ($T_e = 200\mu s$).

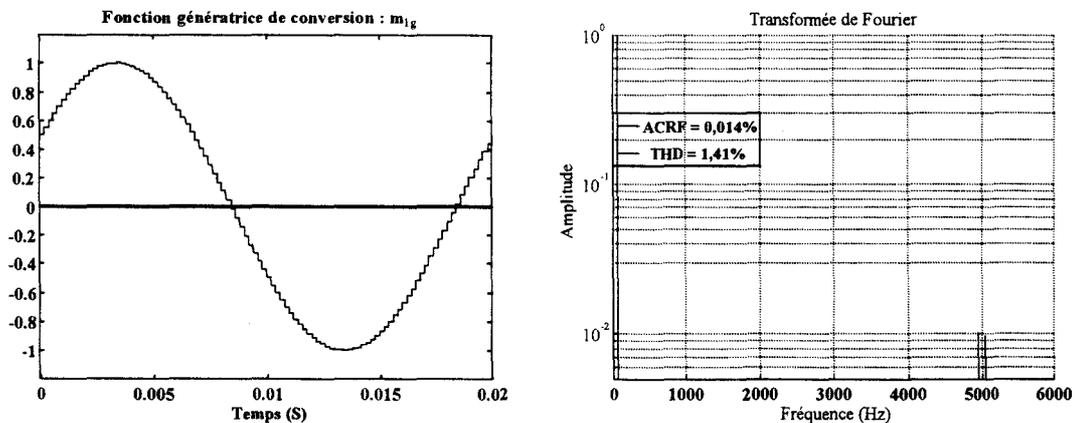


Figure 4.10 : Elaboration de la fonction génératrice de conversion de référence

Il s'agit de classer les fonctions génératrices de conversion en fonction de leur signe, et d'appliquer ensuite les règles présentées dans le tableau ci-dessous pour obtenir les fonctions génératrices de connexions optimisées (*figure 4.11*).

max.	min.	Cellule n°1			Cellule n°2		
$m_{k_{g_{PEE}}}$	$m_{k_{g_{PEE}}}$	$f_{11_{g_{PEE}}}$	$f_{12_{g_{PEE}}}$	$f_{13_{g_{PEE}}}$	$f_{21_{g_{PEE}}}$	$f_{22_{g_{PEE}}}$	$f_{23_{g_{PEE}}}$
$m_{1_{g_{PEE}}}$	$m_{2_{g_{PEE}}}$	$m_{1_{g_{PEE}}}$	0	$1 - m_{1_{g_{PEE}}}$	0	$-m_{2_{g_{PEE}}}$	$1 + m_{2_{g_{PEE}}}$
$m_{1_{g_{PEE}}}$	$m_{3_{g_{PEE}}}$	$m_{1_{g_{PEE}}}$	$1 - m_{1_{g_{PEE}}}$	0	0	$1 + m_{3_{g_{PEE}}}$	$-m_{3_{g_{PEE}}}$
$m_{2_{g_{PEE}}}$	$m_{3_{g_{PEE}}}$	$1 - m_{2_{g_{PEE}}}$	$m_{2_{g_{PEE}}}$	0	$1 + m_{3_{g_{PEE}}}$	0	$-m_{3_{g_{PEE}}}$
$m_{2_{g_{PEE}}}$	$m_{1_{g_{PEE}}}$	0	$m_{2_{g_{PEE}}}$	$1 - m_{2_{g_{PEE}}}$	$-m_{1_{g_{PEE}}}$	0	$1 + m_{1_{g_{PEE}}}$
$m_{3_{g_{PEE}}}$	$m_{1_{g_{PEE}}}$	0	$1 - m_{3_{g_{PEE}}}$	$m_{3_{g_{PEE}}}$	$-m_{1_{g_{PEE}}}$	$1 + m_{1_{g_{PEE}}}$	0
$m_{3_{g_{PEE}}}$	$m_{2_{g_{PEE}}}$	$1 - m_{3_{g_{PEE}}}$	0	$m_{3_{g_{PEE}}}$	$1 + m_{2_{g_{PEE}}}$	$-m_{2_{g_{PEE}}}$	0

Figure 4.11 : obtention des fonctions génératrices de connexions optimisées

4.1.6.2. Schéma fonctionnel du générateur de connexions

Cette méthode de tri fait apparaître des *périodes de déconnexion successives* des interrupteurs statiques. Dans ces conditions, une seule fonction génératrice de connexion est nécessaire pour la commande du modulateur (*voir paragraphe 4.1.6.*).

Le schéma fonctionnel de la *figure 4.12* caractérise le générateur de connexions relatif à une cellule de commutation (*cellule n°1*). Il met en évidence les *quatre cas de figures* qui peuvent se produire (m_{ig} , $1 - m_{(i+1)g}$, 0 et $1 - m_{(i+2)g}$).

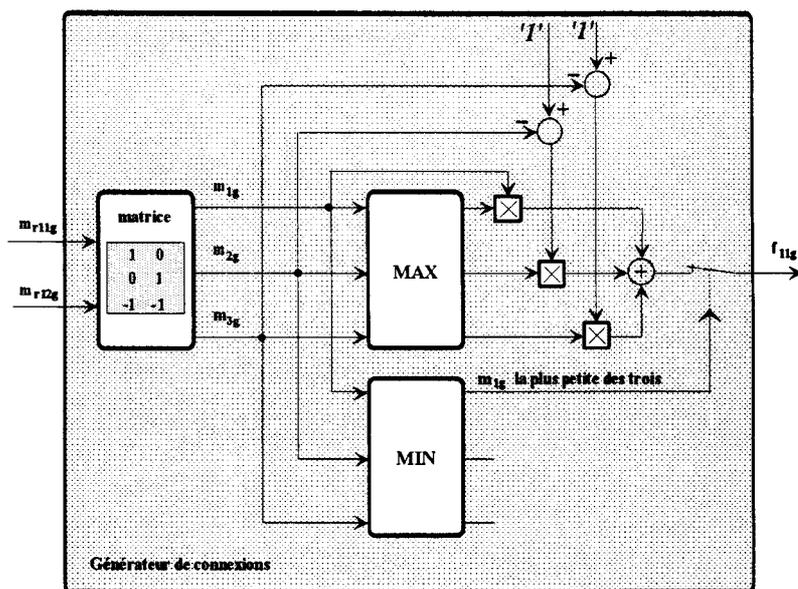


Figure 4.12 : Générateur de connexions relatif à la cellule de commutation n°1

4.1.6.3. Résultats de Simulations numériques

La **figure 4.13** présente l'évolution temporelle ainsi que l'analyse spectrale d'une simulation de la **fonction de connexion** qui est générée par cette méthode. La partie supérieure de la figure caractérise la fonction génératrice (*image en valeur moyenne de la connexion à réaliser*), tandis que la partie inférieure correspond aux connexions réelles (*impulsions centrées sur la période de commutation*).

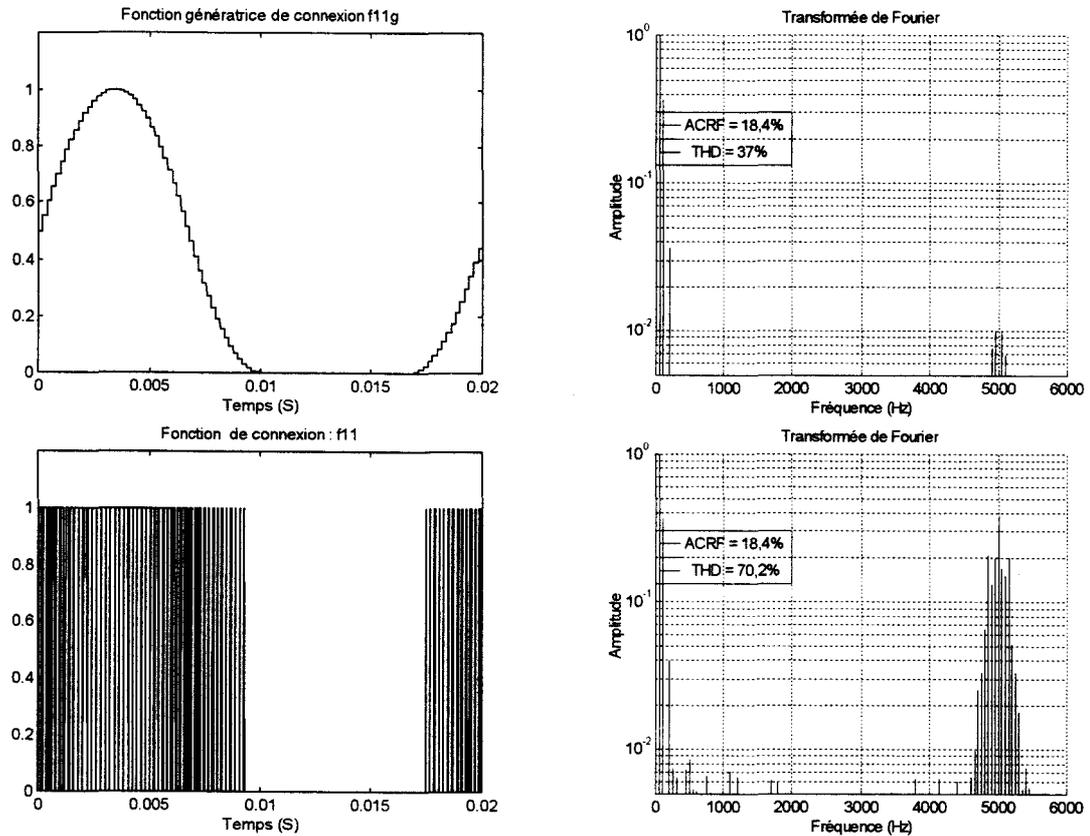


Figure 4.13 : fonctions de connexions simulées

La **figure 4.14** présente l'évolution temporelle ainsi que l'analyse spectrale d'une **fonction de conversion effective** résultante (*image du courant modulé appliqué à la charge*).

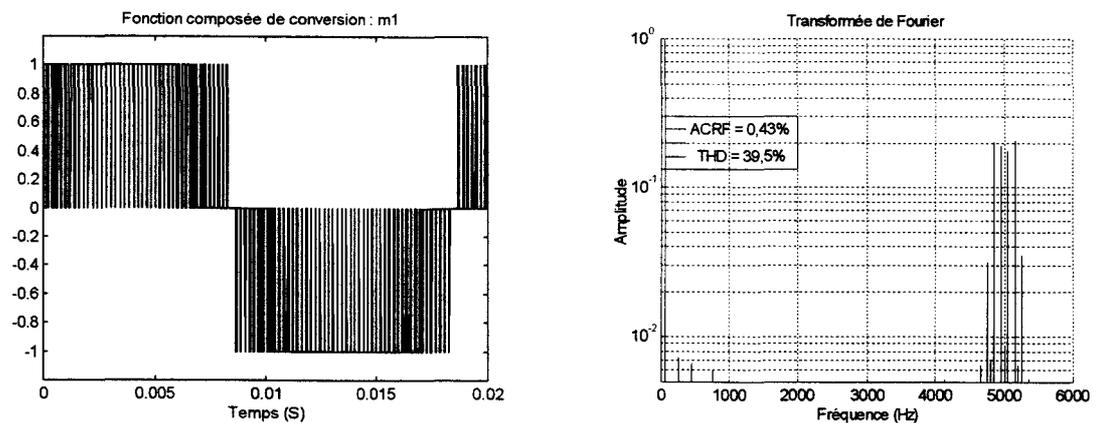


Figure 4.14 : fonction de conversion effective simulée

4.1.6.4. Résultats Expérimentaux

La figure 4.15 présente l'évolution temporelle ainsi que l'analyse spectrale d'une *fonction de connexion effective* (image des impulsions de commande).

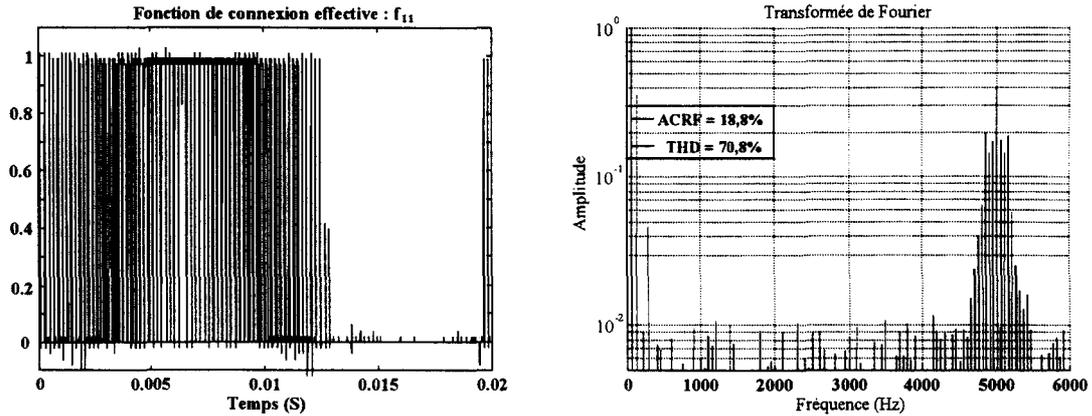


Figure 4.15 : fonction de connexion effective mesurée

La figure 4.16 présente l'évolution temporelle ainsi que l'analyse spectrale d'une *fonction de conversion effective* résultante (image du courant modulé appliqué à la charge).

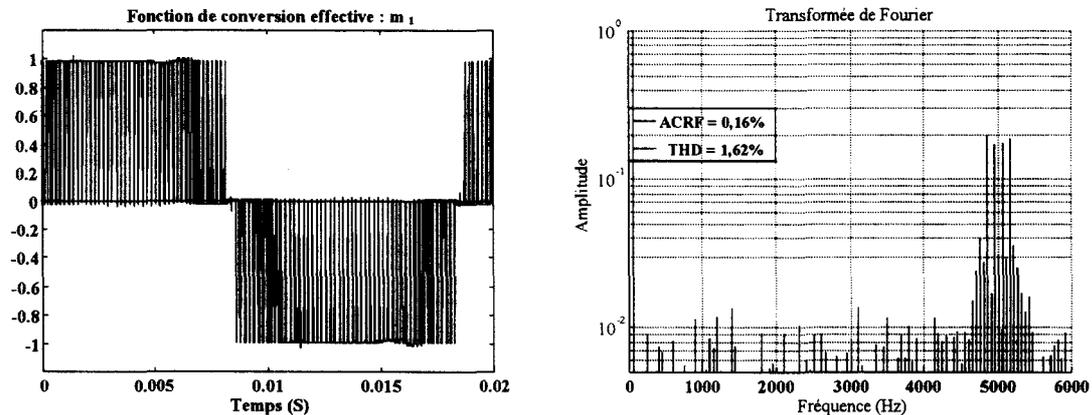


Figure 4.16 : fonction de conversion instantanée mesurée

4.1.6.5. Interprétation des résultats

On observe que la méthode utilisée revient à *injecter implicitement* des *harmoniques pairs* dans les fonctions de connexions. Malgré la distorsion (*forme d'onde non-sinusoidale*), on constate l'optimisation des fonctions de conversion instantanées :

- *Amplitude des courants* équivalente à celle de la source d'alimentation,
- faible *taux de distorsion harmonique pondéré* ($ACRF < 0,2\%$).

On obtient des résultats de simulation et expérimentaux qui sont en concordance avec les prédéterminations théoriques.

4.1.7. Le Modulateur de Largeur d'Impulsions

Pour chaque *cellule de commutation quadripôle*, l'état des trois connexions doit être tel que la *relation 4.1* soit vérifiée à tout instant (*Règle 12*). Dans ces conditions, plusieurs solutions sont envisageables, et nous ne retenons que celles qui se déduisent du modulateur défini au paragraphe 3.1.6. pour lesquels, une seule génératrice est nécessaire.

Sur l'exemple, l'échantillonnage a lieu au début de la période comprise entre les instants $(q-1)T_e$ et qT_e . Dans ces conditions, la *valeur moyenne de la connexion* établie pendant cette période doit être égale à :

$$\delta_{1(q-1)} = f_{c1g(q-1)} = \frac{1}{T_e} \int_{(q-1)T_e}^{qT_e} f_{c1}(t) dt \quad (4.2)$$

avec $f_{c1g(q-1)}$ qui représente sur cette période, l'*amplitude de $f_{c1g}(k,t)$* fonction génératrice échantillonnée et $\delta_{1(q-1)}$ qui correspond au *rapport cyclique (durée de l'impulsion)*.

La *figure 4.17* décrit pour deux cas de figures, le passage des fonctions de connexions génératrices continues $f_{c1g}(t)$ aux connexions effectives $f_{c1}(t)$, $f_{c2}(t)$ et $f_{c3}(t)$, qui apparaissent comme une distribution temporelle d'impulsions de largeur variable (*Modulation de Largeur d'Impulsions*).

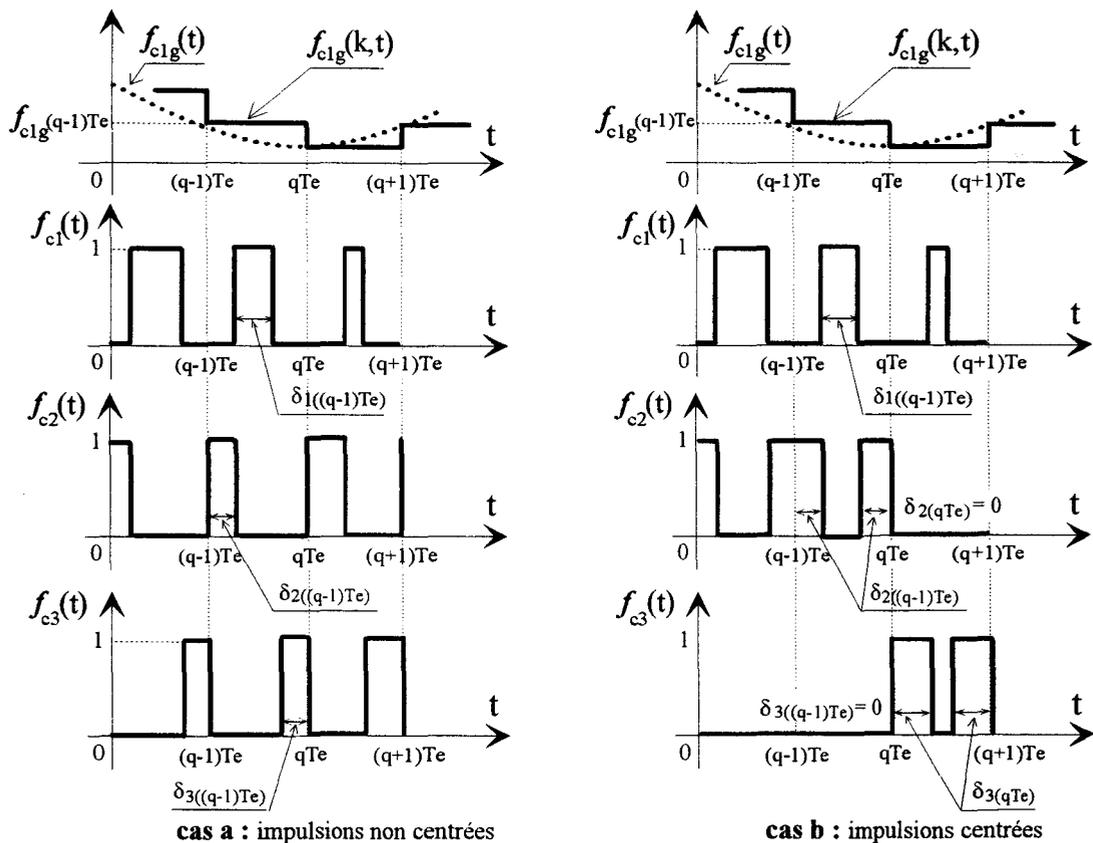


Figure 4.17 : Elaboration des fonctions de connexion à partir de leur génératrice

La **première solution** (cas a), consiste à générer **trois impulsions** : une centrée, une autre à gauche et une troisième à droite telles que :

$$\delta_2 = \delta_3 = (T_e - \delta_1) / 2 \quad (4.3)$$

La **seconde solution** (cas b), consiste à générer **deux impulsions complémentaires centrées** (la troisième étant nulle) telles que :

$$\delta_2 = T_e - \delta_1 \text{ et } \delta_3 = 0 \quad (4.4)$$

Cette solution est plus complexe à mettre en oeuvre car elle nécessite des tests sur les fonctions génératrices de conversion. Néanmoins, elle offre l'avantage d'une solution homogène pour la réalisation pratique.

La **figure 4.18** représente le **schéma de principe du modulateur** obtenu :

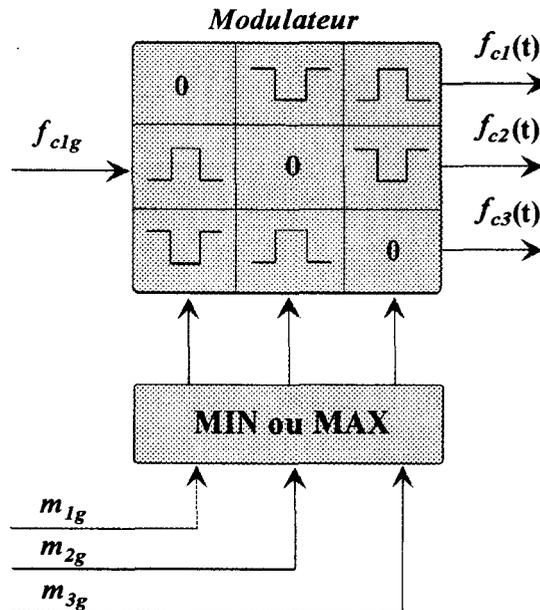


Figure 4.18 : schéma de principe du modulateur pour cellules de commutation quadripôles

Le choix de la **position de l'impulsion** à l'intérieur de l'intervalle temporel considéré est important. En effet, des études menées à ce sujet ont révélé que la **qualité spectrale** des grandeurs de sortie est maximale avec des **impulsions centrées**.

4.1.8. La Commande algorithmique dans le référentiel a,b,c

La Commande Algorithmique proposée est basée sur le principe d'*inversion du Graphe de Causalité* qui caractérise la Partie Electrique (PE) du modèle de connaissance (figure 4.5). Si on observe attentivement le modèle de connaissance homogène de la figure 4.6, on s'aperçoit que le *découplage* s'effectue naturellement par l'*inversion directe* des relations de Couplage CO1 et CO2.

4.1.8.1. Découplage du modèle de connaissance en vue de la commande

$$\text{On pose : } \begin{pmatrix} v_{s1_{dec}} \\ v_{s2_{dec}} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} u_{s1} \\ u_{s2} \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

Dans ces conditions, les relations causales PE1 et PE2 se simplifient de la manière suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} v_{s1_{dec}} \\ v_{s2_{dec}} \end{pmatrix} = \frac{1}{3C_s} \begin{pmatrix} i_{m1} - i_{s1} \\ i_{m2} - i_{s2} \end{pmatrix} \quad (PE1)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{pmatrix} = \frac{-R_s}{L_s} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{pmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{pmatrix} v_{s1_{dec}} \\ v_{s2_{dec}} \end{pmatrix} - \frac{1}{3L_s} \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \end{pmatrix} \quad (PE2)$$

La figure 4.19 donne sous la forme d'un schéma fonctionnel, l'*architecture du modèle de connaissance hybride découplé*

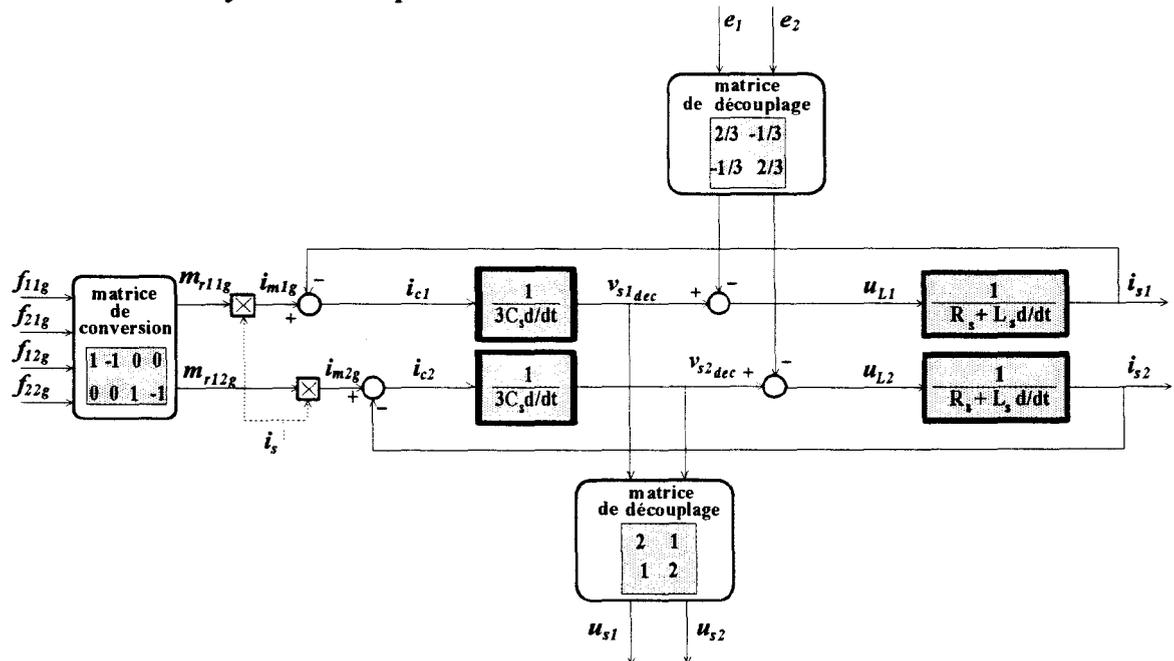


Figure 4.19 : Schéma fonctionnel du modèle de connaissance découplé

4.1.8.2. Représentation Informationnelle du bloc continu découplé

Les équations d'état qui caractérisent le modèle de connaissance se modifient de la manière suivante, faisant disparaître les couplages :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_s \\ i_{s1} \\ i_{s2} \\ v_{s1dec} \\ v_{s2dec} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_e}{L_e} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & -\frac{1}{3C_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{3C_s} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ i_{s1} \\ i_{s2} \\ v_{s1dec} \\ v_{s2dec} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_e} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3C_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{3C_s} & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \\ u_m \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_e} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{2}{3L_s} & \frac{1}{3L_s} \\ 0 & \frac{1}{3L_s} & -\frac{2}{3L_s} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} e \\ e_1 \\ e_2 \end{pmatrix}$$

La figure 4.20 représente alors le Graphe Informationnel Causal sur la Partie Electrique du modèle de connaissance découplé.

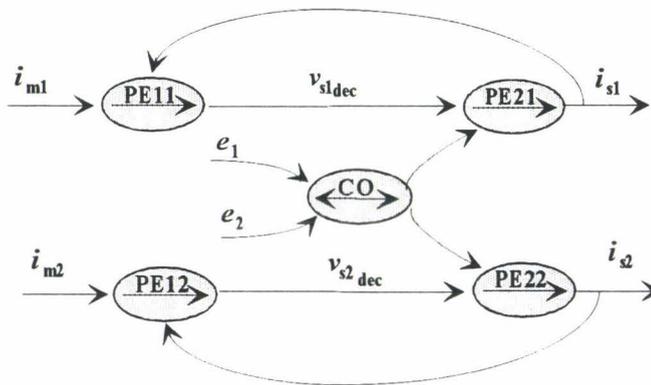


Figure 4.20 : Graphe Informationnel Causal sur la Partie Electrique du modèle de connaissance découplé

4.1.8.3. Schéma fonctionnel de la Commande Rapprochée

Les algorithmes de réglage des correcteurs sont envisageables en suivant les procédures classiques aux systèmes asservis monovariabiles puisque les processus sont linéarisés et découplés. On obtient dans ces conditions, la Commande Rapprochée suivante.

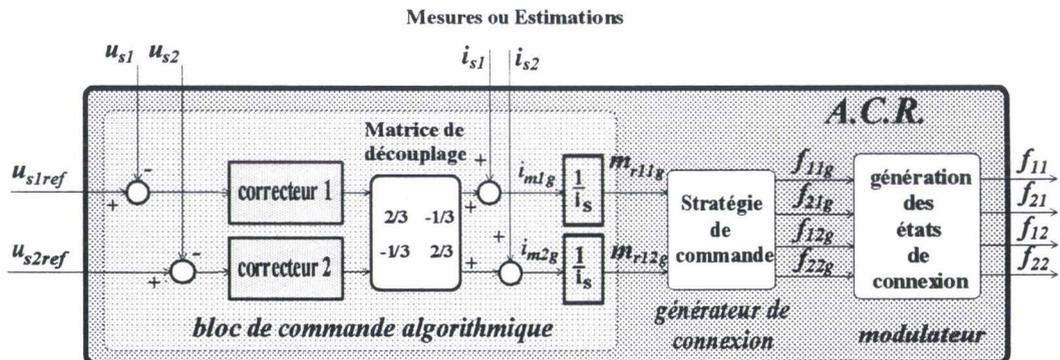


Figure 4.21 : Schéma fonctionnel de la Commande Rapprochée du Commutateur de courant dans le plan a, b, c

4.2. LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

Nous considérons une *machine Asynchrone* qui se décompose de la manière suivante :

- **trois enroulements identiques pour les phases statoriques** dont les axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à $2\pi/3$,
- **trois enroulements identiques pour les phases rotoriques** dont les axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à $2\pi/3$, tournant à la vitesse mécanique Ω (*phase rotorique*) dont l'axe longitudinal noté \bar{L} est repéré par l'angle α_m par rapport à l'axe de la phase statorique \bar{S}_a , prise comme référence.

Notations :

. R_s, L_s, R_r et L_r : la résistance et l'inductance propre statorique, la résistance et l'inductance propre rotorique,

. M_{sr} : mutuelle inductance entre une phase du stator et une phase du rotor,

. $(v_{sabc}), (i_{sabc})$ et (ϕ_{sabc}) : les tensions, les courants et les flux statoriques dans le référentiel triphasé statorique,

. $(v_{rabc}), (i_{rabc})$ et (ϕ_{rabc}) : les tensions, les courants et les flux rotoriques dans le référentiel triphasé statorique,

. $v_{sd}, v_{sq}, i_{sd}, i_{sq}, \phi_{sd}$ et ϕ_{sq} : les tensions, les courants et les flux statoriques dans le référentiel de Park,

. $v_{rd}, v_{rq}, i_{rd}, i_{rq}, \phi_{rd}$ et ϕ_{rq} : les tensions, les courants et les flux rotoriques dans le référentiel de Park,

. k_{sd}, k_{sq}, k_{rd} et k_{rq} : les coefficients de couplage par gyration respectivement au stator (*induit*) et au rotor (*inducteur*),

. e_{sd}, e_{sq}, e_{rd} et e_{rq} : les forces électromotrices induites respectivement par le stator (*induit*) et par le rotor (*inducteur*),

. c_{sd}, c_{sq}, c_{rd} et c_{rq} : les couples électromagnétiques fournis respectivement par le stator (*induit*) et par le rotor (*inducteur*),

. $\omega, c_e, \Sigma c_L$ et J : la vitesse électrique angulaire, le couple électromagnétique résultant, les couples de charge et le moment d'inertie total ramenés sur l'arbre,

. p_m : la puissance mécanique fournie,

. ω_s et ω_r : les vitesses angulaires des axes d, q dans les référentiels statoriques (*induit*) et rotoriques (*inducteur*),

. p : le nombre de paires de pôles,

. Ω : vitesse mécanique,

Remarque : Les calculs relatifs à la modélisation de la machine Asynchrone dans les référentiels triphasé a, b, c et diphasé α, β sont repris en détail en *annexe 3*.

. α_m : la position angulaire réelle de la machine dans le référentiel triphasé a,b,c (angle électrique),

. θ_s : l'angle électrique (\vec{S}_a, \vec{O}_d) qui caractérise la position du repère d'axes d,q par rapport au référentiel statorique,

. θ_r : l'angle électrique (\vec{R}_a, \vec{O}_d) qui caractérise la position du repère d'axes d,q par rapport au référentiel rotorique,

4.2.1. Modèle triphasé de la machine asynchrone (référentiel a,b,c)

La **figure 4.22** représente les enroulements de la **machine asynchrone à rotor bobiné** dans l'espace électrique. Cette machine n'est autre qu'une machine généralisée à rotor et stator triphasé pour laquelle, l'entrefer est constant.

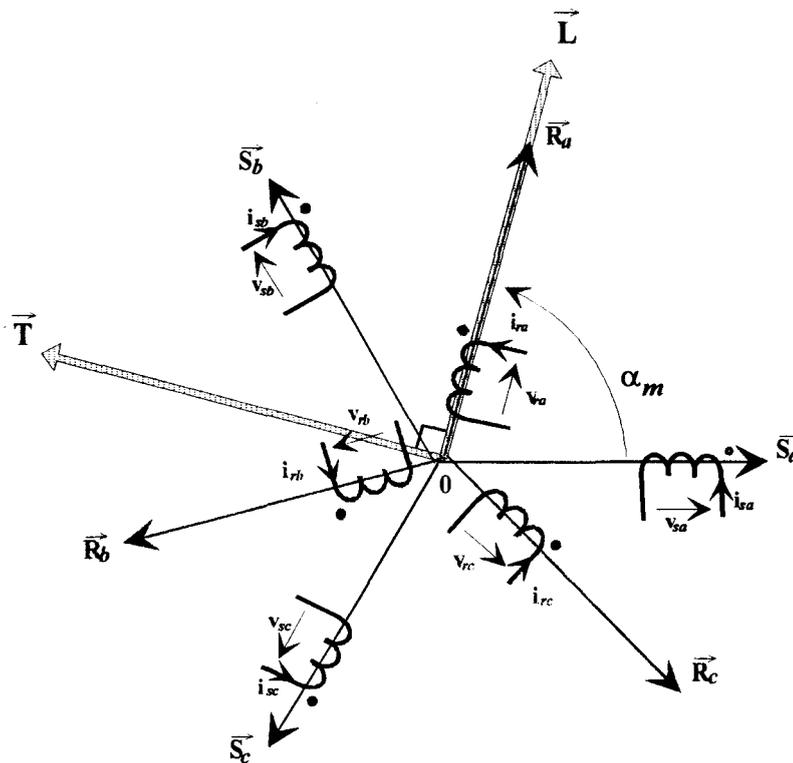


Figure 4.22 : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique (machine asynchrone à rotor bobiné dans le repère a,b,c)

La **vitesse angulaire électrique** est telle que :

$$\omega = p \cdot \Omega = \frac{d\alpha_m}{dt} \quad \text{(PM2)}$$

avec p : le nombre de paires de pôles.

Sur la figure, l'angle α_m représente la position de l'axe longitudinal du rotor (*inducteur*) par rapport à la bobine statorique S_a .

La **figure 4.23** représente le **Graphe Informationnel Causal** sur la machine asynchrone à rotor bobiné associée aux transformateurs de coordonnées de Park pour laquelle :

• **PE1** et **PE2** sont des **relations causales linéaires** qui correspondent à des **Processeurs Electriques élémentaires à accumulation d'énergie cinétique** : leurs entrées sont alors des grandeurs potentielles (*tensions*), leurs sorties des grandeurs cinétiques (*flux*) :

$$\text{INDUIT} \quad \begin{pmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{pmatrix} \quad (\text{PE1})$$

$$\text{INDUCTEUR} \quad \begin{pmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{pmatrix} \quad (\text{PE2})$$

• **CO** est une **relation rigide** liant les flux aux courants ; il s'agit d'un **Couplage Opérateur énergétiquement neutre**.

$$\begin{pmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \varphi_{sabc} \\ \varphi_{rabc} \end{pmatrix} \quad (\text{CO})$$

avec : $[L_s] = l_s \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 \end{bmatrix}$ et $[L_r] = l_r \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 \end{bmatrix}$ les matrices

inductance propre statoriques et rotoriques,

et $[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_m) & \cos(\alpha_m + 2\pi/3) & \cos(\alpha_m - 2\pi/3) \\ \cos(\alpha_m - 2\pi/3) & \cos(\alpha_m) & \cos(\alpha_m + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha_m + 2\pi/3) & \cos(\alpha_m - 2\pi/3) & \cos(\alpha_m) \end{bmatrix}$ la matrice

inductance mutuelle stator - rotor.

• **GY** est traduite par l'une quelconque des expressions donnant le couple en fonction des courants et/ou des flux. En raison du **principe d'action réaction**, il vient l'expression scalaire du couple électromagnétique :

$$\boxed{c_e = c_s = -c_r} \quad (\text{GY})$$

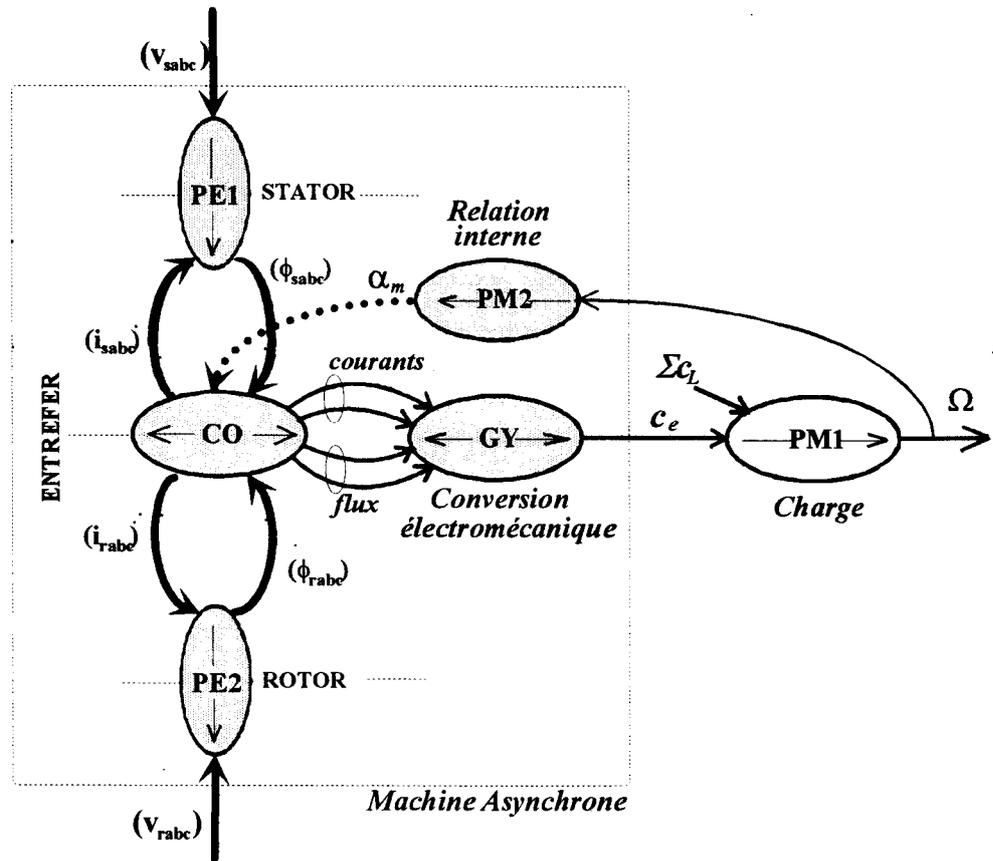


Figure 4.23 : Graphe Informationnel Causal sur la machine asynchrone triphasée

En remplaçant les expressions des flux **CO** dans les équations des *Parties Electriques* **PE1** et **PE2**, on obtient les équations de la *machine asynchrone à rotor bobiné* dans le repère a,b,c ne faisant intervenir que les courants :

$$\begin{aligned}
 (v_{sabc})^t &= [R_s] (i_{sabc})^t + [L_s] \frac{d}{dt} (i_{sabc})^t + [M_{sr}] \frac{d}{dt} (i_{rabc})^t + p \cdot \Omega (i_{rabc})^t \frac{d}{d\alpha_m} [M_{sr}] \\
 (v_{rabc})^t &= [R_r] (i_{rabc})^t + [L_r] \frac{d}{dt} (i_{rabc})^t + [M_{sr}]^t \frac{d}{dt} (i_{sabc})^t + p \cdot \Omega (i_{sabc})^t \frac{d}{d\alpha_m} [M_{sr}]^t
 \end{aligned}
 \tag{4.6}$$

avec $\frac{d}{d\alpha_m} [M_{sr}] = -M_{sr} \begin{bmatrix} \sin(\alpha_m) & \sin(\alpha_m + 2\pi/3) & \sin(\alpha_m - 2\pi/3) \\ \sin(\alpha_m - 2\pi/3) & \sin(\alpha_m) & \sin(\alpha_m + 2\pi/3) \\ \sin(\alpha_m + 2\pi/3) & \sin(\alpha_m - 2\pi/3) & \sin(\alpha_m) \end{bmatrix}$

4.2.2. Généralisation du modèle de la machine Asynchrone (référentiel α, β)

Si on applique à la machine Asynchrone triphasée un changement de référentiel au stator et au rotor, au moyen de la **transformation de Concordia** [T32] (annexe 7), on obtient un modèle identique à celui de la machine généralisée dans le référentiel diphasé α, β .

La **représentation Informationnelle** sur la machine généralisée (paragraphe 1.2.1) est donc applicable directement à la machine Asynchrone (**figure 4.24**) :

• **CO11, CO21, CO12 et CO22** sont des **relations rigides** qui traduisent les changements de coordonnées réalisés au niveau de l'induit et de l'inducteur par la **transformée de Concordia** :

$$\text{INDUIT} \quad \begin{pmatrix} v_{sa} \\ v_{s\beta} \end{pmatrix} = [T_{32}] \begin{pmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{pmatrix} \quad (\text{CO11})$$

$$\begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix} = [T_{23}] \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} \quad (\text{CO21})$$

$$\text{INDUCTEUR} \quad \begin{pmatrix} v_{ra} \\ v_{r\beta} \end{pmatrix} = [T_{32}] \begin{pmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{pmatrix} \quad (\text{CO12})$$

$$\begin{pmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{pmatrix} = [T_{23}] \begin{pmatrix} i_{ra} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} \quad (\text{CO22})$$

avec $[T_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$ matrice de Concordia réduite telle que $[T_{32}]^t$ soit notée $[T_{23}]$

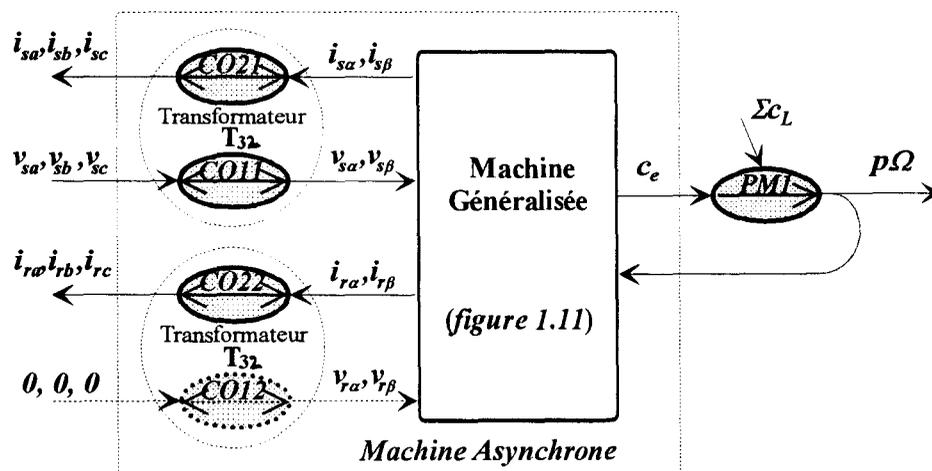


Figure 4.24 : Graphe Informationnel Causal sur la machine Asynchrone équivalente à la machine généralisée dans le référentiel (a, b, c)

4.2.3. Adaptation du modèle de la machine Asynchrone en vue de son association avec un convertisseur statique triphasé

On a montré au **chapitre 2**, qu'un convertisseur statique délivre deux grandeurs modulées par commutation de deux grandeurs d'état indépendantes de même nature (*tensions ou courants*). Dans ces conditions, certaines *transformations* sont nécessaires pour adapter le modèle de la machine aux grandeurs modulées (*tensions composées ou courants de lignes*).

4.2.3.1. Représentation Informationnelle sur les transformations mathématiques

La **figure 4.25** représente les *Graphes Informationnels Causaux* qui caractérisent les différents changements de référentiels rencontrés (*transformations mathématiques*) :

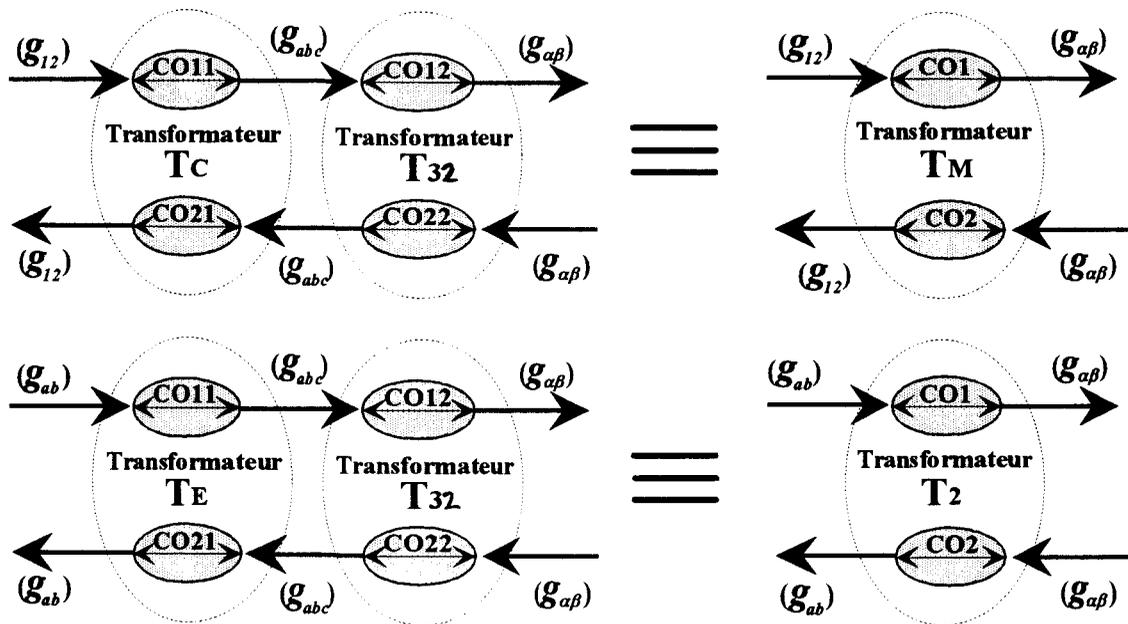


Figure 4.25 : Graphes Informationnels Causaux sur les Transformations

avec $[T_M] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$ et $[T_M]^{-1} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ matrices de transformation

utilisées pour les *tensions composées*,

avec $[T_2] = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix}$ et $[T_2]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$ matrices de transformation

utilisées pour les *courants de lignes*.

Remarque : Les calculs intermédiaires relatifs à ces transformations sont repris en détail en *annexe 7*.

4.2.3.2. *Modèle de la machine Asynchrone vu du convertisseur statique*

La *figure 4.26* correspond à la *représentation Informationnelle* sur la machine Asynchrone vue des grandeurs statoriques modulées (*tensions composées ou courants de lignes*) :

• *CO11, CO12, CO21 et CO22* sont des *relations rigides* qui traduisent les changements de coordonnées réalisés au niveau de l'induit et de l'inducteur :

INDUIT
$$\begin{pmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{pmatrix} = [T_M] \begin{pmatrix} u_{s1} \\ u_{s2} \end{pmatrix} \tag{CO11}$$

$$\begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{pmatrix} = [T_2]^{-1} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} \tag{CO21}$$

INDUCTEUR
$$\begin{pmatrix} v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{pmatrix} = [T_M] \begin{pmatrix} u_{r1} \\ u_{r2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \tag{CO12}$$

$$\begin{pmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \end{pmatrix} = [T_2]^{-1} \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} \tag{CO22}$$

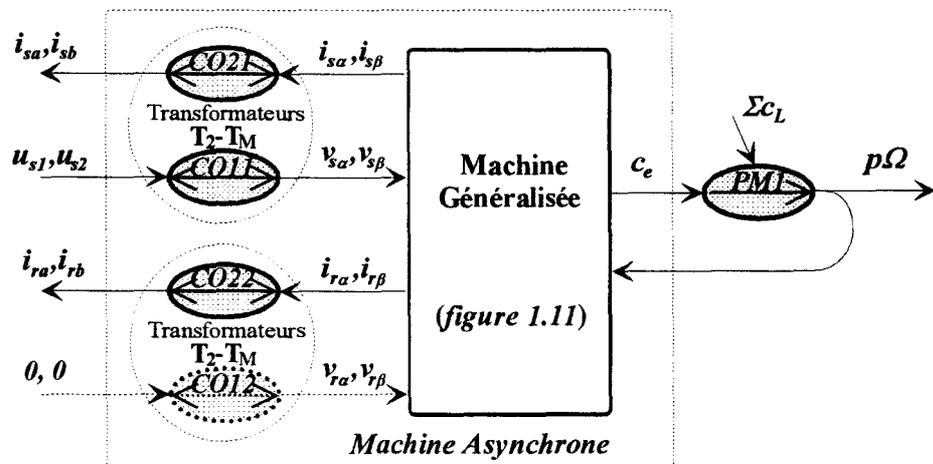


Figure 4.26 : Graphe Informationnel Causal sur la machine Asynchrone équivalente à la machine généralisée dans le référentiel du convertisseur statique

De cette analyse, on détermine sous forme d'un schéma fonctionnel, le *modèle de la machine Aynchrone* en vue de son association avec un convertisseur statique (*figure 4.27*).

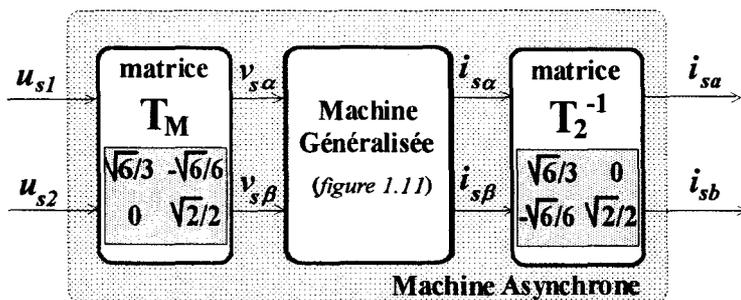


Figure 4.27 : Modèle du stator de la machine Aynchrone en vue de son association avec un convertisseur statique

4.2.4. Modèle de Park de la machine asynchrone

La description angulaire du *repère fictif d,q lié au champ tournant* est présentée à la **figure 4.28**. On peut rappeler que θ_s et θ_r sont naturellement liés à α_m par une relation rigide qui traduit la *conservation de la quantité de mouvement des référentiels* :

$$\boxed{\alpha_m = \theta_s - \theta_r} \quad (1.8)$$

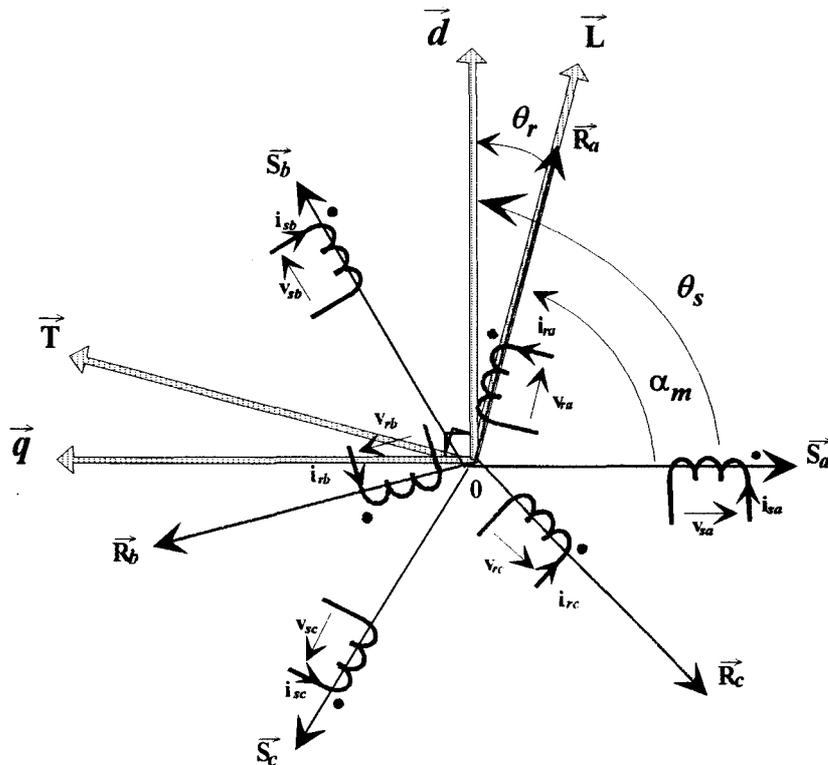


Figure 4.28 : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique (machine asynchrone à rotor bobiné dans le repère d,q)

Sur la figure, l'angle α_m représente la position de l'axe longitudinal du rotor (*inducteur*) par rapport à la bobine statorique S_a alors que l'angle θ_s désigne la position du plan (d,q) par rapport au plan (a,b,c).

Dans le référentiel de Park, le *modèle de la machine Asynchrone* est identique à celui de la *machine généralisée de Park* vu précédemment, pour laquelle les enroulements rotoriques d'axes d et q sont court-circuités ($v_{rd}=0$ et $v_{rq}=0$).

Dans ces conditions, la *représentation schématique* ainsi que la *représentation des enroulements fictifs* de la machine asynchrone dans le référentiel de Park sont identiques à celles de la machine généralisée présentée au chapitre 1 (*figures 1.12 et 1.14*).

La **figure 4.29** rappelle la **représentation schématique** de la machine Asynchrone dans le référentiel de Park pour lequel, le champ tournant est lié au plan de référence rotorique (**alignement de l'axe longitudinal sur l'axe d**).

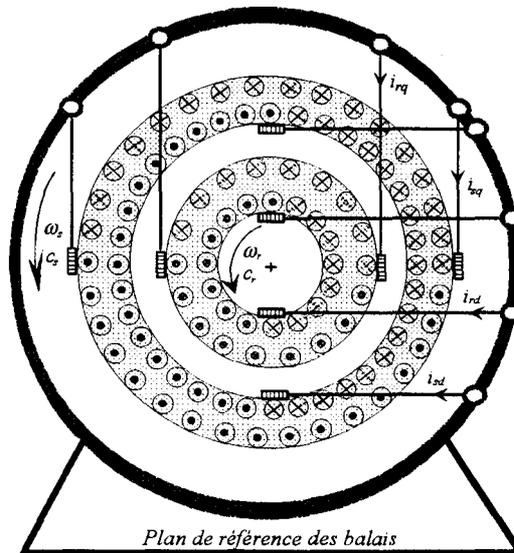


Figure 4.29 : Représentation schématique de la machine Asynchrone dans le repère d,q

La représentation des enroulements fictifs de la machine Asynchrone reprend la structure de la figure 1.14 lorsque les tensions v_{rd} et v_{rq} sont nulles (**figure 4.30**).

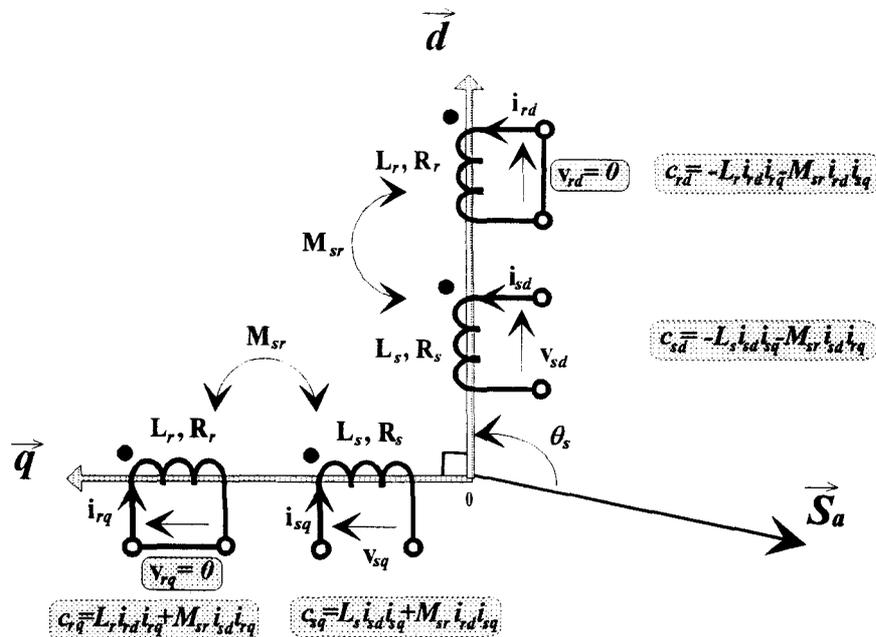


Figure 4.30 : Représentation des enroulements fictifs de la machine Asynchrone (**alignement de l'axe longitudinal sur l'axe d**)

Le *Graphe Informationnel Causal* sur la machine asynchrone dans le référentiel de Park permet de retrouver une organisation analogue à celle de l'actionneur de référence ainsi qu'à celle de la machine généralisée (figure 4.31).

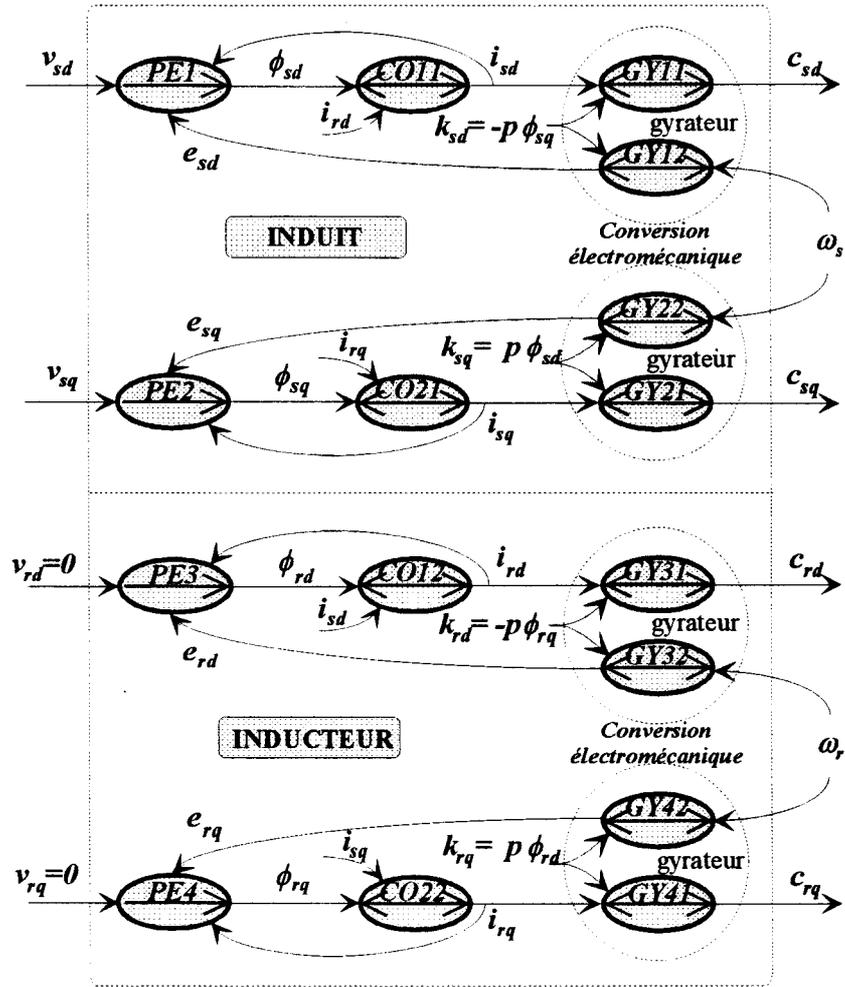


Figure 4.31 : Graphe Informationnel Causal sur la machine Asynchrone dans le repère d'axes d, q (organisation inducteur-induit)

• **PE1, PE2, PE3 et PE4** sont des *relations causales* qui correspondent à des *Processeurs Electriques élémentaires à accumulation d'énergie cinétique* : leurs entrées sont alors des grandeurs potentielles (*tensions*), leurs sorties des grandeurs cinétiques (*flux*) :

$$\text{INDUIT} \quad \frac{d\phi_{sd}}{dt} = v_{sd} - R_s i_{sd} + \omega_s \phi_{sq} \quad (\text{PE1})$$

$$\frac{d\phi_{sq}}{dt} = v_{sq} - R_s i_{sq} - \omega_s \phi_{sd} \quad (\text{PE2})$$

$$\text{INDUCTEUR} \quad \frac{d\phi_{rd}}{dt} = v_{rd} - R_r i_{rd} + \omega_r \phi_{rq} \quad (\text{PE3})$$

$$\frac{d\phi_{rq}}{dt} = v_{rq} - R_r i_{rq} - \omega_r \phi_{rd} \quad (\text{PE4})$$

Les flux sont les grandeurs influencées, et les vitesses ω_s et ω_r apparaissent toutes deux comme grandeurs influentes au même titre que les tensions v_{sd} et v_{sq} . Il apparaît, dans ces conditions, que la machine asynchrone dans le référentiel de Park présente a priori **quatre grandeurs de réglage** :

- les tensions v_{sd} et v_{sq} appliquées à l'induit (*stator*),
- la vitesse ω_s de l'induit par rapport au plan de référence,
- la vitesse ω_r de l'inducteur par rapport au plan de référence.

• **CO11, CO12, CO21 et CO22** sont des **relations rigides** ; il s'agit de **Couplages Opérateur énergétiquement neutres** liant les flux et les courants :

$$\varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \quad (\text{CO11})$$

$$\varphi_{rd} = M_{sr} i_{sd} + L_r i_{rd} \quad (\text{CO12})$$

$$\varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \quad (\text{CO21})$$

$$\varphi_{rq} = M_{sr} i_{sq} + L_r i_{rq} \quad (\text{CO22})$$

• **GY11, GY12, GY21, GY22, GY31, GY32, et GY41, GY42**, sont les relations de **couplage par Gyration** respectivement sur les axes *d* et *q* au stator et au rotor :

Au stator :

$$c_{sd} = -p\varphi_{sq} i_{sd} = k_{sd} i_{sd} \quad (\text{GY11})$$

$$e_{sd} = -\varphi_{sq} \omega_s = k_{sd} \omega_s / p \quad (\text{GY12})$$

$$c_{sq} = p\varphi_{sd} i_{sq} = k_{sq} i_{sq} \quad (\text{GY21})$$

$$e_{sq} = \varphi_{sd} \omega_s = k_{sq} \omega_s / p \quad (\text{GY22})$$

Au rotor :

$$c_{rd} = -p\varphi_{rq} i_{rd} = k_{rd} i_{rd} \quad (\text{GY31})$$

$$e_{rd} = -\varphi_{rq} \omega_r = k_{rd} \omega_r / p \quad (\text{GY32})$$

$$c_{rq} = p\varphi_{rd} i_{rq} = k_{rq} i_{rq} \quad (\text{GY41})$$

$$e_{rq} = \varphi_{rd} \omega_r = k_{rq} \omega_r / p \quad (\text{GY42})$$

où k_{sd} , k_{sq} , k_{rd} et k_{rq} sont les coefficients de couplage par gyration

• **CO3** est une relation de **Couplage** qui traduit le **principe d'action réaction** dans le référentiel de Park (1.11) :

$$c_e = -(c_{sq} + c_{sd}) = (c_{rq} + c_{rd}) \quad (\text{CO3})$$

4.2.5. Articulation Electromécanique de la machine Asynchrone dans le référentiel d,q

La **figure 4.32** correspond à la **représentation Informationnelle** sur le modèle de Park de la machine Asynchrone vu des grandeurs statoriques modulées (*tensions composées ou courants de lignes*) :

• **CO11** et **CO21** sont des **relations rigides** qui traduisent les changements de coordonnées réalisés au niveau de l'induit (*stator*) et de l'inducteur (*rotor*) par la **transformée de Park** :

$$\text{INDUIT} \quad \begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{pmatrix} = [P_M(\theta_s)] \begin{pmatrix} u_{s1} \\ u_{s2} \end{pmatrix} \quad \text{(CO11)}$$

$$\begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{pmatrix} = [P_2(\theta_s)]^{-1} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix} \quad \text{(CO21)}$$

$$\text{INDUCTEUR} \quad \begin{pmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{pmatrix} = [P_M(\theta_r)] \begin{pmatrix} u_{r1} \\ u_{r2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \text{(CO11)}$$

$$\begin{pmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \end{pmatrix} = [P_2(\theta_r)]^{-1} \begin{pmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad \text{(CO21)}$$

$$\text{avec } [P_M(\alpha_p)] = [P_r(\alpha_p)] [T_M] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_p) & -\frac{1}{2}\cos(\alpha_p) + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\alpha_p) \\ -\sin(\alpha_p) & \frac{\sqrt{3}}{2}\cos(\alpha_p) + \frac{1}{2}\sin(\alpha_p) \end{bmatrix} \text{ soit :}$$

$$[P_M(\alpha_p)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_p) & \cos(\alpha_p - 2\pi/3) \\ -\sin(\alpha_p) & -\sin(\alpha_p - 2\pi/3) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_p) & -\cos(\alpha_p + \pi/3) \\ -\sin(\alpha_p) & \sin(\alpha_p + \pi/3) \end{bmatrix}$$

transformation utilisée pour les *tensions composées*,

$$\text{et } [P_2(\alpha_p)]^{-1} = [T_2]^{-1} [P_r(\alpha_p)]^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_p) & \sin(\alpha_p) \\ -\frac{1}{2}\cos(\alpha_p) + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\alpha_p) & \frac{\sqrt{3}}{2}\cos(\alpha_p) + \frac{1}{2}\sin(\alpha_p) \end{bmatrix} \text{ soit :}$$

$$[P_2(\alpha_p)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_p) & -\sin(\alpha_p) \\ \cos(\alpha_p - 2\pi/3) & -\sin(\alpha_p - 2\pi/3) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_p) & -\sin(\alpha_p) \\ -\cos(\alpha_p + \pi/3) & \sin(\alpha_p + \pi/3) \end{bmatrix}$$

utilisée pour les *courants de ligne*.

Remarque : Les calculs intermédiaires relatifs à ces transformations sont repris en détail en *annexe 7*.

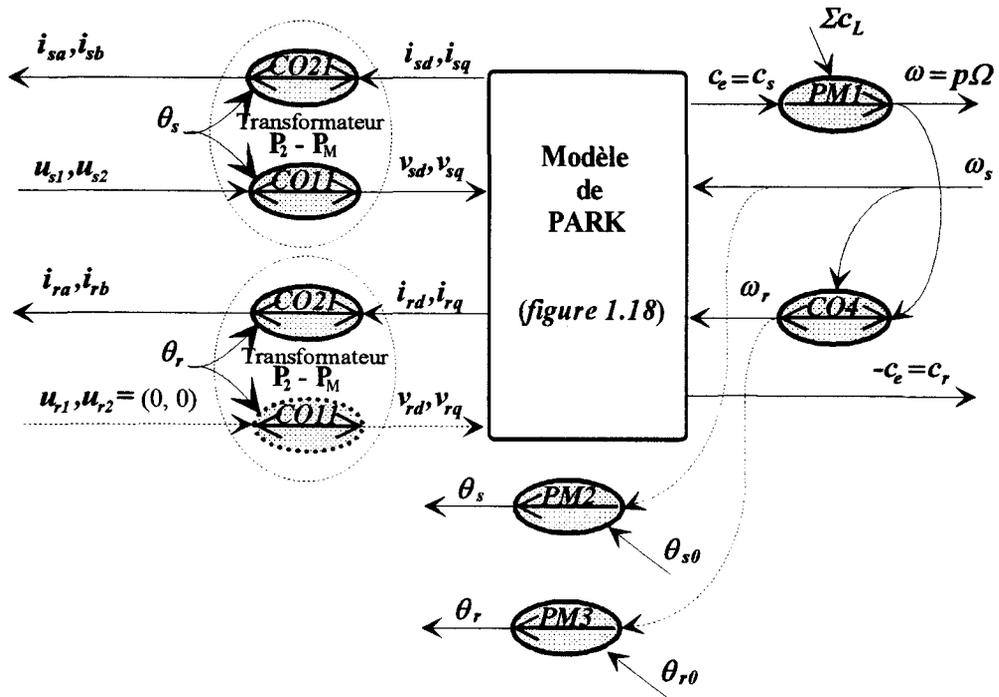


Figure 4.32 : Graphe Informationnel Causal sur le modèle de Park de la machine Asynchrone vu du convertisseur statique (ω_s grandeur de réglage)

- **PM2** et **PM3** sont les *intégrations permanentes* des vitesses ω_s et ω_r telles que :

$$\theta_s = \int_0^T \omega_s dt + \theta_{s0} \quad \text{(PM2)}$$

$$\theta_r = \int_0^T \omega_r dt + \theta_{r0} \quad \text{(PM3)}$$

où θ_{s0} et θ_{r0} représentent les *positions initiales du référentiel d,q* dans le repère choisi (ces angles initiaux peuvent prendre des valeurs particulières selon l'autopilotage envisagé).

De cette analyse, on détermine sous forme d'un schéma fonctionnel, le *modèle de Park de la machine Asynchrone* en vue de son association avec un convertisseur statique (figure 4.33).

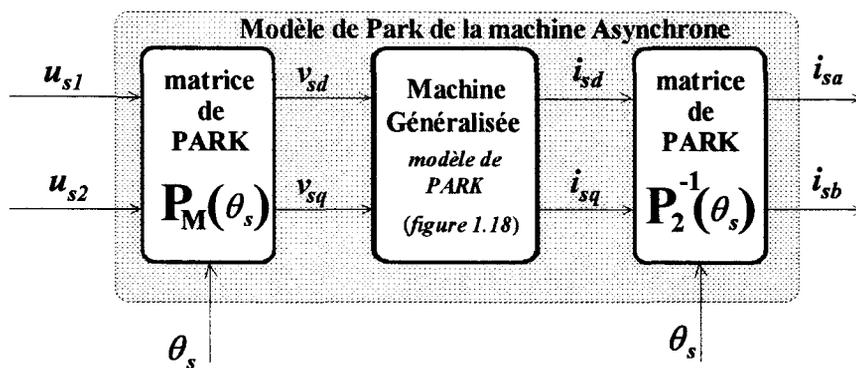


Figure 4.33 : Modèle de Park de la machine Asynchrone vu du convertisseur statique

4.3. L'ASSOCIATION COMMUTATEUR DE COURANT MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

4.3.1. Organisation Fonctionnelle (association Source-Convertisseur-Charge)

La **figure 4.34** présente le cas de l'association d'une **Source de courant continue filtrée** (i_s), d'un **Onduleur de courant triphasé** et d'une **machine Asynchrone triphasée**. Le réglage des courants modulés (i_{m1} et i_{m2}), appliqués à la charge (**machine+condensateurs**) permet le contrôle fréquentiel des tensions (u_{s1} et u_{s2}).

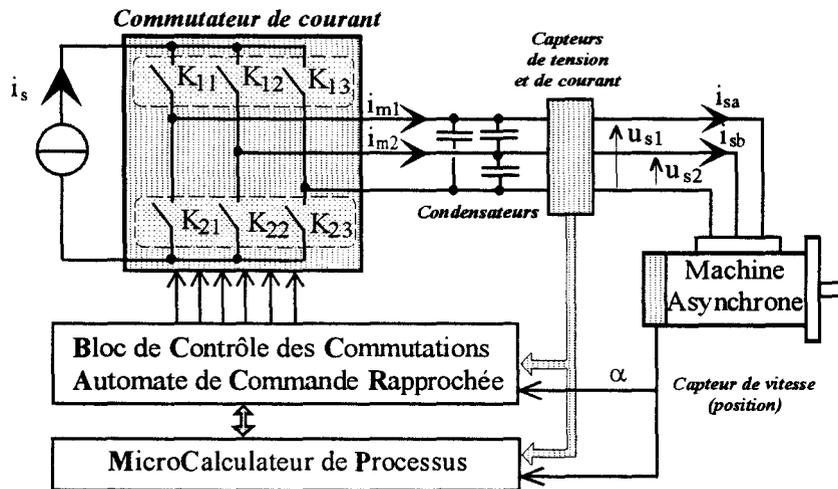


Figure 4.34 : Décomposition fonctionnelle de l'association Commutateur de courant - Machine Asynchrone

Les semi-conducteurs qui constituent le commutateur sont supposés idéaux au sens classique et K_{ci} désigne l'interrupteur formé du transistor T_{ci} associé en série avec la diode D_{ci} (c est le numéro de la cellule ou bras de commutation et i celui de l'un des interrupteurs de cette même cellule).

4.3.2. Architecture du modèle de connaissance de l'Axe de Puissance

L'association Onduleur de courant - machine Asynchrone constitue l'**Axe de Puissance** du dispositif. Dans la pratique, ce convertisseur statique de type **courant - tension** intervient en tant que **modulateur de courant**.

Dans la suite de l'étude, nous limitons la présentation au **mode triphasé totalement commandable**.

La **figure 4.35** représente le **Grphe Informationnel Causal** sur le modèle de connaissance de l'Axe de Puissance en mode de fonctionnement triphasé pour lequel :

- **MO1** et **CO** sont des **relations rigides** qui traduisent la **conversion statique** (*bloc discontinu explicité au paragraphe 4.1.4*),
- **PE1** et **PE2** sont des **relations causales** qui caractérisent les Parties Electriques de l'association **condensateurs - machine Asynchrone** : le filtre capacitif et la Conversion Electromécanique (*paragraphe 4.2.4*),
- **PM** est une **relation causale** qui découle de l'équation fondamentale de la dynamique. Elle caractérise la Partie Mécanique associée à la **machine Asynchrone** (*charge inertielle explicitée au paragraphe 1.2.1.1*).

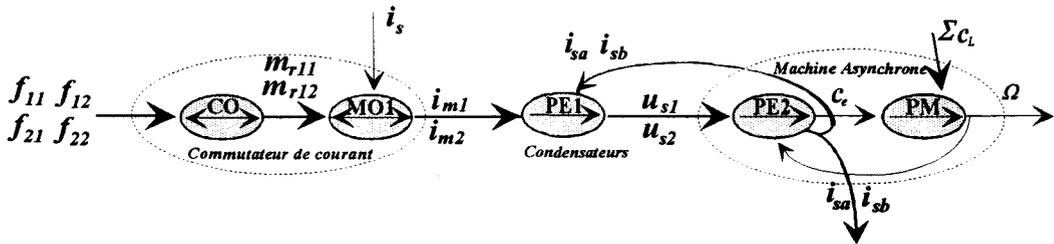


Figure 4.35 : Grphe Informationnel Causal sur le modèle de connaissance de l'Axe de Puissance en mode de fonctionnement triphasé

4.3.3. Homogénéisation du modèle de connaissance

La notion de **fonction génératrice** (*paragraphe 2.2.3.1*) nous permet d'homogénéiser ce modèle de connaissance en ne faisant intervenir que des grandeurs continues. La **figure 4.36** donne alors sous la forme d'un schéma fonctionnel, l'**architecture du modèle de connaissance homogène** où apparaissent des **modulateurs de grandeurs d'état** (*onduleur de courant*) associé à un **système naturellement couplé** (*association condensateurs machine asynchrone*).

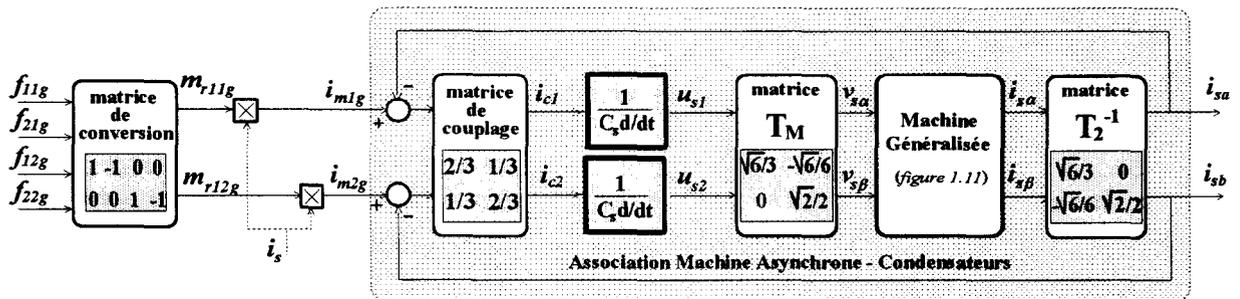


Figure 4.36 : Schéma fonctionnel du modèle de connaissance homogène de l'Axe de Puissance dans le référentiel triphasé (*association Commutateur de courant - Machine Asynchrone*)

Le modèle de connaissance obtenu s'apparente avec celui du convertisseur statique généralisé commandé en courant défini au paragraphe 2.2.4.3. Dans ces conditions, la **Commande Rapprochée**, qui permet d'inverser le modèle dans le référentiel triphasé (*a,b,c*) est identique à celle présentée à la figure 2.21.

4.3.4. Transformation de Park du modèle de connaissance

Pour cette étude, on effectue l'association du *modèle de Park de la machine Asynchrone* (paragraphe 4.2.4) avec le *modèle réel de l'Onduleur de courant* (paragraphe 4.1.4). Dans ces conditions, la **figure 4.37** représente le **Grphe Informationnel Causal** sur le modèle de Park de la machine Asynchrone vu des condensateurs pour lequel :

- **MO1** et **CO** sont des *relations rigides* qui traduisent la *conversion statique* (bloc discontinu explicité au paragraphe 4.1.4),
- **CO11** et **CO21** sont des *relations rigides* qui traduisent les *Couplages* entre le modèle du convertisseur et le modèle de Park de la machine Asynchrone (*transformations de Park explicitées au paragraphe 4.2.4*).

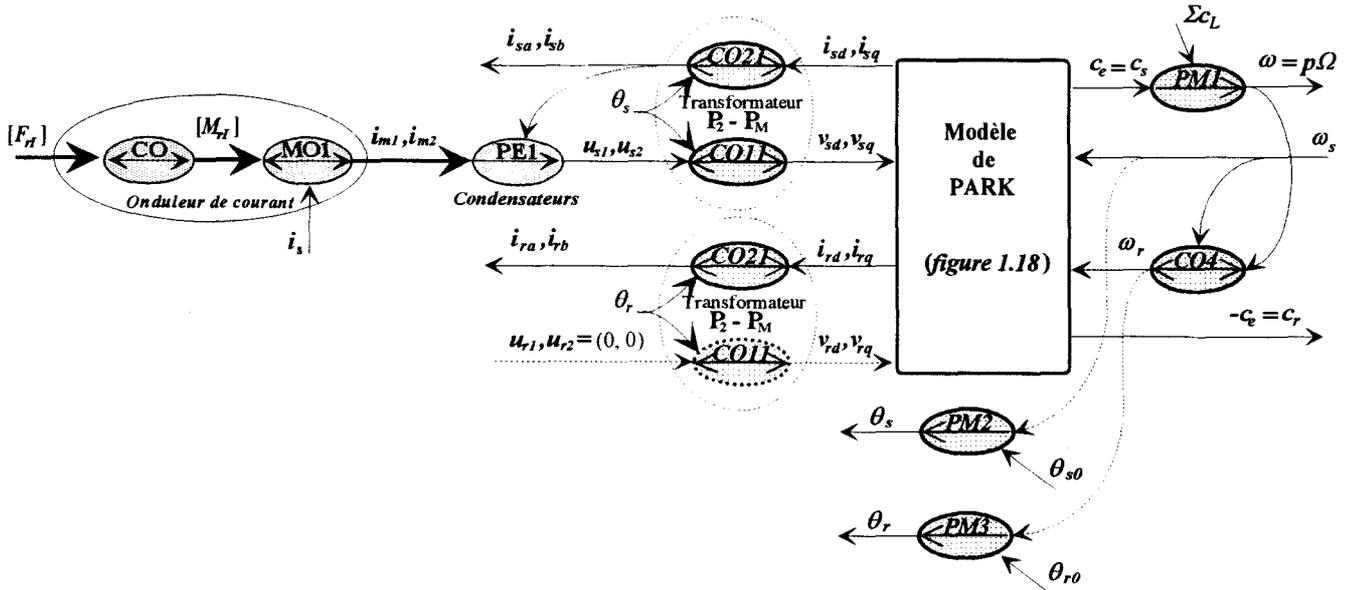


Figure 4.37 : Grphe Informationnel Causal sur le modèle de Park de la machine Asynchrone vu des condensateurs (articulation électromécanique Source - Convertisseur - Charge)

En réalité, on peut considérer que la charge du commutateur est formée des condensateurs associés à la machine. Dans ces conditions, la transformation de Park doit être appliquée à cet ensemble particulier. Il faut donc ajouter au modèle de la machine celui des condensateurs vus dans le même référentiel. En appliquant la *transformation de Park* (CO11) à la relation **PE1**, on obtient l'égalité suivante :

$$\boxed{\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} v_{sd_{dec}} \\ v_{sq_{dec}} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} v_{sd_{dec}} \\ v_{sq_{dec}} \end{pmatrix} = \frac{1}{3C_s} \begin{pmatrix} i_{md} - i_{sd} \\ i_{mq} - i_{sq} \end{pmatrix}} \quad (\text{PE1})$$

avec $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ vitesse relative du référentiel de Park.

La **figure 4.38** représente alors le **Grphe Informationnel Causal** sur l'articulation électromécanique (*Source - Convertisseur - Charge*) dans le référentiel de Park.

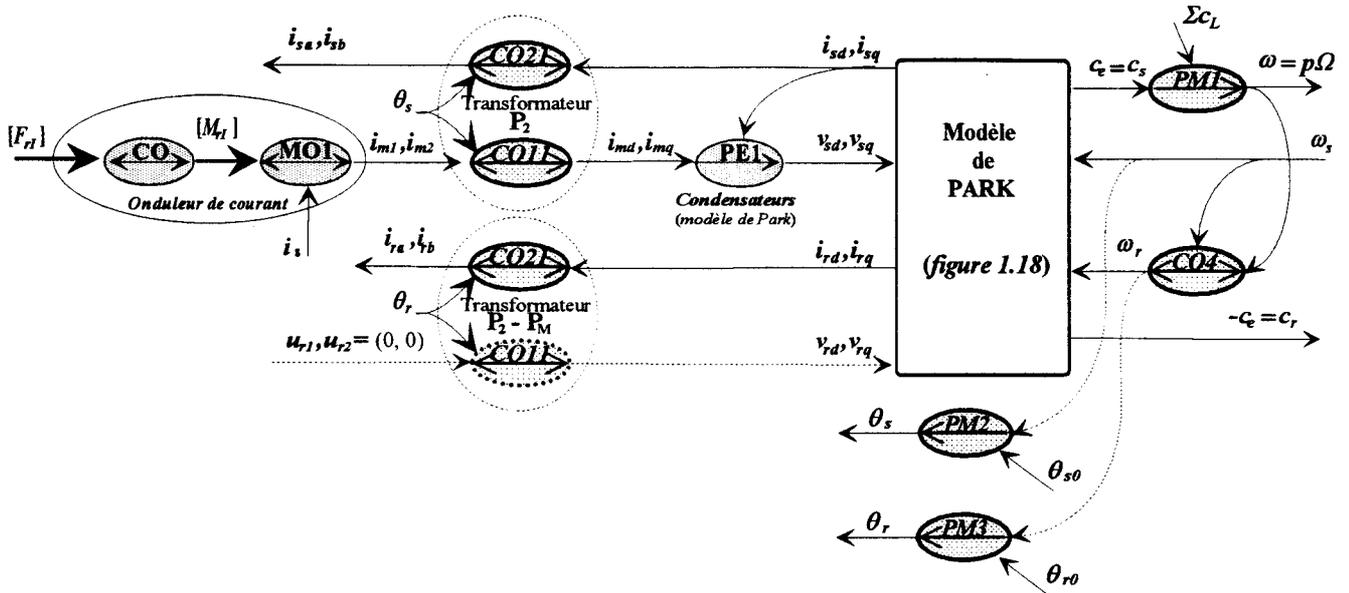


Figure 4.38 : Graphe Informationnel Causal sur le modèle de Park de l'axe de Puissance (articulation électromécanique Source - Convertisseur - Charge)

4.3.5. Homogénéisation du modèle de Park

La notion de *fonction génératrice* (paragraphe 2.2.3.1) nous permet d'homogénéiser ce modèle de connaissance en ne faisant intervenir que des grandeurs continues.

La figure 4.39 donne alors sous la forme d'un schéma fonctionnel, l'architecture du modèle de connaissance homogène dans le référentiel de Park qui intègre l'ensemble machine - condensateurs.

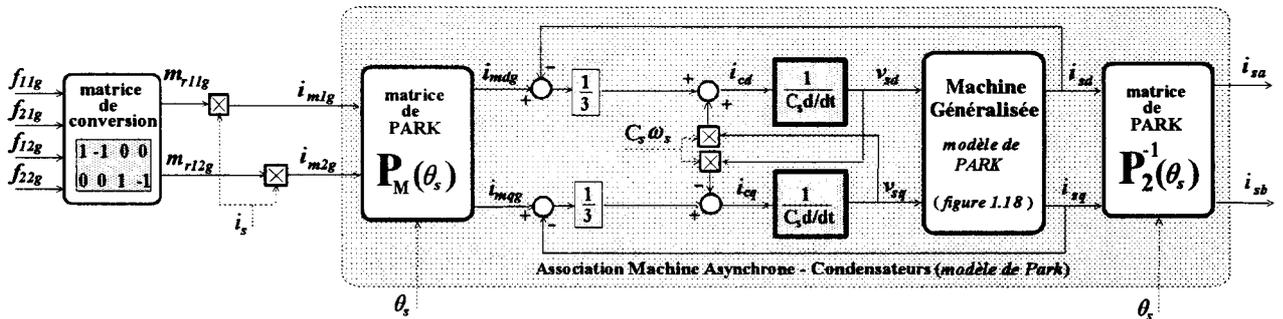


Figure 4.39 : Schéma fonctionnel du modèle de connaissance homogène de l'axe de Puissance dans le référentiel de Park (association Commutateur de courant - Machine Asynchrone)

4.3.6. Réalisation de l'axe de Puissance

Les caractéristiques nominales de la *machine Asynchrone à rotor bobiné* étudiée sont les suivantes :

Puissance utile : 3 kW, Tension par phase : 220 V, Courant par phase : 5,6 A,
Couple nominal : 19 Nm, Vitesse nominale : 1500 tr/min à 50 Hz.

Les paramètres ci-dessous ont été mesurés à la température d'utilisation en suivant la procédure de test standard **IEEE, St.112 - 1984** pour moteurs à induction polyphasés :

$$R_s = 1 \Omega, l_s = 166 \text{ mH}, R_r = 0,13 \Omega, l_r = 10 \text{ mH}, M_{sr} = 0,038 \text{ H}, \Phi_s = 1 \text{ Wb}.$$

De ces mesures, on déduit les valeurs suivantes qui interviennent au niveau de la commande (voir annexe 3) :

$$L_s = 250 \text{ mH}, L_r = 15 \text{ mH}, M''_{sr} = 0,057 \text{ H}, p = 2, \Phi_{SNOM} = 1,21 \text{ Wb} \text{ et } i_{sqNOM} = 8 \text{ A}$$

La charge mécanique entraînée est caractérisée par un moment d'inertie J de $0,06 \text{ kg.m}^2$ et un couple résistant C_s de $0,5 \text{ Nm}$.

L'**Onduleur de courant triphasé** est alimenté par une source de courant de 20 A . Il est principalement constitué de transistors MOS de puissance, sans circuit d'aide à la commutation et fonctionnant à la fréquence fixe de 10 kHz ($T_c = 100 \mu\text{s}$).

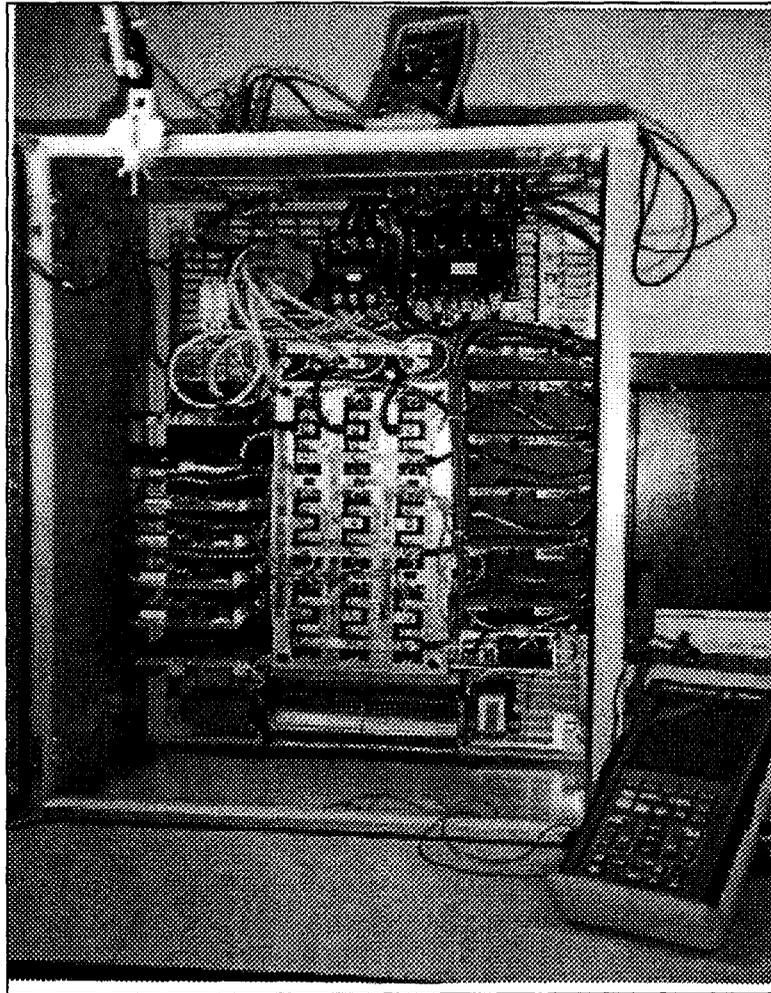


Figure 4.40 : Vue d'ensemble de l'Onduleur de courant (commutateur)

4.4. COMMANDE RAPPROCHEE DANS LE REFERENTIEL DE PARK DE L'ASSOCIATION COMMUTATEUR DE COURANT - MACHINE ASYNCHRONE

La *Commande Rapprochée* d'un convertisseur statique découle directement de l'inversion du graphe *Processus global*. De ce fait, à chaque élément du *modèle de connaissance*, on associe une grandeur de réglage dans la chaîne de commande :

- le *bloc de Commande Algorithmique* effectue l'asservissement des grandeurs rapides et fournit les grandeurs de réglage,
- le *séquenceur* permet de transformer les fonctions de conversion issues de la Commande Algorithmique (*grandeurs échantillonnées*) en connexions effectives (*impulsions*).

Dans le cas de l'association Commutateur de courant Machine Asynchrone, les *grandeurs commutées* sont les courants et les *grandeurs de réglage* du convertisseur sont les tensions.

4.4.1. Inversion du Graphe de Causalité

Le *Graphe Informationnel Causal* sur la Commande Rapprochée de l'association machine Asynchrone - Commutateur de courant présenté à la *figure 4.41* est issu de la méthode détaillée au paragraphe 2.2.4.3.

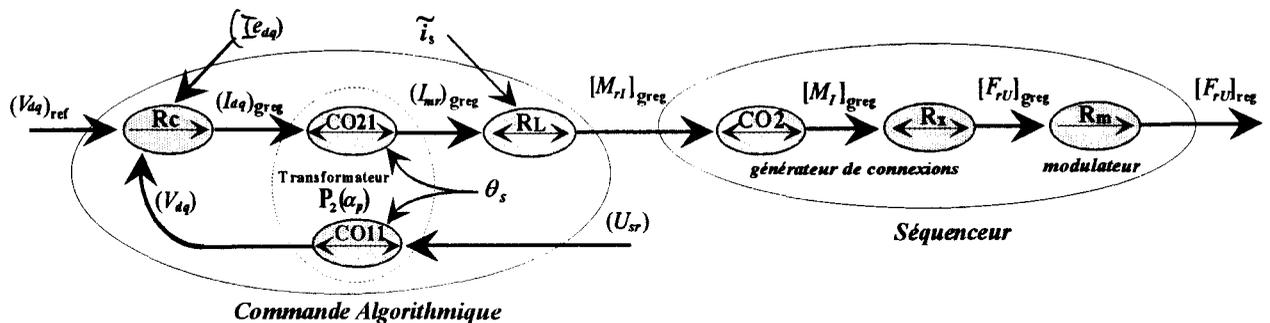


Figure 4.41 : Graphe Informationnel Causal sur la Commande Rapprochée de l'association Commutateur de courant - Machine asynchrone dans le référentiel de Park

La *figure 4.42* donne alors le *schéma fonctionnel de la Commande Rapprochée* qui découle directement de l'inversion du Graphe de Causalité.

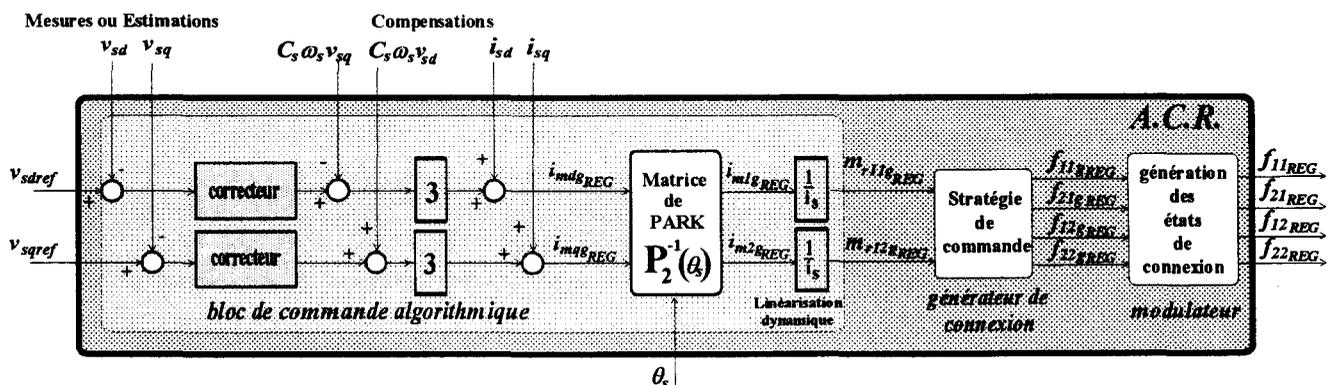


Figure 4.42 : Schéma fonctionnel de la Commande Rapprochée dans le référentiel de Park de l'association Commutateur de courant - Machine asynchrone

4.4.2. Optimisation de la linéarisation dynamique (plan d,q)

Une analyse du schéma fonctionnel de la *figure 4.50* montre qu'on peut permuter la **Transformation inverse de Park** $[P_2(\alpha_p)]^{-1}$ avec la **linéarisation dynamique** $(1/i_s)$. Dans ces conditions, la division instantanée par i_s s'effectue sur des grandeurs continues et non pas sur des grandeurs alternatives. De ce fait, on évite les problèmes lors des passages par zéro des courants de réglage.

Le **Graphe Informationnel Causal** sur la Commande Rapprochée de la *figure 4.43* explicite cette permutation.

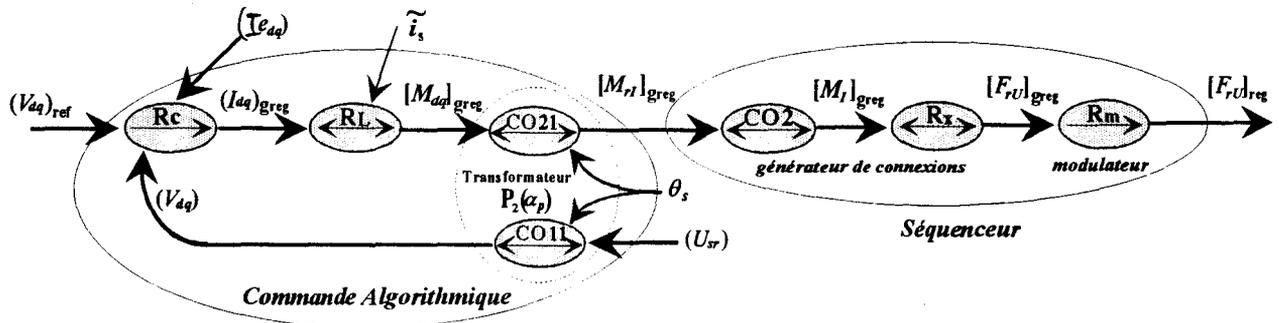


Figure 4.43 : Graphe Informationnel Causal sur la Commande Rapprochée optimisée de l'association Commutateur de courant - Machine asynchrone dans le référentiel de Park

La *figure 4.44* donne alors le **schéma fonctionnel de la Commande Rapprochée optimisée** qui découle de cette analyse.

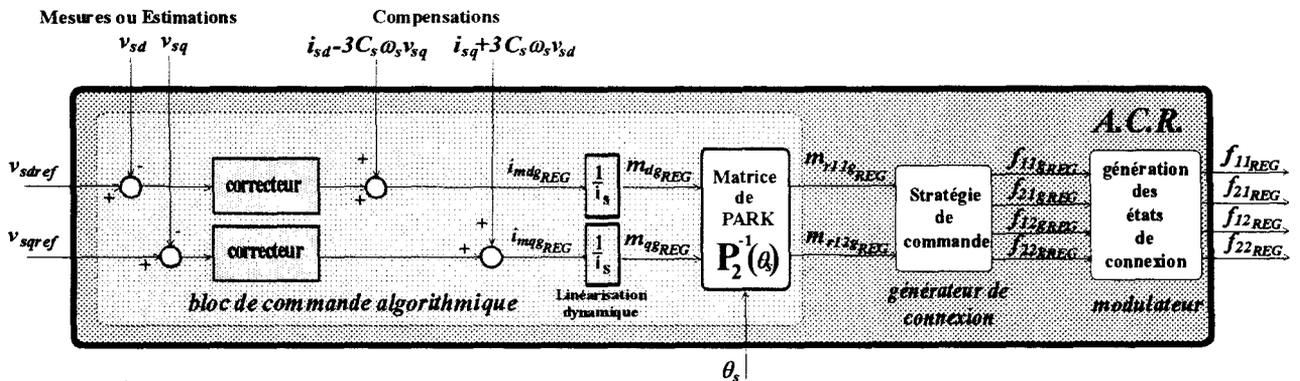


Figure 4.44 : Schéma fonctionnel de la Commande Rapprochée optimisée dans le référentiel de Park de l'association Commutateur de courant - Machine asynchrone

4.4.3. Représentation Informationnelle sur la conception de la Commande Rapprochée

La *figure 4.45* décrit les fonctions de la **Commande Rapprochée** qui découle de l'organisation des échanges entre la **Partie puissance** et la **Commande algorithmique**. Cette organisation est nécessaire pour répertorier d'une part les fonctions de la commande, et d'autre part, pour construire l'architecture en prenant en compte les contraintes temporelles.

On observe une décomposition en *quatre couches* par rapport à la proximité de la puissance [DEGOBERT et HAUTIER, GDR94] :

- la *couche SEQUENCEUR*, constituée du *générateur de connexions* et du *modulateur*,
- la *couche CHANGEMENT DE REFERENTIEL*, constituée des relations rigides de *transformations de Park*,
- la *couche ACQUISITION*, constituée des *étages de mesure* des grandeurs électriques et/ou mécaniques si nécessaire,
- la *couche COMMANDE ALGORITHMIQUE*, constituée des relations de *correction* (régulation, découplage) et de *linéarisation dynamique*.

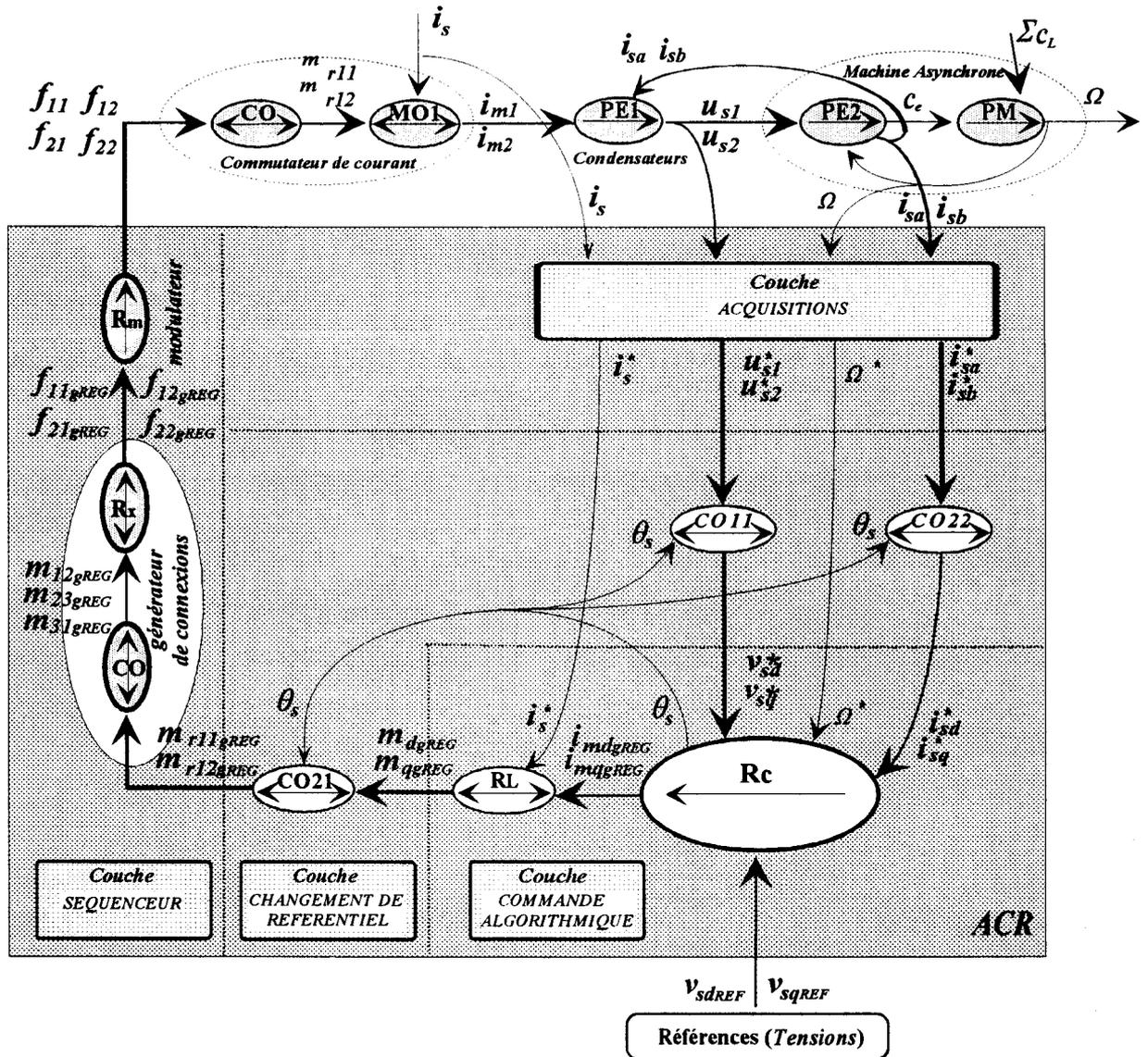


Figure 4.45 : Graphe Informationnel Sur la conception de la Commande rapprochée

4.4.4. Organisation fonctionnelle de la Commande algorithmique

La figure 4.46 donne l'organisation fonctionnelle de la commande en y montrant notamment l'articulation du commutateur et de sa commande rapprochée :

- Sur la *partie gauche de la figure*, on trouve les correcteurs qui délivrent les grandeurs de réglage i_{dreg} et i_{qreg} . Le transformateur de coordonnées inverses $[P_2(\alpha_p)]^{-1}$ détermine ainsi les références du séquenceur-modulateur.
- Sur la *partie droite*, un transformateur de coordonnées directes $[P_M(\alpha_p)]$ est consacré à l'obtention des tensions v_{sd} et v_{sq} à partir des mesures des tensions réelles u_{s1} et u_{s2} . Le bloc de découplage réalise en temps réel l'estimation des courants de compensation i_{ed} et i_{eq} .

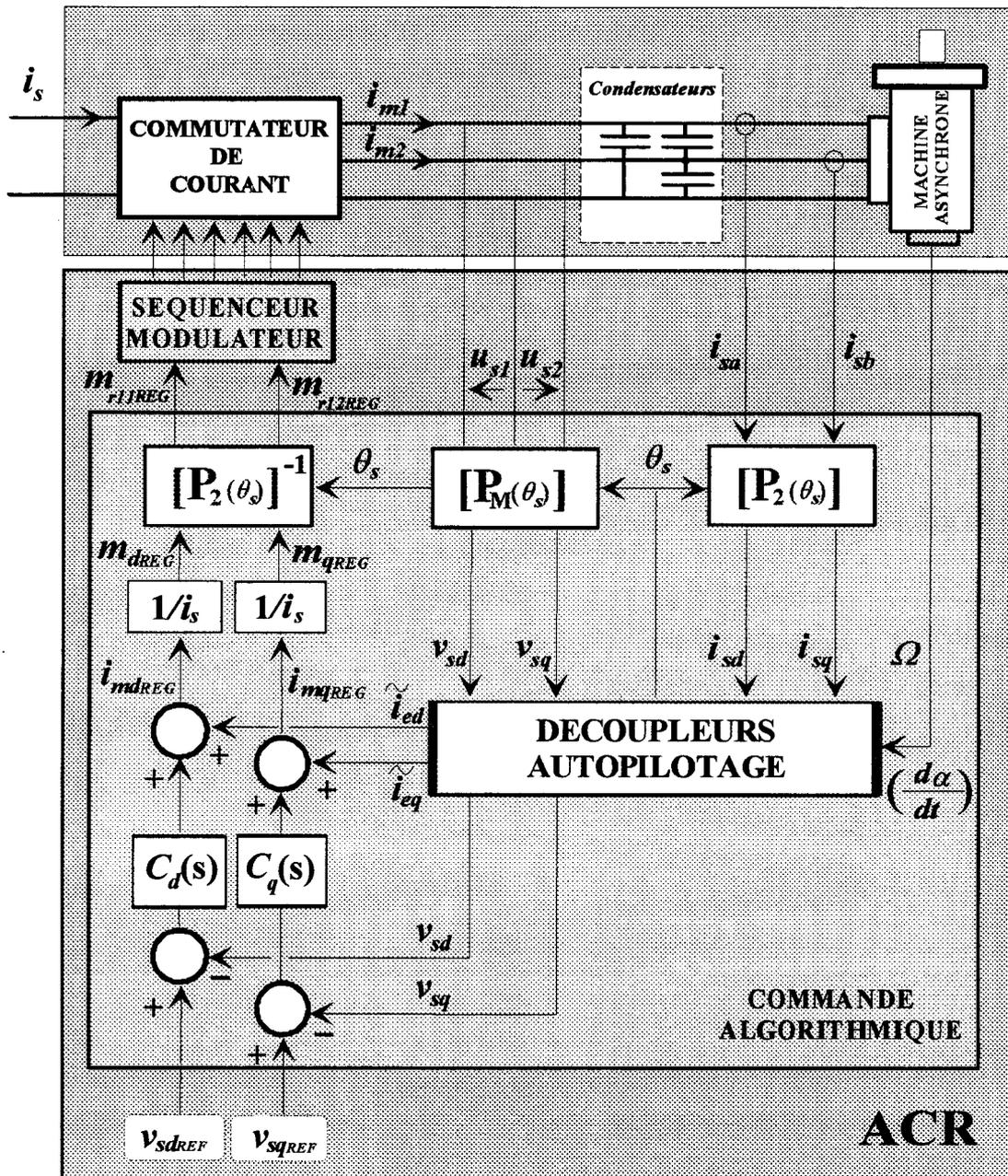


Figure 4.46 : Organisation fonctionnelle de la Commande Rapprochée

4.4.5. Réalisation de l'Axe de Commande

La *Commande Algorithmique* réalisée met en oeuvre des correcteurs à action proportionnelle et intégrale qui, par un réglage approprié, permettent de simplifier les pôles du processus de sorte que les deux sous-systèmes restent globalement du premier ordre. La valeur choisie pour les gains conduit à un temps de réponse de $1,5\text{ ms}$.

La numérisation de la commande a été effectuée par la transformée bilinéaire. La fréquence d'échantillonnage des calculs étant fixée à 10 kHz ($T_e=100\mu\text{s}$).

Le *Séquenceur* se décompose en un *générateur de connexions* qui réalise une MLI optimisée (paragraphe 4.1.7) et un *modulateur* qui fournit des impulsions centrées avec un pas de quantification de $0,2\text{ A}$.

La fréquence de commutation de l'onduleur est de 10 kHz ($T_c=100\mu\text{s}$).

Le *Bloc de Contrôle des Commutations* assure un isolement galvanique entre la commande et la puissance ainsi que la génération des *temps d'empiètement* nécessaires à la commutation des transistors ($T_M=0,5\mu\text{s}$).

4.4.6. Performances de la Commande Rapprochée de l'ensemble Commutateur de courant - machine Asynchrone

On se propose de montrer les performances de la commande présentée au paragraphe précédent, par une simulation numérique réaliste à l'aide du logiciel *MATLAB™ SIMULINK™*, ainsi que par des essais expérimentaux. Pour cela, on réalise un *modèle de la Commande Rapprochée* qui prend en compte les imperfections suivantes :

- *Chaîne d'Acquisitions* : Retards dûs aux capteurs et à la conversion, Filtrage des grandeurs mesurées et Format numérique des données,
- *Commande Algorithmique* : Transformations de coordonnées, Méthode de numérisation des algorithmes, Saturation de la commande, Linéarisation dynamique,
- *Séquenceur* : Retard d'une période d'échantillonnage dû aux calculs, Quantification de la MLI, Centrage des impulsions,
- *BCC* : Répartition des Temps d'empiètement.

Remarque : La description de l'architecture de commande réalisée à base de Processeur de Signal Numérique (*DSP*) ainsi que la chaîne d'acquisition est détaillée en *Annexe 8*.

4.4.6.1. Contrôle de tensions continues

Dans les essais proposés, la tension v_{sd} est toujours maintenu à 10 V et la fréquence statorique ω_s à 0 . Les essais du *Contrôle Rapproché* sont menés de la manière suivante :

- $0 < t < 25\text{ ms}$: à partir de consignes nulles, on impose : $v_{sdREF}=10\text{ V}$ et $v_{sqREF}=0$
- $25\text{ ms} < t < 0,1\text{ s}$: on impose : $v_{sqREF}=25\text{ V}$ et la consigne v_{sdREF} est maintenue à 10 V .

A. Résultats de simulation numérique

L'outil simulation numérique est utilisé pour choisir la valeur des condensateurs.

Les **figures 4.47** montrent le comportement de l'asservissement des tensions pour différentes valeurs choisies pour éviter tout phénomène de résonance du à l'interaction entre les condensateurs et la partie électrique (*inductive*) de la machine.

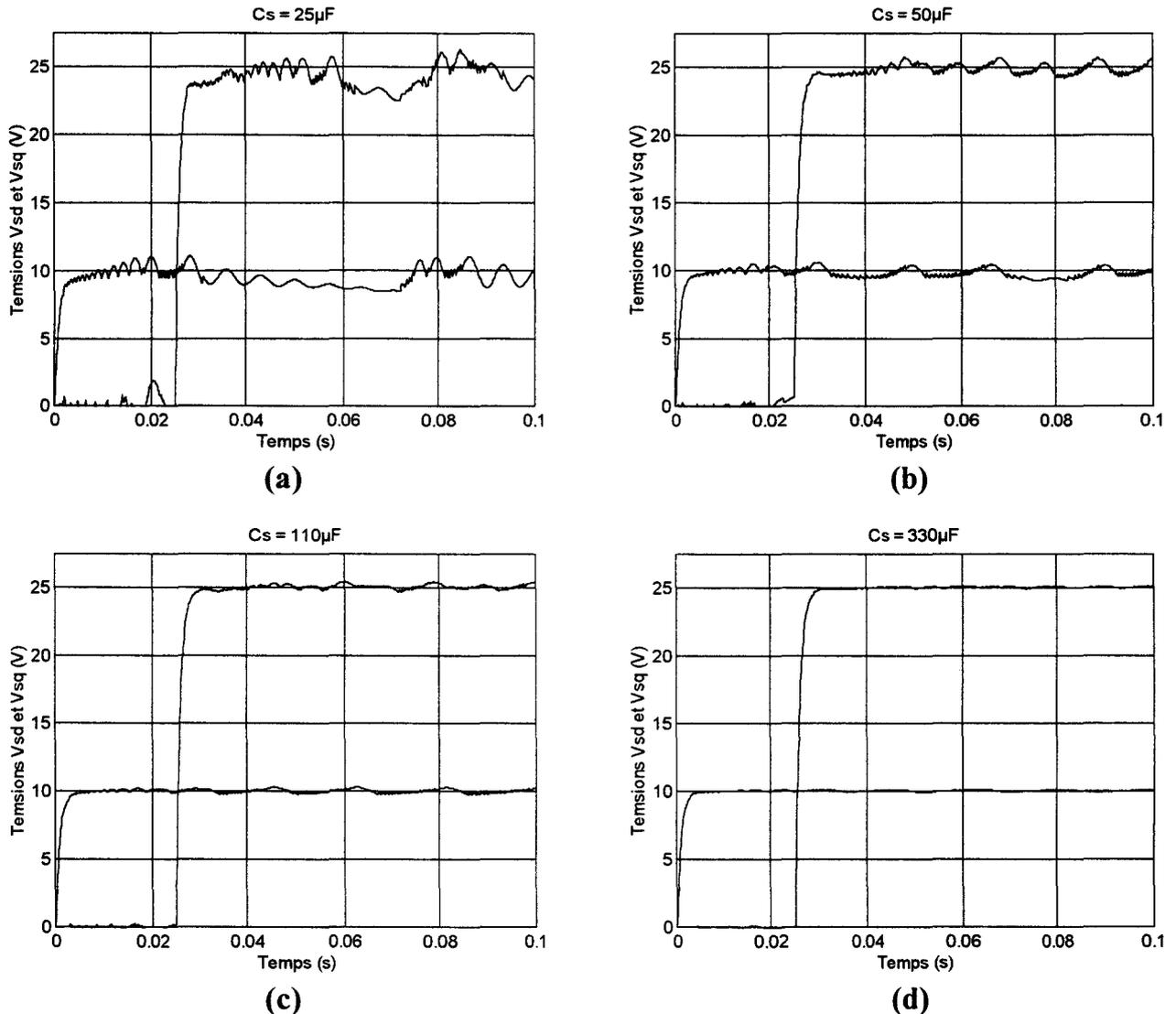


Figure 4.47 : Simulation numérique de la Commande Rapprochée en fonction de la valeur des condensateurs

On constate que pour une association de condensateurs dont la valeur est supérieure à $110 \mu\text{F}$ (*figures 4.47c et d*), on obtient les dynamiques prévues ainsi qu'un découplage parfait des tensions v_{sd} et v_{sq} .

Remarque : Il faut toutefois préciser que l'asservissement des tensions assure a priori l'amortissement, mais la nature échantillonnée du contrôle peut être à l'origine d'une excitation d'un mode vibratoire si les *conditions de Shannon* ne sont pas vérifiées.

B. Choix de la valeur des condensateurs

Les condensateurs utilisés pour réaliser la charge capacitive sont de type polypropylène métalisé. On dispose d'un jeu de capacités de deux valeurs différentes (25 et 40 μF) dont les caractéristiques constructeurs sont les suivantes :

*ARCOTRONIC - Série MKP1.44 de capacités : $C_s=25$ et $40 \mu\text{F}$,
Tension nominale : 700 VDC - 400 VAC, Courant Efficace : 25 Arms
Courant de crête : 1000 A, dU/dt : 40 V/ μs
Résistance série : 4 m Ω , Inductance de fuite : 15 mH*

Pour la suite de l'étude, on utilisera donc une **structure Triangle** constituée de l'association de trois condensateurs dont la capacité totale est de **105 μF** ($2 \times 40 \mu\text{F} + 25 \mu\text{F}$). Des mesures au banc RLC nous ont permis d'ajuster et d'équilibrer cette valeur à **3x110 μF** .

Remarque : La structure triangle choisie ne se justifie que par les tensions et courants mis en jeu.

C. Résultats expérimentaux

La **figure 4.48** ci-dessous représente les tensions v_{sd} et v_{sq} obtenues lorsque les condensateurs valent 110 μF (*comparaison entre simulation et expérimentation*). On constate sur les deux axes, des **erreurs statiques** importantes entre la dynamique prévue et celle obtenue lors de l'expérimentation. Ces erreurs entraînent un mauvais découplage.

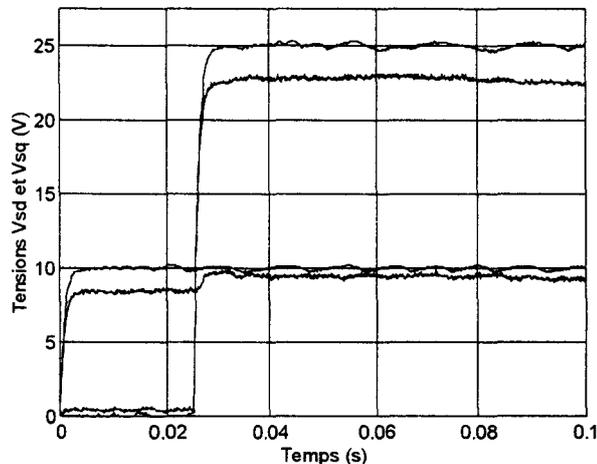


Figure 4.48 : Comparaison Simulation numérique et Expérimentation de la Commande Rapprochée (Commande par correcteur P)

Après analyse des résultats, des mesures plus précises ont été effectuées au niveau des condensateurs à l'aide d'un banc RLC. Nous avons conclu qu'il était nécessaire de tenir compte dans la commande, des défauts condensateurs (*résistance parallèle R_p et inductance de fuite L_f*).

Plusieurs simulations (*non représentées ici*) ont été effectuées afin de retrouver le comportement du dispositif expérimental. Suite à ces simulations, nous avons remplacé les correcteurs de type Proportionnel par des correcteurs de type Proportionnel et Intégral permettant de pallier les défauts précités.

Les **figures 4.49** montrent alors l'intérêt de cette nouvelle démarche ; on ne constate plus d'écart entre simulation et expérimentation :

- la **figure 4.49a** représente les tensions v_{sd} et v_{sq} parfaitement asservies à leurs références,
- la **figure 4.49b** représente les tensions continues u_{s1} et u_{s2} réelles appliquées à la machine.

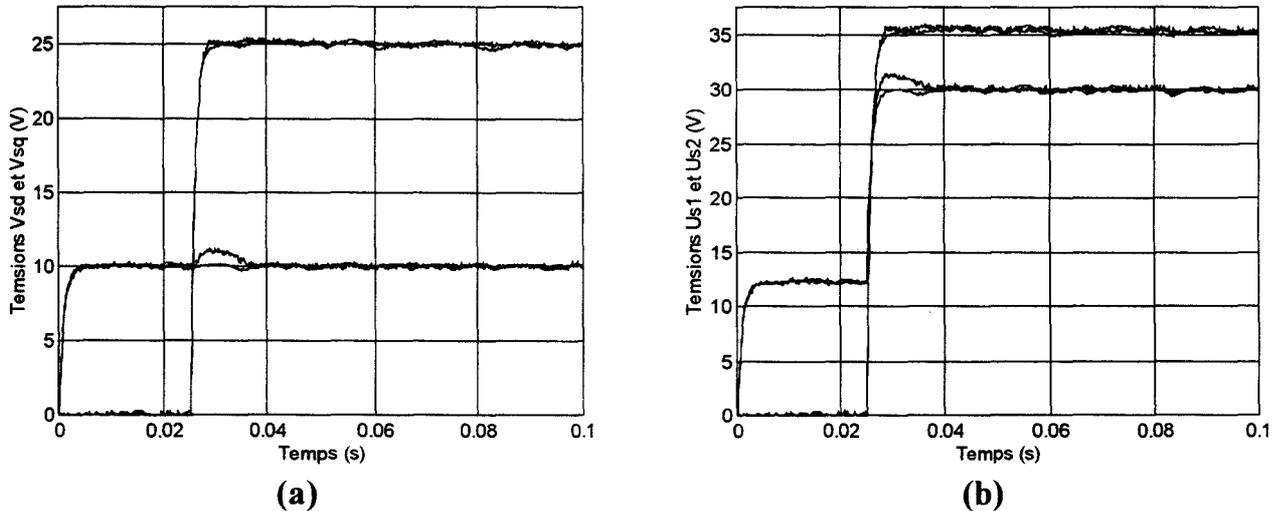


Figure 4.49 : Comparaison Simulation numérique et Expérimentation de la Commande Rapprochée
Contrôle de tensions continues (Commande par correcteur PI)

Le choix de correcteurs PI contribue à retrouver des qualités de découplage entre les deux axes. Nous montrerons par la suite que de tels correcteurs sont effectivement profitables au maintien de la robustesse lorsque l'estimation paramétrique est incertaine ou en cas de variation des caractéristiques de l'association condensateurs machine.

4.4.6.2. Contrôle de tensions sinusoïdales

Les essais précédents ayant montré la qualité de réglage du dispositif, nous pouvons maintenant imposer des références de tensions sinusoïdales par l'intermédiaire de l'entrée ω_s .

Dans les essais proposés, la tension v_{sd} est toujours maintenu à 10 V et la fréquence statorique ω_s est brutalement imposée à 314 rad/s (50Hz). Les essais du **Contrôle Rapproché** sont menés de la manière suivante :

- $0 < t < 25$ ms : à partir de consignes nulles, on impose : $v_{sdREF}=10$ V et $v_{sqREF}=0$,
- 25 ms $< t < 75$ ms : on impose : $\omega_s=314$ rad/s (50 Hz) , v_{sqREF} et v_{sdREF} sont maintenues à 0 et 10 V,
- 75 ms $< t < 0,1$ s : on impose : $v_{sqREF}=25$ V et la consignes v_{sdREF} est toujours maintenue à 10 V.

Les **figures 4.50** montrent que les résultats précédents obtenus en continu se confirment lorsque les grandeurs mises en jeu deviennent sinusoïdales :

- sur la **figure 4.50a**, on constate que les tensions v_{sd} et v_{sq} sont parfaitement asservies à leurs références, et non perturbées par les variations de la fréquence statorique,
- la **figure 4.50b** représente les tensions réelles u_{s1} et u_{s2} appliquées à la machine, la différence entre simulation et expérimentation étant imperceptible malgré les changements de consignes brutaux,
- les **figures 4.50c** et **4.50d** représentent respectivement les courants réels i_{sa} et i_{sb} ainsi que les courants i_{sd} et i_{sq} , les différences entre simulation et expérimentation sont minimales bien que les courants ne soient pas régulés.

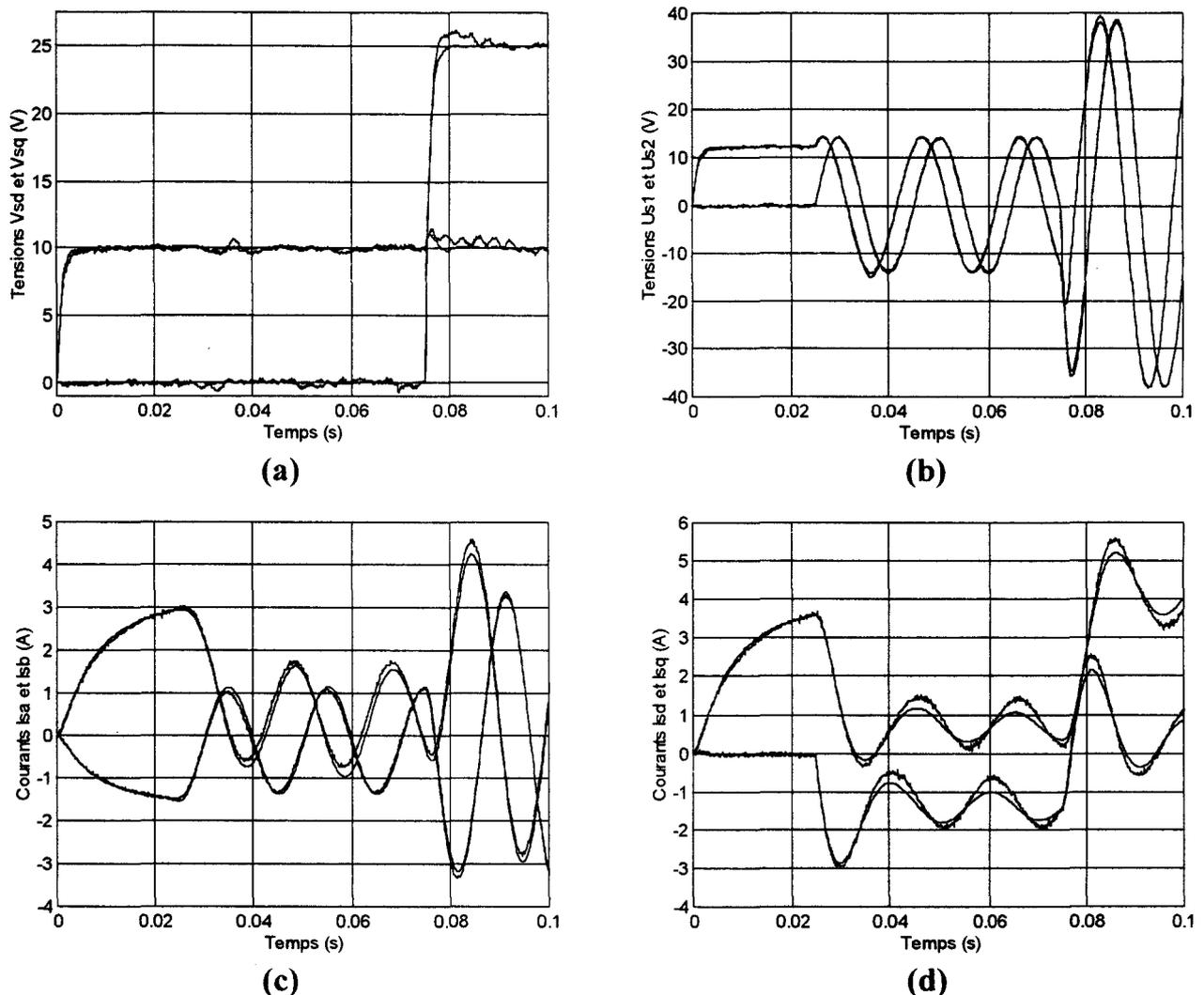


Figure 4.50 : Comparaison Simulation numérique et Expérimentation de la Commande Rapprochée
Contrôle de tensions sinusoïdales 50 Hz (Commande par correcteur PI)

La **figure 4.51** représente en régime permanent, les tensions réelles u_{s1} et u_{s2} appliquées à la machine lorsque $v_{sdREF}=10\text{ V}$, $v_{sqREF}=12,5\text{ V}$ et $\omega_s=1,57\text{ rad/s}$ (amplitude crête $22,5\text{ V}$ - fréquence $0,25\text{ Hz}$). Cette tension appliquée à la machine entraîne une rotation régulière à la vitesse de $7,5\text{ tr/mn}$ sans vibrations de couple.

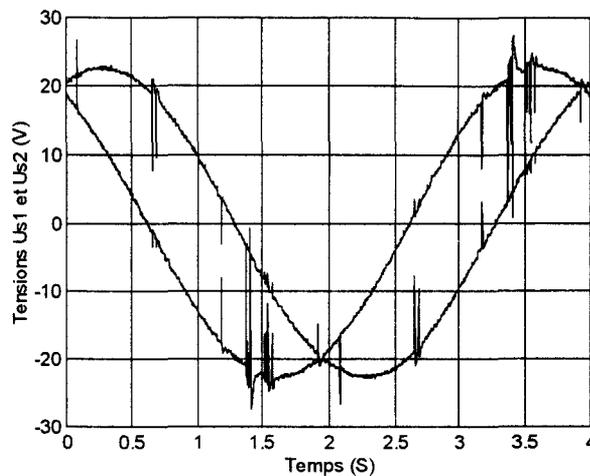


Figure 4.51 : Expérimentation de la Commande Rapprochée
Contrôle de tensions sinusoïdales 0,25 Hz (Commande par correcteur PI)

4.4.7. Représentation Informationnelle sur la Commande Rapprochée de l'ensemble Commutateur de courant - machine Asynchrone triphasée

La *figure 4.52* donne alors le *Grphe Informationnel Causal* sur le modèle de Park de l'association commutateur de courant - machine asynchrone contrôlé en tension qui fait apparaître trois entrées de réglage indépendantes.

• **Ra1** et **Ra2** sont des *Relations d'asservissement* qui traduisent la dynamique choisie par les régulateurs.

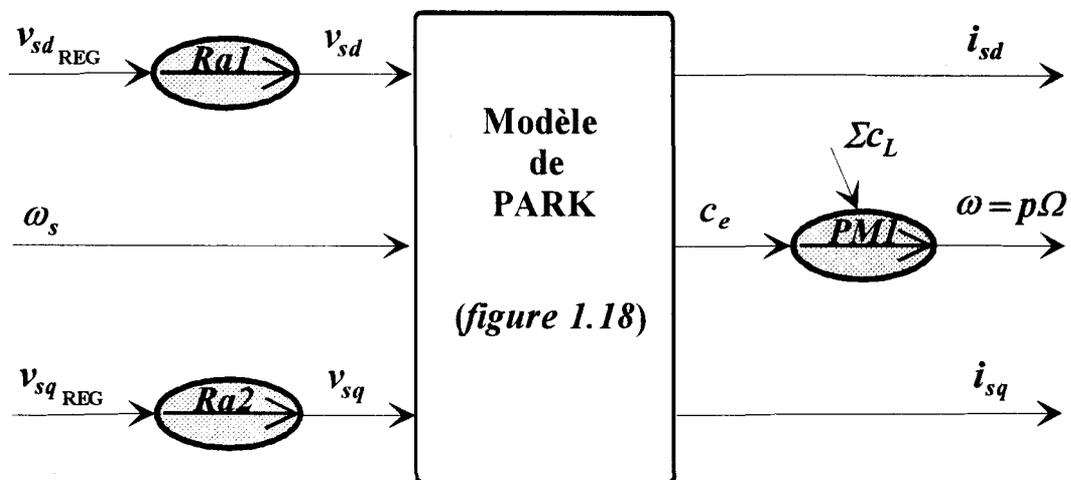


Figure 4.52 : Grphe Informationnel Causal sur le modèle de Park de l'association commutateur de courant - machine asynchrone contrôlé en tension

CONCLUSION : Les résultats de simulation numérique et expérimentaux sont en parfaite concordance. On peut en conclure que l'association convertisseur machine est parfaitement modélisé. De plus, les tensions étant parfaitement contrôlées, on peut maintenant envisager une commande vectorielle de la machine asynchrone pouvant fonctionner en très basse vitesse.

BIBLIOGRAPHIE SPECIFIQUE AU CHAPITRE 4

CARON JP. et HAUTIER JP. (1995) : "*Modélisation et Commande de la machine Asynchrone*"
ed. Technip - Collection Méthodes et Pratiques de l'ingénieur

DEGOBERT Ph. (1991) : "*Sur la Conception d'une alimentation à Résonance pour servomoteur à courant continu*"

Thèse d'ingénieur CNAM Lille - Juillet 1991

DEGOBERT Ph. et HAUTIER J.P. (1994) : "*Sur une commande numérique de la machine Asynchrone à flux statorique orienté à base de Processeur de Signal*"

Groupement De Recherche CNRS, groupe commande - CNAM Paris - Décembre 1994

DEGOBERT Ph. et GUILLAUD X. (1996) : "*General Control Modelling of Static Converters and Optimization of their conversion function*"

Congès Electr'IMACS 96, Saint-Nazaire Septembre 1996, pp 397 - 402

HAUTIER JP. et GUILLAUD X. (1994) : "*Automatisation des Processus Mixtes : les systèmes dynamiques hybrides*"

Symposium ADPM'94, Bruxelles Novembre 1994, pp 99 - 108

IEEE, Std.112 (1984) : "*IEEE Standard test procedure for Polyphase Induction Motors and Generators*"

New York : The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.

XIAO W. et BOON-TECK O. (1993) : "*Unity PF Current-Source Rectifier Based on Dynamic Trilogic PWM*" et "*Real-Time Multi DSP Control of Three-Phase Current-SourceUnity Power Factor PWM Rectifier*"

IEEE Trans.on Power Electronics, vol 8 - n°3, Juillet 1993 pp 288 -.300

CHAPITRE 5

**COMMANDE NUMERIQUE DE
LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE**

ALIMENTEE

PAR UN COMMUTATEUR DE COURANT

Chapitre 5. COMMANDE NUMERIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE ALIMENTEE PAR UN COMMUTATEUR DE COURANT

INTRODUCTION

On peut assimiler une *application Commande Numérique (contrôle vectoriel)* à une *chaîne de traitement de signal*. En effet, une chaîne de traitement du signal comprend en général une cascade de cinq opérations qui se décomposent de la manière suivante :

- un *Filtrage antibruit*,
- la *Conversion* de signaux Analogiques en Numériques,
- le *Traitement Numérique* des informations,
- la *Conversion* des grandeurs Numériques en Analogiques,
- le *Filtrage de correction*.

Le premier filtrage est indispensable en vue de la conversion en numérique ; ainsi le signal d'entrée est débarrassé de ses composantes haute fréquence. Le dernier filtrage améliore la reconstruction du signal analogique de sortie en lissant le signal converti.

L'Architecture présentée ci-dessous (*figure 5.1*) repose sur ce principe. Elle a été développée dans le cadre du GDR-CNRS groupe commande en décembre 1994 [DEGOBERT et HAUTIER, GDR94]. L'Interfaçage d'un Processeur de Signal Numérique et d'un Convertisseur Statique fonctionnant en "MLI optimale" [DEGOBERT et HAUTIER, DSP95] est à l'origine de la plupart de nos réalisations expérimentales axées sur la Commande Numérique des machines et sur le Filtrage Actif.

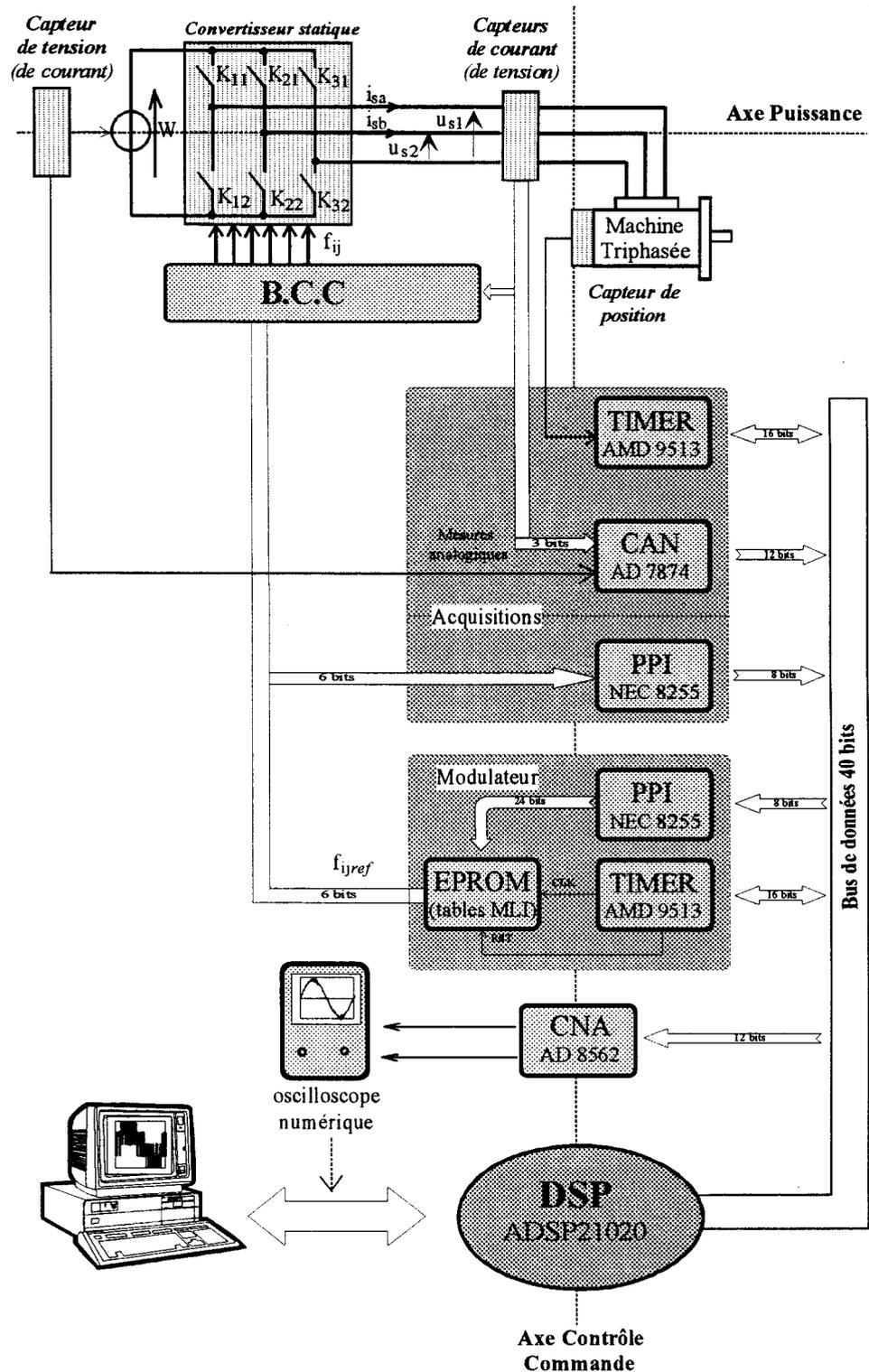


Figure 5.1 : Architecture matérielle à base de Processeur de Signal Numérique (DSP)

• L'axe de puissance est constitué de l'association d'un onduleur de tension (ou de courant) et d'une machine à courant alternatif.

• L'axe de commande est composé quant à lui d'une chaîne d'acquisition, d'un processeur numérique de traitement et d'un modulateur numérique qui permet d'agir sur l'axe de puissance (Annexe 8).

La décomposition de la commande en un système évolutif de cartes associé à un rack d'extension (*figure 5.2*) donne une souplesse et une homogénéité qui permet de piloter n'importe quelle structure de conversion à partir d'une même architecture de calcul [LORIOLE FRANCOIS et DEGOBERT, CESA96].

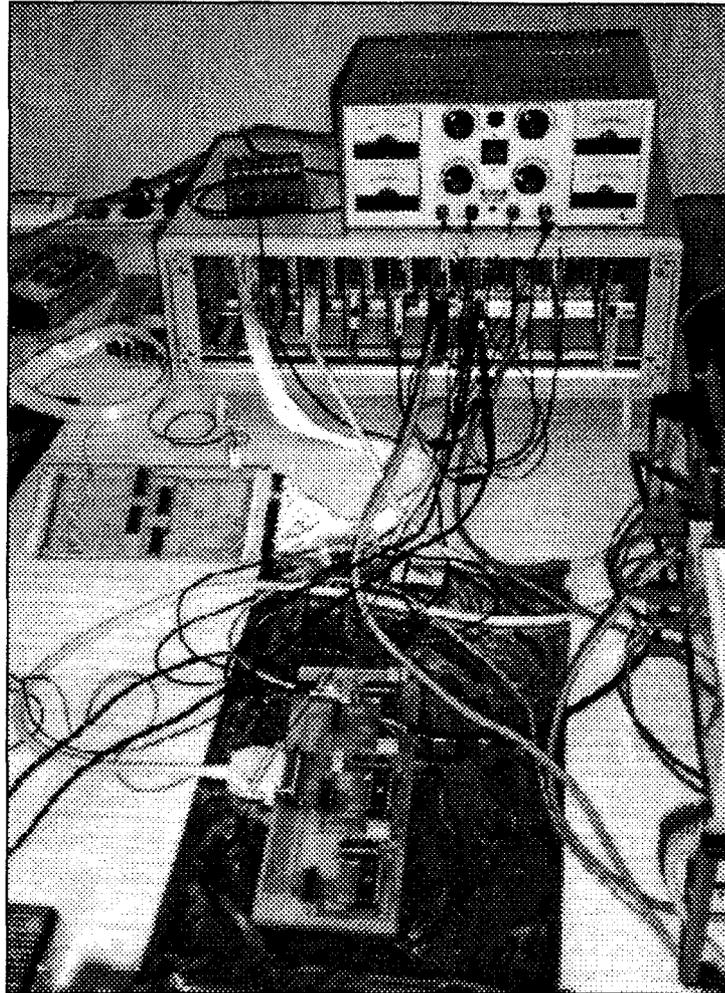


Figure 5.2 : Vue d'ensemble du Rack de commande réalisé associé à la carte DSP

Les exemples ci-dessous rappellent les différentes applications mises en oeuvre ces dernières années au sein du laboratoire (LEEP groupe commande) :

- un Onduleur de Tension Triphasé à MLI optimisée [STYZA, CNAM 95],
- une Structure matricielle de conversion monophasée - monophasée fonctionnant en mode redresseur contrôlé [FRANCOIS, THESE 96],
- un Hacheur en pont contrôlé en mode glissant [DELPLACE, CNAM 97],
- une Structure matricielle de conversion triphasée - monophasée fonctionnant en mode redresseur à faible pollution harmonique [DELEU, THESE 97],
- un Convertisseur à Structure matricielle de conversion monophasée - triphasée pouvant fonctionner soit en Onduleur de Courant (*commutateur*) soit en Onduleur de tension [DEGOBERT, THESE 97].

5.1. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE A FLUX STATORIQUE ORIENTE

Les multiples solutions donnant le couple électromagnétique instantané, conduisent à la même diversité dans le choix de la position du référentiel d'axes d, q . Néanmoins, pour retrouver un réglage qui s'identifie à celui du moteur à courant continu, il faut annuler une des deux composantes qui interviennent dans l'expression du couple choisi. En effet, contrairement à l'actionneur de référence, le couple fourni par la machine asynchrone s'exprime à partir de composantes de grandeurs qui ne sont pas nécessairement en quadrature.

Ainsi, le choix d'*orienter le vecteur flux statorique* apparaît a priori le plus *naturel* puisque la machine asynchrone est avant tout un circuit magnétique dont le stator est directement accessible. Dans ces conditions, les équations électriques de la machine munies de la contrainte $\varphi_{sq} = 0$ conduisent aux propriétés suivantes [XU PESC, 88] :

- l'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur flux tel que $\varphi_{sd} = \phi_s$,
- si le flux statorique est maintenu constant, l'évolution du couple suit celle de i_{sq} puisque l'expression scalaire du couple (CO3) devient :

$$c_e = p \cdot \phi_s i_{sq} \quad (5.1)$$

La *figure 5.3* donne le diagramme espace-temps qui explicite l'obtention du produit scalaire (5.1) à partir du produit vectoriel ($\vec{c}_e = p \cdot (\vec{\phi}_s \wedge \vec{I}_s)$).

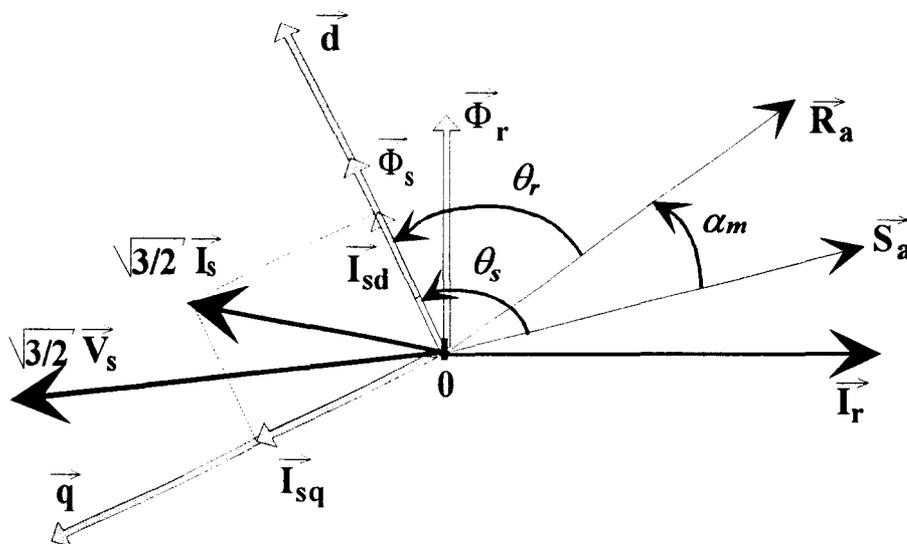


Figure 5.3 : Diagramme espace-temps avec alignement de l'axe d sur le flux statorique ($\varphi_{sq} = 0$)

L'organisation des boucles de courant, dont l'effet est d'orienter (*en valeurs instantanées d'amplitude et de phase*) le vecteur flux statorique $\vec{\Phi}_s$, par action directe sur ses composantes d'axes d, q , explique le vocable de *Contrôle Vectoriel*.

5.2. REPRESENTATION INFORMATIONNELLE SUR LA COMMANDE A FLUX STATORIQUE ORIENTE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

D'une part, on a montré au chapitre précédent que la machine asynchrone dans le référentiel de Park présente *trois grandeurs de réglage* indépendantes :

- les tensions v_{sd} et v_{sq} appliquées à l'induit (*stator*),
- la vitesse ω_s de l'induit par rapport au plan de référence (*fréquence d'alimentation statorique*).

D'autre part, les grandeurs rotoriques ne sont en général pas accessibles. Cet état de fait nous amène à modifier le modèle de la machine asynchrone dans le référentiel de Park présenté au paragraphe 4.2.4 afin de ne faire intervenir que les grandeurs statoriques.

5.2.1. Réduction du modèle de la machine asynchrone

La *figure 5.4* est une adaptation du *Graphe Informationnel Causal* de la *figure 4.32*. Les équations rotoriques du modèle général sont transformées et, dans ces conditions, seules les relations de Couplage liant les flux aux courants sont affectées.

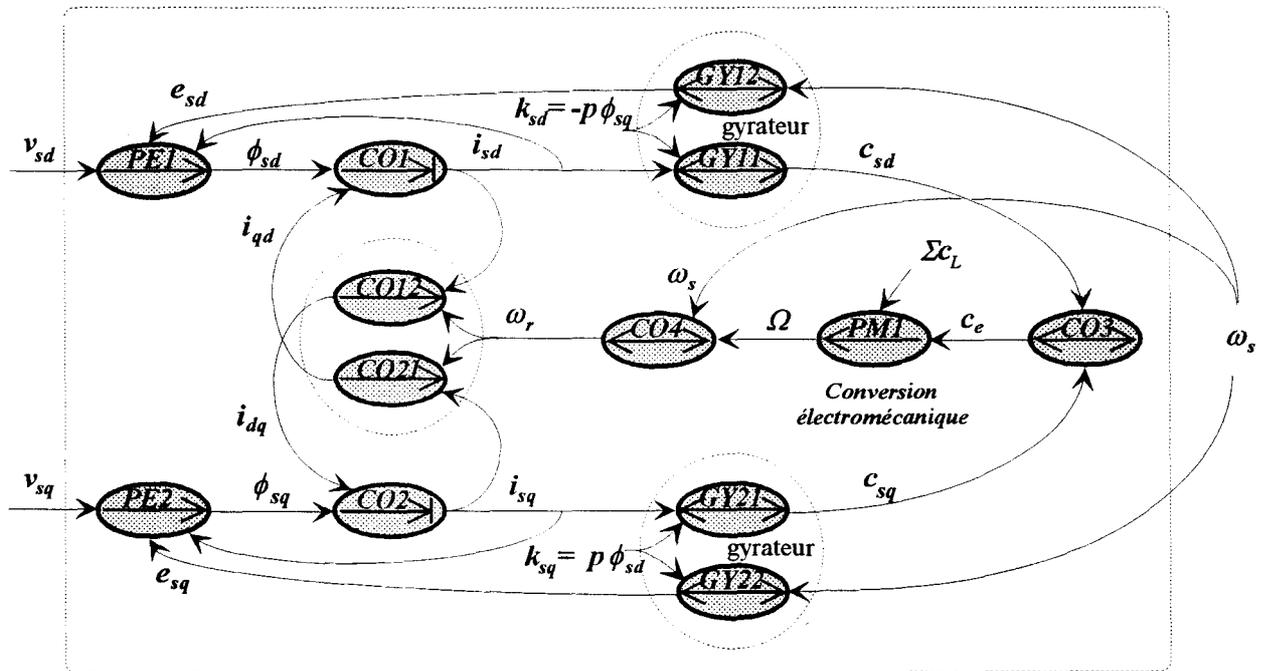


Figure 5.4 : Graphe Informationnel Causal sur la machine asynchrone vue du stator (ω_s grandeur de réglage)

Par rapport au graphe généralisé (*figure 1.18*), il y a regroupement des relations **PE3**, **GY32** et **CO12** relatives à l'axe *d* de l'inducteur et des relations **PE4**, **GY42** et **CO22** relatives à l'axe *q* de l'inducteur (*rotor*). Cette représentation traduit la réaction du rotor sur le stator.

- les relations **PE1** et **PE2** définies précédemment se modifient de la manière suivante :

$$\frac{d}{dt} \varphi_{sd} = v_{sd} - R_s i_{sd} \quad (\text{PE1})$$

$$0 = v_{sq} - R_s i_{sq} - \omega_s \varphi_{sd} \quad (\text{PE2})$$

Dans le modèle de la machine, la relation causale **PE2** est "**rigidifiée**" par la commande qui vise à annuler φ_{sq} à tout moment. Pour cette raison, la flèche qui caractérise la relation causale sera remplacée par une **flèche à double orientation** mise en trait pointillé pour ne pas perdre de vue que la relation d'origine est avant tout une relation causale.

- la **relation semi-rigide de Couplage CO2** se "**rigidifie**" de la même manière donnant la simplification suivante :

$$i_{sq} = i_{dq} \quad (\text{CO2})$$

- les **relations causales CO12** et **CO21** qui caractérisent les couplages entre les axes d et q s'expriment dans ces conditions :

$$i_{dq} = \frac{(1-\sigma)T_r \omega_r}{L_s \left[(1+\sigma T_r s)^2 + \sigma^2 T_r^2 \omega_r^2 \right]} \varphi_{sd} \quad (\text{CO12})$$

$$i_{qd} = \frac{\sigma T_r \omega_r}{1 + \sigma T_r s} i_{sq} \quad (\text{CO21})$$

Remarque : Sur le graphe, les relations qui, de par le calage du référentiel, n'ont plus d'effet sont représentées en trait pointillé.

5.2.3. Simplification du Graphe Informationnel en vue de la commande

Les remarques faites précédemment amènent certaines simplifications au niveau du graphe informationnel. En effet, les relations **GY11** **GY12** **CO2** et **CO3** peuvent être supprimées du graphe pour plus de clarté.

D'autre part, si on admet que les valeurs usuelles du coefficient de dispersion et de la pulsation rotorique conduisent à rendre négligeable le terme $(\sigma T_r \omega_r)^2$ devant 1, l'expression qui traduit la relation **CO12** se simplifie, soit :

$$i_{dq} = \frac{(1-\sigma)T_r \omega_r}{L_s (1 + \sigma T_r s)^2} \varphi_{sd} = i_{sq} \quad (\text{CO12})$$

On obtient dans ces conditions, le **Graphe Informationnel Causal réduit** de la **figure 5.6** qui caractérise la machine asynchrone lorsque φ_{sq} est nul.

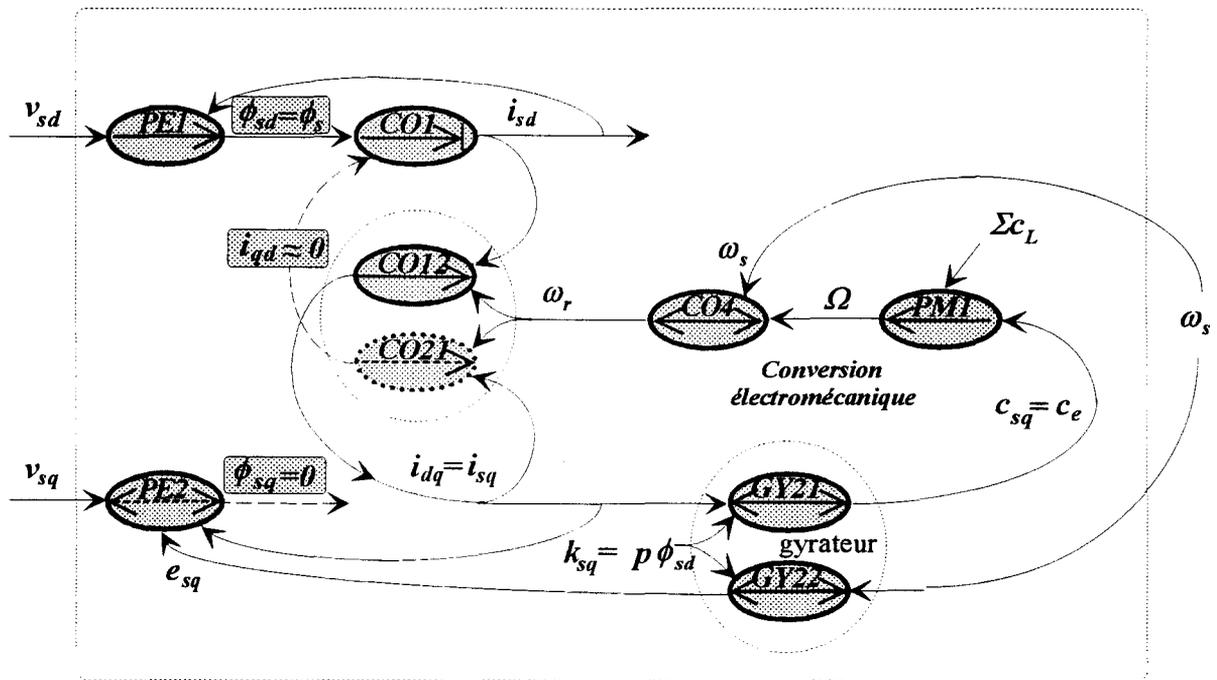


Figure 5.6 : Graphe Informationnel Causal réduit sur la machine asynchrone à φ_{sq} nul (ω_s grandeur de réglage)

Remarque : Sur le graphe, la relation **CO21** est représentée en pointillé car le couplage i_{qd} peut être négligé [DEGOBERT, EPE 96].

5.2.4. Inversion du Graphe de Causalité

Le graphe de la figure 5.6 laisse apparaître que chacune des trois entrées possède une fonction de réglage bien distincte :

- v_{sd} permet le **réglage du flux statorique**,
- v_{sq} permet l'**Autopilotage** tout en réalisant la condition de calage du référentiel,
- ω_s permet le **réglage du Couple électromagnétique** fournit par le stator.

Dans ces conditions, l'inversion méthodique du graphe processus, réalisée à chaque processeur élémentaire, conduit au graphe de commande. La description ainsi obtenue nous informe sur les relations à établir entre les grandeurs du processus et leurs références qui définissent la conduite du système.

La **figure 5.7** représente l'organisation qui en découle pour la commande en couple de la machine asynchrone en tenant compte de la condition φ_{sq} nul. On peut remarquer que la Commande algorithmique est décomposée suivant les deux axes d et q .

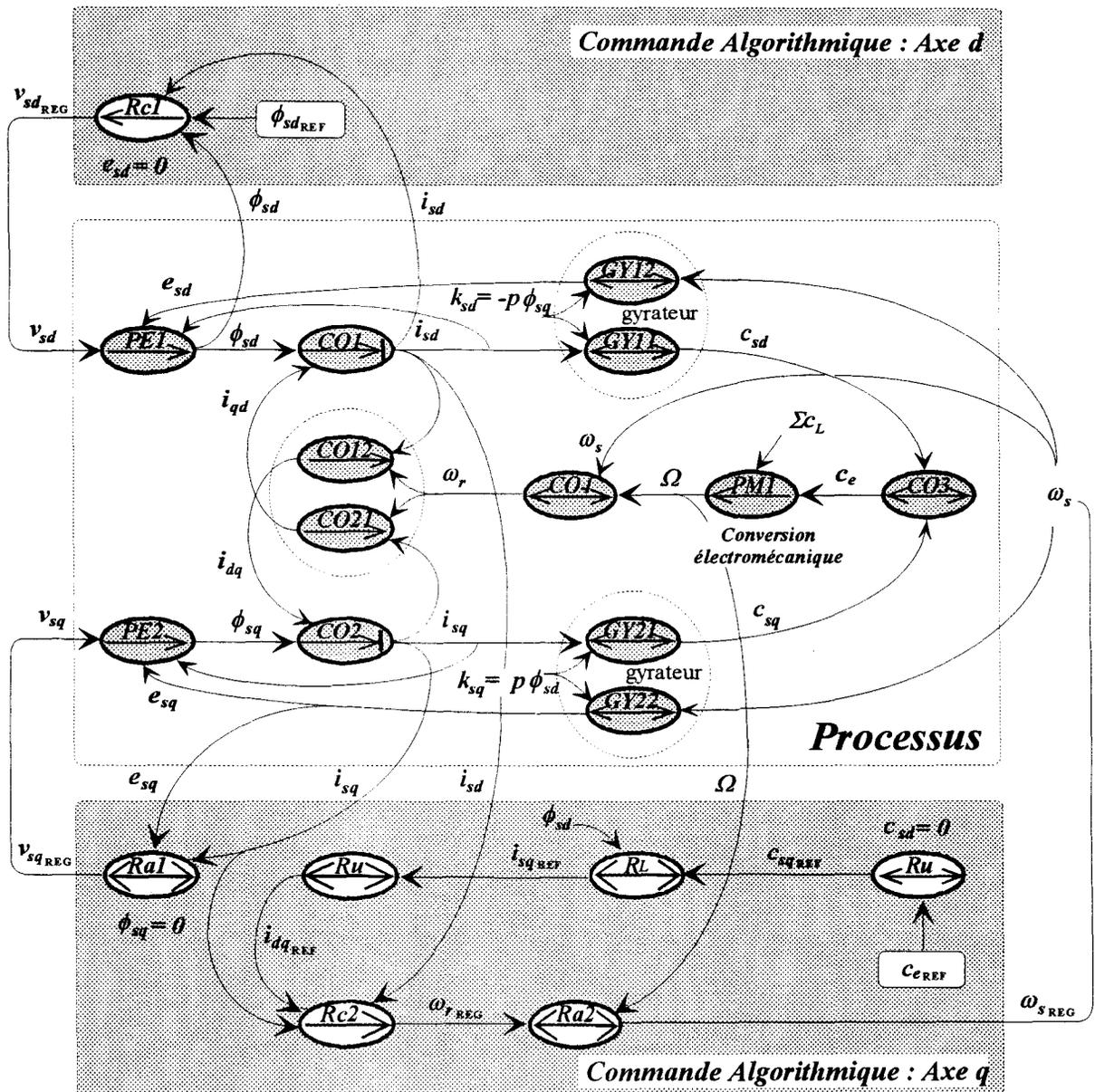


Figure 5.7 : Graphe Informationnel Causal sur la commande en couple de la machine asynchrone (inversion du graphe à flux statorique orienté)

Le principe de construction du graphe de commande est le suivant :

- les relations **Rc1** et **Rc2** sont des *relations de commande* qui caractérisent l'asservissement du flux et celui du couple. Elles servent à inverser les relations causales **PE1** et **CO12** et établissent des relations à grand gain sur l'écart entre ϕ_{sd} et ϕ_{sdREF} d'une part, et i_{sq} et i_{sqREF} d'autre part :

$$v_{sdREG} = C_\phi (\phi_{sdREF} - \phi_{sd}) + R_s i_{sd} \tag{Rc1}$$

$$\omega_{rREG} = C_c (i_{sqREF} - i_{sq}) \tag{Rc2}$$

• les **relations rigides Ra1** et **Ra2** sont des **relations d'Autopilotage**. Elles consistent à inverser directement les relations **PE2** et **CO4** et, sont appelées respectivement relations d'**autopilotage implicite**, et d'**autopilotage explicite** [DEGOBERT et HAUTIER, GDR 94] :

$$v_{sq_{REG}} = e_{sq} + R_s j_{sq} \quad (\text{Ra1})$$

$$\omega_s = \omega_{r_{REG}} + p\Omega \quad (\text{Ra2})$$

• la **relation rigide RL** est une **relations de Linéarisation dynamique** qui permet d'inverser directement la relation de gyration **GY21** et d'obtenir ainsi, une référence de couple liée à l'estimation du flux :

$$i_{sq_{REF}} = \frac{1}{\tilde{\varphi}_{sd}} c_{e_{REF}} \quad (\text{RL})$$

Remarques : Les relations notées **Ru** sont des Relations Unité qui apparaissent sur ce graphe dans l'unique but de n'oublier aucune relation au moment de l'inversion. Nous les ferons disparaître par la suite. D'autre part, la synthèse des blocs de correction relève de la théorie des asservissements.

5.2.5. Estimation des grandeurs non mesurables

Certaines grandeurs qui interviennent dans la commande ne sont pas mesurables, dans ces conditions, il est nécessaire de les reconstituer par des estimateurs qui reproduisent le comportement du dispositif en temps réel (*ces grandeurs seront affectées d'un tilde : ~*). Cette démarche, qui systématise la structure globale de la commande, conduit à définir une couche supplémentaire qui s'articule de la manière suivante (**figure 5.8**) :

• les **relations Re1 Re2** et **Re3** sont des **relations d'Estimation** faisant intervenir des grandeurs mesurables ainsi que des grandeurs de réglage. Simulées en temps réel, elles permettent d'estimer le flux statorique et la f.é.m d'axe q qui interviennent directement dans la relation d'autopilotage implicite :

$$\tilde{\varphi}_{sd} = \frac{T_s(1 + \sigma T_r s)}{1 + (T_r + T_s)s + \sigma T_r T_s s^2} v_{sd} + \tilde{\varphi}_{dq} \quad (\text{Re1})$$

avec $\tilde{\varphi}_{dq} = -\frac{\sigma T_r \omega_{r_{REG}}}{1 + (T_r + T_s)s + \sigma T_r T_s s^2} L_s j_{sq}$ (**Re3**) : **terme de couplage** qui pourra être négligé.

$$\tilde{e}_{sq} = \tilde{\varphi}_{sd} \omega_s \quad (\text{Re2})$$

Remarques : L'estimation du flux nécessite la **mesure des tensions** aux bornes de la machine, facilement accessible grâce à la structure retenue pour la source de puissance (**commutateur de courant**). La précision est d'autant plus grande que les paramètres sont correctement mesurés. On peut toutefois présager que cet estimateur ainsi que l'autopilotage implicite auront une sensibilité importante aux variations de la résistance statorique.

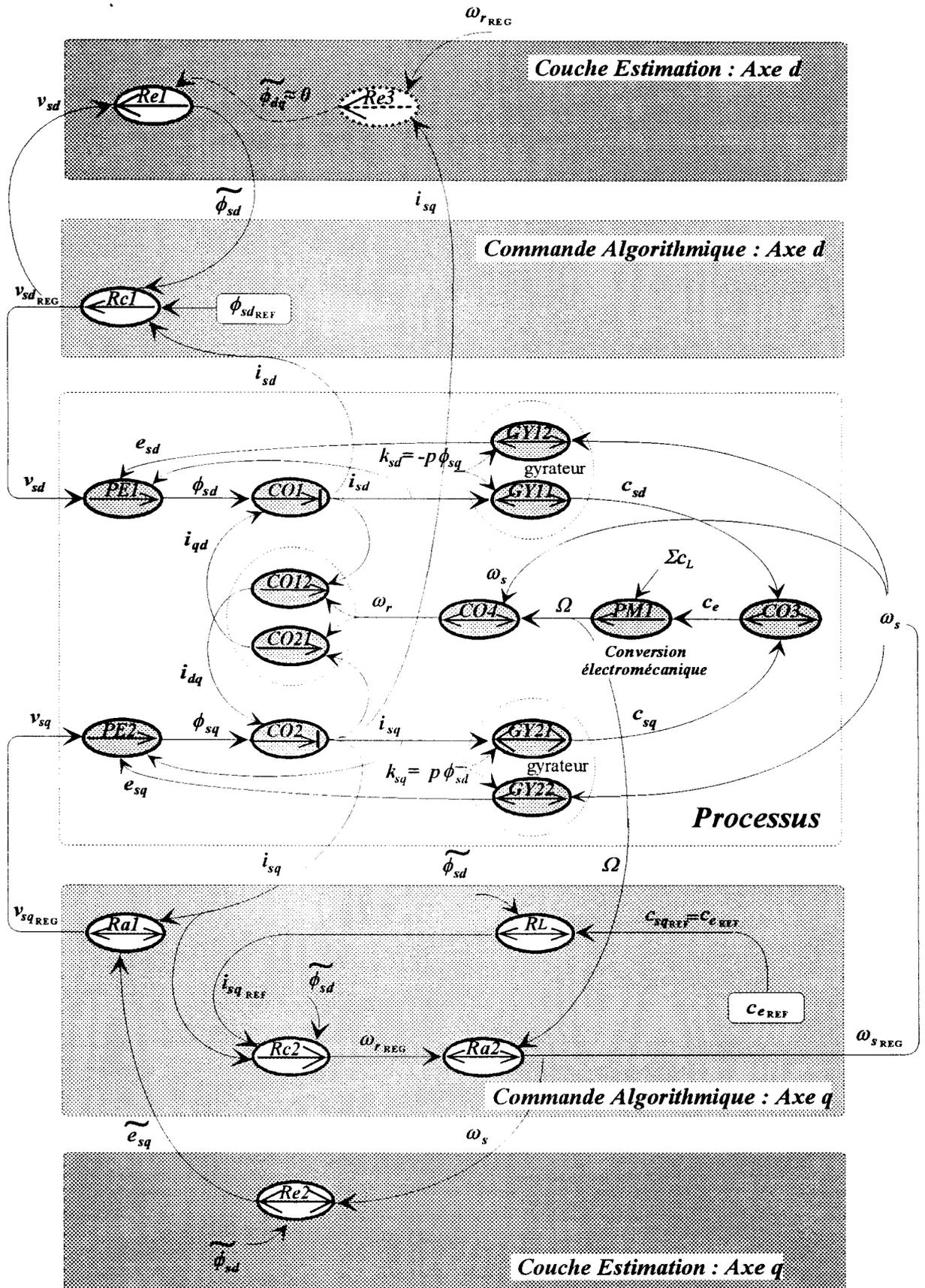


Figure 5.8 : Graphe Informationnel Causal sur la commande en couple de la machine asynchrone faisant intervenir l'estimation des grandeurs non mesurables

5.3. APPLICATION A LA COMMANDE EN COUPLE DE L'ENSEMBLE COMMUTATEUR DE COURANT MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

5.3.1. Représentation Informationnelle sur la Commande à concevoir

La *figure 5.9* donne le *Grphe Informationnel Causal* sur la *Commande vectorielle à flux statorique orienté* de la machine asynchrone alimentée par un commutateur de courant. On y retrouve l'articulation de la Commande algorithmique définie précédemment (*MCP*) à laquelle s'ajoute les relations Causales *Rb1* et *Rb2*. qui sont des *Relations de boucle* traduisant la dynamique de l'asservissement des tensions (*ACR*).

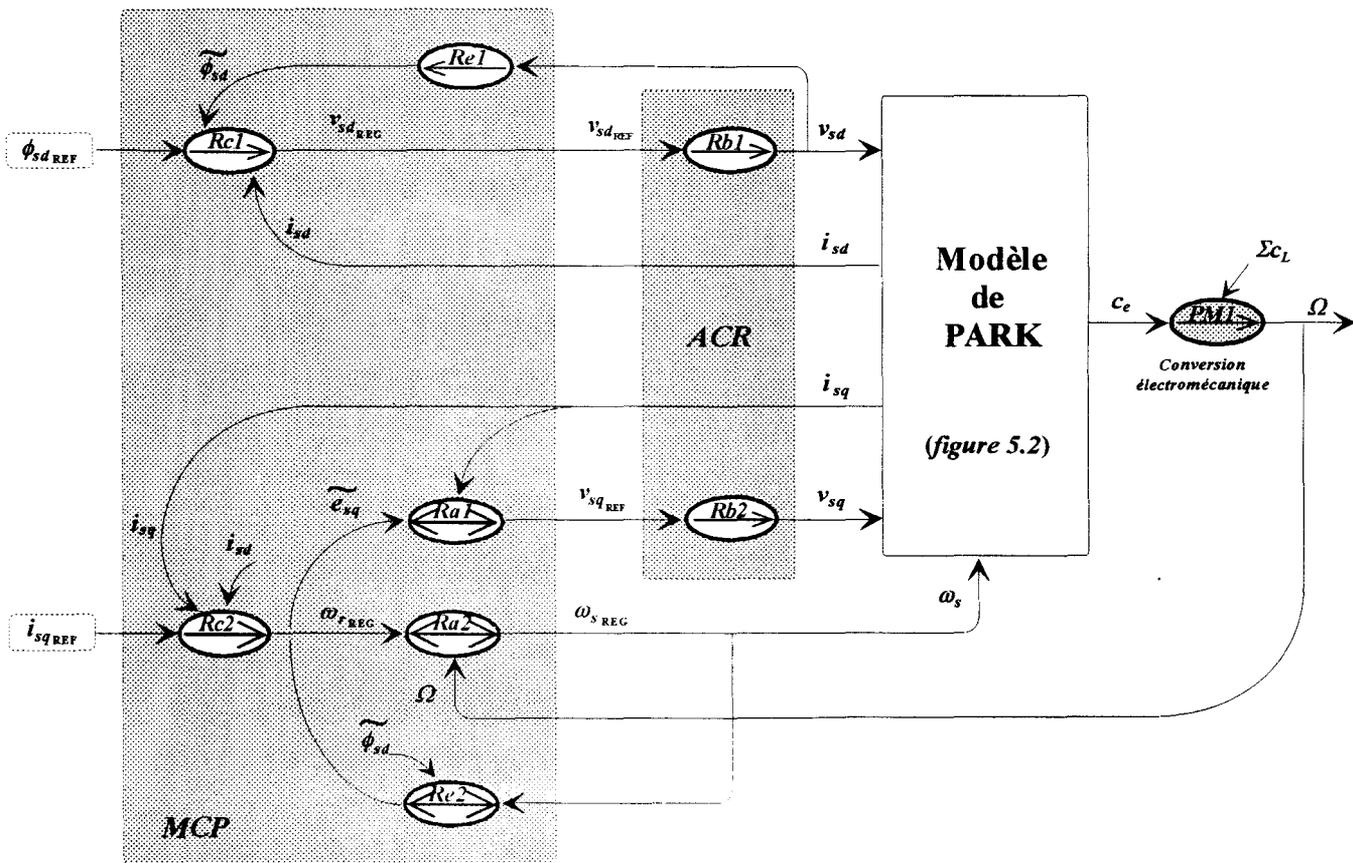


Figure 5.9 : Grphe Informationnel Causal sur la Commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par un commutateur de courant (*flux statorique orienté*)

5.3.2. Organisation fonctionnelle du Contrôle en couple

La *figure 5.10* donne sous la forme d'un schéma fonctionnel, l'*organisation de la commande* vectorielle à flux statorique orienté de la machine asynchrone alimentée par un commutateur de courant qui résulte directement de la transcription du graphe informationnel. On y montre notamment l'articulation de l'*onduleur de courant* et de sa *commande rapprochée* qui à fait l'objet d'une étude détaillée au chapitre précédent.

Remarque : Cette commande nécessite l'acquisition de v_{sd} , i_{sd} , i_{sq} et Ω .

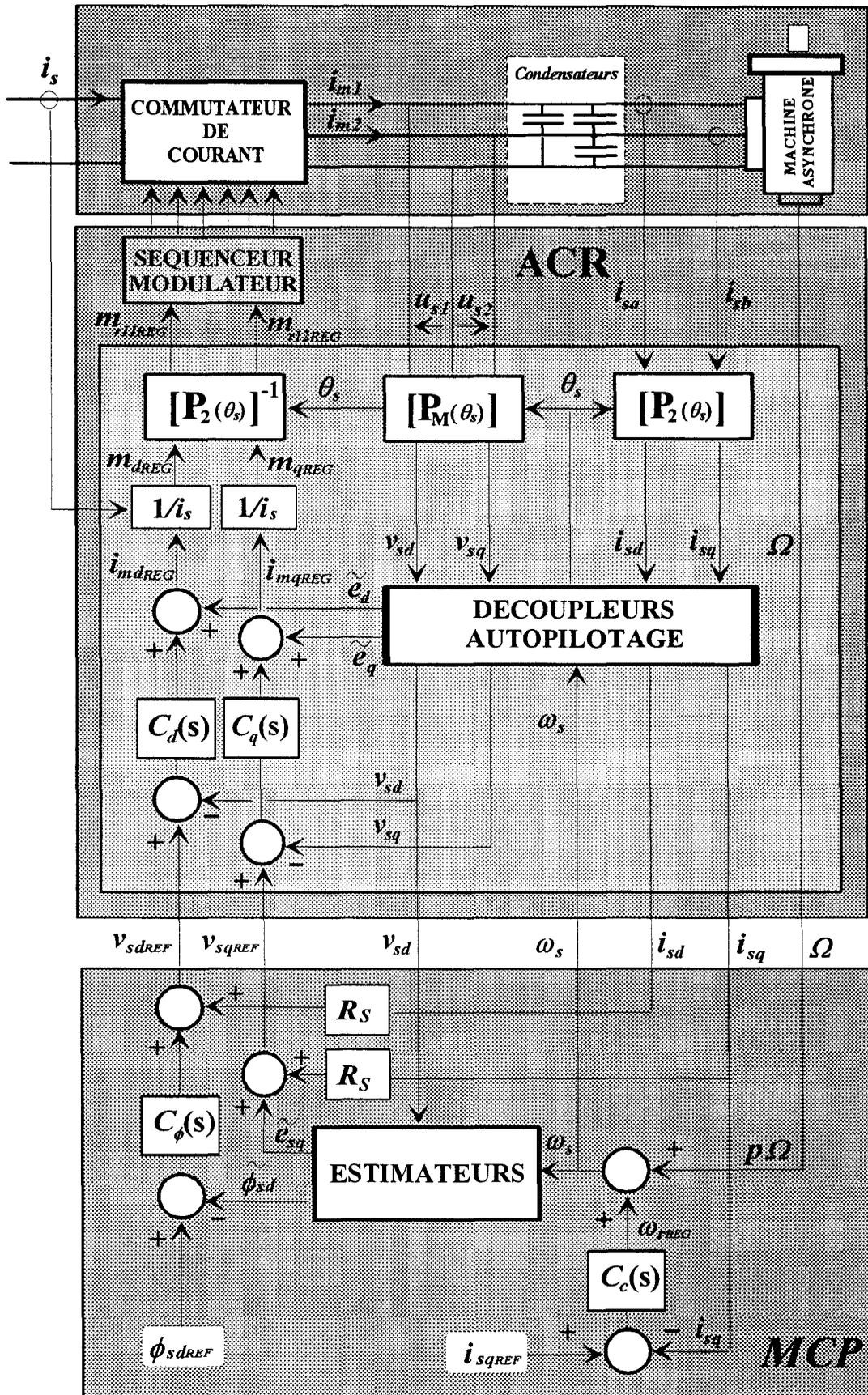


Figure 5.10 : Organisation fonctionnelle de la Commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par un commutateur de courant (*flux statorique orienté*)

5.3.3 Performances de la Commande en Couple avec autopilotage implicite

Il faut préciser que cette commande est *indépendante de l'accès aux grandeurs rotoriques*, elle peut donc être appliquée aux machines à bagues comme aux machines à cages.

La machine asynchrone utilisée pour ces essais a été présentée au chapitre précédent (*paragraphe 4.3.6*). Les paramètres rotoriques peuvent se formuler de la manière suivante :

Constante de temps rotorique : $T_r=0,115\text{ s}$ - Coefficient de dispersion : $\sigma=0,043$

Remarque : Toutefois, ayant accès au rotor (*machine à rotor bobiné*), on utilisera les courants rotoriques pour valider le contrôle correct du flux.

5.3.3.1. Choix de la dynamique en boucle fermée

Le choix de la *dynamique en boucle fermée* est libre mais doit respecter les limitations imposées par l'onduleur, notamment en ce qui concerne la vitesse de commutation.

Dans le cas général, l'*effet des perturbations*, donc ici des couplages, est d'autant limité que le gain de boucle est élevé, mais une telle disposition peut amener des dépassements de valeurs maximales permises sur les grandeurs de réglage ainsi qu'une amplification du bruit indésirable.

Le *réglage du flux* (ϕ_{sd}) s'opère en agissant sur la fonction de transfert du second ordre (**Re1**) définie au paragraphe 5.2.5 tandis que le *réglage du couple* (courant i_{sq}) s'effectue en agissant sur la fonction de transfert (**CO12**) définie au paragraphe 5.2.3.

Les expressions **Re1** et **CO12** conduisent aux fonctions de transfert suivantes :

$$F_{\phi}^{(s)} = \frac{\varphi_{sd}^{(s)}}{v_{sd}^{(s)} + e_{sd}^{(s)}} = \frac{T_s(1 + \sigma T_r s)}{1 + (T_r + T_s)s + \sigma T_r T_s s^2} \quad (5.2)$$

$$F_c^{(s)} = \frac{i_{sq}^{(s)}}{\omega_{rRBG}^{(s)}} = \frac{(1 - \sigma)T_r \varphi_{sd_{RBF}}}{L_s(1 + \sigma T_r s)^2} \quad (5.3)$$

auquelles on associe les valeurs numériques relatives à la machine étudiée :

$$F_{\phi}^{(s)} = \frac{\varphi_{sd}^{(s)}}{v_{sd}^{(s)} + e_{sd}^{(s)}} = \frac{0,248(1 + 5.10^{-3}s)}{1 + 0,363s + 1,22.10^{-3}s^2} \quad \text{et} \quad F_c^{(s)} = \frac{i_{sq}^{(s)}}{\omega_{rRBG}^{(s)}} = \frac{0,423}{(1 + 5.10^{-3}s)^2}$$

D'autre part, les relations de boucle **Rb1** et **Rb2** qui traduisent la dynamique choisie pour la Commande Rapprochée s'expriment par des fonctions de transfert du premier ordre :

$$F_d^{(s)} = \frac{v_{sd}^{(s)}}{v_{sd_{RBG}}^{(s)}} = \frac{1}{1 + 0,5 \cdot 10^{-3} s} \quad (\text{Rb1})$$

et

$$F_d^{(s)} = \frac{v_{sq}^{(s)}}{v_{sq_{RBG}}^{(s)}} = \frac{1}{1 + 0,5 \cdot 10^{-3} s} \quad (\text{Rb2})$$

pour lesquelles, le *temps de réponse* vaut *1,5 ms* (voir chapitre 4).

Dans ces conditions, la fonction de transfert (5.2) prend la forme numérique ci-dessous :

$$F_\phi^{(s)} = \frac{\varphi_{sd}^{(s)}}{v_{sd_{RBG}}^{(s)} + e'_{sd}^{(s)}} = \frac{0,248 (1 + 5 \cdot 10^{-3} s) (1 + 0,5 \cdot 10^{-3} s)}{(1 + 0,36s) (1 + 1,22 \cdot 10^{-3} s)}$$

On peut remarquer, que les constantes de temps mises en jeu laissent apparaître un *mode dominant* de type premier ordre pour la boucle de flux et un simple gain statique pour la boucle de couple.

Remarque : Ces simplifications vont être mises à profit pour effectuer un premier réglage du contrôle en couple.

5.3.3.2. Contrôle dynamique par Correcteurs de type PI

Dans un premier temps, on cherche à valider la commande sans être trop exigeant sur la dynamique (*temps de réponse de l'ordre de 50 ms*). Pour cela, on considère le mode dominant du système en négligeant les constantes de temps inférieures à *5 ms*. Les fonctions de transfert (5.2) et (5.3) se modifient de la manière suivante :

$$F_\phi^{(s)} = \frac{\varphi_{sd}^{(s)}}{v_{sd_{RBG}}^{(s)} + e'_{sd}^{(s)}} = \frac{0,248}{1 + 0,36s} \quad \text{et} \quad F_c^{(s)} = \frac{i_{sq}^{(s)}}{\omega_{r_{RBG}}^{(s)}} = 0,423$$

A. Calculs des correcteurs

Le *réglage du flux* s'opère grâce à un *correcteur à action Proportionnelle et Intégrale*. En choisissant comme fonction de transfert du correcteur :

$$C_\phi^{(s)} = \frac{v_{sd_{RBG}}^{(s)}}{\phi_{sd_{RPF}}^{(s)} - \tilde{\phi}_{sd}^{(s)}} = K_\phi \frac{1 + 0,36s}{0,36s} \quad \text{soit} \quad C_\phi^{(z)} = K_\phi \frac{z - 0,99974}{z - 1} \quad (\text{Rc1})$$

la constante de temps dominante du processus (**Re1**) est pratiquement simplifiée.

Le système de régulation du flux est du second ordre et la fonction de transfert en poursuite a pour expression :

$$\frac{\phi_{sd}(s)}{\phi_{sdREF}(s)} = \frac{1}{1 + 2\zeta\tau_n s + \tau_n^2 s^2} \quad (\text{Rb3})$$

Le choix $K_\phi = 90$ impose une dynamique en boucle fermée telle que le facteur d'amortissement ζ est unitaire et la constante de temps naturelle τ_n vaut 10 ms (temps de réponse de l'ordre de 50 ms).

Concernant le **réglage du couple** (courant i_{sq}), un simple **correcteur à action intégrale** suffit à fixer la dynamique de la boucle correspondante qui devient ainsi du premier ordre. La fonction de transfert du correcteur a ainsi pour expression :

$$C_c(s) = \frac{\omega_{rREG}(s)}{i_{sqREF}(s) - i_{sq}(s)} = \frac{K_c}{s} \quad \text{soit} \quad C_c(z) = \frac{K_c T_e}{2} \frac{z+1}{z-1} \quad (\text{Rc2})$$

ou T_e représente la période d'échantillonnage de la commande.

Dans l'hypothèse de la compensation linéarisante parfaite, la fonction de transfert en poursuite s'écrit simplement :

$$\frac{i_{sq}(s)}{i_{sqREF}(s)} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{Rb4})$$

Le choix $K_c = 160$ impose alors $\tau = 15$ ms (temps de réponse de l'ordre de 45 ms).

Remarque : Les gains des correcteurs sont choisis afin de limiter les courants à 20 A sans faire intervenir de saturations au niveau des régulateurs. De plus, ces correcteurs sont numérisés par la *méthode bilinéaire* à la fréquence d'échantillonnage de 10 KHz [BUHLER, 1983].

B. Résultats de simulation numérique sans erreur paramétrique

Dans les essais proposés, la référence de flux ϕ_{sdREF} est toujours maintenu à 1,2 Wb. Les essais du **Contrôle en couple** sont menés de la manière suivante :

- $0 < t < 0,5$ s : à partir de consignes nulles, on impose : $\phi_{sdREF} = 1,2$ Wb et $i_{sqREF} = 0$,
- $0,5$ s $< t < 1$ s : on procède à un échelon de consigne i_{sqREF} égal à 8 A (couple nominal) et la consignes ϕ_{sdREF} est maintenue à 1,2 Wb,
- $t > 1$ s : la consignes i_{sqREF} est ramenée à 4 A (la moitié du couple nominal).

Les résultats de *simulation globale* donnés à la *figure 5.11* montrent que cette commande présente a priori les mêmes qualités dynamiques que celle à flux rotorique orienté.

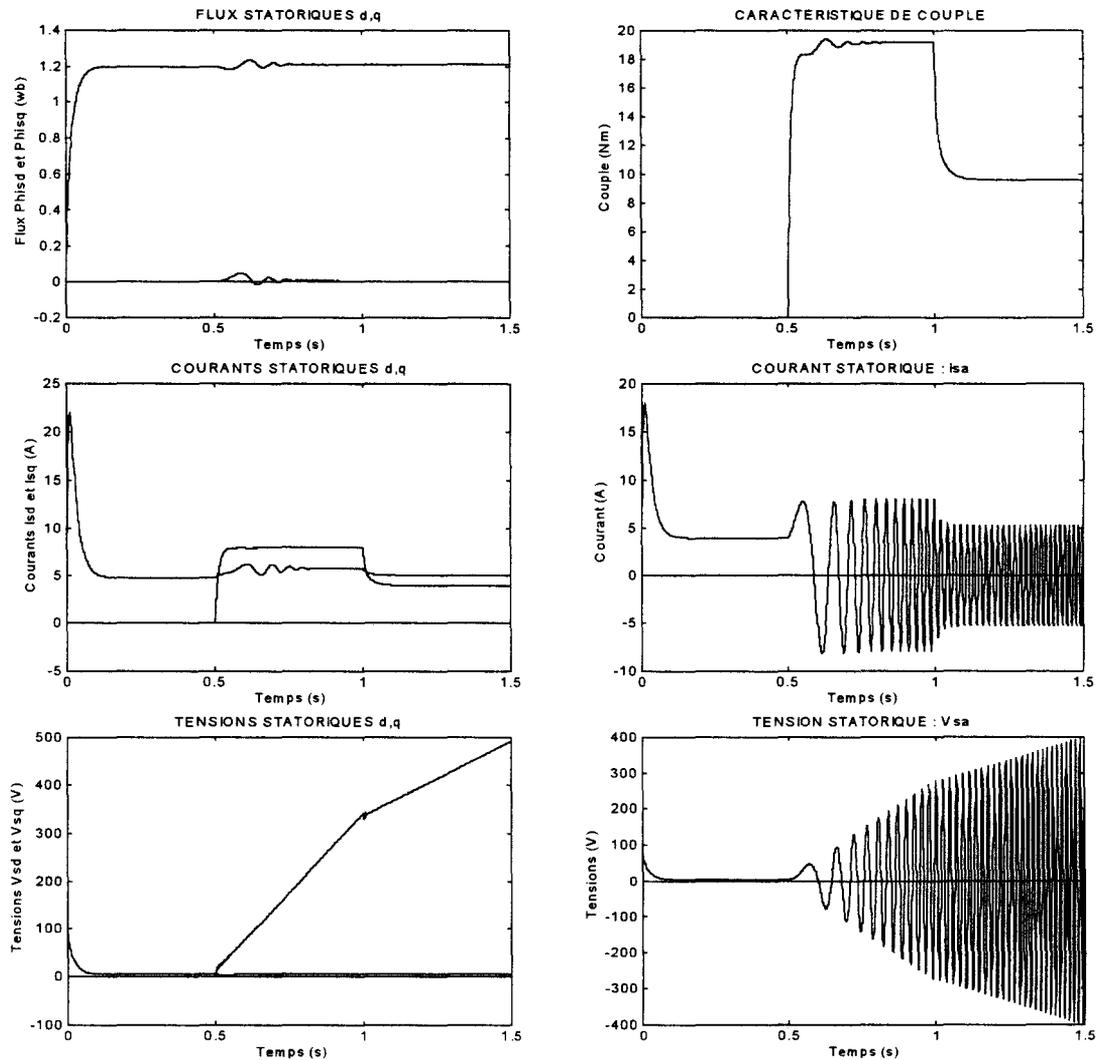


Figure 5.11 : Contrôle de couple sans compensation sur la boucle de flux
(flux statorique orienté - autopilotage implicite)

On constate la parfaite régularité du flux pendant les régimes transitoires du couple malgré l'absence de compensation sur la boucle de flux (*ces résultats justifient que la relation CO21 soit négligée*).

C. Résultats de simulation avec variations de la constante de temps rotorique

Les *figures 5.12 et 5.13* décrivent l'incidence des *variations de la constante de temps rotorique* de la machine par rapport à sa valeur nominale reprise dans l'élaboration de la commande.

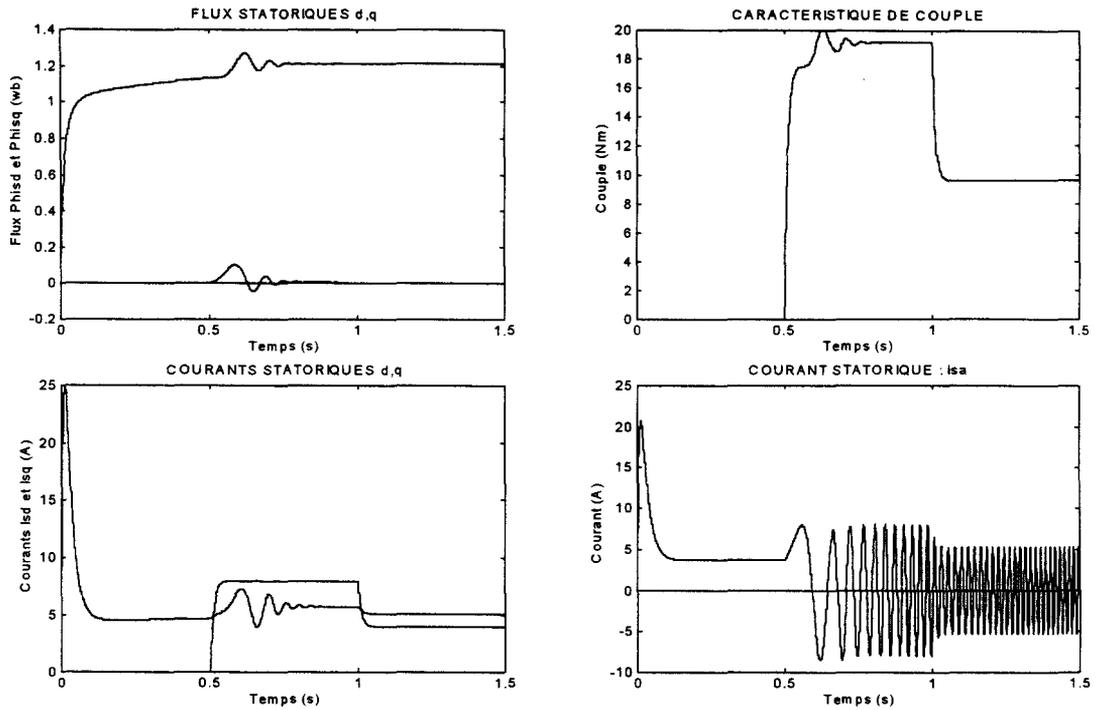


Figure 5.12 : Contrôle en couple : Tests de robustesse sur T_r
(T_r augmentée de 50%)

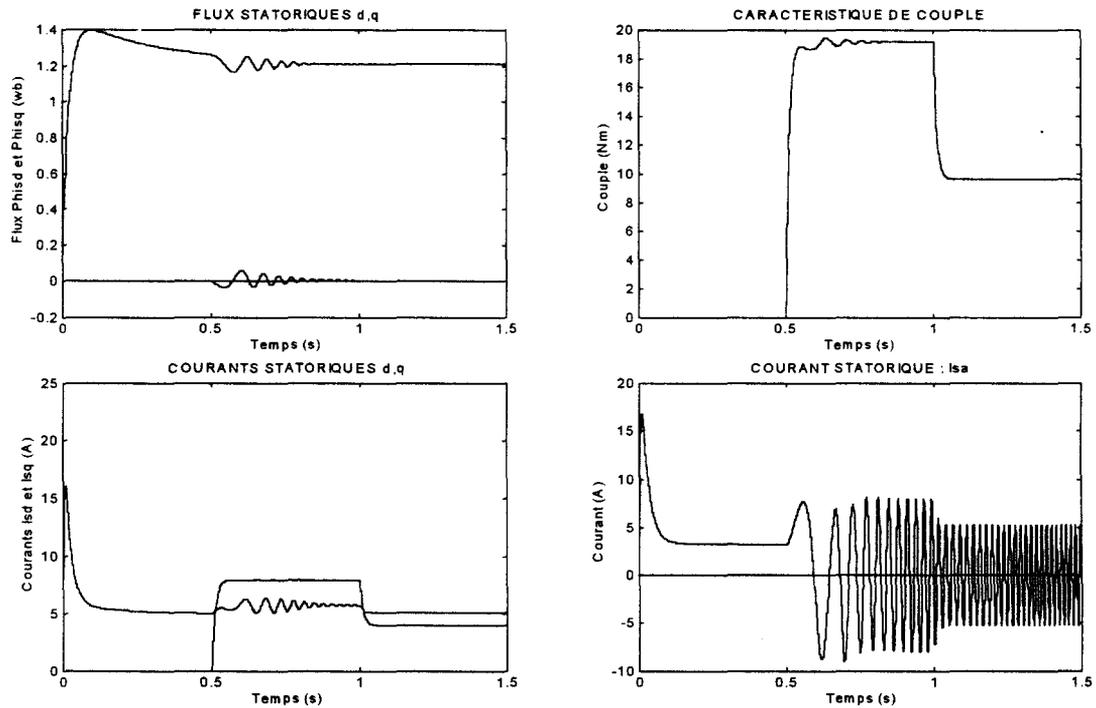


Figure 5.13 : Contrôle en couple : Tests de robustesse sur T_r
(T_r diminuée de 50%)

Les résultats sont remarquables en ce sens où il n'y a *pratiquement aucune incidence sur le flux*. On constate les *qualités naturelles de robustesse* apportées par le correcteur Proportionnel-Intégral et on s'aperçoit qu'il est préférable de surestimer la valeur de T_r .

D. Résultats de simulation avec variations de la résistance statorique

Enfin, les figures 5.14 et 5.15 mettent en évidence la **robustesse** de la commande vis-à-vis des variations de la résistance statorique R_s de la machine par rapport à sa valeur nominale :

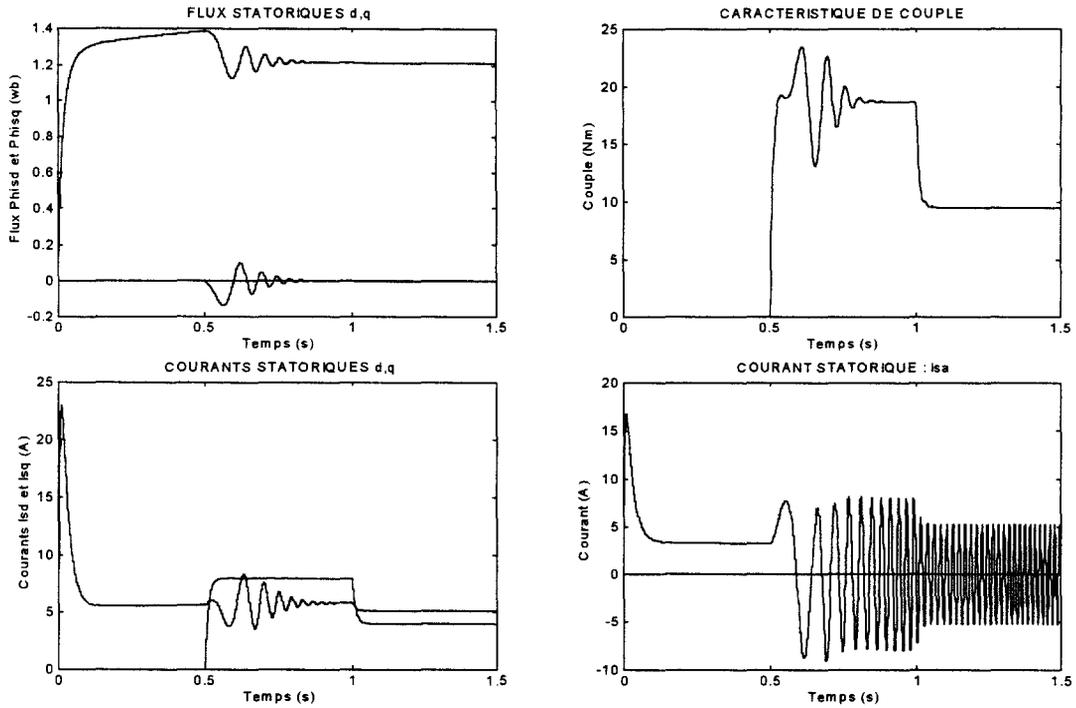


Figure 5.14 : Contrôle en couple : Tests de robustesse sur R_s (R_s diminuée de 25%)

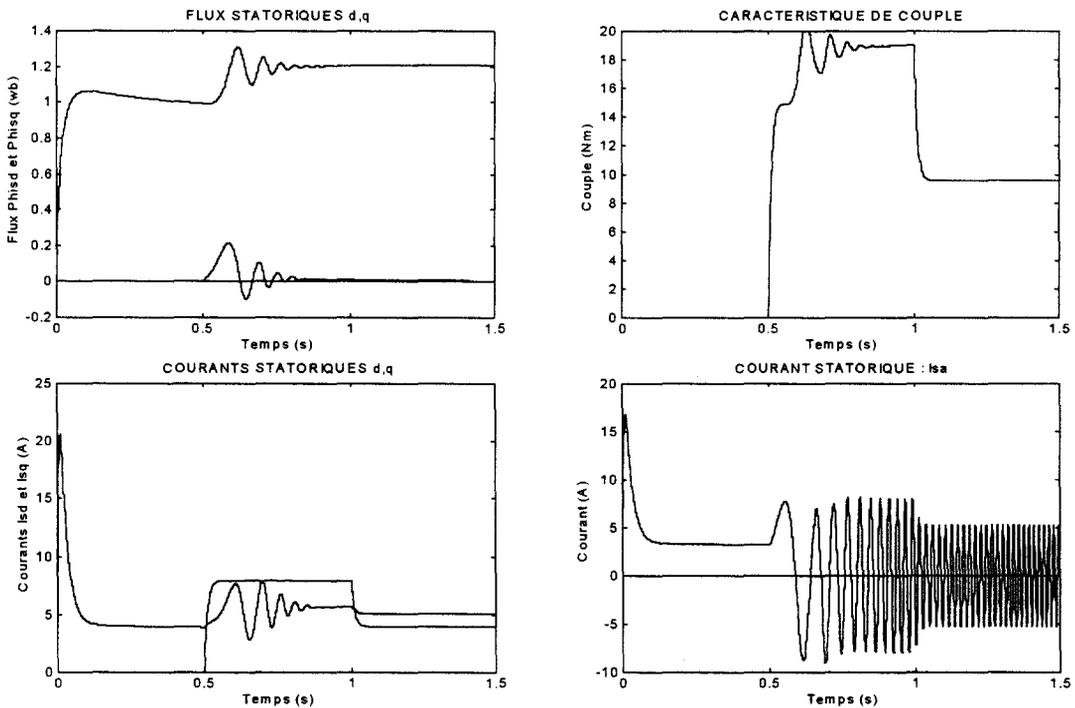


Figure 5.15 : Contrôle en couple : Tests de robustesse sur R_s (R_s augmentée de 25%)

E. Interprétation des résultats

En définitive, les performances sont globalement correctes malgré la simplicité relative du contrôle. Les résultats ne sont certes pas idéaux, mais on convient facilement qu'une prise en compte sommaire de la température permettrait de compenser pratiquement ces imperfections.

Des résultats de simulations numériques réalisées à faible couple (*et basse vitesse*) ont montrés que cette commande, baptisée contrôle par **Autopilotage Implicite**, très robuste vis à vis de la constante de temps rotorique, était sensible aux variations de la résistance statorique. Ces résultats ont été confirmés par une étude théorique de sensibilité aux variations paramétriques lorsque les correcteurs sont de type PI [DEGOBERT et ROBYNS, IMACS 96].

Remarque : La sensibilité des commandes à flux statorique orienté aux erreurs sur les paramètres électriques a été analysée en collaboration avec le LEI de Louvain la Neuve (Belgique) [ROBYNS et DEGOBERT, 1995].

5.3.3.3. Contrôle dynamique par Correcteurs numériques

Pour améliorer les performances de la commande en basse vitesse, on remplace les correcteurs PI par des correcteurs numériques à placement de pôles. Pour cela, on ajoute des modules à avance retard de phase qui permettent de compenser les constante de temps σT_r .

De ce fait, les fonctions de transfert (5.2) et (5.3) se modifient de la manière suivante :

$$F_{\phi(s)} = \frac{\varphi_{sd(s)}}{v_{sdREG(s)} + e'_{sd(s)}} \cong \frac{0,248 (1 + 5.10^{-3}s)}{(1 + 0,36s)} \quad \text{et} \quad F_{c(s)} = \frac{i_{sq(s)}}{\omega_{rREG(s)}} = \frac{0,423}{(1 + 5.10^{-3}s)^2}$$

A. Calculs des correcteurs

On choisit comme fonctions de transfert des correcteurs de flux et de couple :

$$C_{\phi(s)} = \frac{K_{\phi}}{s} \frac{(1 + 0,36s)}{(1 + 5.10^{-3}s)} \quad \text{soit} \quad C_{\phi(z)} = K'_{\phi} \frac{z + 1}{z - 1} \frac{z - 0,99974}{z - 0,9802} \quad \text{(Rc1)}$$

$$C_{c(s)} = K_c \frac{(1 + 5.10^{-3}s)}{s} \frac{(1 + 5.10^{-3}s)}{(1 + 1.10^{-3}s)} \quad \text{soit} \quad C_{c(z)} = K'_c \frac{z - 0,9802}{z - 1} \frac{z - 0,9802}{z - 0,9048} \quad \text{(Rc2)}$$

Le choix $K_{\phi} = 1200$ ($K'_{\phi} = 4,28$) impose pour la régulation de flux, une dynamique en boucle fermée de type premier ordre, telle que la constante de temps τ vaut $3,33 \text{ ms}$ (*temps de réponse de 10 ms*).

Le système de régulation du couple est du type second ordre. Le choix $K_c = 590$ ($K'_c = 14,33$) impose une dynamique en boucle fermée telle que le facteur d'amortissement ζ est unitaire et la constante de temps naturelle τ_n vaut 2 ms (*temps de réponse de 10 ms*).

B. Résultats de simulation numérique sans erreurs paramétriques

Dans les essais proposés, la référence de flux ϕ_{sdREF} est amenée progressivement à 1 Wb. Les essais du **Contrôle en couple** sont menés de la manière suivante :

- $0 < t < 0,1$ s : à partir de consignes nulles, on impose une rampe de consigne de flux : $\phi_{sdREF} = 10 \text{ Wb/s}$ et $i_{sqREF} = 0$,
- $0,1 \text{ s} < t < 0,2$ s : on sature la consigne de flux : ϕ_{sdREF} est maintenue à 1 Wb,
- $t > 0,2$ s : on applique une consigne de couple trapézoïdale : i_{sqREF} est amenée à 4 A (la moitié du couple nominal) puis ramenée à 0.

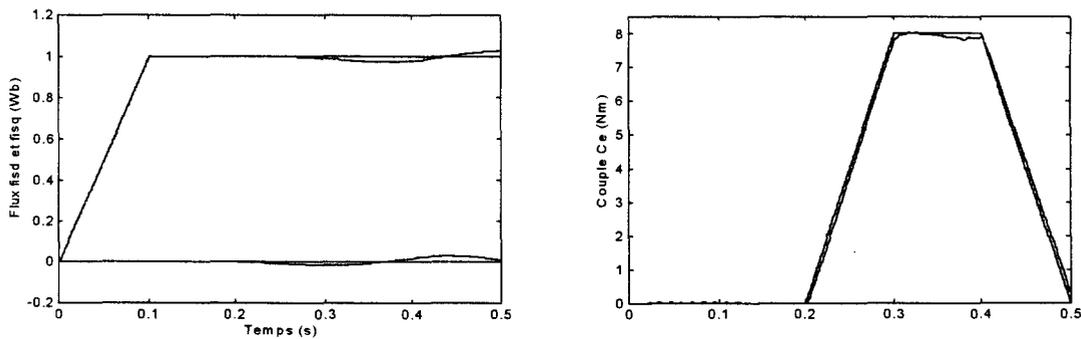


Figure 5.16 : Contrôle en couple de l'ensemble commutateur machine asynchrone (simulation)

On constate sur les **figures 5.16** que le flux et le couple suivent parfaitement leurs références.

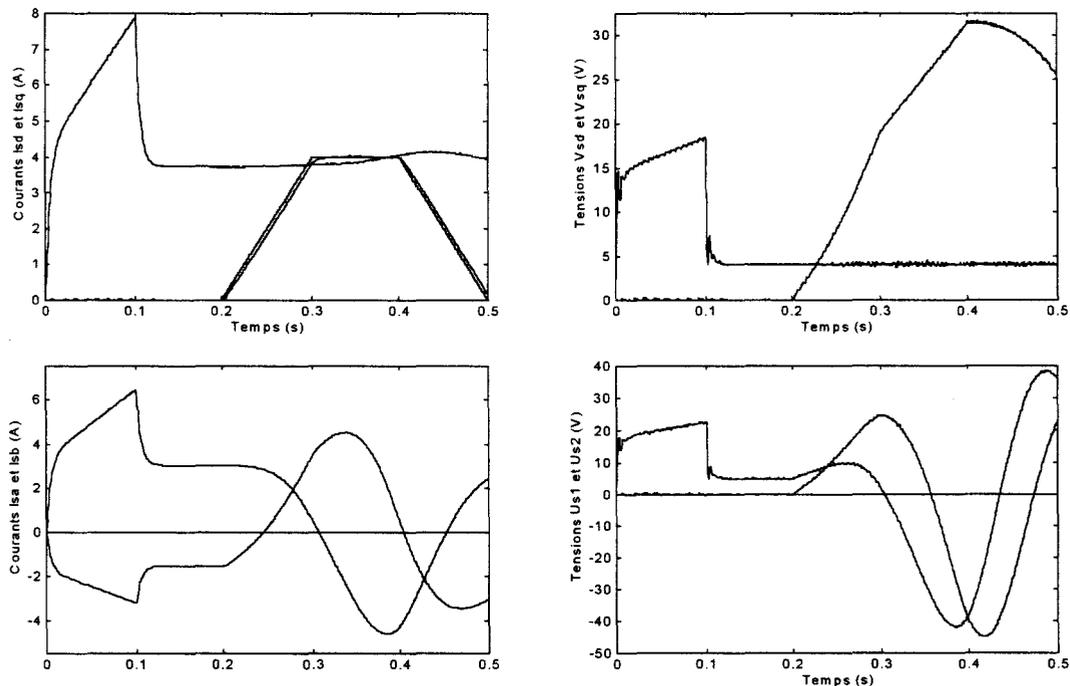


Figure 5.17 : Représentation des tensions et courants lors du contrôle en couple (simulation)

C. Résultats expérimentaux du contrôle en couple

On effectue la comparaison entre les résultats de simulation numérique correspondant à l'essai précédent, et les résultats expérimentaux du contrôle en couple de l'ensemble commutateur machine asynchrone triphasée.

On remarque sur les *figures 5.18*, une concordance parfaite entre les différents signaux mis en jeu.

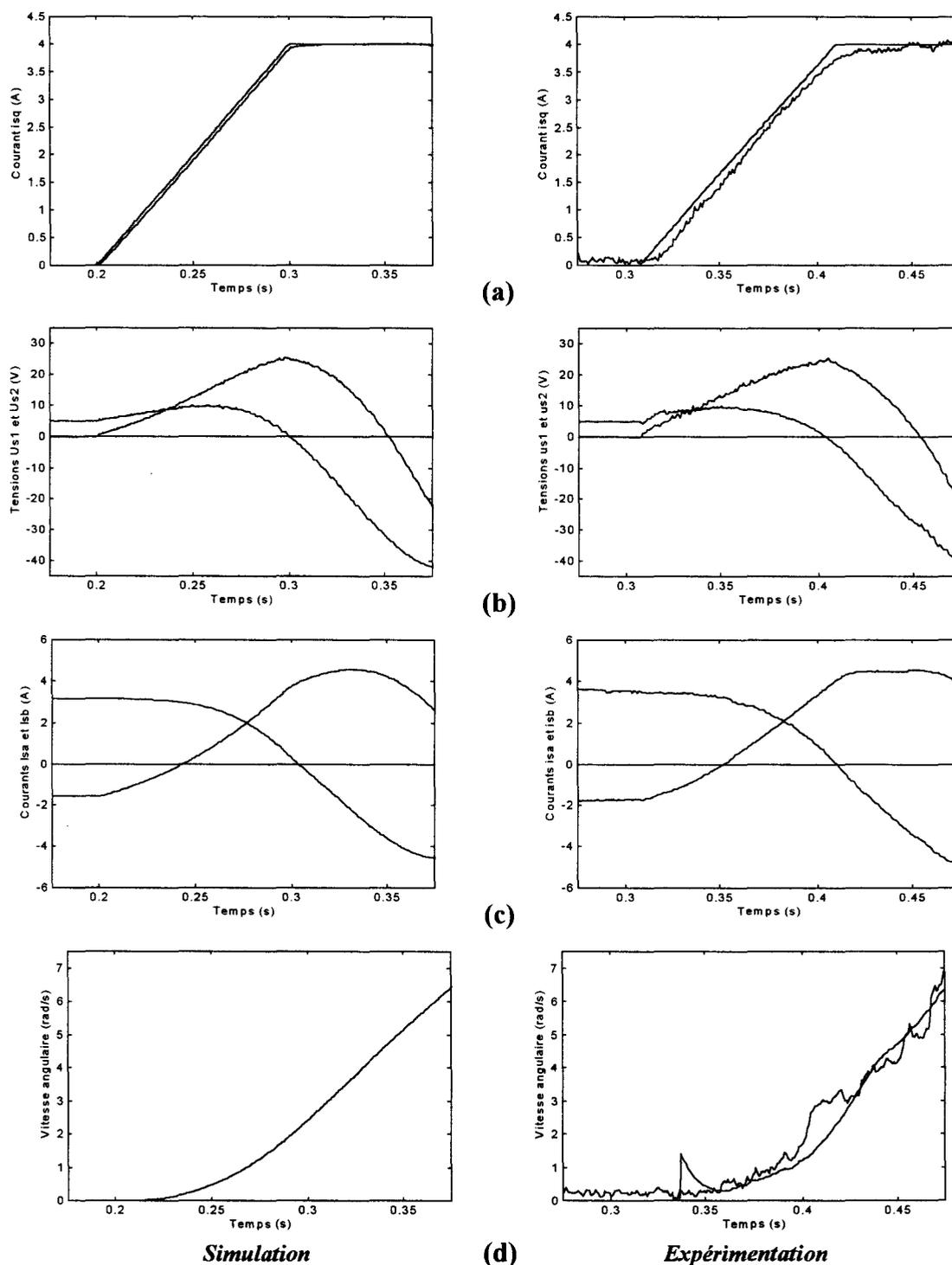


Figure 5.18 : Contrôle en couple de l'ensemble commutateur machine asynchrone
(comparaison simulation expérimentation)

5.4. REGULATION DE VITESSE DE L'ENSEMBLE COMMUTATEUR DE COURANT MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

Dans cette partie, nous présentons, à titre de démonstration, des résultats expérimentaux sur un essai en poursuite de vitesse jusqu'à 10 % de la valeur nominale donnée à 50Hz (1500 tr/mn). Le correcteur implanté est une structure de type *PPI à deux boucles*, l'une assurant l'amortissement, l'autre apportant la précision souhaitée [CARON et HAUTIER, ed. Technip 95].

5.4.1. Résultats expérimentaux de l'essai en vitesse

Les figures 5.19 montrent les conditions de l'essai en comparant d'une part, la vitesse réelle à sa référence (a), et d'autre part, l'évolution du courant de réglage (b). On constate que le courant mesuré suit parfaitement sa consigne ; ce résultat est similaire à celui constaté dans les mêmes conditions avec une commande en vitesse d'une machine à courant continu.

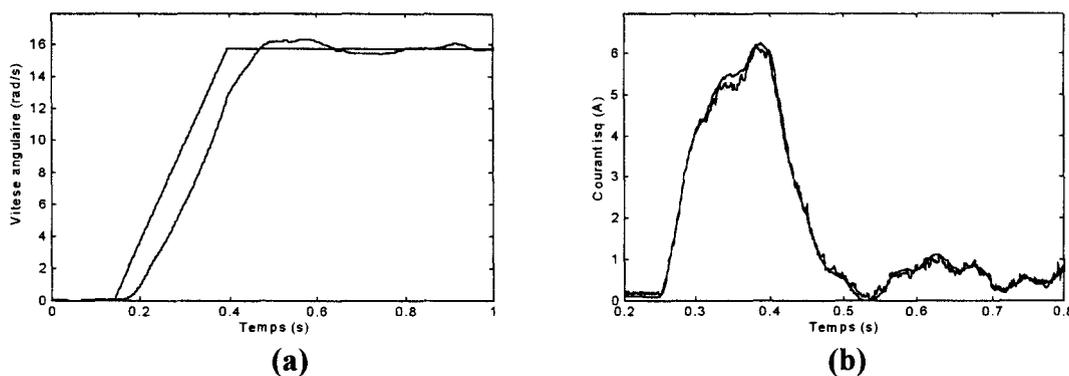


Figure 5.19 : Réponse à une consigne de vitesse (expérimentation)

Les figures 5.20 donnent en concomitance, les formes d'ondes des tensions et courants réels propres à la machine.

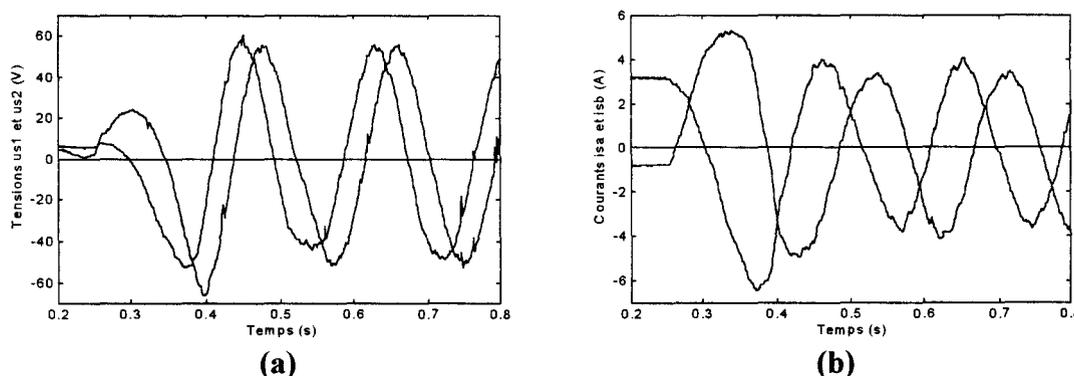


Figure 5.20 : Tensions et courants réels propres à la machine lors du contrôle de vitesse (expérimentation)

Remarque : Pendant la montée en vitesse, il y a peu de variations de l'amplitude des courants triphasés, contrairement à celles constatées sur la composante d'axe *q*. En effet, il s'agit davantage d'une variation de phase transitoire qui provoque cette augmentation de la composante active du courant.

5.4.2. Validation des résultats expérimentaux

La machine utilisée, étant à rotor bobiné, il est possible de reconstituer directement les flux et le couple en mesurant les quatre courants i_{sa} , i_{sb} , i_{ra} et i_{rb} . De ces courants, on déduit, à partir des relations CO21 définies à la figure 4.32, les grandeurs i_{sd} , i_{sq} , i_{rd} et i_{rq} dans le référentiel de Park (**figures 5.21**).

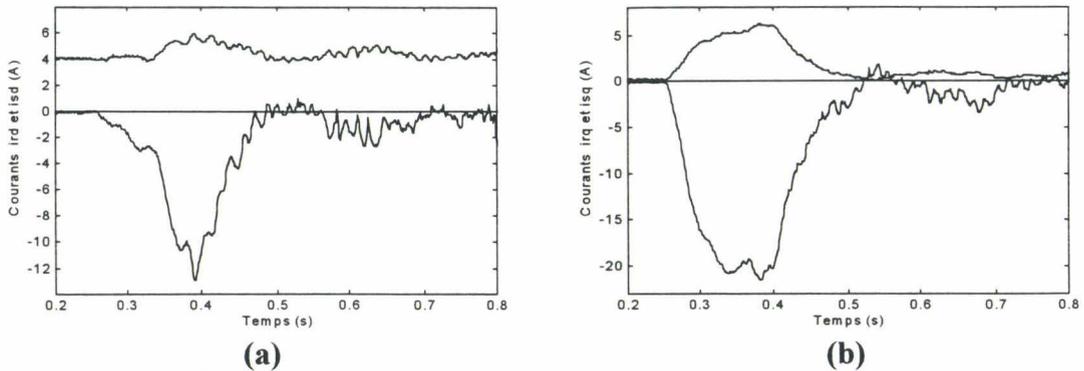


Figure 5.21 : Représentation des courants dans le référentiel de Park
(*expérimentation*)

L'analyse de ces résultats met en évidence des similitudes dans les formes d'ondes des courants d'axe d d'une part (*figure a*), et ceux d'axe q (*figure b*) d'autre part, laissant présager un contrôle correct du flux.

Ainsi, on obtient les résultats ci-dessous pour lesquels, la **figure 5.22-a** montre l'évolution des flux ϕ_{sd} et ϕ_{sq} , et la **figure 5.22-b** compare les résultats des deux expressions suivantes du couple :

$$c_e = p\phi_{sREF} i_{sq} \quad (5.4)$$

et

$$\tilde{c}_e = pM_{sr}(i_{rd}i_{sq} - i_{rq}i_{sd}) \quad (5.5)$$

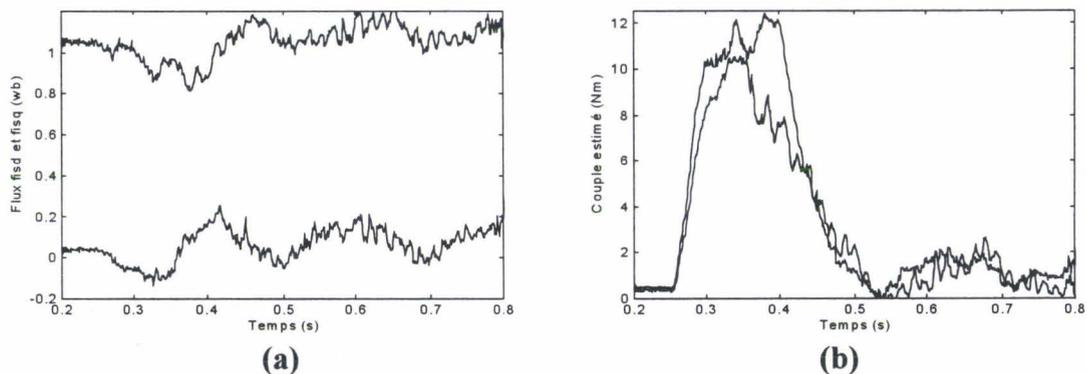


Figure 5.22 : Reconstitution des flux et du couple à partir des 4 courants
(*expérimentation*)

Remarque : Sur la figure, cette seconde grandeur (*relation 5.13*) se repère par une composante de bruit plus importante autour de son évolution moyenne.

5.5. ESTIMATEUR DE VITESSE

5.5.1 Principe

La vitesse rotorique ω_r , est une grandeur influente du courant i_{sq} considéré alors comme une perturbation (*relation CO12 figure 5.6*). Il est donc possible de la reconstituer en appliquant le principe de l'estimation en boucle fermée [CARON et HAUTIER, ed. Ellipses 97] (*voir au Chapitre 2*).

Le processus formé des relations PE1, CO1 et CO12 est alors réalisé en temps réel (*figure 5.23*). La trajectoire du courant \tilde{i}_{sq} estimé est asservie au courant réel i_{sq} grâce à la grandeur de réglage $\tilde{\omega}_r$, issue de la relation de poursuite [DEGOBERT et HAUTIER, EPE 96].

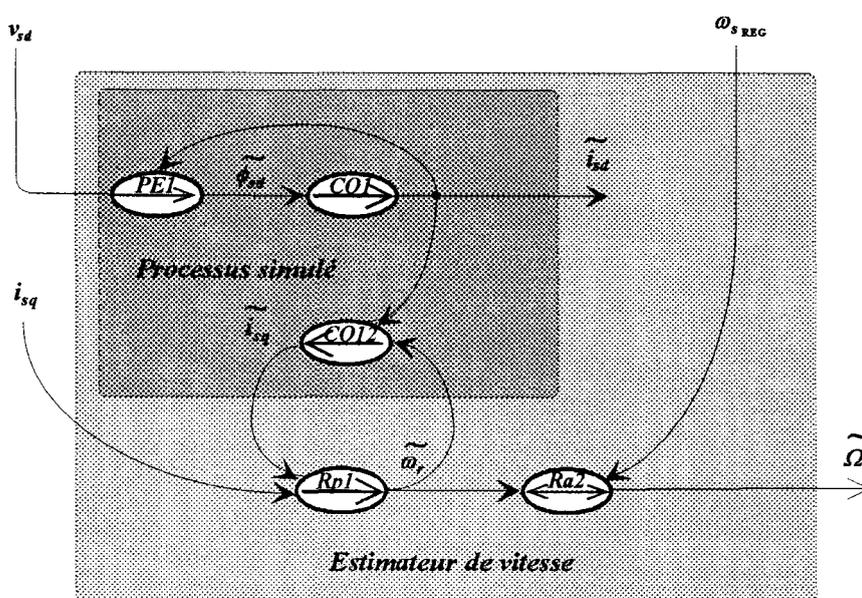


Figure 5.23 : Représentation Informationnelle sur l'estimateur de vitesse réalisé

Remarque : La Relation de poursuite Rp1 est la même que la Relation de commande Rc2 mise en oeuvre précédemment comme régulateur de couple.

5.5.2 Résultats expérimentaux

Les *figures 5.24* et *5.25* permettent d'apprécier les qualités de précision apportées par cet estimateur de vitesse qui pourrait sans problème se substituer au capteur physique. La comparaison entre les mesures et les estimations, révèlent le bien fondé de la solution ; il convient même d'insister sur le fait que l'estimation est préférable pour la qualité de la régulation du mouvement aux très basses vitesses.

En effet, à ce niveau de vitesse, le spectre de bruit de la dynamo tachymétrique se trouve confondu avec celui des signaux utiles, ce qui explique que les meilleures performances sont obtenues avec l'estimateur [CARON et HAUTIER, ed. Ellipses 97] (*voir au Chapitre.3*).

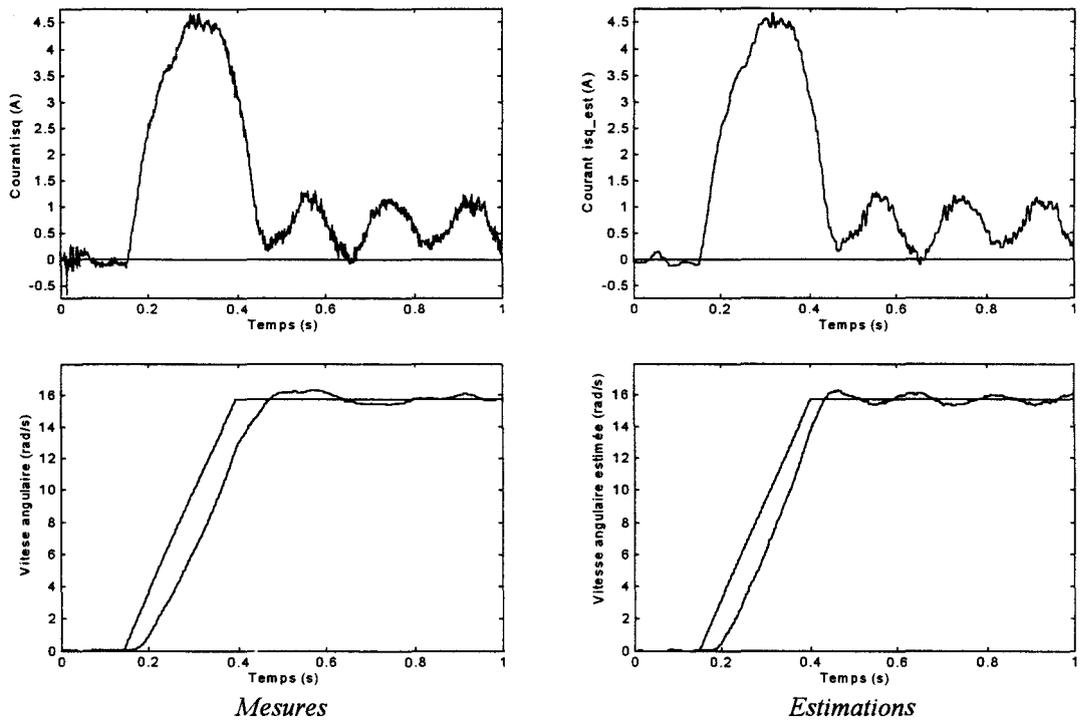


Figure 5.24 : Contrôle en vitesse à 10% de la valeur nominale (150 tr/mn)

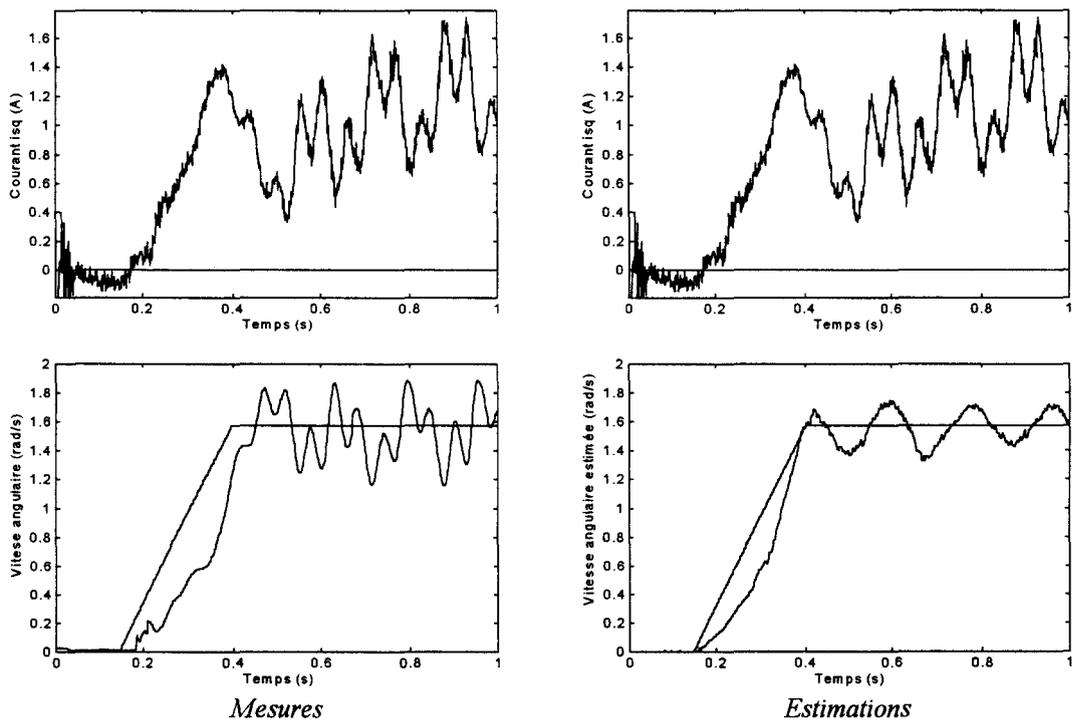


Figure 5.25 : Contrôle en vitesse à 1% de la valeur nominale (15 tr/mn)

Remarque : La dynamo tachymétrique utilisée possède un gain en vitesse de $0,06V/(tr/mn)$.

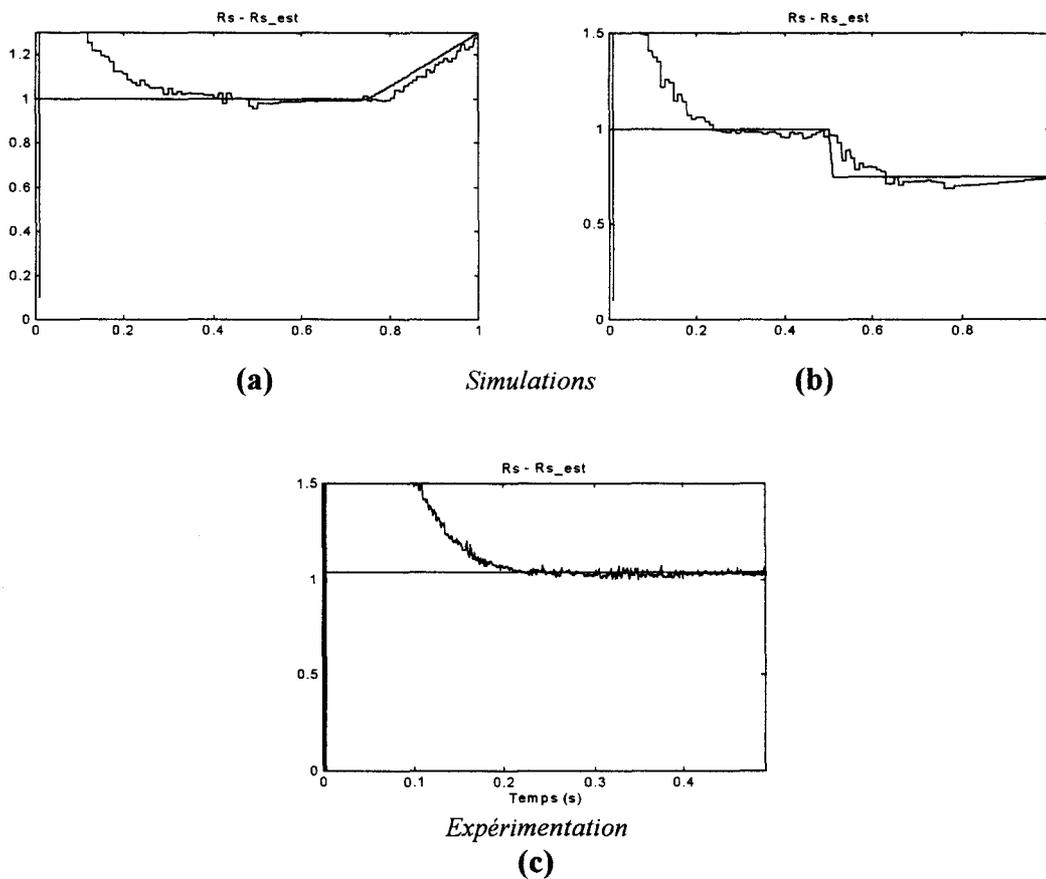
5.6. ESTIMATION DE LA RESISTANCE STATORIQUE

On a montré au paragraphe précédent, que la commande à flux statorique orienté avec autopilotage implicite était sensible aux variations de la résistance statorique. Dans ces conditions, les *estimateurs et l'autopilotage* mis en oeuvre dans la commande sont *adaptatifs* en fonction de l'évolution de la valeur de la résistance statorique.

En effet, un estimateur de R_s en temps réel est mis en oeuvre mais pour des raisons de confidentialité, son principe n'est pas développé dans ce document.

Les *figure 5.26* ci-dessous montrent l'*efficacité du dispositif* correspondant :

- les *figures 5.26-a* et *b* présentent les résultats de *simulations numériques* pour des variations de résistance qui peuvent être soit continues (*cas a*) soit discontinues (*cas b*),
- la *figure 5.26-c* correspond à l'*expérimentation* pour la machine considérée (*la mesure effectuée à chaud valant 1,04 Ω*).



Figures 5.26 : Estimations de la résistance statorique

CONCLUSIONS : La commande numérique de la machine asynchrone à repère calé sur le flux statorique présente des avantages certains :

- une *insensibilité aux variations* de la constante de temps rotorique,
- une *estimation simple et robuste* du flux statorique,
- une *estimation* du couple *indépendante* des paramètres inductifs de la machine.

Néanmoins, si les conditions d'utilisation sont exigeantes, la mise en oeuvre d'un estimateur de résistance statorique conduit à une commande globale présentant les mêmes qualités électromécaniques que celles offertes par un entraînement à courant continu.

D'autre part, il est important de préciser le rôle positif incontestable de l'alimentation de la machine par commutateur de courant :

- une *limitation* des bruits de CEM,
- une *réduction* des contraintes appliquées à la machine (*rigidité diélectrique*),
- une *accès direct* aux tensions réelles pour les estimateurs,
- une *stabilité transitoire* de la résistance apparente statorique,
- etc ...

Enfin, le formalisme Graphe Informationnel Causal appliqué à l'ensemble commutateur de courant machine asynchrone triphasée, conduit naturellement à une organisation optimale pour la structure de commande.

BIBLIOGRAPHIE SPECIFIQUE AU CHAPITRE 5

- ANALOG Devices, Inc.** (1991) " *ADSP21020 User's Manual* " et note technique C1601b : " *ADSP21020 : 32/40 bit IEEE Floating Point DSP Processor* "
- ASH D.** (1993) : " *Considerations for selecting a DSP Processor (ADSP21010/21020)* " Note d'application Analog Devices AN-235.
- BUHLER H.** (1983) : " *Réglages échantillonnés - Traitement par la transformée en Z* " Ed. Presses Polytechniques Romandes.
- CARON JP. et HAUTIER JP.** (1995) : " *Modélisation et Commande de la machine Asynchrone* " ed. Technip - Collection Méthodes et Pratiques de l'ingénieur
- CARON JP. et HAUTIER JP.** (1997) : " *Systèmes Automatiques Tome 2 sur la Commande des Processus* ", ed. Ellipses
- DEGOBERT Ph. et HAUTIER J.P.** (1994) : " *Sur une commande numérique de la machine Asynchrone à flux statorique orienté à base de Processeur de Signal* " Groupement De Recherche CNRS, groupe commande - CNAM Paris - Décembre 1994
- DEGOBERT Ph. GUILLAUD X. et HAUTIER JP.** (1996) : " *Stator Field Oriented Control of Induction Actuators with Speed Sensorless* " EPE Chapter Symposium on Drive Design and Applications, Nancy juin 96, pp 19-22
- DEGOBERT Ph. et ROBYNS B.** (1996) : " *Stator Field Oriented Control of Induction Actuators without Speed Sensor* " Electr'IMACS 96, Saint-Nazaire Septembre 1996, pp 563 - 567
- IEEE, Std.754** (1985) : " *IEEE Standard for Binary Floating-Point Arithmetic* ". New York : The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.
- LEARY KW. et CAVIGIOLI C.** (1991) : " *The ADSP 21020 : An IEEE Floating Point DSP for High Level Language Programming* " ICASSP 91, Toronto Canada Mai 1991, Vol 2 pp 1077 - 1080
- LORIOLO D. FRANCOIS B. et DEGOBERT Ph.** (1996) : " *A DSP Interface Device for Control Algorithms Implementation in the scope of Power Systems* ". CESA'96, Symposium on Control and Optimization, Lille Juillet 1996, Vol 2 pp 717 - 722
- ROBYNS B. et DEGOBERT Ph.** (1996) : " *Sensibilité de commandes vectorielles à flux Statorique orienté aux erreurs sur les paramètres électriques* " Internal report L2EP - UCL - Lille Juin 1995
- XU X. DeDONCKER R. and NOVOTNY D.W.** (1988) : " *A Stator flux oriented induction machine drive* " IEEE - PESC Conf. Rec., pp 870 - 876

CONCLUSION GENERALE



CONCLUSIONS GENERALES

Quelles sont les principaux acquis suite à ce travail ?

Nous avons d'abord apporté un complément sensible sur une vision déjà développée au sein du laboratoire, concernant la *démarche méthodologique* à propos de la commande des systèmes électrotechniques. Il apparaît que le formalisme, prenant appui sur *les graphes informationnels*, amène quelques points très intéressants pour les machines :

- ① la *structure de contrôle dynamique* s'obtient aisément, même si des singularités subsistent dans le choix de l'inversion,
- ② la même méthodologie permet également de *définir l'architecture de la commande* globale, en précisant les fonctions sur des couches différentes ; on y trouve ainsi un *intérêt d'ordre structurel*, très important pour la conception, mais également pour la transparence des solutions proposées.

Dans le contexte actuel, la proposition de solutions uniquement représentées par des exposés mathématiques peut parfois susciter des réticences, si elles ne sont pas illustrées d'une démarche conceptuelle accessible. Nous espérons avoir répondu, au moins partiellement, à cette attente.

Ensuite, sur un *plan plus pratique*, plusieurs *solutions techniques de modulateurs* conduisent à des résultats remarquables quant à la qualité obtenue pour les ondes de tension ou de courant délivrées par les convertisseurs étudiés.

L'association commutateur-machine asynchrone ne laisse aucun doute quant à la *qualité de la transformation réalisée*. Il est à parier sur l'avenir de cette association qui semble plus appropriée au respect des diverses contraintes que nous avons évoqué dans l'introduction générale :

- ① un premier intérêt apparaît concernant la *sécurité* : la défaillance d'un composant de puissance du commutateur ne conduit pas aux mêmes effets que celle d'un élément de l'onduleur. En effet, si rien ne peut limiter l'énergie stockée dans le condensateur de filtrage en amont de ce dernier, il en est différemment dans le cas du commutateur.
- ② on peut également préciser la *limitation de la pollution* harmonique et sonore puisque le découpage ne dépasse pas les bornes de sortie de l'équipement,
- ③ un autre point est la *disparition des problèmes de temps morts* dont les effets ne se retrouvent plus directement sur le contrôle de la machine. Ceux des temps d'empiètement, caractéristiques de la commande du commutateur, sont éliminés par l'asservissement des tensions aux bornes de la machine qui, même aux plus faibles niveaux de vitesse, assurent une *parfaite régularité du couple* fourni.

Ainsi, la solution est très séduisante si on envisage une utilisation de la machine asynchrone comme actionneur dans une chaîne de positionnement.



Quelles sont les suites possibles ?

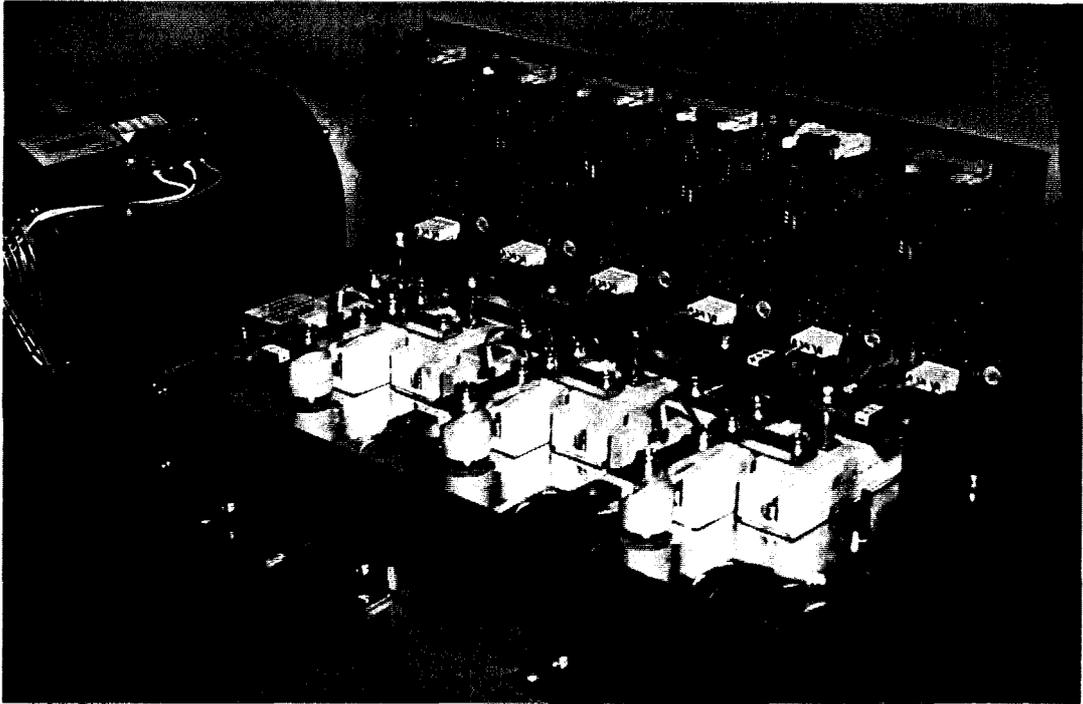
A notre sens, il serait très intéressant de prendre en compte les *phénomènes de saturation magnétique* pour optimiser totalement la transformation électromécanique. L'intérêt des G.I.C. est alors dans la localisation du phénomène ; en effet, ce sont les relations rigides de couplage entre les flux et les courants qui sont affectées, il est donc théoriquement possible de les considérer différemment lors de la démarche d'inversion. Evidemment, il est indispensable de connaître les lois d'évolution de la saturation du circuit magnétique de la machine. Des travaux connexes sont en cours au laboratoire afin de déterminer la méthodologie permettant d'aborder au mieux ce problème.

La solution commutateur-machine asynchrone répond partiellement aux problèmes de *contraintes diélectriques dans la machine* qui se retrouvent, de fait, dans les condensateurs. Un axe de recherche important est donc d'étudier *l'effet à long terme de ces contraintes* et de les comparer à celles globalement amenées avec un onduleur. Dans ce dernier cas, on retrouve également les mêmes effets, non seulement dans la machine, mais dans le condensateur en amont de la structure.

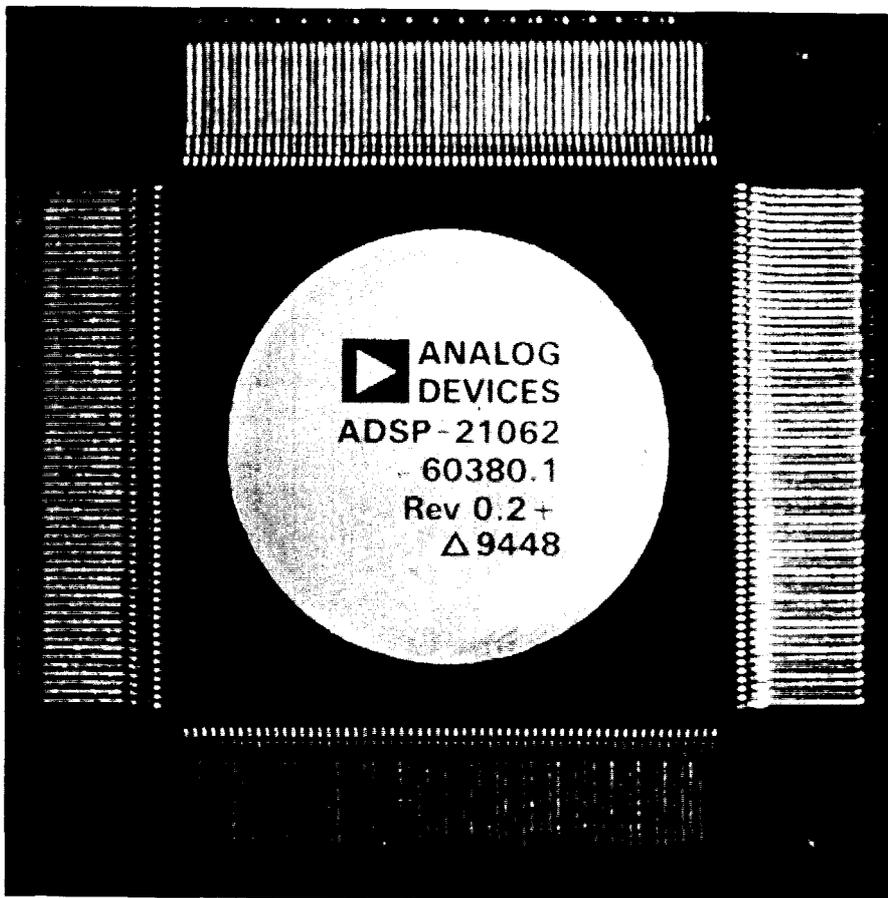
Nous avons mené des études sur les *marches dégradées* de l'onduleur ; elles sont à reprendre pour le commutateur. Comment s'effectue le passage d'une marche à l'autre ? Dans un contexte fort de *sûreté de fonctionnement*, la structure du commutateur est-elle globalement plus économique ?

Autant de questions à débattre dans des travaux futurs pour lesquels nous souhaitons avoir posé les bases des concepts formels indispensables.

Conclusions générales



Vue d'ensemble du convertisseur Semikron et du Processeur de Signal Analog Devices.



Conclusions générales

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

ABBONDANTI A., BRENNEN M.B. (1975) : " Variable speed Induction Motor drives use electronic slip Calculator based on motor Voltages and currents ". I.E.E.E. Trans. Ind. Appl. 11 n°5, pp 483-488.

ALGER P.L. (1970) : " Induction Machines ". Ed. Gordon and Breach, New York.

ANSUJ S., SHOKOOM F., SCHINZINGER R. (1989) : " Parameter Estimation for Induction Machines Based on Sensivity Analysis ". I.E.E.E. Trans. on Ind. Appl., Vol 25 n°6, Nov-Déc 1989, pp 1035-1040.

ASHER G.M., SUMNER M. (1990) : " Parallelism and the Transputer for real-time Control for AC Induction Motors ". I.E.E. PROC, Vol 137 pt. D, n° 4, Juillet 1990.

ASHER G.M., SUMNER M. (1993) : " Parallel Processing for vector control of induction Motors ". E.P.E. Journal Vol 3 n°1, Mars 1993.

ASTRÖM K.J. (1980) : " Robustness of a design Method based on Assignment of Poles and Zeros ". I.E.E.E. Trans. Aut. Cont., Vol 25 n°3, Juin 1980, pp 588-590.

ASTRÖM K.J. (1983) : " Theory and Application of Adaptive Control ". Automatica, Vol 19, pp 471- 486.

ASTRÖM K.J., WITTENMARK B. (1984) : " Computer Controlled Systems Theory and Design " Ed. Prentice Hall, 1984, pp 221-254.

ASTRÖM K.J. (1987) : " Adaptive Feeedback Control ". Proc. I.E.E.E., Vol 75 n°2, pp 185-217.

ATKINSON D., ACARNLEY P., FINCH J. (1989) : " Parameter identification techniques for induction motor drives ". 3ème Congrès International sur l'Electronique de Puissance et ses Applications (E.P.E.), Aix la Chapelle, Oct. 1989, Vol I, pp 307-312.

ATKINSON D., ACARNLEY P., FINCH J. (1991) : " Observers for Induction Motor State and Parameter Estimation ". I.E.E.E. Trans. I.A.S., Vol 27 n°6, Nov-Déc 1991, pp 1119-1127.

AUBERT Y. (1989) : " Identification des procédés ".
Notes de cours de l'Institut de Régulation et Automation d'Arles.

BAADER U., DEPENBROCK M., GIERSE G. (1989) : " Direct Self Control of inverter-fed induction Machines, a Basis for Speed Control without Speed-Measurement ".
Conf. Rec. IAS 1989, San Diego, pp 486-492.

BARAS P. (1992) : " Conception et réalisation d'un actionneur asynchrone pour bras articulé ".
Mémoire d'Ingénieur C.N.A.M., Lille 1992.

BARRAUD A. (1986) : " L' identification : une technique d'une autre type ?".
RAIRO Automatique, Vol II n°2, pp 161-194.

BARRET Ph. : " Régimes transitoires dans les machines tournantes électriques ". Ed. Eyrolles.

- BECK M., NAUNIN D.** (1985) : " A conception for a sensor less speed control of the squirrel cage Induction motor ". 1er Congrès International sur l'Electronique de Puissance et ses Applications (E.P.E.), Bruxelles, 1985, Tome 3, pp 51-55.
- BERGMANN C.** (1991) : " Présentations de différentes régulations numériques de courant par la méthode de l'échantillonneur équivalent ". Journal de Physique Appliquée III, Mars 1991, pp 349-368.
- BERTRAND P., DUC G., MICHAILESCO G.** (1985) : " Développements récents sur la réduction des modèles ". APII 1985, pp 131-146.
- BLASCHKE F.** (1971) : " New Method for the structure decoupling of AC Induction Machines ". Proc. Second I.F.A.C. Symposium on Multivariable Technical Control Systems. Pt 3, pp 11-13.
- BLASCHKE F.** (1972) : " The Principle of Field Orientation as applied to the new Transvector Closed Loop Control System for rotating Field Machines ". Revue Siemens Vol 39, pp 217-220.
- BOIMOND J.L., LOTTIN J.** (1991) : " Model Inversion in Internal Model Control Structure ". Congrès I.M.A.C.S. Symposium MCTS, Casablanca 1991.
- BORNE P., DAUPHIN-TANGUY G., RICHARD J.P., ROTELLA F., ZAMBETTAKIS I.** (1990) : " Commande Optimale des Processus ". Méthodes et Techniques de l'Ingénieur. Ed. Technip.
- BOSE B.K.** (1982) : " Adjustable speed AC drives-A technology Status review ". Proc. I.E.E.E, Vol. 70, pp 116-135, Fév 1982.
- BOSE B.K.** (1984) : " Scalar Decoupled control of Induction motor " I.E.E.E. Trans. Ind. Appl., Vol 20, pp 216-225.
- BOSE B.K.** (1986) : " Power Electronics and AC Drives ". Ed. Prentice Hall, New Jersey.
- BOUSSAK M., CAPOLINO G.A., NGUYEN PHUOC V.T** (1991) : " Speed Measurement in Vector-Controlled Induction Machine by Adaptive Method ". 4ème Congrès International sur l'Electronique de Puissance et ses Applications (E.P.E.), Florence 1991.
- BOWES S.R., MECH M.L., MIDOU A.** (1986) : " Suboptimal switching strategies for microprocessor-controlled PWM inverter drives ". I.E.E. PROC, Vol 133 (4), pp 237-254, 1986.
- BRICKWEDDE** (1985) : " Microprocessor based adaptative speed and position control for electrical drives " I.E.E.E Trans. Ind. Appl. Vol 21, n°5 Septembre 1985, pp 1154-1161.
- BRICKWEDDE A.** (1989) : " On-line adaptative and self-tuning control for complex electrical drive systems ". 3ème Congrès International sur l'Electronique de Puissance et ses Applications (E.P.E.), Aix la Chapelle Oct. 1989.
- BROD M.B., NOVOTNY D.W.** (1985) : " Current Control of VSI - PWM Inverters ". I.E.E.E. Trans. Ind. Appl. Vol 21 n°4, Mai-Juin 1985, pp 562-570.
- BROWN J.E.** (1982) : " Réglages échantillonnés, Vol I et II ". Traitement dans l'Espace, Lausanne.
- BROWN J.E., KOVACS D.P., VAS P.** (1983) : " A method of including the effect of main flux path saturation in the generalized equations of A.C. machines ". I.E.E.E. Transactions on P.A.S. Vol. 102, n°1 Janvier 1983.
- BUHLER H.** (1983) : " Réglages échantillonnés - Traitement par la transformée en Z ". Ed. Presses Polytechniques Romandes.
- BUHLER H.** (1988) : " Conception de systèmes automatiques ". Ed. Presses Polytechniques Romandes.
- BULHER H.** : " Electronique de réglage et de commande ". Ed. Dunod.

- CAPOLINO G.A.** (1992) : " Commande Numérique Vectorielle des Machines à courant alternatif ".
Revue R.G.E. Mai 1992.
- CHAN C.C., HUAQIAN W.** (1990) : " An effective method for rotor resistance Identification for High-performance Induction Motor Vector Control ". I.E.E.E. Trans. on Ind. Elect., Vol 37 n°6, Déc 1990
- CHATELAIN J.** (1984) : " Machines électriques ". Ed. Presses Polytechniques Romandes.
- CHILLET Ch., HADI A.W., PERRET R., ISNARD R.** (1989) : " Identification du modèle thermique d'une machine à induction de puissance moyenne ". Revue de Physique Appliquée, pp 923-931 Sept. 1989.
- COMMAULT C., DION J.M., TORRES J.A.** (1991) : " Minimal Structure in the Block decoupling Problem with Stability ". Automatica, Vol 27 n°2, pp 331-338.
- CONCORDIA C.** (1951) : " Synchronous Machines. Theory and Performance ". New York, Ed. Wiley.
- DAUPHIN-TANGUY G., BORNE P., FOSSARD A.** (1985) : " Analyse et synthèse des systèmes à plusieurs échelles ". APII 1985, pp 169-196.
- DE FORNEL B.** (1986) : " Association Machine Asynchrone - Convertisseurs Statiques ".
Journées E.E.A. E.N.S. CACHAN, 1986.
- DE FORNEL B.** (1988) : " Machines à courant alternatif alimentées à fréquence variable par convertisseurs statiques ". Thèse de Doctorat ès-Sciences Physiques. I.N.P. Toulouse.
- DE FORNEL B., FADEL M., PIETRZAK-DAVID M., Dos REIS e COSTA J.C.** (1991) : " Méthodes d'Estimation et d'Observation des Variables non Mesurables pour le Contrôle des Machines à Courant Alternatif ". Journées E.E.A. Electrotechnique, Mars 1991 Toulouse.
- DE LUCA A., ULIVI G.** (1989) : " Design of an exact non-linear controller for Induction motor ".
I.E.E.E. Trans. on Aut. Cont. 24 n°12, pp 1304-1307.
- DENTE J., FARIA R., LABRIQUE F., ROBYNS B.** (1990) : " A low Cost Digital field Oriented Control System for an Induction actuator ". I.M.A.C.S. TC1 '90, Nancy, Sept 1990, pp 31-36.
- DESSAINT L.A., HEBERT B.J., LE-HUY H., COVOUTI G.** (1990) : " A DSP-based adaptative controller for a smooth positioning system ". I.E.E.E. Trans. Ind. Elect., Vol 37, pp 372-377.
- DIANA G., HARLEY R.G.** (1989) : " An Aid for teaching Field Oriented Control Applied to Induction Machines ". I.E.E.E. Trans. on Power Systems, Vol 4 n°3, Août 1989, pp 1258-1261.
- NOTE Y.** (1979) : " Existence of limit cycle and stabilization of Induction motor via new nonlinear state Observer ". I.E.E.E. Trans. Aut. Cont. 24 n° 3, Juin 1979, pp 421-428.
- NOTE Y.** (1980) : " Stabilization of Controlled Current Induction motor drive system via new non-linear State Observers ". I.E.E.E. Trans. on Ind. Elect. Contr. Instrim, Vol 27, Mai 1980, pp 77-81.
- NOTE Y.** (1988) : " Application of Modern Control Techniques to motor Control ".
Proc I.E.E.E., Vol 76 n°4, pp 438-454.
- NOTE Y.** (1990) : " Servomotor and Motion Control Using Digital Signal Processors ". Englewood Cliffs, Ed. Prentice-Hall, U.S.A.
- DOYLE J.C.** (1979) : " Robustness with observers "
I.E.E.E. Trans. Aut. Cont., Vol 24 n°4, Août 1979, pp 607-611.
- DUGARD L., LANDAU I.D.** (1988) : " Commande adaptative, méthodologie et applications ". Ed. Hermès.
- DUQUESNE E., ROUVIERE U.** (1903) : " Pratique des Essais des machines Electriques à courant Continu et Alternatif ". Ed. Ch. Beranger, Paris.

EDWARD Y., HO Y., SEN C. (1988) : " Decoupling control of Induction Motor Drives ". I.E.E.E. Trans. on Ind. Elect., Vol 35 n°2, Mai 1988.

EYKHOFF P. (1974) : " System Identification : Parameter and State Estimation ". Ed. Wiley, Chichester, England.

FADEL M. (1988) : " Lois de Commande d'une machine synchrone associée à un onduleur de tension MLI, commande modale avec observateur de flux, commande auto-adaptative ". Thèse de Doctorat de l' I.N.P. Toulouse, 16 Sept. 1988.

FAUCHER J., GRANDPIERRE M. (1989) : " Méthode de Simulation des Systèmes en vue de leur commande ". Journées E.E.A. Mars 1989 Grenoble.

FAUCHER J., XHUVANI A., ANVARI A., DE LARA S. (1993) : " Identification of machine Parameters in converter-fed Synchronous motor drive systems ".E.P.E. Brighton, Sept 1993.

FENET E. (1984) : " Commande multivariable adaptative d'une chaudière à dépression ". Mémoire d'Ingénieur C.N.A.M. 1984.

FERRARIS P., FRATTA A., VAGATI A., VILLATA F. (1986) : " About the Vector Control of Induction Motors for Special Applications without Speed Sensor ". Int. Conf. on Evol. and Modern Aspects of Induction Machine. Turin 1986, pp 444-450.

FLÖTER V.W., RIPPERGER H. (1971) : " Die TRANVEKTOR - Regelung für den feldorientierten betrieb einer Asynchronmaschine ". Siemens Zeitschrift, Vol 45, pp 761-764, 1971.

FOULARD C., GENTIL S., SANDAZ J.P. (1977) : " Commande et régulation par ordinateur numérique ". Ed. Eyrolles 1977.

FRANKLIN G.F., POWELL J.D. (1980) : " Digital Control of dynamic Systems ". Ed. Addison-Wesley, New-York.

GABRIEL R., LEONHARD W., NORDBY C.J. (1980) : " Field-Oriented Control of Standard AC Motor Using Microprocessors ". I.E.E.E. Trans. Ind. Appl., Vol 16 n°2, Mars-Avril 1980, pp 186-192.

GARCES L.J. (1979) : " Ein Verfahren zur Parameterkorrektur bei der Drehzahlregelung der Unrichtergespeisten Kafiglaitfermaschine ". (A method of parameter Adaption in the speed control of induction motor Drives). Doctor Thesis, Technische Hochschule, Darmstadt 1979.

GARCES L.J. (1980) : " Parameter Adaption for the Speed-Controlled Static AC Drive with a Squirrel-Cage Induction Motor ". I.E.E.E Trans. Ind. Appl., vol 16 Mars - Avril 1980, pp 173-178.

GASTLI A., NOBUYUKI M. (1992) : " Stator Flux Controlled V/f PWM INVERTER with Identification of IM Parameters ". I.E.E.E. Trans. on Ind. Elect., Vol 39 n° 4, Août 1992.

GAUTHIER J.P., KAZAKOS D. (1988) : " Observabilité et observateurs de systèmes non linéaires ". APII, vol 22 n°2.

GEORGIU G., LE PIOUFLE B. (1991) : " Non-linear speed control of a synchronous servomoteur with robustness ". E.P.E. Florence, 1991, pp 3.43-3.48.

GEORGIU G. (1992) : " Sur les méthodes de commande non linéaires adaptatives. Aspects échantillonnés et applications ". Thèse de Doctorat, Université Paris XI, 1992.

GOLUB G., MEURANT G. (1983) : " Résolution numérique des grands systèmes linéaires ". Ed. Eyrolles.

GOODWIN G.C., SIN K.S. (1984) : " Adaptive Filtering, Prediction and Control ". Ed. Prentice Hall, U.S.A.

- GRANDPIERRE M.** (1987) : " Commande numérique de machines à commutation électronique. Automates de commande rapprochée (ACR). Méthode de simulation (SOSIE) ". Thèse de Docteur ès-Science, I.N.P. Toulouse, 1987.
- HARMS K., LEONHARD W.** (1985) : " Parameter adaptive control of induction motor based on steady state machine model ". 1er Congrès International sur l'Electronique de Puissance et ses Applications (E.P.E.), Bruxelles, Octobre 1985.
- HASSE K.** (1969) : " Zur Dynamik Drehzahleregelter Antriebe mit Stromrichtergespeisten Asynchron Kurzschlublaufermaschinen ". (On Dynamic of the speed Controlled Static AC drive with squirrel-cage Induction machine). Doctor Thesis. Tech. Hoch. Darmstadt, July 1969.
- HAUTIER J.P.** (1989) : " Contribution à la conception des commandes dans les systèmes à convertisseurs statiques". Rapport de synthèse d'Habilitation à diriger des recherches 1989.
- HAUTIER J.P.** : " Synthèse des Algorithmes de Commandes ". Cours du C.N.A.M., Lille.
- HO E., SEN P.C.** (1986) : " Digital Simulation of PWM Induction motor Drives for Transient and Steady State Performance ". I.E.E.E. Trans. I. E., Vol 33 n°1, Fév. 1986.
- HO E., SEN P.C.** (1988) : " Decoupling Control of induction Motor Drives " I.E.E.E Trans. Ind. Electr. Vol 35, n°2 Mai 1988, pp 253-262.
- HOLZ J., THIMM T.** (1991) : " Identification of the Machine Parameters in a Vector Controlled Induction Motor Drive ". I.E.E.E Trans. Ind. Appl. Vol 27 n°6, Nov-Déc 1991, pp 1111-1118.
- HOURIEZ E.** (1988) : " Etude d'un correcteur numérique adaptatif ". E.S.E. 1988.
- HUNG N.D., ANDERSON B.D.O.** (1979) : " Triangularization Technique for the design of multivariable Control Systems ". I.E.E.E. Trans Aut. Cont. 24, pp 455 à 460.
- ICHIROC** (1991) : " Robust Speed Sensorless ". 4ème Congrès International sur l'Electronique de Puissance et ses Applications (E.P.E.), Florence 1991, pp 678 à 682.
- ISERMAN R.** (1981) : " Digital Control Systems". Ed. Springer Verlag, New York.
- ISIDORI A.** (1985) : " Non linear Control Systems ". Ed. Springer-Verlag.
- IUNG C.** (1981) : " Contribution à la simplification et à la simulation des systèmes complexes - Application à la simulation des systèmes électromécaniques ". Thèse de Doctorat ès-sciences . INP de Nancy 1981.
- JACQUOT R.G.** (1970) : " Modern Digital Control System " Ed. Marcel Dekker.
- JARDAN K.R., DEWAN S.B., SLEMON G.R.** (1969) : " General Analysis of threee-phase inverters ". I.E.E.E. Trans. Ing. Gen. Appl. Vol 5, Nov-Dec 1969, pp 672-679.
- JARDAN K.R.** (1969) : " Modes of operation of three-phase inverters ". I.E.E.E. Trans. Ind. Gen. Appl., Vol 5, Nov-Déc 1969, pp 680à 685.
- JAUME D., THELLIEZ S., VERGE M.** (1988) : " Application du formalisme d'état à la commande des systèmes continus " Ed. Eyrolles.
- JAZWINSKI A.H.** (1970) : " Stochastic Processes and Filtering Theory " Academic Press, New York.
- JELASSI K.** (1991) : " Positionnement d'une machine asynchrone par la méthode du flux orienté ". Thèse de Doctorat I.N.P. Toulouse.

- JOETTEN R., MAEDER G.** (1983) : " Control Methods for good dynamic Performance Induction Motor Drives based on current and Voltage as measured quantities ".
I.E.E.E. Trans. on Ind. Appl., vol 19 n°3, pp 356-363.
- JOETTEN R., SCHIERLING H.** (1987) : " Adaptative and self-commissioning control for a drive with induction motor and voltage source inverter ". 2ème Congrès International sur l'Electronique de Puissance et ses Applications (E.P.E.), Grenoble 1987, pp 883 à 888.
- JOETTEN R., KEHL Chr.** (1991) : " A fast space-vector control for a three-level voltage source Inverter". 4ème Congrès International sur l'Electronique de Puissance et ses Applications (E.P.E.), Florence 1991.
- JONES C.V.** (1967) : " The Unified Theory of electrical Machines ". Ed. Butterworths, London.
- JURY E.I.** (1964) : " Theory and Application of the Z-Transform Method ". R.E. Krieger, Ed. Huntington, New York.
- KAILATH T.** (1980) : " Linear Systems ". Ed. Prentice-Hall, Englewood Clifs, N.J., 1980.
- KALMAN R.E.** (1960) : " A new approach to linear filtering and prediction problems ".
Trans. ASME , ser. D, J Basic Eng 82, pp 35-45.
- KALMAN R.E., BUCY R.S.** (1961) : " New Results in linear filtering and prediction Theory ". Trans. A.S.M.E., Vol 83 (D), pp 95-105.
- KATAOKA T., IWASAKI T.** (1991) : " Parameter and State Estimation of an Inverter Fed Induction Motor by Extended Kalman Filter ". 4ème Congrès International sur l'Electronique de Puissance et ses Applications (E.P.E.), Florence 1991, Vol 3 pp 568-571.
- KAZMIERKOWSKI M.P., KOPCKE H.J.** (1985) : " Current Source Inverter-fed Induction motor drive System controlled without speed sensor ". 1èr Congrès International sur l'Electronique de Puissance et ses Applications (E.P.E.), Bruxelles 1985, Tome 3 pp 345-350.
- KINITSKY V.A.** (1964) : " Mutual Inductances of Synchronous Machines with Damper Windings ". I.E.E.E. Trans. P.A.S Vol 83, Oct. 1964, pp 997à 1001.
- KLUG** 1989 " Effect dead-time " pp 1261-1266, EPE 1989.
- KOBS G., KENNEL R., ZIMMERMANN P.** (1987) : " Fully digital controlled induction motors for machine tool applications ". 2ème Congrès International sur l'Electronique de Puissance et ses Applications (E.P.E.), Grenoble 1987.
- KRAUSE P.C., THOMAS CH.** (1965) : " Simulation of symmetrical Induction Machinery ". I.E.E.E. Trans. On P.A.S Vol 84 n°11, pp 1038 à 1053.
- KRAUSE P.C.** (1986) : " Analysis of electrical machinery ". Ed. Mc Graw-Hill, New-York.
- KRISHNAN R., DORAN F.C.** (1987) : " Study of parameters Sensivity in High Performances Inverter fed Induction Motor Drive System ". I.E.E.E. Trans. on Ind. Appl. Vol 23 n°4, Juillet-Août 1987, pp 623-635.
- KUMAMOTO A., TADA S., HIRANE Y.** (1986) : " Speed regulation of an induction motor using model reference adaptative control ". I.E.E.E. Control systems magazine, pp 25-29, Octobre 1986.
- LANDAU I.D.** (1969) : " A Hyperstability Criterion for Model reference Adaptive Control Systems ". I.E.E.E. Trans. Aut. Cont. 14, pp 552-555.
- LANDAU I.D.** (1979) : " Adaptive control : the model reference approach ". Ed. Marcel Dekker .
- LANDAU I.D., LOZANO R.** (1981) : " Unification of discrete Time Explicit Model Reference Adaptive control Designs ". Automatica, Vol 17 n°4, pp 593-611.

- LANDAU I.D.** (1988) : " Identification et commande des systèmes " Ed. Hermès 1988.
- LEMAIRE-SEMAIL B.** (1990) : " Modélisation et réalisation d'un actionneur asynchrone et de sa commande vectorielle ". Thèse de Doctorat de l'Université Paris VI. Fév. 1990.
- LEMAIRE SEMAIL B., BOUILLAUT F., RAZEK A.** (1991) : " Modelisation et Commande Vectorielle d'un moteur asynchrone saturé avec Contrôle dynamique du Flux ".
Journal de Physique III, Sept. 1991, pp 1509-1528.
- LEMAIRE B, RAZEK A.** (1991) : " Modelling of Vector Controlled cages Induction Motor with FEM ".
I.E.E.E. Proc. B, Vol 138 n°6, Nov 1991.
- LEONHARD W., GABRIEL R., NORDBY C.J.** (1980) : " Field-Oriented Control of a standard AC Motor Using Microprocessors " I.E.E.E. Trans. Ind. Appl. Vol 16 n°2, Mars-Avril 1980, pp 186-192.
- LEONHARD W.** (1985) : " Control of electrical drives ". Corrected 2nd printing Ed Springer-Verlag.
- LEONHARD W.** (1991) : " 30 years Space Vectors, 20 years Field Orientation, 10 years Digital Signal Processing with Controlled AC-Drives. a Review "
E.P.E. Journal, Vol 1 n°1, pp 13-20 et Vol 2 n°2, pp 89-102.
- LE PIOUFLE B., GEORGIU G., LOUIS J.P.** (1990) : " Application des Commandes non linéaires pour la régulation en vitesse et en position de la machine synchrone auto-pilotée ".
Revue de Physique Appliquée n°25, Juin 1990, pp 517-526.
- LE PIOUFLE B., GEORGIU G., LOUIS J.P., BERGMANN C.** (1990) : " Application of a decoupling Controller and non-linear methods for the Control of selfcontrolled Synchronous motor ".
Congrès I.M.A.C.S TC'1 90, Nancy, Sept 1990, pp 527-532.
- LE PIOUFLE B., GEORGIU G., LOUIS J.P.** (1992) : " A robust total compensation algorithm for the torque control of a synchronous servomotor ".
Journal de Physique Appliquée III, Vol 2 n°1, Janvier 1992, pp 129-144.
- LE PIOUFLE B., GEORGIU G.** (1992) : " Speed non linear control of a synchronous servomotor with computation of the asymptotic trajectory and estimation of the load torque ".
Journal de Physique Appliquée III, Vol 2 n°10, Oct 1992, pp 1905-1924.
- LESENNE J., NOTELET F., SEGUIER G.** (1981) : " Introduction à l'Electrotechnique Approfondie " Ch. 3 " Inductance d'une machine Electrique tournante ". pp 33-52. Ed. Tech. Doc.
- LI Y.D.** (1987) : " Etude comparative des lois de Commande des machines Asynchrones alimentées par onduleur de Tension M.L.I " Thèse de Docteur de l' I.N.P., Toulouse 1987.
- LIMA A.M.N., DE FORNEL B., PIETRZAK-DAVID M.** (1987) : " On Stochastic filtering techniques and its applications to AC numerical drive systems ". 2ème Congrès International sur l'Electronique de Puissance et ses Applications (E.P.E.), Grenoble 1987.
- LIMA A.M.N., DE FORNEL B., PIETRZAK-DAVID M.** (1990) : " New approach to stochastic flux control of asynchronous speed drive " Congrès I.E.E. Londres Juillet 1990.
- LIPO T.A., PLUNKETT A.B.** (1974) : " A novel approach to Induction motor Transfer Functions ".
I.E.E.E. Trans. on P.A.S. Vol 93, Sept-Oct 1974, pp 14-10-1418.
- LIPO T.A., CONSOLI A.** (1984) : " Modelling and Simulations of Induction motors with saturable leakage reactances ". I.E.E.E. Trans. on Ind. Appl. 20 n°1, Janv- Fév 1984, pp 180-189.
- LORENZ R., LAWSON D.** (1987) : " Performance of feedforward current regulators for field-oriented induction machine controllers ".
I.E.E.E. Transactions on Industry Applications, Vol 23 n°4, Juillet-Août 1987.

LORENZ R., NOVOTNY D. (1990) : " Saturation effects in Field - Oriented Induction Machines ". I.E.E.E. Trans. on Ind. Appl. Vol 26 n°2, Mars-Avril 1990, pp 283-289.

LOUIS J.P. (1981) : " Modélisation d'une classe de systèmes de commande comprenant des convertisseurs statiques en commutations naturelles ".
Thèse Docteur ès-sciences, I.N.P.L., Nancy, 6 Juillet 1981.

LOUIS J.P., GOUREAU P., BERGMANN C. (1985) : " Comparaison des performances de servomoteurs à aimants à commutation électronique ". Le Point en Robotique,
Ed. Tech. et Doc.2 1985, pp 91 à 100.

LOUIS J.P., LE PIOUFLE B. (1989) : " Représentation fonctionnelle des machines à courant alternatif et de leur alimentation pour leur commande en vitesse variable ".
Journée S.E.E. " Les Actionneurs Electriques, Esclaves des temps Modernes ". Valence, France Nov 1989.

LOUIS J.P. (1991) : " Actionneurs Electriques : De la Modelisation à la commande ".
Journées E.E.A. 1991, Toulouse - Commande des Machines Electriques.

LOZANO R., LANDAU I.D. (1982) : " Quasi-Direct Adaptive Control for non-minimum Phase Systems ". I.E.E.E. Trans. ASME J. Dyn. Syst. Meas. and Contr., Vol 104 n°4, Déc 1982, pp 311-316.

LUENBERGER D.G. (1971) : " An Introduction to observers ".
I.E.E.E Trans Aut. Control, Vol 16, Déc 1971, pp 596-603.

MARINO R. (1984) : " An Example of a non-linear Regulator ".
I.E.E.E. Trans. Aut. Cont., Mars 1984, pp 276-279.

MARINO R. (1990) : " Adaptive Observers for single output non-linear System ".
I.E.E.E. Trans. Aut. Cont., Sept. 1990, pp 1054-1058.

MARINO R. (1991) : " Non-linear Control of induction motors : A Simulation Study ". Proc. 1991, European Contr. Conf., Grenoble 1991, pp 1057-1062.

MATHIAS T.Y. (1990) : " Etude Algorithmique et réalisation d'une commande adaptative pour la régulation de vitesse d'une machine synchrone autopilotée à aimants permanents ".
Rapport de DEA de l' I.N.P.Toulouse 1990.

MATSUO T., LIPO T.A. (1985) : " A rotor parameter identification scheme for vector - Controlled induction Motor Drives ".
I.E.E.E. Trans. Ind. Appl. Vol 21, pp 624-632.

MAUDUIT A. (1916) : " Machines électriques : Théorie, Essais et Construction ".
Seconde Edition Descombes (Préface de Blondel A).

MENDES E., LEMAIRE-SEMAIL B. (1992) : " Reconstitution du Flux rotorique pour la commande Vectorielle des moteurs Asynchrones ". Journée S.E.E., Lille 1992.

MIYASHITA E., OHMORI Y. (1991) : " Improvement of robustness on speed sensorless vector of Induction motor ". 4ème Congrès International sur l'Electronique de Puissance et ses Applications (E.P.E) Florence 1991, Vol 4, pp 660-666.

MOK H.S., KIM J.S. et R.Y., PARK M.H., SUL S.K. (1991) : " A stator flux oriented speed control of induction machine without speed sensor " 4ème Congrès International sur l'Electronique de Puissance et ses Applications (E.P.E.) Florence 1991, Vol 4, pp 678-683.

MOORE B.C. (1981) : " Principal component analysis in linear system : Controllability, Observability and Model reduction ". I.E.E.E. Trans Aut. Cont. Vol. 26, pp 17-31.

MORARI M. (1983) : " Internal Model Control-Theory and applications ". 5ème Conférence Internationale, Anvers 1983.

- MORARI M., ZAFIRIOU E.** (1989) : " Robust Process Control ". Ed. Prentice-Hall.
- MURAI Y., WATANABE T., IWASAKI H.** (1987) : " Waveform distortion and Correction Circuit for PWM Inverters with Switching lag-times ".
I.E.E.E. Trans. Ind. Appl. Vol 23 n° 5, Sept-Oct 1987, pp 881-886.
- NABAE A., OTSUKA K., UCHINO H., KUROSAWA R.** (1980) : " An approach to flux control of Induction motor operated with variable Frequency Power supply ".
I.E.E.E. Trans. Ind. Appl. Vol 16, pp 342-350.
- NAJIM M.** (1988) : " Modélisation et identification en traitement du signal ". Ed. Masson.
- NILSEN R., KAZIERLOWSKI M.P.** (1989) : " Reduced order Observer with Parameter adaption for fast Rotor flux Estimation in Induction Machines ". I.E.E. Proceedings., Vol 136, Pt. D n°1, pp 35-43.
- OHNISHI K.** (1985) : " Decoupling Control of Secondary flux and Secondary Current in Induction motor Drive with controlled Voltage source and its comparison with Volt/Hz Control ".
I.E.E.E. Trans. Ind. Appl. Vol 21, pp 241-247.
- OHNISHI K., UEDA Y., MIYACHI K.** (1986) : " Model reference adaptive system against rotor resistance variation in induction motor drive ". I.E.E.E. Trans. on Ind. Elect., Vol 33 n°3, Août 1986.
- ORLOWSKA-KOWALSKA T.** (1989) : " Application of extended Luenberger Observer for Flux and Rotor-time constant Estimation in Induction motor Drives ". I.E.E. Proceedings, Vol 136, Pt. D n°6, pp 324-330.
- ORLOWSKA-KOWALSKA T.** (1989) : " Induction motor Flux Reconstitution via new reduced Order State observer ". Electric Machines and Power Systems, Vol 17, pp 139-153.
- PARK R.H.** (1928) : " Definition of an Ideal Synchronous Machine and Formula for the Armature flux Linkages ". General Electric Revue. Vol 31, Juin 1928.
- PARK R.H.** (1929) : " Two reactions theory of synchronous machines ".
Trans. A.I.E.E., 1^{ère} partie Vol 48 pp 716-727 Ed. Juillet 1929, 1^{ème} partie Vol 52 pp 352 Ed. 1933.
- PFAFF G., SEGERER H., LELKES A.** (1989) : " Resistance corrected and time discrete calculation of rotor flux in induction motors ". 3^{ème} Congrès International sur l'Electronique de Puissance et ses Applications (E.P.E.), Aix la Chapelle. Oct. 1989.
- PIETRZAK-DAVID M.** (1988) : " Algorithmes de commande d'un variateur électrique asynchrone ".
Thèse de Doctorat ès-sciences. Juillet 1988.
- PIETRZAK-DAVID M., DE FORNEL B.** (1989) : " Universal PWM inverter fed asynchronous drive with a dynamic flux control ". 3^{ème} Congrès International sur l'Electronique de Puissance et ses Applications (E.P.E.), Aix la Chapelle, Oct. 1989.
- PIETRZAK-DAVID M., DE FORNEL B., NOGUEIRA M., LIMA A., JELASSI K.** (1992) : " Digital Control of an Induction Motor Drive by a stochastic Estimator and Airgap Magnetic Flux Feedback Loop ".
I.E.E.E. Trans. on P.E. Vol 7 n°2, Avril 1992, pp 393-403.
- PIRIOU F., RAZEK A.** (1983) : " Calculation of saturated Inductances for Numerical Simulation of Synchronous Machines ". I.E.E.E. Trans Magn. 19, pp 2628-2631.
- PLUNKETT A.B.** (1977) : " Direct Flux and Torque regulation in PWM Inverter-Induction motor Drive ".
I.E.E.E. Trans. Ind. Appl. Vol 13 n° 2, pp 139-146.
- POPOV V.H.** (1973) : " Hyperstability of control Systems ". Ed. Springer Verlag, Berlin, 1973.
- RAULT A., JAUME D., VERGE M.** (1984) : " Commande par modèle interne : présentation et applications ". Congrès S.E.E. Automatique Appliquée Nice, pp 233-238.

REIS e COSTA J.C., FADEL M., DE FORNEL B. (1991) : " Commande Numérique d'axe avec compensation du couple résistant ". *Revue de Physique Appliquée III* n°1, Mars 1991, pp 465-479.

REIS e COSTA J.C., SARAIVA E.S. (1991) : " Induction-Motor synchronous frame flux control with mechanical state-feedback Compensation ", 4ème Congrès International sur l'Electronique de Puissance et ses Applications (E.P.E.), Florence 1991.

RICHALET J., RAULT A., TESTUD J.L., PAPON J. (1978) : " Model predictive heuristic control . Applications to industrial processes ". *Automatica* 1978, pp 413-428.

RICHALET J., PAPON J. (1984) : " Industrial Applications of Internal Model Control " . Ed. Adersa-Gerbios.

RIVOIRE M., FERRIER J.L. (1990) : " Cours d'Automatique - Commande par Calculateur - Identification " . Ed. Eyrolles 1990.

ROBOAM X., HAPIOT J.C., DE FORNEL B. (1991) : " Definition and realization of a rotor flux observer. Application to a speed drive for asynchronous machine ". Congrès I.M.A.C.S., Symposium MCTS, I.D.N. Villeneuve d'Ascq, Mai 1991.

ROBOAM X. (1991) : " Variateur de vitesse pour machine Asynchrone, contrôle de la vitesse sans capteur mécanique ". Thèse Docteur I.N.P. Toulouse , Juin 1991 + Phys. III, Mars 1992.

ROBOAM X., HAPIOT J.C., DE FORNEL B., ANDRIEUX C. (1992) : " Variable speed drive for induction machine reliable reconstitution of the speed ". *Journal de Physique Appliquée III*. Vol 2 n°3, Mars 1992, pp 439-454.

ROBOAM X., ANDRIEUX C., DE FORNEL B., HAPIOT J.C. (1992) : " Rotor Flux Observation and Control in squirrel cage Induction motor : Reliability with respect to parameters Variations " I.E.E. Proceedings, D Vol 139, n°4 Juillet 1992.

ROBYNS B., LABRIQUE F., BUYSE H. (1991) : " Position Tracking Control with an induction actuator using pole placement and decoupling state Feedback ". Congrès I.M.A.C.S, Symposium MCTS, Casablanca 1991, pp 224-229.

SAGUE A. (1986) : " Etude de la commande adaptative sans capteur de vitesse d'un variateur de vitesse pour machine asynchrone ". Thèse de Doctorat I.N.P.T. Toulouse.

SASTRY S.S., ISIDORI A. (1989) : " Adaptive control of linearizable systems " . I.E.E.E. Trans. Aut. Cont. Vol 34, pp 1123-1131.

SAY M.G. (1976) : " Alternating current Machine " . Ed. Pitman.

SCHAUDER C. (1992) : " Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors Without Rotational Transducers " . I.E.E.E. Trans. Ind. Appl., Vol 28 n°5, Sept-Oct 1992, pp 1054-1061.

SEGUIER G., NOTELET F. (1982) : " Electrotechnique Industrielle " . Ed. Technique et Documentation.

SEIXAS P. (1988) : " Commande numérique d'une machine synchrone autopilotée : Méthode algébrique de modulation de largeur d'impulsion : Algorithmes de contrôle et régulation des courants " . Thèse de Docteur de l' I.N.P., Toulouse 1988.

SEN GUPTA D.P., LYNN J.W. (1980) : " Electrical Machine Dynamics " . Macmillan Press, London.

SEUNG K.S. (1989) : " A novel technique of rotor Resistance Estimation Considering Variation of mutual Inductance " I.E.E.E. Trans. Ind. Appl., Vol 25 n°4, Juillet-Août 1989, pp 578-587.

SEVELY Y. (1969) : " Systèmes et asservissements linéaires échantillonnés " . Ed. Dunod.

SIALA S., DE FORNEL B., PIETRZAK-DAVID M. (1989) : " Commande d'une machine asynchrone avec observation de flux dans l'espace d'état ". J.T.E.A., Hammamet, Dec 1989.

SIMON K. P. (1989) : " Frequency converters with vector control ". Danfoss, revue P.C.I.M. Europe, Nov 1989.

SLEMON G.R. (1966) : " Magnetolectric Drives-Transducers, Transformers and Machines ". Ed. Wiley, New York, 1966.

SLEMON G.R. (1971) : " Analitical models for Satured synchronous Machines ". I.E.E.E. Trans. on P.A.S 90 n°2. Mars-Avril 1971, pp 409-417.

SLEMON G.R., ISMAILOV E.A. (1980) : " An analysis of the Harmonic impedance of a satured Induction machine ". I.E.E.E. Trans on P.A.S 99 n°4, Juillet-Août 1980, pp 1663-1669.

SLEMON G.R. (1989) : " Modeling of Induction Machines for Electric Drives ". I.E.E.E. Trans. Ind. Appl., Vol 25 n°6. Nov-Déc 1989, pp 1126-1131.

STEWART G.W. (1973) : " Introduction to Matrix Computation ". Ed. Press Academic, New-York.

SUGIMOTO H., TAMAI S. (1987) : " Secondary Resistance Identification of an Induction Motor Applied Model Reference System and its Characteristics ". I.E.E.E. Trans Ind. Appl., Vol 23 n° 2, Mars-avril 1987, pp 296-302.

SUKEGAWA T., KAMIYAMA K., MIZUNO K., MATSUI T., OKUYAMA T. (1991) : " Fully Digital vector controlled PWM VSI-Fed AC Drives with an Inverter dead-Time Compensation Strategy " I.E.E.E Trans. Ind. Appl., Vol 27 Mai-Juin 1991, pp 552-559.

SUMNER M., ASHER G.M. (1991) : " The Experimental Investigation of Multi-Parameter Identification Methods for Cage Induction Motors ". Proc. E.P.E., Conf. Florence 1991, Vol 3 pp 389-394.

TAKAHASHI I., NOGUCHI T. (1986) : " A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor ". I.E.E.E Trans. Ind. Appl., vol 22 n°5 Sept-Oct 1986, pp 820-827.

TAKAHASHI I., KANMACHI T. (1991) : " Ultra-Wide speed control with a quick Torque response AC servo by a DSP ". Congrès E.P.E. Florence 1991, pp 3-572 à 3-577.

THELLIER Ph. (1992) : " Algorithmes de commande vectorielle pour un ensemble onduleur-machine asynchrone ". Mémoire d'Ingénieur C.N.A.M. 1992.

THELLIEZ S., JAUME D., VERGE M. (1991) : " Commande des Systèmes dynamiques par calculateur ". Ed. Eyrolles.

THOMAS J.L. (1990) : " Séquence optimale de commande d'un onduleur de type MLI S.O.C.M.L.I. ". E.P.F. 1990, Toulouse.

THOMAS J.L., BOIDIN M. (1991) : " An Internal Model Control Structure in field Oriented Controlled VSI Induction Motors ". 4ème Congrès International sur l'Electronique de Puissance et ses Applications (E.P.E.), Florence 1991.

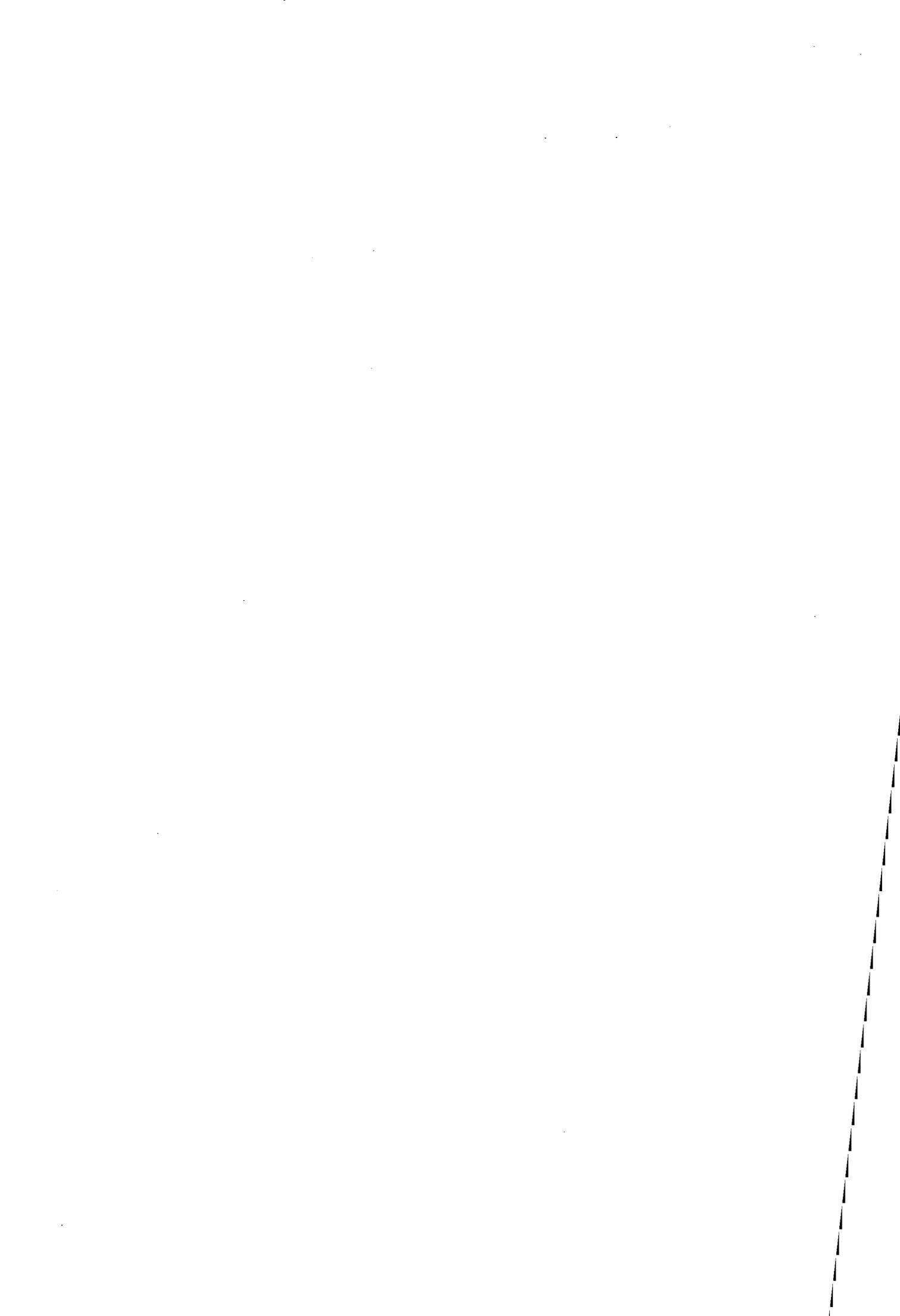
THOMAS J.L. (1992) : " Commande Vectorielle du moteur asynchrone alimenté par onduleur à G.T.O. à trois niveaux de tension. Développement de Lois de commande robuste ". Journée d'Etude S.E.E., Déc. 1992, Lille.

THOMPSON P. M. (1985) : " Program CC Version 3.0. ". Systems Technology INC.

TOUHAMI O., IUNG C. (1992) : " Indentification paramétrique et définitions des grandeurs physiques d'une machine synchrone ". Journal Physique III, Vol 2, pp 1943-1955.

- UYEDA K., KAMINOSONO H.** (1968) : " New Measurement of Synchronous Machine Quantities " I.E.E.E. Trans. on Power Apparatus and Systems. Vol.P.A.S 87 n°11, Nov 1968, pp 1908-1918.
- VAS P.** (1990) : " Vector Control of AC Machine " Ch. 5 " Effect of magnetic Saturation ". Clarendon Press, Oxford, pp 267-304.
- VAS P., ALAKÜLA M.** (1990) : " Field Oriented of satured Induction Machines " I.E.E.E Trans. on Energy Conversion., Vol 5 n°1, pp 218-224.
- VUCKOVIC V., LEVI E.** (1989) : " Rotor flux calculator for saturated induction machines with field-oriented control ". 3ème Congrès International sur l'Electronique de Puissance et ses Applications (E.P.E.) . Aix la Chapelle, Oct . 1989.
- XU X., DE DONCKER R., NOVOTNY D.W.** (1988) : " A stator flux orientation control of induction machines in the field-weakening region ". Conf. I.E.E.E., I.A.S. Annual Meeting, Pittsburgh, pp 437-443.
- YAHIAOUI A., BOUILLAUT F.** (1993) : " Numerical Determination of electrical parameters of an Induction Machine ". I.M.A.C.S. TC1' 93, Montreal, Juillet 1993.
- YAMAMURA S.** (1986) : " AC Motors for High Performance Applications, Analysis and Control ". Ed.Marcel Dekker, New York, 1986.
- YEH H.** (1990) : " Real-time implementation of a narrow band Kalman Filter with a floating point Processor DSP 32 ". I.E.E.E., Trans. I.E. 37, Fév 1990, pp 13-18.
- WANG C., NOVOTNY D.W., LIPO T.A.** (1988) : " An automated Rotor Time constant mesurement system for indirect Field Orientated Drives ". I.E.E.E. Trans. Ind. Appl., Vol 24, pp 151-159.
- ZAI L.V., LIPO T.A.** (1992) : " An Extended Kalman Filter Approach to Rotor Time Constant Measurement in PWM Induction Motor Drives ". I.E.E.E. Trans. Ind. Appl., Vol 28 n° 1, pp 96-104.
- ZIEGLER J.G., NICHOLS N.B.** (1942) : " Optimal setting for Automatic Controller ". Trans. ASME, 64 (II), pp 759.
-

ANNEXES



Annexe 1 : Modélisation dynamique de la machine Généralisée

Nous considérons une *machine à rotor et stator diphasés et entrefer variable* qui se décompose de la manière suivante :

- *deux enroulements inducteurs en quadrature tournant* à la vitesse angulaire Ω (*phases rotoriques*) dont l'axe longitudinal noté \bar{L} est repéré par l'angle α_m par rapport à l'axe de la phase statorique \bar{S}_α , prise comme référence ,
- *deux enroulements identiques en quadrature fixes* par rapport au plan de référence (*phases statoriques*) dont les axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à $\pi/2$ ($\bar{S}_\alpha \perp \bar{S}_\beta$).

Notations :

- . R_s, L_s, R_r et L_r : la résistance et l'inductance propre statorique, la résistance et l'inductance propre rotorique,
- . l_{s2} : module de la partie fluctuante de l'inductance statorique,
- . M_{sr} : mutuelle inductance entre une phase du stator et une phase du rotor,
- . $v_{s\alpha}, v_{s\beta}, i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \varphi_{s\alpha}$, et $\varphi_{s\beta}$: les tensions, courants et flux statoriques diphasés,
- . $v_{r\alpha}, v_{r\beta}, i_{r\alpha}, i_{r\beta}, \varphi_{r\alpha}$, et $\varphi_{r\beta}$: les tensions, courants et flux rotoriques diphasés,
- . $\omega, c_e, \Sigma c_L$ et J : la vitesse électrique angulaire, le couple électromagnétique résultant, les couples de charge et le moment d'inertie total ramenés sur l'arbre,
- . p_m : la puissance mécanique fournie,
- . p : le nombre de paires de pôles,
- . Ω : vitesse mécanique,
- . α_m : la position angulaire réelle de la machine dans le référentiel α, β (*angle électrique*),

1. Articulation dans le référentiel α, β

Dans le référentiel α, β , le fonctionnement global de la partie électrique de la machine est régi par les équations différentielles non linéaires suivantes :

$$\left(v_{s\alpha\beta} \right)' = [R_s] \left(i_{s\alpha\beta} \right)' + \frac{d}{dt} \left(\varphi_{s\alpha\beta} \right)' \quad \text{et} \quad \left(v_{r\alpha\beta} \right)' = [R_r] \left(i_{r\alpha\beta} \right)' + \frac{d}{dt} \left(\varphi_{r\alpha\beta} \right)'$$

Soit :

$$\begin{pmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{pmatrix}$$

(AN1.1)

En exprimant les **flux** dans le repère α, β à partir des courants, il vient :

$$\begin{aligned} (\varphi_{s\alpha\beta})^t &= [L_s](i_{s\alpha\beta})^t + [M_{sr}](i_{r\alpha\beta})^t \\ (\varphi_{r\alpha\beta})^t &= [M_{rs}](i_{s\alpha\beta})^t + [L_r](i_{r\alpha\beta})^t \end{aligned}$$

avec les **matrices inductance propre** :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{s\alpha} & M_{s\alpha\beta} \\ M_{s\beta\alpha} & L_{s\beta} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_{r\alpha} & M_{r\alpha\beta} \\ M_{r\beta\alpha} & L_{r\beta} \end{bmatrix}$$

et les **matrices inductance mutuelle** :

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{s\alpha r\alpha} & M_{s\alpha r\beta} \\ M_{s\beta r\alpha} & M_{s\beta r\beta} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [M_{rs}] = \begin{bmatrix} M_{r\alpha s\alpha} & M_{r\alpha s\beta} \\ M_{r\beta s\alpha} & M_{r\beta s\beta} \end{bmatrix}$$

avec L_s et L_r qui représentent les **inductances propres** d'une phase du stator et d'une phase du rotor, M_s et M_r qui représentent les **inductances mutuelles** entre les phases du stator et entre les phases du rotor et M_{sr} qui représente l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor.

On obtient les relations matricielles suivantes :

$$\begin{aligned} (v_{s\alpha\beta})^t &= [R_s](i_{s\alpha\beta})^t + [L_{s\alpha\beta}] \frac{d}{dt} (i_{s\alpha\beta})^t + p.\Omega \frac{d}{d\alpha_m} [L_{s\alpha\beta}](i_{s\alpha\beta})^t + \dots \\ &\quad + [M_{sr\alpha\beta}] \frac{d}{dt} (i_{r\alpha\beta})^t + p.\Omega \frac{d}{d\alpha_m} [M_{sr\alpha\beta}](i_{r\alpha\beta})^t \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (v_{r\alpha\beta})^t &= [R_r](i_{r\alpha\beta})^t + [L_{r\alpha\beta}] \frac{d}{dt} (i_{r\alpha\beta})^t + p.\Omega \frac{d}{d\alpha_m} [L_{r\alpha\beta}](i_{r\alpha\beta})^t + \dots \\ &\quad + [M_{sr\alpha\beta}] \frac{d}{dt} (i_{s\alpha\beta})^t + p.\Omega \frac{d}{d\alpha_m} [M_{sr\alpha\beta}](i_{s\alpha\beta})^t \end{aligned}$$

On repère le rotor par rapport au stator par l'**angle électrique** α_m . La **vitesse électrique angulaire** du rotor par rapport au stator est telle que :

$$p.\Omega = \frac{d\alpha_m}{dt}$$

(AN1.2)

avec p qui représente le **nombre de paires de pôles**

1.1. Application à la machine à pôles saillants dans le référentiel α, β

La **face interne du stator** étant *lisse*, les paramètres inductifs du rotor sont indépendants de la position angulaire α_m , par contre ceux du stator sont des fonctions périodiques de l'angle électrique α_m :

- $L_{s\alpha}$ est une fonction de période π dont on se limitera aux deux premiers termes du développement en série de Fourier pour notre étude :

$$L_{s\alpha} = L_s + l_{s2} \cos(2\alpha_m) + \dots$$

- $L_{s\beta}$ se déduit de $L_{s\alpha}$ en remplaçant l'angle électrique α_m par $\alpha_m - \pi/2$,
- $M_{s\alpha\beta}$ est une fonction de période π , extrémale quand l'axe du rotor \vec{R}_α occupe la position bissectrice entre Oa et Ob . On se limitera aux deux premiers termes du développement en série de Fourier pour notre étude :

$$\begin{aligned} M_{s\alpha\beta} &= M_s + M_{s2} \cos\left(2\left(\alpha_m - \frac{\pi}{4}\right)\right) + \dots \\ &= M_s + M_{s2} \sin(2\alpha_m) + \dots \end{aligned}$$

- $M_{s_\alpha r_\alpha}$ est une fonction de période 2π . On se limitera au premier terme du développement en série de Fourier pour notre étude :

$$M_{s_\alpha r_\alpha} = M_{sr} \cos(\alpha_m) + \dots$$

- $M_{sr\beta\alpha}$ se déduit de $M_{s_\alpha r_\alpha}$ en remplaçant l'angle électrique α_m par $\alpha_m - \pi/2$,

De ces remarques on déduit les **matrices inductance propre** et **mutuelle inductance** :

$$\begin{bmatrix} L_{s\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s\alpha} & M_{s\alpha\beta} \\ M_{s\beta\alpha} & L_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s \\ M_s & L_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_{s2} \cos(2\alpha_m) & M_{s2} \sin(2\alpha_m) \\ M_{s2} \sin(2\alpha_m) & -l_{s2} \cos(2\alpha_m) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} L_{r\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{r\alpha} & M_{r\alpha\beta} \\ M_{r\beta\alpha} & L_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{s_\alpha r_\alpha} & M_{s_\alpha r_\beta} \\ M_{s_\beta r_\alpha} & M_{s_\beta r_\beta} \end{bmatrix} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_m) & -\sin(\alpha_m) \\ \sin(\alpha_m) & +\cos(\alpha_m) \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad [M_{rs}] = [M_{sr}]^t$$

L'expression du couple électromagnétique exercé sur le rotor est obtenu grâce au *bilan des puissances* ci-dessous en tenant compte du principe d'action-réaction :

- *puissance globale* reçue par la machine :

$$v_{s\alpha} i_{s\alpha} + v_{s\beta} i_{s\beta} + v_{r\alpha} i_{r\alpha} + v_{r\beta} i_{r\beta}$$

- *pertes joules* :

$$R_s (i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2) + R_r (i_{r\alpha}^2 + i_{r\beta}^2)$$

- *puissance d'échange d'énergie électromagnétique* :

$$i_{s\alpha} \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} + i_{s\beta} \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} + i_{r\alpha} \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + i_{r\beta} \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt}$$

- *puissance mécanique* :

$$p_m = (\varphi_{r\beta} i_{r\alpha} - \varphi_{r\alpha} i_{r\beta}) \frac{d\alpha_m}{dt} = c_e \cdot \Omega$$

d'où l'expression scalaire suivante pour le *couple électromagnétique* :

$$\boxed{c_e = p(\varphi_{r\beta} i_{r\alpha} - \varphi_{r\alpha} i_{r\beta})} \quad (\text{AN1.3})$$

L'hypothèse de *répartition spatiale sinusoïdale* des forces magnétomotrices donne des valeurs particulières pour les inductances mutuelles M_s et M_{s2} :

$$M_s = 0 \quad : \text{les axes } \alpha \text{ et } \beta \text{ sont en quadrature,}$$

$$M_{s2} = l_{s2} \quad : \text{valeur négative}$$

La valeur des inductances propres L_s, L_r et l_{s2} dépend quant à elle de la *morphologie du rotor*. Dans ces conditions, la *matrice inductance propre statorique* se décompose de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} L_{s\alpha\alpha} \\ M_{s\beta\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s\alpha} & M_{s\alpha\beta} \\ M_{s\beta\alpha} & L_{s\beta} \end{bmatrix} = L_s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + l_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\alpha_m) & \sin(2\alpha_m) \\ \sin(2\alpha_m) & -\cos(2\alpha_m) \end{bmatrix}$$

Ces simplifications nous permettent de déterminer l'équation matricielle des **flux statoriques** :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_s + l_{s2} \cos(2\alpha_m) & l_{s2} \sin(2\alpha_m) \\ l_{s2} \sin(2\alpha_m) & L_s - l_{s2} \cos(2\alpha_m) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} + \dots \\ + M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_m) & -\sin(\alpha_m) \\ \sin(\alpha_m) & \cos(\alpha_m) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} \quad (\text{AN1.4})$$

ainsi que celle des **flux rotoriques** :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} + \dots \\ + M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_m) & \sin(\alpha_m) \\ -\sin(\alpha_m) & \cos(\alpha_m) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} \quad (\text{AN1.5})$$

Les relations AN1.1 associées à l'équation des flux (AN1.4 et 1.5) ci-dessus permettent d'obtenir le système d'état relatif à la modélisation d'une **machine à stator et rotor diphasés** en tenant compte de la **saillance des pôles** dans le repère α, β .

Tous calculs faits, on obtient les équations des **tensions statoriques** :

$$\begin{pmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{pmatrix} = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} L_s + l_{s2} \cos(2\alpha_m) & l_{s2} \sin(2\alpha_m) \\ l_{s2} \sin(2\alpha_m) & L_s - l_{s2} \cos(2\alpha_m) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} + \dots \\ + p\Omega l_{s2} \begin{bmatrix} -\sin(2\alpha_m) & \cos(2\alpha_m) \\ \cos(2\alpha_m) & \sin(2\alpha_m) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} + \dots \\ + p\Omega M_{sr} \begin{bmatrix} -\sin(\alpha_m) & -\cos(\alpha_m) \\ \cos(\alpha_m) & -\sin(\alpha_m) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} + M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_m) & -\sin(\alpha_m) \\ \sin(\alpha_m) & \cos(\alpha_m) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix}$$

et celles des **tensions rotoriques** :

$$\begin{pmatrix} v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{pmatrix} = R_r \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} + L_r \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} + \dots \\ + p\Omega M_{sr} \begin{bmatrix} -\sin(\alpha_m) & \cos(\alpha_m) \\ -\cos(\alpha_m) & -\sin(\alpha_m) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} + M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_m) & \sin(\alpha_m) \\ -\sin(\alpha_m) & \cos(\alpha_m) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix}$$

Si on pose : $l_{s\alpha} = L_s + l_{s2} \cos(2\alpha_m)$ et $l_{s\beta} = L_s - l_{s2} \cos(2\alpha_m)$ *inductances statoriques longitudinale et transversale* dans le référentiel α, β , il vient :

$$\begin{pmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_s - p\Omega l_{s2} \sin(2\alpha_m) + l_{s\alpha} \frac{d}{dt} & p\Omega l_{s2} \cos(2\alpha_m) + l_{s2} \sin(2\alpha_m) \frac{d}{dt} \\ -p\Omega l_{s2} \cos(2\alpha_m) + l_{s2} \sin(2\alpha_m) \frac{d}{dt} & R_s + p\Omega l_{s2} \sin(2\alpha_m) + l_{s\beta} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} + \dots \\ + M_{sr} \begin{bmatrix} -p\Omega \sin(\alpha_m) + \cos(\alpha_m) \frac{d}{dt} & -p\Omega \cos(\alpha_m) - \sin(\alpha_m) \frac{d}{dt} \\ p\Omega \cos(\alpha_m) + \sin(\alpha_m) \frac{d}{dt} & -p\Omega \sin(\alpha_m) + \cos(\alpha_m) \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} \quad (\text{AN1.6})$$

$$\begin{pmatrix} v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{pmatrix} = M_{sr} \begin{bmatrix} -p\Omega \sin(\alpha_m) + \cos(\alpha_m) \frac{d}{dt} & p\Omega \cos(\alpha_m) + \sin(\alpha_m) \frac{d}{dt} \\ -p\Omega \cos(\alpha_m) - \sin(\alpha_m) \frac{d}{dt} & -p\Omega \sin(\alpha_m) + \cos(\alpha_m) \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} + \dots \\ + \begin{bmatrix} R_r + L_r \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} \quad (\text{AN1.7})$$

L'expression algébrique du couple électromagnétique exercé sur le rotor se déduit de la relation (AN1.3) :

$$C_e = p \left(2l_{s2} i_{s\alpha} i_{s\beta} \cos(2\alpha_m) + l_{s2} (i_{s\beta}^2 - i_{s\alpha}^2) \sin(2\alpha_m) + M_{sr} \left((i_{r\alpha} i_{s\beta} - i_{r\beta} i_{s\alpha}) \cos(\alpha_m) - (i_{r\alpha} i_{s\alpha} + i_{r\beta} i_{s\beta}) \sin(\alpha_m) \right) \right) \quad (\text{AN1.8})$$

1.2. Application à la machine à pôles lisses dans le référentiel α, β

Dans le cas d'une *machine à pôles lisses*, l'inductance l_{s2} est nulle et dans ces conditions, la *matrice inductance* se réduit à l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} L_{s\alpha\alpha} & M_{s\alpha\beta} \\ M_{s\beta\alpha} & L_{s\beta\beta} \end{bmatrix} = L_s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Ces simplifications nous permettent de déterminer l'équation matricielle des **flux statoriques** :

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} + \dots \\ &+ M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_m) & -\sin(\alpha_m) \\ \sin(\alpha_m) & \cos(\alpha_m) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (\text{AN1.9})$$

ainsi que celle des **flux rotoriques** qui reste inchangée :

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} + \dots \\ &+ M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_m) & \sin(\alpha_m) \\ -\sin(\alpha_m) & \cos(\alpha_m) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (\text{AN1.10})$$

Les relations (AN1.1) associées à l'équation des flux (AN1.9 et 1.10) permettent d'obtenir les équations d'état relatives à la modélisation d'une **machine généralisée à pôles lisses** dans le repère α, β . On obtient les équations des **tensions statoriques** :

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{pmatrix} &= R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} + L_s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} + \dots \\ &+ p\Omega M_{sr} \begin{bmatrix} -\sin(\alpha_m) & -\cos(\alpha_m) \\ \cos(\alpha_m) & -\sin(\alpha_m) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} + M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_m) & -\sin(\alpha_m) \\ \sin(\alpha_m) & \cos(\alpha_m) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} \end{aligned}$$

et celles des **tensions rotoriques** :

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{pmatrix} &= R_r \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} + L_r \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} + \dots \\ &+ p\Omega M_{sr} \begin{bmatrix} -\sin(\alpha_m) & \cos(\alpha_m) \\ -\cos(\alpha_m) & -\sin(\alpha_m) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} + M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_m) & \sin(\alpha_m) \\ -\sin(\alpha_m) & \cos(\alpha_m) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} \end{aligned}$$

Tous calculs faits, on obtient le modèle suivant :

$$\begin{pmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & R_s + L_s \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} + \dots \\ + M_{sr} \begin{bmatrix} -p\Omega \sin(\alpha_m) + \cos(\alpha_m) \frac{d}{dt} & -p\Omega \cos(\alpha_m) - \sin(\alpha_m) \frac{d}{dt} \\ p\Omega \cos(\alpha_m) + \sin(\alpha_m) \frac{d}{dt} & -p\Omega \sin(\alpha_m) + \cos(\alpha_m) \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} \quad (\text{AN1.11})$$

$$\begin{pmatrix} v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{pmatrix} = M_{sr} \begin{bmatrix} -p\Omega \sin(\alpha_m) + \cos(\alpha_m) \frac{d}{dt} & p\Omega \cos(\alpha_m) + \sin(\alpha_m) \frac{d}{dt} \\ -p\Omega \cos(\alpha_m) - \sin(\alpha_m) \frac{d}{dt} & -p\Omega \sin(\alpha_m) + \cos(\alpha_m) \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} + \dots \\ + \begin{bmatrix} R_r + L_r \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} \quad (\text{AN1.12})$$

En remplaçant les flux rotoriques par les courants, l'*expression algébrique du couple électromagnétique* exercé sur le rotor vaut :

$$C_e = p \cdot M_{sr} \left((i_{r\alpha} i_{s\beta} - i_{r\beta} i_{s\alpha}) \cos(\alpha_m) - (i_{r\alpha} i_{s\alpha} + i_{r\beta} i_{s\beta}) \sin(\alpha_m) \right) \quad (\text{AN1.13})$$

2. Articulation dans le référentiel d,q

Dans le cas général, on constate que la matrice inductance $[L_{\alpha\beta}]$ de description de la machine généralisée comporte **douze éléments dépendant de la position α_m du rotor**, les quatre autres étant constants (relations AN1.14 et 1.15). La **transformation de PARK** appliquée aux équations statoriques et aux équations rotoriques a pour but de rendre ces coefficients constants tout en réduisant leur nombre.

La méthode consiste à transformer le système d'enroulements diphasés statoriques et rotoriques d'axes α, β en un système équivalent de deux enroulements en quadrature d'espace centrés sur les axes d, q .

Notations :

- $v_{sd}, v_{sq}, i_{sd}, i_{sq}, \varphi_{sd}$ et φ_{sq} : les tensions, courants et flux statoriques dans le référentiel d,q ,
- $v_{rd}, v_{rq}, i_{rd}, i_{rq}, \varphi_{rd}$ et φ_{rq} : les tensions, courants et flux rotoriques dans le référentiel d,q ,
- L_{sd} et L_{sq} : inductances cycliques statorique longitudinale et transversale,
- l_{s2}^n : module de la partie fluctuante de l'inductance statorique qui caractérise la saillance,
- M_{sr}^n : inductance mutuelle cyclique entre une phase du stator et une phase du rotor,
- θ_s : l'angle électrique ($\bar{S}_\alpha, \bar{O}_d$) et θ_r : l'angle électrique ($\bar{R}_\alpha, \bar{O}_d$),
- α_m : l'angle électrique ($\bar{R}_\alpha, \bar{S}_\alpha$) qui caractérise la position du rotor par rapport à celle du stator de la machine, et α_p : l'angle électrique qui caractérise la transformation de Park,
- ω_s et ω_r : les vitesses angulaires du repère d'axes d,q dans les référentiels statoriques ($\bar{S}_\alpha, \bar{S}_\beta$) et rotoriques ($\bar{R}_\alpha, \bar{R}_\beta$),
- c_e et p_m : le couple électromagnétique et la puissance mécanique fournie.

On effectue un changement de référentiel au moyen de la **matrice de rotation de Park d'ordre 2** (annexe 7). Cette transformation orthogonale permet de conserver l'équivalence énergétique entre les enroulements réels et les enroulements fictifs équivalents [PARK, 1929].

$$\boxed{[P_r(\alpha_p)] = \begin{bmatrix} \cos(\alpha_p) & \sin(\alpha_p) \\ -\sin(\alpha_p) & \cos(\alpha_p) \end{bmatrix}}$$

avec $[P_r(\alpha_p)]^{-1} = [P_r(\alpha_p)]^t$

De ce fait, et compte tenu de la forme particulière du rotor, la simplification optimale de la matrice inductance est obtenue grâce à deux **transformations de PARK**, dans lesquelles l'angle α_p est remplacé par θ_s pour le stator et par θ_r pour le rotor. Elle seront notées respectivement : $[P_r(\theta_s)]$ et $[P_r(\theta_r)]$.

θ_s et θ_r sont naturellement liés à α_m par la relation rigide $\alpha_m = \theta_s - \theta_r$ et la **vitesse électrique angulaire** du rotor par rapport au stator est telle que :

$$\boxed{p.\Omega = \omega_s - \omega_r = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}} \quad \text{(AN1.14)}$$

avec ω_s et ω_r qui représentent respectivement la **vitesse angulaire des axes d,q** dans le repère statorique ($\bar{S}_\alpha, \bar{S}_\beta$) et dans le repère rotorique ($\bar{R}_\alpha, \bar{R}_\beta$).

2.1. Cas général dans le référentiel d,q :

Le fonctionnement global de la partie électrique de la *machine généralisée* dans le référentiel d,q est régi par les équations différentielles non linéaires suivantes :

$$\begin{aligned} (v_{sd})^t &= [P_r(\theta_s)]^t [R_s] (i_{s\alpha\beta})^t + [P_r(\theta_s)]^t \frac{d}{dt} (\varphi_{s\alpha\beta})^t = \dots \\ &= [R_s] (i_{sd})^t + \frac{d}{dt} (\varphi_{sd})^t + [P_r(\theta_s)]^t \frac{d}{dt} [P_r(\theta_s)] (\varphi_{sd})^t \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (v_{rd})^t &= [P_r(\theta_r)]^t [R_r] (i_{r\alpha\beta})^t + [P_r(\theta_r)]^t \frac{d}{dt} (\varphi_{r\alpha\beta})^t = \dots \\ &= [R_r] (i_{rd})^t + \frac{d}{dt} (\varphi_{rd})^t + [P_r(\theta_r)]^t \frac{d}{dt} [P_r(\theta_r)] (\varphi_{rd})^t \end{aligned}$$

On a démontré en Annexe 7 que :

$$\boxed{[P_r(\alpha_p)]^t \frac{d}{dt} [P_r(\alpha_p)] = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\alpha_p}{dt}} \quad (\text{AN7.7})$$

Dans ces conditions, on obtient le modèle suivant :

$$\boxed{\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} d/dt & -\omega_s & 0 & 0 \\ \omega_s & d/dt & 0 & 0 \\ 0 & 0 & d/dt & -\omega_r \\ 0 & 0 & \omega_r & d/dt \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{pmatrix}} \quad (\text{AN1.15})$$

En exprimant les *flux fictifs* dans le repère d, q à partir des courants réels, et en posant :

$$\begin{aligned} [L_{sdq}] &= [P_r(\mathcal{G}_s)]^t [L_{s\alpha\beta}] [P_r(\mathcal{G}_s)] \quad \text{et} \quad [L_{rdq}] = [P_r(\mathcal{G}_r)]^t [L_{r\alpha\beta}] [P_r(\mathcal{G}_r)] \\ [M_{srdq}] &= [P_r(\mathcal{G}_s)]^t [M_{sr}] [P_r(\mathcal{G}_r)] \end{aligned}$$

l'équation des *flux fictifs* dans le repère d, q se traduit de la manière suivante :

$$\boxed{\begin{pmatrix} \varphi_{sdq} \\ \varphi_{rdq} \end{pmatrix}^t = \begin{bmatrix} L_{sdq} \\ M_{srdq} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sdq} \\ i_{sdq} \end{pmatrix}^t + \begin{bmatrix} M_{srdq} \\ L_{rdq} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{rdq} \\ i_{rdq} \end{pmatrix}^t} \quad (\text{AN1.16})$$

En remplaçant dans l'équation 1.15 les flux par les courants, il vient :

$$\begin{aligned} (v_{sd})^t &= [R_s](i_{sd})^t + [L_{sd}] \frac{d}{dt} (i_{sd})^t + \omega_s \frac{d}{d\theta_s} [L_{sd}](i_{sd})^t + \dots \\ &+ [M_{sr}] \frac{d}{dt} (i_{rd})^t + \omega_s \frac{d}{d\theta_s} [M_{sr}](i_{rd})^t \end{aligned} \quad (\text{AN1.17})$$

$$\begin{aligned} (v_{rd})^t &= [R_r](i_{rd})^t + [L_{rd}] \frac{d}{dt} (i_{rd})^t + \omega_r \frac{d}{d\theta_r} [L_{rd}](i_{rd})^t + \dots \\ &+ [M_{sr}] \frac{d}{dt} (i_{sd})^t + \omega_r \frac{d}{d\theta_r} [M_{sr}](i_{sd})^t \end{aligned} \quad (\text{AN1.18})$$

L'expression du couple électromagnétique exercé sur le rotor est obtenu grâce au **bilan des puissances** ci-dessous :

- **puissance globale** reçue par la machine :

$$v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq} + v_{rd}i_{rd} + v_{rq}i_{rq}$$

- **pertes joules** :

$$R_s(i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r(i_{rd}^2 + i_{rq}^2)$$

- **puissance d'échange d'énergie électromagnétique** :

$$i_{sd} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} + i_{sq} \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + i_{rd} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + i_{rq} \frac{d\varphi_{rq}}{dt}$$

- **puissance mécanique** :

$$P_m = (\varphi_{sd}i_{sq} - \varphi_{sq}i_{sd}) \frac{d\vartheta_s}{dt} + (\varphi_{rd}i_{rq} - \varphi_{rq}i_{rd}) \frac{d\vartheta_r}{dt}$$

Si on tient compte de l'équation des flux AN1.15 et en considérant le principe d'action réaction, il vient :

$$P_m = C_e \cdot \Omega = (\varphi_{sd}i_{sq} - \varphi_{sq}i_{sd}) \frac{d(\vartheta_s - \vartheta_r)}{dt} = (\varphi_{rd}i_{rq} - \varphi_{rq}i_{rd}) \frac{d(\vartheta_r - \vartheta_s)}{dt}$$

d'où les expressions scalaires suivantes pour le **couple électromagnétique** :

$$C_e = p \cdot (\varphi_{sd}i_{sq} - \varphi_{sq}i_{sd}) = p \cdot (\varphi_{rd}i_{rq} - \varphi_{rq}i_{rd}) \quad (\text{AN1.19})$$

2.1.1. Cas de la répartition sinusoidale d'espace dans le référentiel d,q :

L'hypothèse de **répartition spatiale sinusoidale** des forces magnétomotrices donne des valeurs particulières pour les inductances mutuelles M_s et M_{s2} , la valeur des inductances propres l_s et l_{s2} dépendent quant à elles de la **morphologie du rotor** :

$$M_{s2} = l_{s2} \quad : \quad \text{valeur négative}$$

Dans ces conditions, la **matrice inductance propre statorique** se décompose de la manière suivante dans le référentiel d,q :

$$\begin{bmatrix} L_{sd} \\ L_{sq} \end{bmatrix} = [P_r(\vartheta_s)]^t [L_{s\alpha\beta}] [P_r(\vartheta_s)] = L_s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + l_{s2}^n \begin{bmatrix} \cos(2\vartheta_r) & -\sin(2\vartheta_r) \\ -\sin(2\vartheta_r) & -\cos(2\vartheta_r) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} L_{rd} \\ L_{rq} \end{bmatrix} = [P_r(\vartheta_r)]^t [L_{r\alpha\beta}] [P_r(\vartheta_r)] = L_r \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} M_{sr\alpha} \\ M_{sr\beta} \end{bmatrix} = [P_r(\vartheta_s)]^t [M_{sr\alpha\beta}] [P_r(\vartheta_r)] = M_{sr}^n \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

avec $L_s = l_s - M_s$, $L_r = l_r - M_r$ et $M_{sr}^n = \frac{3}{2} M_{sr}$ **inductances propres cycliques statorique, rotorique et inductance mutuelle cyclique stator-rotor.**

Ces simplifications nous permettent de déduire de la relation (AN1.15), l'équation matricielle des flux dans le repère d,q :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_s + l_{s2}^n \cos(2\vartheta_r) & -l_{s2}^n \sin(2\vartheta_r) \\ -l_{s2}^n \sin(2\vartheta_r) & L_s - l_{s2}^n \cos(2\vartheta_r) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix} + M_{sr}^n \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{pmatrix} = M_{sr}^n \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix} + L_r \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix}$$

soit :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_s + l_{s2}^n \cos(2\vartheta_r) & -l_{s2}^n \sin(2\vartheta_r) & M_{sr}^n & 0 \\ -l_{s2}^n \sin(2\vartheta_r) & L_s - l_{s2}^n \cos(2\vartheta_r) & 0 & M_{sr}^n \\ M_{sr}^n & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M_{sr}^n & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix}$$

(AN1.20)

Si on pose : $l_{sd} = L_s + l_{s2}'' \cos(2\vartheta_r)$ et $l_{sq} = L_s - l_{s2}'' \cos(2\vartheta_r)$ inductances synchrones longitudinale et transversale, il vient :

$$l_{sd} - l_{sq} = 2l_{s2}'' \cos(2\vartheta_r)$$

Les relations (AN1.17) et (AN1.18) permettent d'obtenir le système d'état relatif à la modélisation d'une *machine généralisée à pôles saillants* dans le repère d, q :

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + l_{sd} \frac{d}{dt} & -l_{sq} \omega_s - l_{s2}'' \sin(2\vartheta_r) \frac{d}{dt} \\ l_{sd} \omega_s - l_{s2}'' \sin(2\vartheta_r) \frac{d}{dt} & R_s + l_{sq} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix} + M_{sr}'' \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega_s \\ \omega_s & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{pmatrix} = M_{sr}'' \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega_r \\ \omega_r & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} R_r + L_r \frac{d}{dt} & -L_r \omega_r \\ L_r \omega_r & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix}$$

(AN1.21)

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -l_{sq} \omega_s & 0 & -M_{sr}'' \omega_s \\ l_{sd} \omega_s & R_s & M_{sr}'' \omega_s & 0 \\ 0 & -M_{sr}'' \omega_r & R_r & -L_r \omega_r \\ M_{sr}'' \omega_r & 0 & L_r \omega_r & R_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \dots$$

$$+ \begin{bmatrix} l_{sd} & -l_{s2}'' \sin(2\vartheta_r) & M_{sr}'' & 0 \\ -l_{s2}'' \sin(2\vartheta_r) & l_{sq} & 0 & M_{sr}'' \\ M_{sr}'' & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M_{sr}'' & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix}$$

L'expression algébrique du couple électromagnétique exercé sur le rotor provient de la relation (AN1.19). En remplaçant les flux par leurs expressions (AN1.20) on obtient :

$$C_e = p \cdot \left((l_{sd} - l_{sq}) i_{sd} i_{sq} + l_{s2}'' \sin(2\vartheta_r) (i_{sd}^2 - i_{sq}^2) + M_{sr}'' (i_{rd} i_{sq} - i_{sd} i_{rq}) \right)$$

(AN1.22)

2.1.2. Cas de la machine généralisée à pôles saillants calée sur l'axe rotorique :

Dans le cas de la *machine généralisée à pôles saillants calée sur l'axe rotorique*, $\theta_r = 0$. Dans ces conditions, on obtient :

$$\begin{aligned} L_{sd} &= L_s + l_{s2}'' : \text{inductance cyclique longitudinale,} \\ L_{sq} &= L_s - l_{s2}'' : \text{inductance cyclique transversale.} \end{aligned}$$

Il vient l'équation des flux suivante indépendante de la position du rotor :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & M_{sr}'' & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 & M_{sr}'' \\ M_{sr}'' & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M_{sr}'' & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (\text{AN1.23})$$

Des équations des flux, on déduit les relations de tension au stator et au rotor :

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{sd} \frac{d}{dt} & -L_{sq} \omega_s \\ L_{sd} \omega_s & R_s + L_{sq} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix} + M_{sr}'' \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega_s \\ \omega_s & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (\text{AN1.24})$$

$$\begin{pmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{pmatrix} = M_{sr}'' \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega_r \\ \omega_r & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} R_r + L_r \frac{d}{dt} & -L_r \omega_r \\ L_r \omega_r & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (\text{AN1.25})$$

Si la vitesse du référentiel rotorique (ω_r) est nulle, la relation AN1.14 se simplifie et donne : $p\Omega = \omega_s$ d'où :

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -p\Omega L_{sq} & 0 & -p\Omega M_{sr}'' \\ p\Omega L_{sd} & R_s & p\Omega M_{sr}'' & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & M_{sr}'' & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 & M_{sr}'' \\ M_{sr}'' & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M_{sr}'' & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (\text{AN1.26})$$

Notre objectif étant le contrôle dynamique de la machine, on obtient le **système d'état** suivant par inversion de la matrice inductance.

$$\text{Ce qui donne avec } [L_{sdq}]^{-1} = \frac{1}{L_r \sqrt{\sigma_d \sigma_q} L_{sd} L_{sq}} \begin{bmatrix} L_r & 0 & -M_{sr}^n & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -M_{sr}^n \\ -M_{sr}^n & 0 & L_{sq} & 0 \\ 0 & -M_{sr}^n & 0 & L_{sd} \end{bmatrix} :$$

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sigma} \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s} & p.\Omega & \frac{M_{sr}^n}{L_s T_r} & p.\Omega \frac{M_{sr}^n}{L_s} \\ -p.\Omega & -\frac{1}{T_s} & -p.\Omega \frac{M_{sr}^n}{L_s} & \frac{M_{sr}^n}{L_s T_r} \\ \frac{M_{sr}^n}{L_r T_s} & -p.\Omega \frac{M_{sr}^n}{L_r} & -\frac{1}{T_r} & -p.\Omega(1-\sigma) \\ p.\Omega \frac{M_{sr}^n}{L_r} & \frac{M_{sr}^n}{L_r T_s} & p.\Omega(1-\sigma) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s L_r} \begin{bmatrix} L_r & 0 & -M_{sr}^n & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -M_{sr}^n \\ -M_{sr}^n & 0 & L_{sq} & 0 \\ 0 & -M_{sr}^n & 0 & L_{sd} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{pmatrix}$$

(AN1.27)

avec : $T_{sd} = \frac{L_{sd}}{R_s}$, $T_{sq} = \frac{L_{sq}}{R_s}$ et $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ **constantes de temps** respectives du stator et du rotor

et $\sigma_d = 1 - \frac{M_{sr}^{n2}}{L_r L_{sd}}$, $\sigma_q = 1 - \frac{M_{sr}^{n2}}{L_r L_{sq}}$: **coefficients de dispersion**.

En remplaçant dans la relation (AN1.19) les flux d'induction par leurs expressions en fonction des courants (relation AN1.23), on obtient l'**expression algébrique du couple électromagnétique** exercé sur le rotor :

$$C_e = p. \left((L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} + M_{sr}^n (i_{rd} i_{sq} - i_{rq} i_{sd}) \right) \quad (\text{AN1.28})$$

où sont mis en évidence :

- un **couple de réluctance variable** : $p.(L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq}$ nul pour les machines à pôles lisses,
- et un **couple principal** : $p.M_{sr}^n (i_{rd} i_{sq} - i_{rq} i_{sd})$ vectoriellement égal à $p.\frac{3}{2} M_{sr} (\vec{I}_r \wedge \vec{I}_s)$

2.2. Cas particulier de la machine à pôles lisses dans le référentiel d, q

Dans le cas d'une *machine à pôles lisses*, l'inductance L_{s2} est nulle et dans ces conditions, la *matrice inductance statorique* se réduit à l'expression suivante :

$$[L_{s_{dq}}] = [P_r]^t [L_{s_{\alpha\beta}}] [P_r] = L_s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

L'équation matricielle des flux devient :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{sr}^n & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M_{sr}^n \\ M_{sr}^n & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M_{sr}^n & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{AN1.29})$$

Des équations des flux, on déduit les relations de tension au stator et au rotor :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -L_s \omega_s & 0 & -M_{sr}^n \omega_s \\ L_s \omega_s & R_s & M_{sr}^n \omega_s & 0 \\ 0 & -M_{sr}^n \omega_r & R_r & -L_r \omega_r \\ M_{sr}^n \omega_r & 0 & L_r \omega_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{sr}^n & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M_{sr}^n \\ M_{sr}^n & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M_{sr}^n & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{AN1.30})$$

Notre objectif étant le contrôle dynamique de la machine, on obtient le *système d'état* suivant par inversion de la matrice inductance.

Ce qui donne avec $[L_{s_{dq}}]^{-1} = \frac{1}{\sigma L_s L_r} \begin{bmatrix} L_r & 0 & -M_{sr}^n & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -M_{sr}^n \\ -M_{sr}^n & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -M_{sr}^n & 0 & L_s \end{bmatrix}$:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sigma} \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & \omega_s - (1-\sigma)\omega_r & \frac{M_{sr}^n}{L_s T_r} & \frac{M_{sr}^n}{L_s} (\omega_s - \omega_r) \\ (1-\sigma)\omega_r - \omega_s & \frac{-1}{T_s} & \frac{M_{sr}^n}{L_s} (\omega_r - \omega_s) & \frac{M_{sr}^n}{L_s T_r} \\ \frac{M_{sr}^n}{L_r T_s} & \frac{M_{sr}^n}{L_r} (\omega_r - \omega_s) & \frac{-1}{T_r} & \omega_r - (1-\sigma)\omega_s \\ \frac{M_{sr}^n}{L_r} (\omega_s - \omega_r) & \frac{M_{sr}^n}{L_r T_s} & (1-\sigma)\omega_s - \omega_r & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \dots$$

$$+ \frac{1}{\sigma L_s L_r} \begin{bmatrix} L_r & 0 & -M_{sr}^n & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -M_{sr}^n \\ -M_{sr}^n & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -M_{sr}^n & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{pmatrix}$$

(AN1.31)

avec : $T_s = \frac{L_s}{R_s}$ et $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ constantes de temps respectives du stator et du rotor et

$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^n{}^2}{L_s L_r}$ coefficient de dispersion.

En remplaçant dans la relation (AN1.18) les flux d'induction par leurs expressions en fonction des courants (relation AN1.29), on obtient l'*expression algébrique du couple électromagnétique* exercé sur le rotor :

$$C_e = p \cdot M_{sr}^n (i_{rd} i_{sq} - i_{rq} i_{sd}) \quad (AN1.32)$$

2.2.1. Cas de la machine généralisée à pôles lisses calée sur l'axe statorique

Dans le cas de la *machine généralisée à pôles lisses calée sur l'axe statorique*, $\theta_s = 0$. La vitesse du référentiel statorique (ω_s) étant nulle, la relation AN1.14 se simplifie et donne : $-p\Omega = \omega_r$, d'où :

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & p\Omega M_{sr}^n & R_r & -p\Omega L_r \\ -p\Omega M_{sr}^n & 0 & -p\Omega L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{sr}^n & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M_{sr}^n \\ M_{sr}^n & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M_{sr}^n & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix}$$

(AN1.33)

Soit le **système d'état** suivant par inversion de la matrice inductance :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sigma} \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & p.\Omega(1-\sigma) & \frac{M_{sr}''}{L_s T_r} & p.\Omega \frac{M_{sr}''}{L_s} \\ -p.\Omega(1-\sigma) & \frac{-1}{T_s} & -p.\Omega \frac{M_{sr}''}{L_s} & \frac{M_{sr}''}{L_s T_r} \\ \frac{M_{sr}''}{L_r T_s} & -p.\Omega \frac{M_{sr}''}{L_r} & \frac{-1}{T_r} & -p.\Omega \\ p.\Omega \frac{M_{sr}''}{L_r} & \frac{M_{sr}''}{L_r T_s} & p.\Omega & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s L_r} \begin{bmatrix} L_r & 0 & -M_{sr}'' & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -M_{sr}'' \\ -M_{sr}'' & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -M_{sr}'' & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{pmatrix} \quad (\text{AN1.34})$$

2.2.2. Cas de la machine généralisée à pôles lisses calée sur l'axe rotorique

Dans le cas de la **machine généralisée à pôles lisses calée sur l'axe rotorique**, $\theta_r = 0$. La vitesse du référentiel rotorique (ω_r) étant nulle, la relation AN1.14 se simplifie et donne : $p.\Omega = \omega_s$ d'où :

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -p.\Omega L_s & 0 & -p.\Omega M_{sr}'' \\ p.\Omega L_s & R_s & p.\Omega M_{sr}'' & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{sr}'' & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M_{sr}'' \\ M_{sr}'' & 0 & M_{sr}'' & 0 \\ 0 & M_{sr}'' & 0 & M_{sr}'' \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (\text{AN1.35})$$

Soit le **système d'état** suivant par inversion de la matrice inductance :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sigma} \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & p.\Omega & \frac{M_{sr}''}{L_s T_r} & p.\Omega \frac{M_{sr}''}{L_s} \\ -p.\Omega & \frac{-1}{T_s} & -p.\Omega \frac{M_{sr}''}{L_s} & \frac{M_{sr}''}{L_s T_r} \\ \frac{M_{sr}''}{L_r T_s} & -p.\Omega \frac{M_{sr}''}{L_r} & \frac{-1}{T_r} & -p.\Omega(1-\sigma) \\ p.\Omega \frac{M_{sr}''}{L_r} & \frac{M_{sr}''}{L_r T_s} & p.\Omega(1-\sigma) & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s L_r} \begin{bmatrix} L_r & 0 & -M_{sr}'' & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -M_{sr}'' \\ -M_{sr}'' & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -M_{sr}'' & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{pmatrix} \quad (\text{AN1.36})$$

Annexe 2 : Modélisation dynamique de la machine Synchrone

Nous considérons une *machine Synchrone à inducteur radial bobiné* qui se décompose de la manière suivante :

- *trois enroulements* identiques pour les phases *statoriques* dont les axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à $2\pi/3$,
- un *enroulement inducteur tournant* à la vitesse mécanique Ω (*phase rotorique*) dont l'axe longitudinal noté \vec{L} est repéré par l'angle α_m par rapport à l'axe de la phase statorique \vec{S}_a , prise comme référence.

Notations :

. R_s, L_s, R_f et L_f : la résistance et l'inductance propre d'induit, la résistance et l'inductance propre d'inducteur,

. l_{s2} : module de la partie fluctuante de l'inductance statorique,

. L_{ms} : inductance homopolaire statorique,

. M_{sf} : mutuelle inductance entre une phase du stator et l'inducteur,

. l_{sd} et l_{sq} : les inductances d'induit cycliques longitudinale et transversale,

. $(v_{abc}), (i_{abc})$ et (ϕ_{abc}) : les tensions, les courants et les flux d'induit dans le référentiel triphasé statorique,

. v_f, i_f et ϕ_f : la tension, le courant et le flux d'inducteur, et par le rotor (*inducteur*),

. $\omega, c_e, \Sigma c_L$ et J : la vitesse angulaire mécanique, le couple électromagnétique résultant, les couples de charge et le moment d'inertie total ramenés sur l'arbre,

. p : le nombre de paires de pôles,

. Ω : vitesse mécanique,

. α_m : la position angulaire réelle de la machine dans le référentiel a, b, c (*angle électrique*).

1. Articulation dans le référentiel a, b, c

Dans le référentiel a, b, c , le fonctionnement global de la partie électrique de la machine est régi par les équations différentielles non linéaires suivantes :

$$\begin{aligned} (v_{abc})' &= [R_s](i_{abc})' + \frac{d}{dt}(\phi_{abc})' \\ v_f &= R_f i_f + \frac{d}{dt} \phi_f \end{aligned} \tag{AN2.1}$$

$$\text{Soit : } \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_f \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \\ \varphi_f \end{pmatrix}$$

En exprimant les flux à partir des courants, il vient :

$$\begin{aligned} (\varphi_{abc})^t &= [L_{abc}](i_{abc})^t + [M_{sf}]i_f \\ \varphi_f &= [M_{sf}]^t(i_{abc})^t + L_f i_f \end{aligned} \quad (\text{AN2.2})$$

$$\text{avec } [L_{abc}] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [M_{sf}] = \begin{bmatrix} M_{af} \\ M_{bf} \\ M_{cf} \end{bmatrix}$$

Par la nature même des mutuelles inductances, la **matrice inductance** $[L_{abc}]$ est **symétrique**, d'où :

$$M_{ab} = M_{ba}, \quad M_{bc} = M_{cb} \quad \text{et} \quad M_{ac} = M_{ca}$$

L'angle α_m représente la position du rotor par rapport au stator tel que :

$$p \cdot \Omega = \frac{d\alpha_m}{dt} \quad (\text{AN2.3})$$

1.1. Cas général

Le cas général correspond à la **machine synchrone à pôles saillants** (*machine à reluctance variable*). Pour ce type de machine, la **face interne du stator** étant **lisse**, les paramètres inductifs du rotor sont indépendants de la position angulaire α_m , par contre ceux du stator sont des fonctions de α_m .

$$\text{d'où : } [L_{abc}] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} + \dots$$

$$\begin{bmatrix} l_{s2} \cos(2\alpha_m) & M_{s2} \cos(2\alpha_m - 2\pi/3) & M_{s2} \cos(2\alpha_m + 2\pi/3) \\ M_{s2} \cos(2\alpha_m - 2\pi/3) & l_{s2} \cos(2\alpha_m + 2\pi/3) & M_{s2} \cos(2\alpha_m) \\ M_{s2} \cos(2\alpha_m + 2\pi/3) & M_{s2} \cos(2\alpha_m) & l_{s2} \cos(2\alpha_m - 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

$$\text{de même : } [M_{sf}] = \begin{bmatrix} M_{af} \\ M_{bf} \\ M_{cf} \end{bmatrix} = M_{sf} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_m) \\ \cos(\alpha_m - 2\pi/3) \\ \cos(\alpha_m + 2\pi/3) \end{bmatrix} \text{ et } L_f = C^{ste}$$

L'hypothèse de *répartition spatiale sinusoïdale* des forces magnétomotrices donne des valeurs particulières pour les inductances mutuelles M_s et M_{s2} , la valeur des inductances propres l_s et l_{s2} dépendent quant à elles de la *morphologie du rotor* :

$$M_{s2} = l_{s2} \text{ et } M_s = -l_s/2 \text{ toutes deux négatives.}$$

$$\text{d'où : } [L_{abc}] = [L_s] + [L_{s2}]$$

$$\text{avec : } [L_s] = l_s \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 \end{bmatrix} \text{ et}$$

$$[L_{s2}] = l_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\alpha_m) & \cos(2\alpha_m - 2\pi/3) & \cos(2\alpha_m + 2\pi/3) \\ \cos(2\alpha_m - 2\pi/3) & \cos(2\alpha_m + 2\pi/3) & \cos(2\alpha_m) \\ \cos(2\alpha_m + 2\pi/3) & \cos(2\alpha_m) & \cos(2\alpha_m - 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

On en déduit les relations matricielles suivantes dans le référentiel a, b, c :

$$\begin{aligned} (v_{abc})^t &= [R_s](i_{abc})^t + [[L_s] + [L_{s2}]] \frac{d}{dt}(i_{abc})^t + p\Omega \frac{d}{d\alpha_m} [L_{s2}](i_{abc})^t + \dots \\ &\quad + [M_{sf}] \frac{d}{dt} i_f + p\Omega \frac{d}{d\alpha_m} [M_{sf}] i_f \\ v_f &= R_f i_f + L_f \frac{d}{dt} i_f + [M_{sf}]^t \frac{d}{dt}(i_{abc})^t + p\Omega \frac{d}{d\alpha_m} [M_{sf}]^t (i_{abc})^t \end{aligned}$$

(AN2.4)

1.2. Cas particulier de la machine à pôles lisses dans le référentiel a, b, c :

Dans le cas d'une *machine à pôles lisses*, l'inductance cyclique l_{s2} est nulle et dans ces conditions, la *matrice inductance* se réduit à l'expression suivante :

$$[L_{abc}] = [L_s] = l_s \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 \end{bmatrix}$$

On en déduit les relations matricielles suivantes dans le référentiel a, b, c :

$$\begin{aligned} (v_{abc})^t &= [R_s](i_{abc})^t + [L_s] \frac{d}{dt}(i_{abc})^t + [M_{sf}] \frac{d}{dt} i_f + p\Omega \frac{d}{d\alpha_m} [M_{sf}] i_f \\ v_f &= R_f i_f + L_f \frac{d}{dt} i_f + [M_{sf}]^t \frac{d}{dt}(i_{abc})^t + p\Omega \frac{d}{d\alpha_m} [M_{sf}]^t (i_{abc})^t \end{aligned}$$

(AN2.5)

avec

$$\frac{d}{d\alpha_m} [M_{sf}] = -M_{sf} \begin{bmatrix} \sin(\alpha_m) \\ \sin(\alpha_m - 2\pi / 3) \\ \sin(\alpha_m + 2\pi / 3) \end{bmatrix}$$

2. Articulation dans le référentiel α, β

On effectue un changement de référentiel au moyen d'une **matrice de transformation triphasé-diphasé** définie en annexe 7. Cette transformation orthogonale permet de conserver l'équivalence énergétique entre les enroulements réels et les enroulements fictifs diphasés équivalents [CONCORDIA, 1951].

$$\text{avec } [T_3] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \text{ matrice de Concordia telle que : } [T_3]^{-1} = [T_3]^t$$

(AN2.6)

2.1. Cas général

En exprimant les **flux fictifs** (relation AN2.2) dans le repère α, β à partir des courants réels, et en posant $[L_{\alpha\beta}] = [T_3]^t [L_{abc}] [T_3]$ et $[M_{\alpha\beta}] = [T_3]^t [M_{sf}]$, on obtient les **matrices inductance propre** et **mutuelle inductance** dans le repère fictif α, β :

$$[L_{\alpha\beta}] = [T_3]^t [L_{abc}] [T_3] = \begin{bmatrix} l_s + 2M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s - M_s \end{bmatrix} + l_{s2}^n \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(2\alpha_m) & \sin(2\alpha_m) \\ 0 & \sin(2\alpha_m) & -\cos(2\alpha_m) \end{bmatrix}$$

$$[M_{\alpha\beta}] = [T_3]^t [M_{sf}] = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sf} \begin{bmatrix} 0 \\ \cos(\alpha_m) \\ \sin(\alpha_m) \end{bmatrix}$$

avec : $L_{ms} = l_s + 2M_s$, $L_s = l_s - M_s$ et $M'_{sf} = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sf}$ appelées respectivement **inductances homopolaires** et **inductances propres cycliques statorique** et **inductance mutuelle cyclique** entre le stator et l'inducteur.

L'hypothèse de **répartition spatiale sinusoïdale** des forces magnétomotrices, et la **morphologie du rotor (pôles saillants)**, entraîne que l'**inductance homopolaire** L_{ms} est nulle. On en déduit que les **matrices inductance** ci-dessous s'apparentent avec celles de la **machine généralisée à pôles saillants** présentée en **Annexe 1** :

$$[L_{\alpha\beta}] = [T_{32}]' [L_{abc}] [T_{32}] = L_s \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + l''_{s2} \begin{bmatrix} 0 & \cos(2\alpha_m) & \sin(2\alpha_m) \\ 0 & \sin(2\alpha_m) & -\cos(2\alpha_m) \end{bmatrix}$$

$$[M_{\alpha\beta}] = [T_{32}]' [M_{abc}] = M'_{sf} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_m) \\ \sin(\alpha_m) \end{bmatrix}$$

avec $L_s = \frac{3}{2}l_s = l_s - M_s$ et $l''_{s2} = \frac{3}{2}l_{s2}$

Tous calculs faits, on obtient le modèle suivant qui correspond à celui de la **machine généralisée à pôles saillants** :

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_s - p\Omega.l''_{s2} \sin(2\alpha_m) + l_{sd} \frac{d}{dt} & -p\Omega.l_{sq} + l''_{s2} \sin(2\alpha_m) \frac{d}{dt} \\ p\Omega.l_{sd} + l''_{s2} \sin(2\alpha_m) \frac{d}{dt} & R_s + p\Omega.l''_{s2} \sin(2\alpha_m) + l_{sq} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \dots$$

$$+ M'_{sf} \begin{bmatrix} -p\Omega \sin(\alpha_m) + \cos(\alpha_m) \frac{d}{dt} \\ p\Omega \cos(\alpha_m) + \sin(\alpha_m) \frac{d}{dt} \end{bmatrix} i_f$$

(AN2.8)

$$v_f = \left(R_f + L_f \frac{d}{dt} \right) i_f + M'_{sf} \begin{bmatrix} -p\Omega \sin(\alpha_m) + \cos(\alpha_m) \frac{d}{dt} \\ p\Omega \cos(\alpha_m) + \sin(\alpha_m) \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix}$$

(AN2.9)

avec $l_{sd} = L_s + l''_{s2} \cos(2\alpha_m)$ et $l_{sq} = L_s - l''_{s2} \cos(2\alpha_m)$

Equation scalaire du **couple** :

$$C_e = p \cdot \left(l''_{s2} (i_\beta^2 - i_\alpha^2) \sin(2\alpha_m) + 2l''_{s2} i_\alpha i_\beta \cos(2\alpha_m) + \dots \right. \\ \left. + M'_{sf} i_f (i_\beta \cos(\alpha_m) - i_\alpha \sin(\alpha_m)) \right)$$

(AN2.10)

2.2. Cas particulier de la machine à pôles lisses dans le référentiel α, β :

Dans le cas d'une *machine à pôles lisses*, l'*inductance cyclique* l_{s2} est nulle et dans ces conditions, la *matrice inductance* se réduit à l'expression suivante :

$$[L_{\alpha\beta}] = [T_{32}]' [L_s] [T_{32}] = L_s \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Il vient :

$$\begin{pmatrix} \varphi_\alpha \\ \varphi_\beta \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + M'_{sf} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_m) \\ \sin(\alpha_m) \end{bmatrix} i_f \quad (\text{AN2.11})$$

$$\varphi_f = L_f i_f + M'_{sf} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_m) & \sin(\alpha_m) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix}$$

Les relations (AN2.7) permettent d'obtenir les équations d'état relatives à la modélisation d'une *machine synchrone à pôles lisses* dans le repère α, β . Tous calculs faits, on obtient le modèle suivant :

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -p\Omega L_s \\ p\Omega L_s & R_s + L_s \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + M'_{sf} \begin{bmatrix} -p\Omega \sin(\alpha_m) + \cos(\alpha_m) \frac{d}{dt} \\ p\Omega \cos(\alpha_m) + \sin(\alpha_m) \frac{d}{dt} \end{bmatrix} i_f \quad (\text{AN2.12})$$

$$v_f = \left(R_f + L_f \frac{d}{dt} \right) i_f + M'_{sf} \begin{bmatrix} -p\Omega \sin(\alpha_m) + \cos(\alpha_m) \frac{d}{dt} \\ p\Omega \cos(\alpha_m) + \sin(\alpha_m) \frac{d}{dt} \end{bmatrix}' \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (\text{AN2.13})$$

L'*expression algébrique du couple électromagnétique* exercé sur le rotor vaut :

$$C_e = p \cdot M'_{sf} i_f (i_\beta \cos(\alpha_m) - i_\alpha \sin(\alpha_m)) \quad (\text{AN2.14})$$

Annexe 3 : Modélisation dynamique de la machine Asynchrone

Nous considérons une *machine Asynchrone à rotor bobiné* qui se décompose de la manière suivante :

- *trois enroulements identiques pour les phases statoriques* dont les axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à $2\pi/3$,
- *trois enroulements identiques pour les phases rotoriques* dont les axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à $2\pi/3$, tournant à la vitesse mécanique Ω (phase rotorique).

Notations :

- . R_s, L_s, R_r et L_r : la résistance et l'inductance propre statorique, la résistance et l'inductance propre rotorique,
- . L_{ms} et L_{mr} : inductances homopolaires statorique et rotorique,
- . M_{sr} : inductance mutuelle cyclique entre une phase du stator et une phase du rotor,
- . $(v_{sabc}), (i_{sabc})$ et (ϕ_{sabc}) : les tensions, les courants et les flux statoriques dans le référentiel triphasé statorique,
- . $(v_{rabc}), (i_{rabc})$ et (ϕ_{rabc}) : les tensions, les courants et les flux rotoriques dans le référentiel triphasé statorique,
- . $v_{s\alpha}, v_{s\beta}, i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \phi_{s\alpha}$, et $\phi_{s\beta}$: les tensions, courants et flux statoriques dans le référentiel diphasé,
- . $v_{r\alpha}, v_{r\beta}, i_{r\alpha}, i_{r\beta}, \phi_{r\alpha}$, et $\phi_{r\beta}$: les tensions, courants et flux rotoriques dans le référentiel diphasé,
- . p : le nombre de paires de pôles,
- . Ω : vitesse mécanique,
- . α_m : la position angulaire réelle de la machine dans le référentiel triphasé a, b, c .

1. Articulation dans le référentiel a, b, c

Dans le référentiel a, b, c , le fonctionnement global de la partie électrique de la machine est régi par les équations différentielles non linéaires suivantes :

$$\begin{aligned} (v_{sabc})' &= [R_s](i_{sabc})' + \frac{d}{dt}(\phi_{sabc})' \\ (v_{rabc})' &= [R_r](i_{rabc})' + \frac{d}{dt}(\phi_{rabc})' \end{aligned} \tag{AN3.1}$$

Soit les *équations statoriques* :

$$\begin{pmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{pmatrix}$$

et les *équations rotoriques* :

$$\begin{pmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{pmatrix}$$

En exprimant les flux à partir des courants, il vient :

$$\begin{cases} (\varphi_{s_{abc}})^t = [L_{s_{abc}}](i_{s_{abc}})^t + [M_{sr}](i_{r_{abc}})^t \\ (\varphi_{r_{abc}})^t = [M_{rs}](i_{s_{abc}})^t + [L_{r_{abc}}](i_{r_{abc}})^t \end{cases} \quad (\text{AN3.2})$$

avec $[L_{s_{abc}}] = \begin{bmatrix} L_{s_a} & M_{s_{ab}} & M_{s_{ac}} \\ M_{s_{ba}} & L_{s_b} & M_{s_{bc}} \\ M_{s_{ca}} & M_{s_{cb}} & L_{s_c} \end{bmatrix}$, $[L_{r_{abc}}] = \begin{bmatrix} L_{r_a} & M_{r_{ab}} & M_{r_{ac}} \\ M_{r_{ba}} & L_{r_b} & M_{r_{bc}} \\ M_{r_{ca}} & M_{r_{cb}} & L_{r_c} \end{bmatrix}$

et $[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{s_a r_a} & M_{s_a r_b} & M_{s_a r_c} \\ M_{s_b r_a} & M_{s_b r_b} & M_{s_b r_c} \\ M_{s_c r_a} & M_{s_c r_b} & M_{s_c r_c} \end{bmatrix}$, $[M_{rs}] = \begin{bmatrix} M_{r_a s_a} & M_{r_a s_b} & M_{r_a s_c} \\ M_{r_b s_a} & M_{r_b s_b} & M_{r_b s_c} \\ M_{r_c s_a} & M_{r_c s_b} & M_{r_c s_c} \end{bmatrix}$

Par la nature même des mutuelles inductances, les *matrices inductances* $[L_{s_{abc}}]$ et $[L_{r_{abc}}]$ sont *symétriques*, d'où :

$$M_{s_{ab}} = M_{s_{ba}}, \quad M_{s_{bc}} = M_{s_{cb}} \quad \text{et} \quad M_{s_{ac}} = M_{s_{ca}}$$

$$M_{r_{ab}} = M_{r_{ba}}, \quad M_{r_{bc}} = M_{r_{cb}} \quad \text{et} \quad M_{r_{ac}} = M_{r_{ca}}$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^t$$

L'angle α_m représente la position du rotor par rapport au stator (l'axe de la phase statorique \vec{S}_a , prise comme référence) tel que :

$$p \cdot \Omega = \frac{d\alpha_m}{dt} \quad (\text{AN3.3})$$

La *face interne du stator* et la *face externe du rotor* étant *lisses*, les paramètres inductifs sont indépendants de la position angulaire α_m . Dans ces conditions, on obtient :

$$[L_{sabc}] = \begin{bmatrix} L_{s_a} & M_{s_{ab}} & M_{s_{ac}} \\ M_{s_{ba}} & L_{s_b} & M_{s_{bc}} \\ M_{s_{ca}} & M_{s_{cb}} & L_{s_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}$$

$$[L_{rabc}] = \begin{bmatrix} L_{r_a} & M_{r_{ab}} & M_{r_{ac}} \\ M_{r_{ba}} & L_{r_b} & M_{r_{bc}} \\ M_{r_{ca}} & M_{r_{cb}} & L_{r_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$\text{et } [M_{sr}] = [M_{rs}]' = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_m) & \cos(\alpha_m + 2\pi/3) & \cos(\alpha_m - 2\pi/3) \\ \cos(\alpha_m - 2\pi/3) & \cos(\alpha_m) & \cos(\alpha_m + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha_m + 2\pi/3) & \cos(\alpha_m - 2\pi/3) & \cos(\alpha_m) \end{bmatrix}$$

L'hypothèse de *répartition spatiale sinusoïdale* des forces magnétomotrices donne des valeurs particulières pour les inductances mutuelles M_s et M_r :

$$M_s = -l_s/2 \quad \text{et} \quad M_r = -l_r/2 \quad \text{toutes deux négatives.}$$

$$\text{Il vient : } [L_s] = l_s \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_r] = l_r \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 \end{bmatrix}$$

Les relations (AN3.1) associées à l'équation des flux (AN3.2) permettent d'obtenir les équations d'état relatives à la modélisation d'une *machine asynchrone à rotor bobiné* dans le repère a, b, c :

$$\begin{aligned} (v_{sabc})' &= [R_s] (i_{sabc})' + [L_s] \frac{d}{dt} (i_{sabc})' + [M_{sr}] \frac{d}{dt} (i_{rabc})' + p \cdot \Omega (i_{rabc})' \frac{d}{d\alpha_m} [M_{sr}] \\ (v_{rabc})' &= [R_r] (i_{rabc})' + [L_r] \frac{d}{dt} (i_{rabc})' + [M_{sr}]' \frac{d}{dt} (i_{sabc})' + p \cdot \Omega (i_{sabc})' \frac{d}{d\alpha_m} [M_{sr}]' \end{aligned}$$

(AN3.4)

$$\text{avec } \frac{d}{d\alpha_m} [M_{sr}] = -M_{sr} \begin{bmatrix} \sin(\alpha_m) & \sin(\alpha_m + 2\pi/3) & \sin(\alpha_m - 2\pi/3) \\ \sin(\alpha_m - 2\pi/3) & \sin(\alpha_m) & \sin(\alpha_m + 2\pi/3) \\ \sin(\alpha_m + 2\pi/3) & \sin(\alpha_m - 2\pi/3) & \sin(\alpha_m) \end{bmatrix}$$

2. Articulation dans le référentiel α, β

On effectue un changement de référentiel au moyen d'une **matrice de transformation triphasé-diphasé** définie en annexe 7. Cette transformation orthogonale permet de conserver l'équivalence énergétique entre les enroulements réels et les enroulements fictifs diphasés équivalents [CONCORDIA, 1951].

avec $[T_3] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$ matrice de Concordia telle que : $[T_3]^{-1} = [T_3]^t$

(AN3.5)

En exprimant les **flux fictifs** (relation AN3.2) dans le repère α, β à partir des courants réels, et en posant $[L_{s\alpha\beta}] = [T_3]^t [L_{sabc}] [T_3]$, $[L_{r\alpha\beta}] = [T_3]^t [L_{rabc}] [T_3]$ et $[M_{sr\alpha\beta}] = [T_3]^t [M_{sr}] [T_3]$, on obtient les **matrices inductance propres** et **mutuelle inductance** dans le repère fictif α, β :

$$[L_{s\alpha\beta}] = [T_3]^t [L_{sabc}] [T_3] = \begin{bmatrix} l_s + 2M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s - M_s \end{bmatrix}$$

$$[L_{r\alpha\beta}] = [T_3]^t [L_{rabc}] [T_3] = \begin{bmatrix} l_r + 2M_r & 0 & 0 \\ 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & l_r - M_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr\alpha\beta}] = [T_3]^t [M_{sr}] [T_3] = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\alpha_m) & -\sin(\alpha_m) \\ 0 & \sin(\alpha_m) & \cos(\alpha_m) \end{bmatrix}$$

avec : $L_{ms} = l_s + 2M_s$, $L_s = l_s - M_s$, $L_{mr} = l_r + 2M_r$, $L_r = l_r - M_r$ appelées respectivement **inductances homopolaires** et **inductances propres cycliques** statorique et rotorique,

et $M_{sr}^* = \frac{3}{2} M_{sr}$ **inductance mutuelle cyclique** entre le stator et le rotor.

L'hypothèse de **répartition spatiale sinusoïdale** des forces magnétomotrices, et la **morphologie du rotor** (pôles lisses), entraîne que les **inductances homopolaires** L_{ms} et L_{mr} sont nulles.

On en déduit les **matrices inductance** ci-dessous qui s'apparentent avec celles de la **machine généralisée à pôles lisses** présentée en **Annexe 1** :

$$\left[L_{s\alpha\beta} \right] = [T_{32}]' \left[L_{sabc} \right] [T_{32}] = L_s \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \left[L_{r\alpha\beta} \right] = [T_{32}]' \left[L_{rabc} \right] [T_{32}] = L_r \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\left[M_{sr\alpha\beta} \right] = [T_{32}]' \left[M_{sr} \right] [T_{32}] = M_{sr}'' \begin{bmatrix} \cos(\alpha_m) & -\sin(\alpha_m) \\ \sin(\alpha_m) & \cos(\alpha_m) \end{bmatrix}$$

avec $L_s = \frac{3}{2}l_s = l_s - M_s$ et $L_r = \frac{3}{2}l_r = l_r - M_r$

Tous calculs faits, on obtient le modèle suivant qui correspond à celui de la **machine généralisée à pôles lisses** :

$$\begin{pmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & R_s + L_s \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} + \dots \\ + M_{sr}'' \begin{bmatrix} -p\Omega \sin(\alpha_m) + \cos(\alpha_m) \frac{d}{dt} & -p\Omega \cos(\alpha_m) - \sin(\alpha_m) \frac{d}{dt} \\ p\Omega \cos(\alpha_m) + \sin(\alpha_m) \frac{d}{dt} & -p\Omega \sin(\alpha_m) + \cos(\alpha_m) \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix}$$

(AN3.6)

$$\begin{pmatrix} v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{pmatrix} = M_{sr}'' \begin{bmatrix} -p\Omega \sin(\alpha_m) + \cos(\alpha_m) \frac{d}{dt} & p\Omega \cos(\alpha_m) + \sin(\alpha_m) \frac{d}{dt} \\ -p\Omega \cos(\alpha_m) - \sin(\alpha_m) \frac{d}{dt} & -p\Omega \sin(\alpha_m) + \cos(\alpha_m) \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} + \dots \\ + \begin{bmatrix} R_r + L_r \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix}$$

(AN3.7)

Equation scalaire du **couple** :

$$C_e = p \cdot M_{sr}'' \left((i_{r\alpha} i_{s\beta} - i_{r\beta} i_{s\alpha}) \cos(\alpha_m) - (i_{r\alpha} i_{s\alpha} + i_{r\beta} i_{s\beta}) \sin(\alpha_m) \right)$$

(AN3.8)

Annexe 4 La Représentation Informationnelle : Outil de Modélisation et de Synthèse des Commandes de Processus Electriques

*La Représentation Informationnelle Causale est une représentation graphique du traitement de l'information au sein d'un système. C'est une transcription logique de l'analyse sous forme d'un modèle de comportement, grâce à une description des interdépendances entre les différentes grandeurs évolutives dans le temps de ce modèle. Un graphe relie entre eux les éléments de transformation de ces grandeurs que nous appelons **processeurs**.*

Appliquée aux machines électriques, cette description est fondamentale puisqu'elle montre le caractère des grandeurs en présence et oriente ainsi la pensée lors de l'analyse et la synthèse de la commande du processus.

1 Les processeurs élémentaires

Le processeur est le graphe élémentaire attaché à un objet physique établissant une relation de transformation entre une ou plusieurs grandeurs influentes constituant le vecteur d'entrée et une ou plusieurs grandeurs influencées constituant le vecteur de sortie (figure AN4.1).

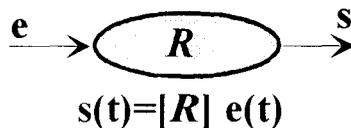


Figure AN4.1 : Symbole d'un processeur

Le processeur agit suivant la procédure *cause-effet*. Ce qui signifie que l'évolution du vecteur repéré comme sortie ne dépend que des valeurs présentes et passées du vecteur repéré comme entrée.

Ainsi, la relation R qui caractérise la nature de la transformation entrée-sortie répond toujours au *principe de causalité*. Dans le cas général, cette relation est explicitée par des équations différentielles linéaires ou non présentant un ordre de dérivation plus élevé sur les sorties que sur les entrées.

D'après ce concept, les *sorties* correspondent à des *grandeurs d'état* ou des *fonctions rigides (instantanées)* de celles-ci ou encore des *grandeurs liées aux entrées avec retards temporels*.

Il y a donc deux cas de figures selon que les relations obtenues sont *strictement causales* ou *rigides*. On effectue la distinction par une flèche à simple ou double orientation (figure AN4.2).



Figure AN4.2 : Caractérisation d'un processeur
(relation strictement causale ou rigide)

1.1 Les éléments simples

Un processeur est qualifié de *générateur causal* si la relation de transformation qui est établie est une *intégration pure*.

Dans toute transformation énergétique, les *grandeurs influentes* sont nécessairement de nature *duales* des *grandeurs influencées* et elles apparaissent comme des variables "*douées de mémoire*" puisqu'elles représentent l'*énergie accumulée*. Dans ce cas, on les désigne comme *grandeurs d'état*.

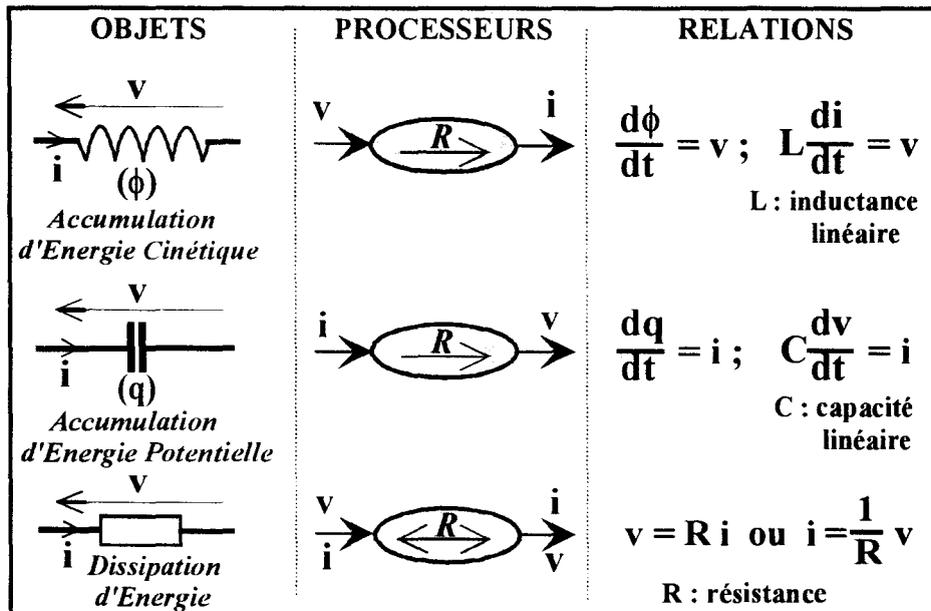
Les exemples de la bobine et du condensateur en électricité, respectivement de la masse et du ressort en mécanique, sont les illustrations typiques de cette *dualité énergétique* qui peut être matérialisée par une *énergie accumulée* qui peut être de nature :

- *cinétique* : cas des variables d'état analogues flux magnétique (ϕ) et quantité de mouvement (Q) par exemple,
- ou *potentielle* : cas des variables d'état analogues charge statique (q) et déplacement (θ) par exemple.

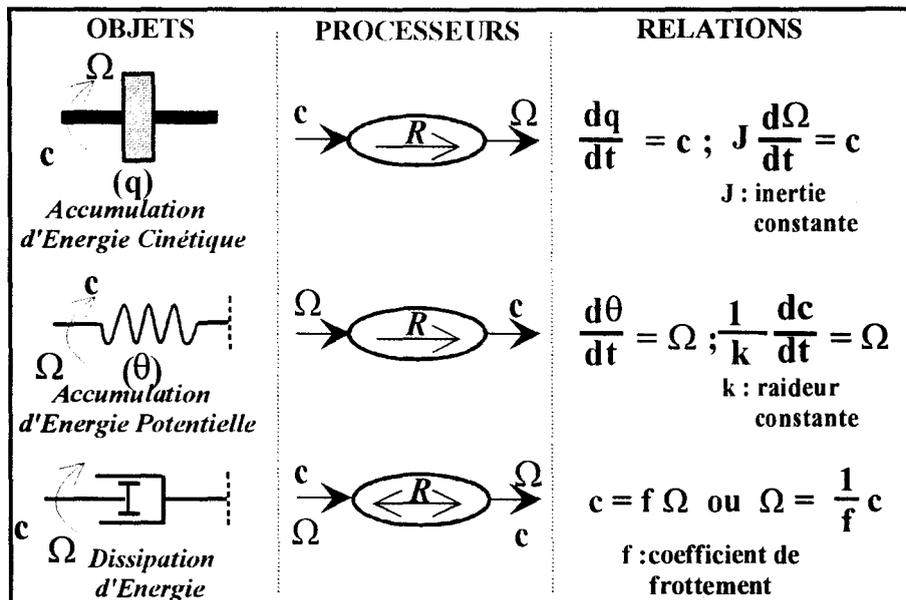
D'autre part, si la transformation s'opère *sans accumulation* d'énergie, la relation de transformation n'est *pas strictement causale* car la sortie ne dépend que des valeurs présentes de l'entrée. Dans ces conditions, il y a *dissipation de l'énergie* (*résistance électrique et frottement mécanique par exemple*), la dualité entrée-sortie demeure mais le caractère influent-influencé n'est pas défini puisqu'il n'y a plus de grandeur d'état. Il y a deux cas de figure :

- si l'équation différentielle présente le même ordre de dérivation sur la sortie et sur l'entrée on obtient une relation qualifiée de *semi-rigide*,
- si l'ordre de dérivation est nulle sur l'entrée et la sortie, la relation instantanée obtenue est qualifiée de *rigide* (*atemporelle*).

La figure AN4.3 donne les trois *processeurs élémentaires* analogues intervenant dans les systèmes électriques (a) et les systèmes mécaniques en rotation (b).



(a) : Systèmes électriques



(b) : Systèmes mécaniques en rotation

Figure AN4.3 : Processeurs élémentaires des systèmes électromécaniques

Dans le *cas linéaire* (ou *linéarisé*), l'objet physique est caractérisé par un paramètre liant rigidelement la grandeur d'état naturelle à une autre grandeur d'état, ce qui revient donc à un changement de variable : le flux au courant par l'inductance, le déplacement à la force par la raideur ...

1.2 Les éléments de Couplage

Le principe de conservation de l'énergie engendre deux natures d'éléments idéaux de couplage, alors sans accumulation ni dissipation (**neutralité énergétique**), sachant que la puissance instantanée à l'entrée de l'objet se retrouve à sa sortie.

Dans ces conditions, les relations sont **non strictement causales**, donc instantanées et on distingue :

- le **modulateur** qui, à une grandeur d'entrée, fait correspondre une grandeur de sortie de même nature énergétique,
- le **gyrateur** qui, à une grandeur d'entrée, fait correspondre une grandeur de sortie de nature duale.

Sur les représentations, g_p désigne une grandeur potentielle (ou vecteur potentiel) et g_c une grandeur cinétique (ou vecteur cinétique).

A. les modulateurs (MO)

Les modulateurs rencontrés dans les systèmes de conversion d'énergie se composent soit de systèmes continus, soit de systèmes discontinus. Ils sont caractérisés par une **fonction de conversion** notée : m (voir annexe 5).

Dans le cas des **modulateurs** les relations atemporelles R qui caractérisent le processeur sont explicitées par un coefficient traduisant le rapport entre deux grandeurs potentielles et deux grandeurs cinétiques. Par dualité, on obtient les deux types de modulateurs élémentaires de couplage (**figure AN4.4**).

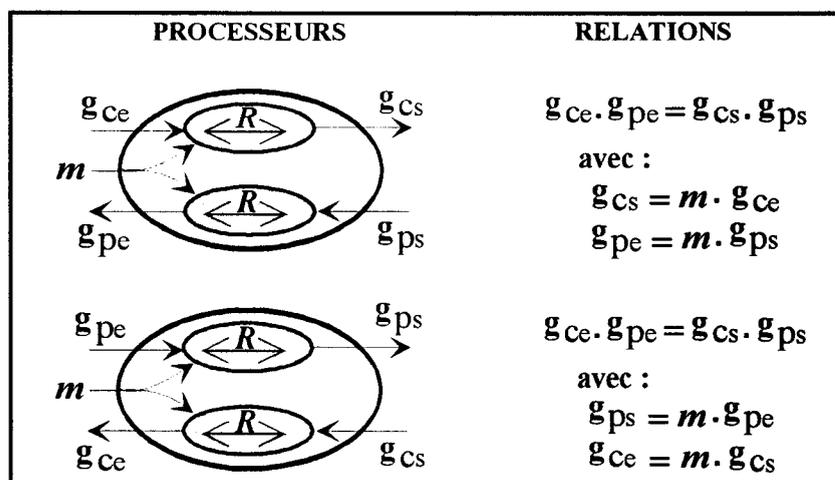


Figure AN4.4 : Modulateurs élémentaires de couplage

B. les gyrateurs (GY)

Contrairement au modulateur, dans le cas des *gyrateurs* les relations atemporelles R qui caractérisent le processeur sont explicitées par un coefficient traduisant le rapport entre une grandeur potentielle et une grandeur cinétique.

Par dualité, on obtient les deux types de gyrateurs élémentaires de couplage (figure AN4.5).

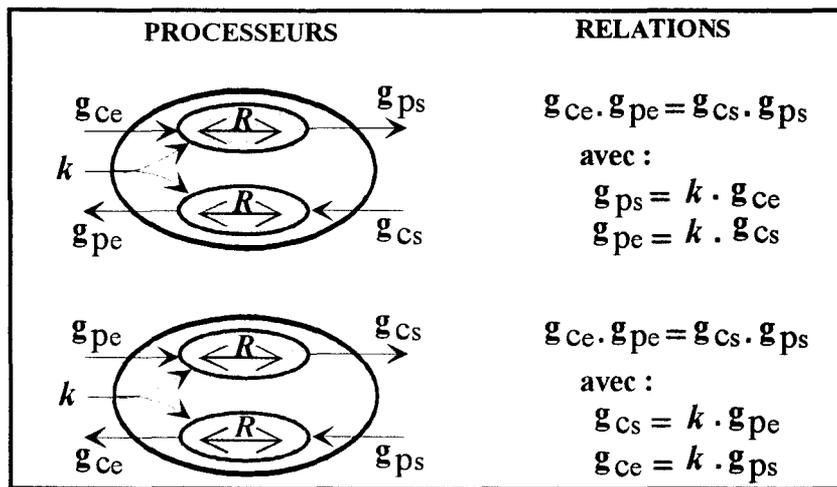


Figure AN4.5 : Gyrateurs élémentaires de couplage

2. Le Graphe Informationnel Causal (GIC)

Par définition, le graphe est une association de processeurs élémentaires reliés entre eux par des liaisons informationnelles orientées. L'ensemble du graphe est lui-même un processeur fermé et complet.

Les concepts précédents laissent supposer que chaque objet physique d'un ensemble puisse être isolé et représenté par un processeur qui lui est propre. Cette disposition est toujours possible à condition de respecter les règles suivantes :

- tout processeur associé à un objet ou groupe d'objets voit son nombre d'entrées définis dans le contexte de l'ensemble,
- les sorties de processeurs causaux ne peuvent être directement reliées entre elles.

Les figures AN4.6 à AN4.9 présentent les cas classiquement rencontrés de liaison intervenant dans les processus électriques et/ou électromécaniques :

- La figure AN4.6 représente l'association directe de processeurs causaux de nature différente. La cascade $g_p-g_c-g_p$ ou, par dualité $g_c-g_p-g_c$ fait toujours intervenir une ou plusieurs boucles de réaction.

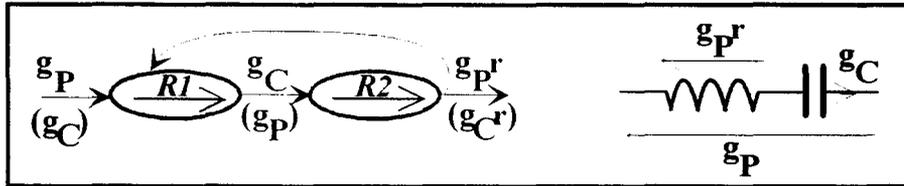


Figure AN4.6 : Association directe de processeurs causaux de nature différente

Le circuit RLC série (ou parallèle) en est une illustration classique.

- La figure AN4.7 représente l'association directe de processeurs causaux de même nature nécessite toujours un processeur de couplage causal ou non.

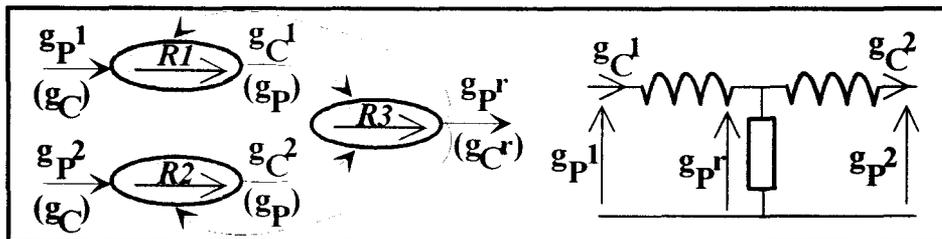


Figure AN4.7 : Association directe de processeurs causaux de même nature

La mise en série (en parallèle) de deux bobines (deux condensateurs) en est l'illustration courante.

- La *figure AN4.8* représente le *couplage indirect de processeurs causaux par modulateur*. La cascade $g_p-(g_c-g_c)-g_p$ ou $g_c-(g_p-g_p)-g_c$ montre la dualité dans la nature des processeurs situés de part et d'autre du modulateur.

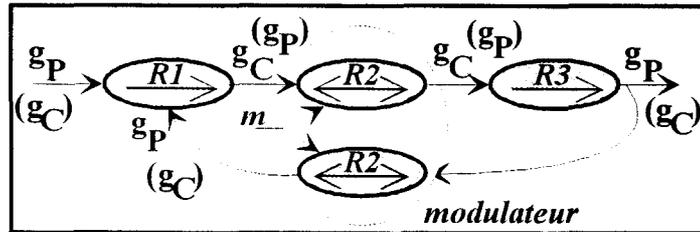


Figure AN4.8 : Association indirecte de processeurs causaux par modulateur

L'exemple typique de modulateur est la dualité des sources situées de part et d'autre d'un groupement d'interrupteurs ; le convertisseur statique ainsi formé conserve en sorties la nature énergétique des entrées qu'il module.

- La *figure AN4.9* représente le *couplage indirect de processeurs causaux par gyrateur*. La cascade $g_p-(g_c-g_p)-g_c$ ou $g_c-(g_p-g_c)-g_p$ montre la même nature énergétique des processeurs situés de part et d'autre du gyrateur.

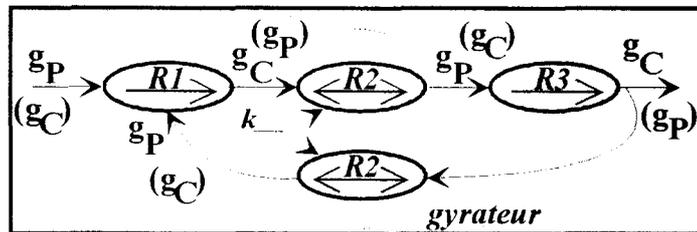


Figure AN4.9 : Association indirecte de processeurs causaux par gyrateur

L'exemple typique de gyrateur est bien dans la nature des variables d'état d'une machine à courant continu :

- le courant d'induit pour la Partie Electrique,
- la vitesse pour la Partie Mécanique.

Annexe 5 : Modelisations des structures de conversion statique

Notations :

- . c et i : indices de la *cellule de commutation* et *rang de l'interrupteur* dans la cellule ;
- . K_{ci} : *interrupteur statique* numéro i appartenant à la cellule de commutation c ;
- . $f_{ci}(t)$: *fonctions de connexion* relatives à l'interrupteur K_{ci} ;
- . v_{ci} et i_{ci} : *tension* aux bornes, et *courant* qui circule dans l'interrupteur considéré ;
- . $[F(t)]$: matrice généralisée des *fonctions de connexion* ;
- . $[F_I(t)]$ et $[F_U(t)]$: matrices des *fonctions de connexion en courant* et *en tension* ;
- . $m_{c(c+1)_i} = (f_{ci} - f_{(c+1)_i})$: *fonction de conversion* relative aux interrupteurs K_{ci} et $K_{(c+1)_i}$;
- . $[M(t)]$: matrice généralisée des *fonctions de conversion* ;
- . $[M_I(t)]$ et $[M_U(t)]$: matrices des *fonctions de conversion en courant* et *en tension* ;
- . m_{rci} : *fonction de conversion réduite* ;
- . $[M_r(t)]$: matrice réduite généralisée des *fonctions de conversion* ;
- . $[M_{rI}(t)]$ et $[M_{rU}(t)]$: matrices réduite des *fonctions de conversion en courant* et *en tension* ;
- . $(V_s) = (v_{s1} \ v_{s2} \ \dots \ v_{si})^t$ et $(V_m) = (v_{m1} \ v_{m2} \ \dots \ v_{mc})^t$: vecteurs des *tensions de source (tensions commutées)* et des *tensions modulées* référencés par rapport à une masse fictive ;
- . $(U_s) = (u_{s12} \ u_{s23} \ \dots \ u_{si1})^t$ et $(U_m) = (u_{m12} \ u_{m23} \ \dots \ u_{mc1})^t$: vecteurs des *tensions composées de source (tensions commutées)* et des *tensions composées modulées* ;
- . $(U_{sr}) = (u_{s1} \ u_{s2} \ \dots \ u_{s(i-1)})^t$ et $(U_{mr}) = (u_{m1} \ u_{m2} \ \dots \ u_{m(c-1)})^t$: vecteurs réduits des *tensions de source (tensions commutées indépendantes)* et des *tensions modulées* référencés par rapport à la phase i ;
- . $(I_s) = (i_{s1} \ i_{s2} \ \dots \ i_{sc})^t$ et $(I_m) = (i_{m1} \ i_{m2} \ \dots \ i_{mi})^t$: vecteurs des *courants de source (courants commutés)* et des *courants modulés* ;
- . $(I_{sr}) = (i_{s1} \ i_{s2} \ \dots \ i_{s(c-1)})^t$ et $(I_{mr}) = (i_{m1} \ i_{m2} \ \dots \ i_{m(i-1)})^t$: vecteurs réduits des *courants de source (courants commutés indépendants)* et des *courants modulés* ;

1. Cas général : Convertisseur c/i
(c cellules de commutation à i interrupteurs)

La **figure AN5.1** présente la structure générale du convertisseur étudié. Dans cet exemple, les c cellules de commutations sont formées de i interrupteurs statiques qui peuvent être bidirectionnels en tension ou en courant suivant la nature des sources à interconnecter.

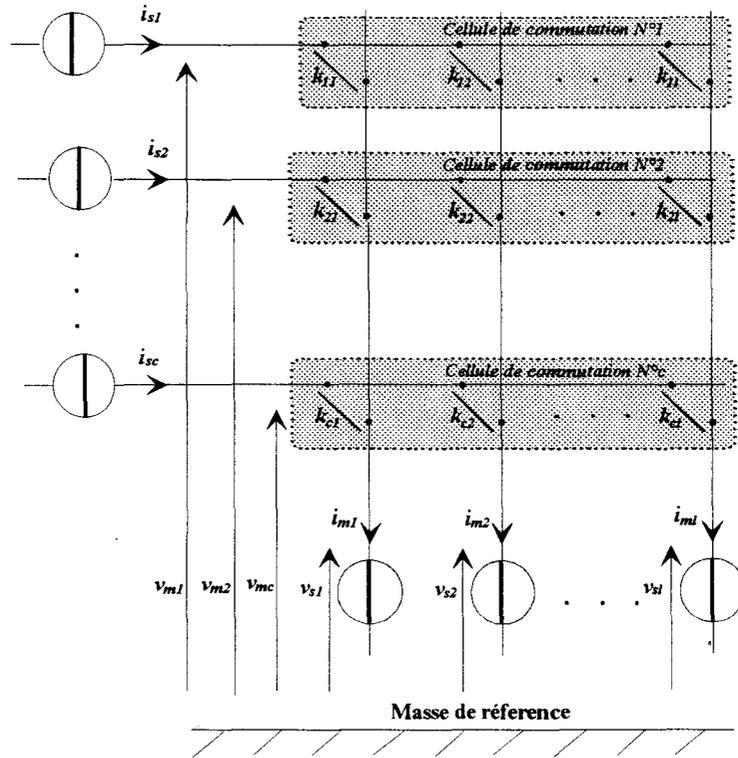


Figure AN5.1 : Convertisseur à structure matricielle c/i
(c cellules de commutation à i interrupteurs bidirectionnels)

Soit les vecteurs et matrices suivants obtenus à partir du schéma fonctionnel :

$$(V_m) = \begin{pmatrix} v_{m1} \\ v_{m2} \\ \dots \\ v_{mc} \end{pmatrix}, (V_s) = \begin{pmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ \dots \\ v_{si} \end{pmatrix}, (I_m) = \begin{pmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \\ \dots \\ i_{mi} \end{pmatrix}, (I_s) = \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ \dots \\ i_{sc} \end{pmatrix} \text{ et } [F_U(t)] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & \dots & f_{1i} \\ f_{21} & f_{22} & \dots & f_{2i} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ f_{c1} & f_{c2} & \dots & f_{ci} \end{bmatrix}$$

En exprimant les **courants et tensions modulées** en fonction des grandeurs commutées, il vient les equations matricielles suivantes :

$$\boxed{\begin{aligned} (I_m) &= [F_I(t)] \cdot (I_s) \text{ et } (V_m) = [F_U(t)] \cdot (V_s) \\ &\text{avec} \\ [F_I(t)] &= [F_U(t)]^t \end{aligned}} \quad (\text{AN5.1})$$

avec $[F_I(t)]$ et $[F_U(t)]$: appelées respectivement matrice des *fonctions de connexion en courant* et matrice des *fonctions de connexion en tension*

On en déduit la *relation de connexion généralisée* :

$$\boxed{(U_i) = \begin{pmatrix} (I_m) \\ (V_m) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} [F_I(t)] & [0] \\ [0] & [F_U(t)] \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} (I_s) \\ (V_s) \end{pmatrix} = [F(t)] \cdot (U_e)} \quad (\text{AN5.2})$$

avec $[F(t)]$: matrice des *fonctions de connexion généralisée*

En exprimant les *différence de potentiels entre lignes*, on obtient les vecteurs suivants qui permettent d'exprimer les tensions composées par permutation circulaire :

$$(U_m) = \begin{pmatrix} u_{m12} \\ u_{m23} \\ \dots \\ u_{mc1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{m1} - v_{m2} \\ v_{m2} - v_{m3} \\ \dots \\ v_{mc} - v_{m1} \end{pmatrix} \text{ et } (U_s) = \begin{pmatrix} u_{s12} \\ u_{s23} \\ \dots \\ u_{sc1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{s1} - v_{s2} \\ v_{s2} - v_{s3} \\ \dots \\ v_{sc} - v_{s1} \end{pmatrix}$$

On obtient dans ces conditions, les equations matricielles suivantes qui permettent d'exprimer les *courants et tensions composés modulés* en fonction de grandeurs commutées (*courants et tensions composés de source*) :

$$\boxed{(I_m) = [F_I(t)](I_s) \text{ et } (U_m) = [M_U(t)](U_s)} \quad (\text{AN5.3})$$

avec $[F_I(t)]$: matrice des *fonctions de connexion en courant* définie précédemment, et la matrice des *fonctions de conversion en tension composée* :

$$[M_U(t)] = \begin{bmatrix} (f_{11} - f_{21}) & (f_{12} - f_{22}) & \dots & (f_{1i} - f_{2i}) \\ (f_{21} - f_{31}) & (f_{22} - f_{32}) & \dots & (f_{2i} - f_{3i}) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ (f_{c1} - f_{11}) & (f_{c2} - f_{12}) & \dots & (f_{ci} - f_{1i}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{12_1} & m_{12_2} & \dots & m_{12_i} \\ m_{23_1} & m_{23_2} & \dots & m_{23_i} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ m_{c1_1} & m_{c1_2} & \dots & m_{c1_i} \end{bmatrix}$$

On en déduit la **relation de conversion généralisée** ci-dessous. Cette relation est considérée **hybride** dans le sens où, la matrice des fonctions de conversion généralisée $[M(t)]$ est constituée de **fonctions de connexion en courant** et de **fonctions de conversion en tension** :

$$\boxed{(U_i) = \begin{pmatrix} (I_m) \\ (U_m) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} [F_I(t)] & [0] \\ [0] & [M_U(t)] \end{bmatrix} \begin{pmatrix} (I_s) \\ (U_s) \end{pmatrix} = [M(t)] \cdot (U_e)} \quad (\text{AN5.4})$$

avec $[M(t)]$: matrice des **fonctions de conversion généralisée (hybrides)**

Pour une cellule de commutation à i interrupteurs, la **Règle 12** définie au paragraphe 2.1.3.1 impose une **relation rigide** qui lie les **fonctions de connexions** $f_{ci}(t)$ associées à chaque interrupteur K_{ci} :

$$\boxed{\sum_{i=1}^n f_{ci} = 1} \quad (2.4)$$

Dans ces conditions, le **vecteur des courants modulés** peut se réduire à $(i-1)$ lignes indépendantes de telle sorte que :

$$\boxed{(I_{mr}) = [F_{rI}(t)] \cdot (I_s)} \quad (\text{AN5.5})$$

avec $[F_{rI}(t)] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & \dots & f_{1(i-1)} \\ f_{21} & f_{22} & \dots & f_{2(i-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ f_{c1} & f_{c2} & \dots & f_{c(i-1)} \end{bmatrix}^t$: **matrice réduite des fonctions de connexion en courant**

On en déduit la **relation de conversion généralisée hybride** ci-dessous :

$$\boxed{(U_i) = \begin{pmatrix} (I_m) \\ (U_m) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} [F_{rI}(t)] & [0] \\ [0] & [M_U(t)] \end{bmatrix} \begin{pmatrix} (I_s) \\ (U_s) \end{pmatrix} = [M(t)] \cdot (U_e)} \quad (\text{AN5.6})$$

avec $[M(t)]$: matrice des **fonctions de conversion généralisée (hybrides)**

En prenant la *phase i* comme référence, il vient le *schéma fonctionnel* de la *figure AN5.2* qui fait intervenir (*c-1*) *sources de courant indépendantes* et (*i-1*) *sources de tension indépendantes*. Cette représentation nous permet de réduire l'ordre du système.

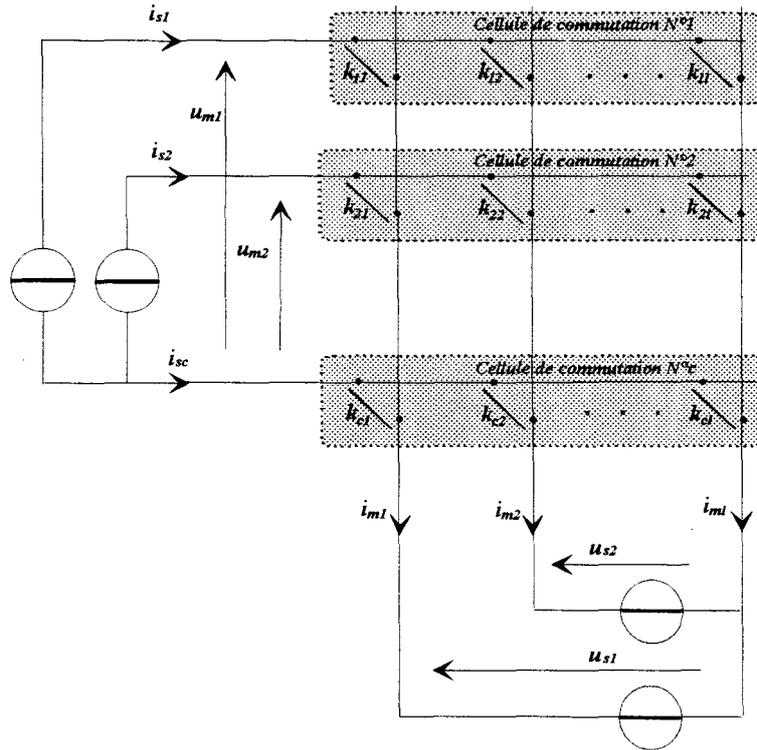


Figure AN5.2 : Convertisseur à structure matricielle *ci*
(*c* cellules de commutation à *i* interrupteurs bidirectionnels)

A partir du schéma fonctionnel, on obtient les vecteurs suivants qui permettent d'exprimer les différentes tensions et courants relatifs au montage :

$$(U_{mr}) = \begin{pmatrix} u_{m1} \\ u_{m2} \\ \dots \\ u_{mc-1} \end{pmatrix}, \quad (U_{sr}) = \begin{pmatrix} u_{s1} \\ u_{s2} \\ \dots \\ u_{sc-1} \end{pmatrix}, \quad (I_{mr}) = \begin{pmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \\ \dots \\ i_{mc-1} \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad (I_{sr}) = \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ \dots \\ i_{sc-1} \end{pmatrix}$$

En exprimant les *courants et tensions modulées* en fonction des grandeurs commutées, il vient les équations matricielles suivantes :

$$\boxed{\begin{aligned} (I_{mr}) &= [M_{rI}(t)] \cdot (I_{sr}) \quad \text{et} \quad (U_{mr}) = [M_{rU}(t)] \cdot (U_{sr}) \\ &\text{avec} \\ [M_{rI}(t)] &= [M_{rU}(t)]^t \end{aligned}} \quad (\text{AN5.7})$$

avec $[M_{rI}(t)]$: matrice réduite des *fonctions de conversion en courant*, et la matrice réduite des *fonctions de conversion en tension* :

$$[M_{rU}(t)] = \begin{bmatrix} (f_{11} - f_{21}) & (f_{12} - f_{22}) & \dots & (f_{1(i-1)} - f_{2(i-1)}) \\ (f_{21} - f_{31}) & (f_{22} - f_{32}) & \dots & (f_{2(i-1)} - f_{3(i-1)}) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ (f_{(c-1)1} - f_{11}) & (f_{(c-1)2} - f_{12}) & \dots & (f_{(c-1)(i-1)} - f_{1(i-1)}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{r11} & m_{r12} & \dots & m_{r1(i-1)} \\ m_{r21} & m_{r22} & \dots & m_{r2(i-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ m_{r(c-1)1} & m_{r(c-1)2} & \dots & m_{r(c-1)(i-1)} \end{bmatrix}$$

On en déduit la *relation de conversion généralisée réduite* :

$$\begin{pmatrix} U_i \\ U_{mr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_{mr} \\ U_{mr} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} [M_{rI}(t)] & [0] \\ [0] & [M_{rU}(t)] \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_{sr} \\ U_{sr} \end{pmatrix} = [M_r(t)] \cdot (U_e) \quad (\text{AN5.8})$$

avec $[M_r(t)]$: *matrice réduite des fonctions de conversion généralisée*

2. Application au Convertisseur 2/2 (2 cellules de commutation à 2 interrupteurs)

La *figure AN5.3* présente la structure générale du convertisseur étudié. Dans cet exemple, les 2 cellules de commutations sont formées de 2 interrupteurs statiques qui peuvent être bidirectionnels en tension ou en courant suivant la nature des sources à interconnecter.

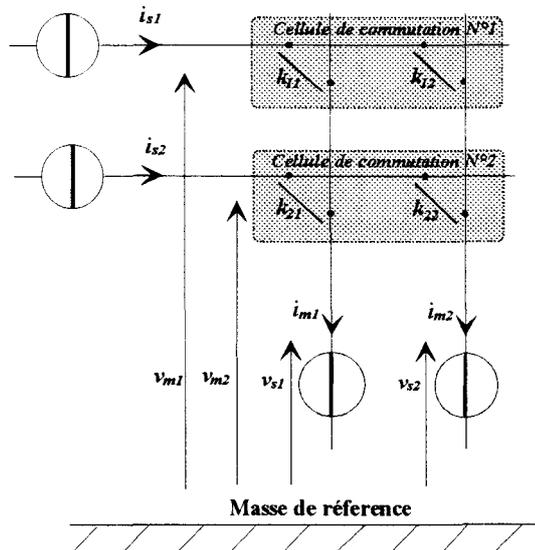


Figure AN5.3: Convertisseur à structure matricielle 2/2
(2 cellules de commutation à 2 interrupteurs bidirectionnels)

$$\text{avec } (V_m) = \begin{pmatrix} v_{m1} \\ v_{m2} \end{pmatrix}, (V_s) = \begin{pmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \end{pmatrix}, (I_m) = \begin{pmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \end{pmatrix}, (I_s) = \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{pmatrix} \text{ et } [F_U(t)] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{bmatrix}$$

Les fonctions matricielles de connexion (AN5.1) appliquées au convertisseur ci-dessus donne la **relation de connexion généralisée** :

$$\begin{pmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \\ v_{m1} \\ v_{m2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{21} & 0 & 0 \\ f_{12} & f_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & f_{11} & f_{12} \\ 0 & 0 & f_{21} & f_{22} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ v_{s1} \\ v_{s2} \end{pmatrix} \quad (\text{AN5.9})$$

En exprimant les **différence de potentiels entre lignes**, on obtient les vecteurs suivants qui permettent d'exprimer les tensions composées :

$$(U_m) = u_{m12} = (v_{m1} - v_{m2}) = u_m \text{ et } (U_s) = u_{s12} = (v_{s1} - v_{s2}) = u_s$$

Les équations matricielles (AN5.3) appliquées à ce convertisseur donnent la **relation de conversion généralisée** suivante :

$$\begin{pmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \\ u_m \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{21} & 0 \\ f_{12} & f_{22} & 0 \\ 0 & 0 & m_{12} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ u_s \end{pmatrix} \quad (\text{AN5.10})$$

avec $m_{12} = f_{11} - f_{21} = m$: appelée **fonction composée de conversion en tension** ou encore **fonction de modulation**

Pour une cellule de commutation à 2 interrupteurs, la **Règle 12** définie au paragraphe 2.1.3.1 impose une **relation rigide** qui lie les **fonctions de connexions** $f_{c_i}(t)$ associées à chaque interrupteur K_{c_i} :

$$f_{c1} + f_{c2} = 1$$

Dans ces conditions, le **vecteur des courants modulés** peut se réduire à 1 lignes indépendante de telle sorte que l'on en déduise la **relation de conversion généralisée hybride** ci-dessous :

$$\begin{pmatrix} i_m \\ u_m \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{21} & 0 \\ 0 & 0 & m_{12} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ u_s \end{pmatrix} \quad (\text{AN5.11})$$

avec $[F_{rl}(t)] = \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \end{bmatrix}^t$: *matrice réduite des fonctions de connexion en courant*

En prenant la *phase 2* comme référence, il vient le *schéma fonctionnel* de la *figure AN5.4* qui fait intervenir *une source de courant indépendante* et *une source de tension indépendante*. Cette représentation nous permet de réduire l'ordre du système.

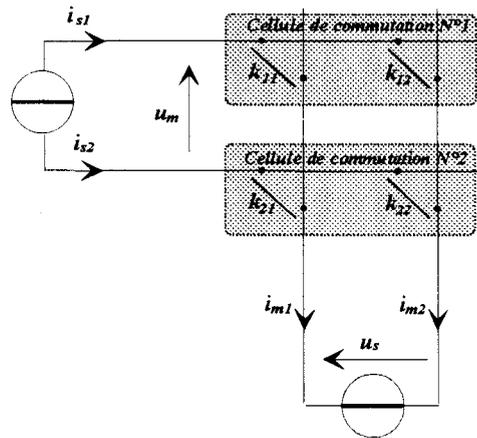


Figure AN5.4 : Convertisseur à structure matricielle 2/2
(2 cellules de commutation à 2 interrupteurs bidirectionnels)

avec : $(U_{mr}) = u_{m1} = u_m$, $(U_{sr}) = u_{s1} = u_s$, $(I_{mr}) = i_{m1} = i_m$ et $(I_{sr}) = i_{s1} = i_s$

Les équations matricielles (AN5.5) appliquées à ce convertisseur donnent la *relation de conversion généralisée réduite* suivante :

$$\begin{pmatrix} i_m \\ u_m \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} m_r & 0 \\ 0 & m_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ u_s \end{pmatrix} \quad (\text{AN5.12})$$

avec $m_{r11} = f_{11} - f_{21} = m_r$: appelée *fonction réduite de conversion en tension*

3. Application au Convertisseur 3/3 (3 cellules de commutation à 3 interrupteurs)

La **figure AN5.5** présente la structure générale du convertisseur étudié. Dans cet exemple, les 3 cellules de commutations sont formées de 3 interrupteurs statiques qui peuvent être bidirectionnels en tension ou en courant suivant la nature des sources à interconnecter.

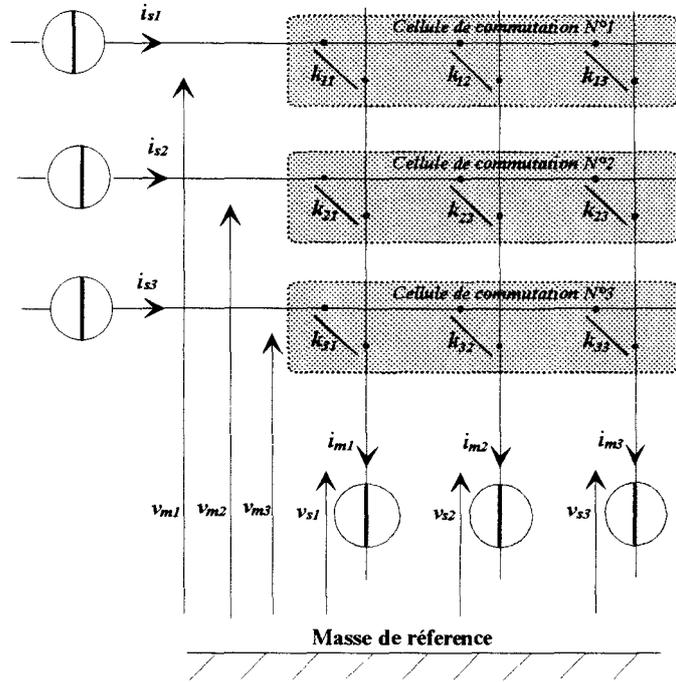


Figure AN5.5 : Convertisseur à structure matricielle 3/3
(3 cellules de commutation à 3 interrupteurs bidirectionnels)

avec $(V_m) = \begin{pmatrix} v_{m1} \\ v_{m2} \\ v_{m3} \end{pmatrix}$, $(V_s) = \begin{pmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{pmatrix}$, $(I_m) = \begin{pmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \\ i_{m3} \end{pmatrix}$, $(I_s) = \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{pmatrix}$ et $[F_U(t)] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & f_{13} \\ f_{21} & f_{22} & f_{23} \\ f_{31} & f_{32} & f_{33} \end{bmatrix}$

Les fonctions matricielles de connexion (AN5.1) appliquées au convertisseur ci-dessus donne la **relation de connexion généralisée** :

$$\begin{pmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \\ i_{m3} \\ v_{m1} \\ v_{m2} \\ v_{m3} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{21} & f_{31} & 0 & 0 & 0 \\ f_{12} & f_{22} & f_{32} & 0 & 0 & 0 \\ f_{13} & f_{23} & f_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & f_{11} & f_{12} & f_{13} \\ 0 & 0 & 0 & f_{21} & f_{22} & f_{23} \\ 0 & 0 & 0 & f_{31} & f_{32} & f_{33} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \\ v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{pmatrix} \quad (\text{AN5.13})$$

En exprimant les *différence de potentiels entre lignes*, on obtient les vecteurs suivants qui permettent d'exprimer les tensions composées :

$$(U_m) = \begin{pmatrix} u_{m12} \\ u_{m23} \\ u_{m31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{m1} - v_{m2} \\ v_{m2} - v_{m3} \\ v_{m3} - v_{m1} \end{pmatrix} \text{ et } (U_s) = \begin{pmatrix} u_{s12} \\ u_{s23} \\ u_{s31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{s1} - v_{s2} \\ v_{s2} - v_{s3} \\ v_{s3} - v_{s1} \end{pmatrix}$$

Les equations matricielles (AN5.3) appliquées à ce convertisseur donnent la *relation de conversion généralisée* suivante :

$$\begin{pmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \\ i_{m3} \\ u_{m12} \\ u_{m23} \\ u_{m31} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{21} & f_{31} & 0 & 0 & 0 \\ f_{12} & f_{22} & f_{32} & 0 & 0 & 0 \\ f_{13} & f_{23} & f_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & m_{12_1} & m_{12_2} & m_{12_3} \\ 0 & 0 & 0 & m_{23_1} & m_{23_2} & m_{23_3} \\ 0 & 0 & 0 & m_{31_1} & m_{31_2} & m_{31_3} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \\ u_{s12} \\ u_{s23} \\ u_{s31} \end{pmatrix} \quad (\text{AN5.14})$$

avec :

$$[M_U(t)] = \begin{bmatrix} (f_{11} - f_{21}) & (f_{12} - f_{22}) & (f_{13} - f_{23}) \\ (f_{21} - f_{31}) & (f_{22} - f_{32}) & (f_{23} - f_{33}) \\ (f_{31} - f_{11}) & (f_{32} - f_{12}) & (f_{33} - f_{13}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{12_1} & m_{12_2} & m_{12_3} \\ m_{23_1} & m_{23_2} & m_{23_3} \\ m_{31_1} & m_{31_2} & m_{31_3} \end{bmatrix}$$

appelée *matrice des fonctions composées de conversion en tension*

Pour une cellule de commutation à 3 interrupteurs, la **Règle 12** définie au paragraphe 2.1.3.1 impose une *relation rigide* qui lie les *fonctions de connexions* $f_{ci}(t)$ associées à chaque interrupteur K_{ci} :

$$f_{c1} + f_{c2} + f_{c3} = 1$$

Dans ces conditions, le *vecteur des courants modulés* peut se réduire à 2 lignes indépendantes de telle sorte que l'on en déduise la *relation de conversion généralisée hybride* ci-dessous :

$$\begin{pmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \\ u_{m12} \\ u_{m23} \\ u_{m31} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{21} & f_{31} & 0 & 0 & 0 \\ f_{12} & f_{22} & f_{32} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & m_{12_1} & m_{12_2} & m_{12_3} \\ 0 & 0 & 0 & m_{23_1} & m_{23_2} & m_{23_3} \\ 0 & 0 & 0 & m_{31_1} & m_{31_2} & m_{31_3} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \\ u_{s12} \\ u_{s23} \\ u_{s31} \end{pmatrix} \quad (\text{AN5.15})$$

avec $[F_{rl}(t)] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \\ f_{31} & f_{32} \end{bmatrix}^t$: matrice réduite des fonctions de connexion en courant

En prenant la *phase 3* comme référence, il vient le schéma fonctionnel de la figure AN5.6 qui fait intervenir *deux sources de courant indépendantes* et *deux sources de tension indépendantes*. Cette représentation nous permet de réduire l'ordre du système.

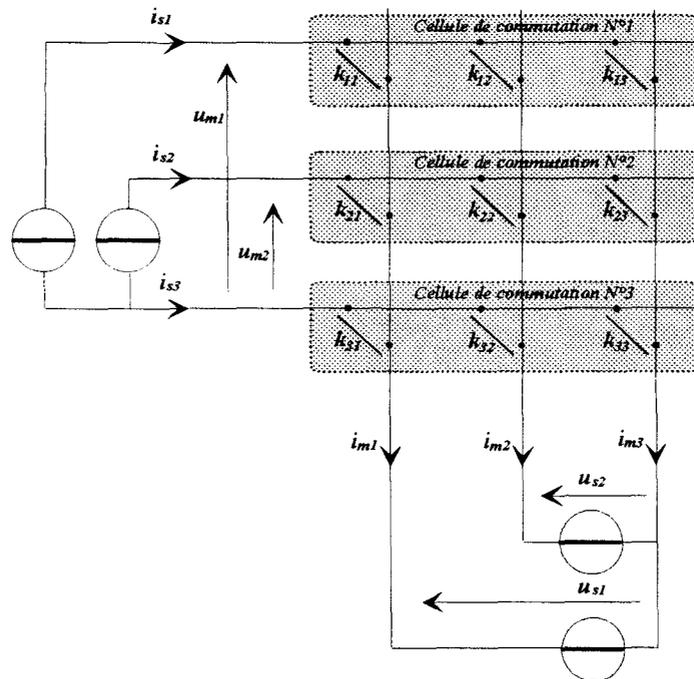


Figure AN5.6 : Convertisseur à structure matricielle 3/3
(3 cellules de commutation à 3 interrupteurs bidirectionnels)

avec : $(U_{mr}) = \begin{pmatrix} u_{m1} \\ u_{m2} \end{pmatrix}$, $(U_{sr}) = \begin{pmatrix} u_{s1} \\ u_{s2} \end{pmatrix}$, $(I_{mr}) = \begin{pmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \end{pmatrix}$ et $(I_{sr}) = \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{pmatrix}$

Les équations matricielles (AN5.5) appliquées à ce convertisseur donnent la **relation de conversion généralisée réduite** suivante :

$$\begin{pmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \\ u_{m1} \\ u_{m2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} m_{r11} & m_{r21} & 0 & 0 \\ m_{r12} & m_{r22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m_{r11} & m_{r12} \\ 0 & 0 & m_{r21} & m_{r22} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ u_{s1} \\ u_{s2} \end{pmatrix} \quad (\text{AN5.16})$$

avec $[M_{rU}(t)] = \begin{bmatrix} (f_{11} - f_{31}) & (f_{12} - f_{32}) \\ (f_{21} - f_{31}) & (f_{22} - f_{32}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{r11} & m_{r12} \\ m_{r21} & m_{r22} \end{bmatrix}$: appelée **matrice réduite des fonctions de conversion en tension**

4. Application au Convertisseur 3/2 (3 cellules de commutation à 2 interrupteurs)

La **figure AN5.7** présente la structure générale du convertisseur étudié. Dans cet exemple, les 3 cellules de commutations sont formées de 2 interrupteurs statiques qui peuvent être bidirectionnels en tension ou en courant suivant la nature des sources à interconnecter.

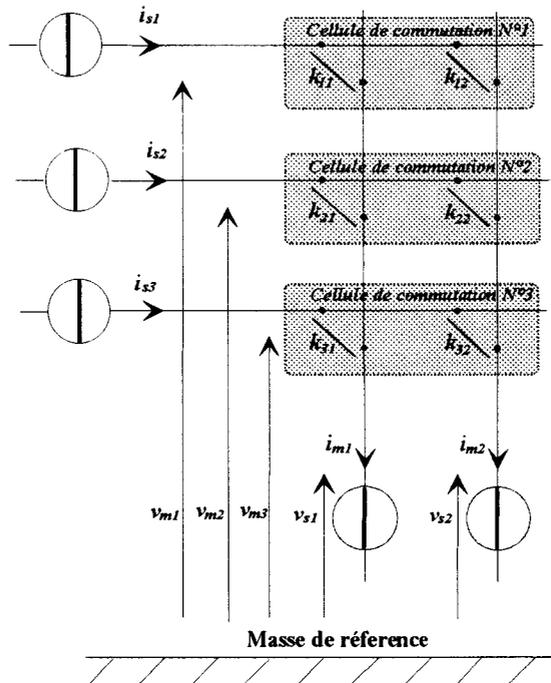


Figure AN5.7: Convertisseur à structure matricielle 3/2
(3 cellules de commutation à 2 interrupteurs bidirectionnels)

$$\text{avec } (V_m) = \begin{pmatrix} v_{m1} \\ v_{m2} \\ v_{m3} \end{pmatrix}, (V_s) = \begin{pmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \end{pmatrix}, (I_m) = \begin{pmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \end{pmatrix}, (I_s) = \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{pmatrix} \text{ et } [F_U(t)] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \\ f_{31} & f_{32} \end{bmatrix}$$

Les fonctions matricielles de connexion (AN5.1) appliquées au convertisseur ci-dessus donne la **relation de connexion généralisée** :

$$\begin{pmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \\ v_{m1} \\ v_{m2} \\ v_{m3} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{21} & f_{31} & 0 & 0 \\ f_{12} & f_{22} & f_{32} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & f_{11} & f_{12} \\ 0 & 0 & 0 & f_{21} & f_{22} \\ 0 & 0 & 0 & f_{31} & f_{32} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \\ v_{s1} \\ v_{s2} \end{pmatrix} \quad (\text{AN5.17})$$

En exprimant les **différence de potentiels entre lignes**, on obtient les vecteurs suivants qui permettent d'exprimer les tensions composées :

$$(U_m) = \begin{pmatrix} u_{m12} \\ u_{m23} \\ u_{m31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{m1} - v_{m2} \\ v_{m2} - v_{m3} \\ v_{m3} - v_{m1} \end{pmatrix}, (U_s) = (u_{s12}) = (v_{s1} - v_{s2}) = u_s$$

Les equations matricielles (AN5.3) appliquées à ce convertisseur donnent la **relation de conversion généralisée** suivante :

$$\begin{pmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \\ u_{m12} \\ u_{m23} \\ u_{m31} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{21} & f_{31} & 0 \\ f_{12} & f_{22} & f_{32} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & m_{12} \\ 0 & 0 & 0 & m_{23} \\ 0 & 0 & 0 & m_{31} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \\ u_s \end{pmatrix} \quad (\text{AN5.18})$$

avec $[M_U(t)] = \begin{bmatrix} (f_{11} - f_{21}) \\ (f_{21} - f_{31}) \\ (f_{31} - f_{11}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{12} \\ m_{23} \\ m_{31} \end{bmatrix}$: appelée **matrice des fonctions composées de conversion en tension**

Pour une cellule de commutation à 2 interrupteurs, la **Règle 12** définie au paragraphe 2.1.3.1 impose une **relation rigide** qui lie les **fonctions de connexions** $f_{ci}(t)$ associées à chaque interrupteur K_{ci} :

$$f_{c1} + f_{c2} = 1$$

Dans ces conditions, le **vecteur des courants modulés** peut se réduire à 1 ligne indépendante de telle sorte que l'on en déduise la **relation de conversion généralisée hybride** ci-dessous :

$$\begin{pmatrix} i_m \\ u_{m12} \\ u_{m23} \\ u_{m31} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{21} & f_{31} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & m_{12} \\ 0 & 0 & 0 & m_{23} \\ 0 & 0 & 0 & m_{31} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \\ u_s \end{pmatrix} \quad (\text{AN5.19})$$

avec $[F_{rl}(t)] = \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix}^t$: **matrice réduite des fonctions de connexion en courant**

De cette mise en équation, on tire le **schéma fonctionnel sur le modèle de commande** en mode de conduction continu triphasé (**figure AN5.8**).

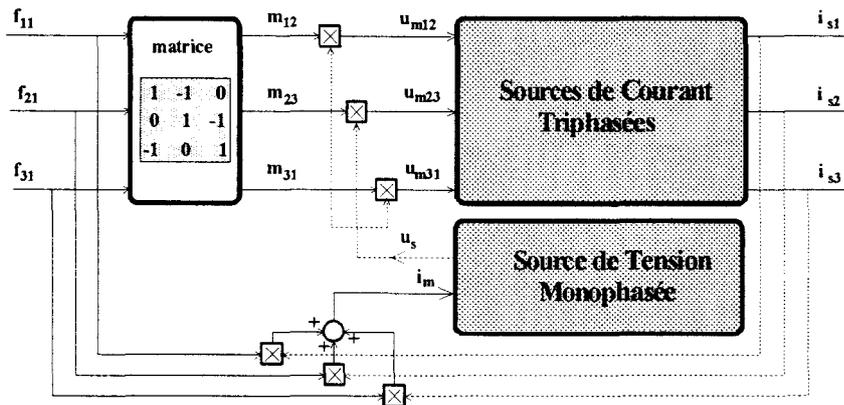


Figure AN5.8 : Schéma fonctionnel sur le modèle de commande

En prenant la **phase 2** comme référence, il vient le **schéma fonctionnel** de la **figure AN5.9** qui fait intervenir **deux sources de courant indépendantes** et **une source de tension indépendante**. Cette représentation nous permet de réduire l'ordre du système.

avec : $(U_{mr}) = \begin{pmatrix} u_{m1} \\ u_{m2} \end{pmatrix}$, $(U_{sr}) = (u_{s1}) = u_s$, $(I_{mr}) = (i_{m1}) = i_m$ et $(I_{sr}) = \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{pmatrix}$

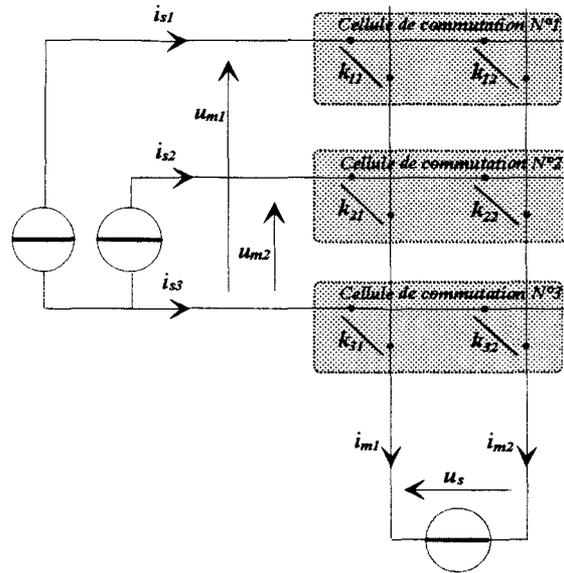


Figure AN5.9 : Convertisseur à structure matricielle 3/2
(3 cellules de commutation à 2 interrupteurs bidirectionnels)

Les équations matricielles (AN5.5) appliquées à ce convertisseur donnent la **relation de conversion généralisée réduite** suivante :

$$\begin{pmatrix} i_m \\ u_{m1} \\ u_{m2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} - f_{31} & f_{21} - f_{31} & 0 \\ 0 & 0 & f_{11} - f_{31} \\ 0 & 0 & f_{21} - f_{31} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ u_s \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} m_{r11} & m_{r21} & 0 \\ 0 & 0 & m_{r11} \\ 0 & 0 & m_{r21} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ u_s \end{pmatrix} \quad (\text{AN5.20})$$

avec $[M_{rU}] = \begin{bmatrix} f_{11} - f_{31} \\ f_{21} - f_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{r11} \\ m_{r21} \end{bmatrix}$: appelée **matrice réduite des fonctions de conversion**

De cette simplification, on tire le **schéma fonctionnel sur le modèle de commande réduit** en mode de conduction continu triphasé (**figure AN5.10**).

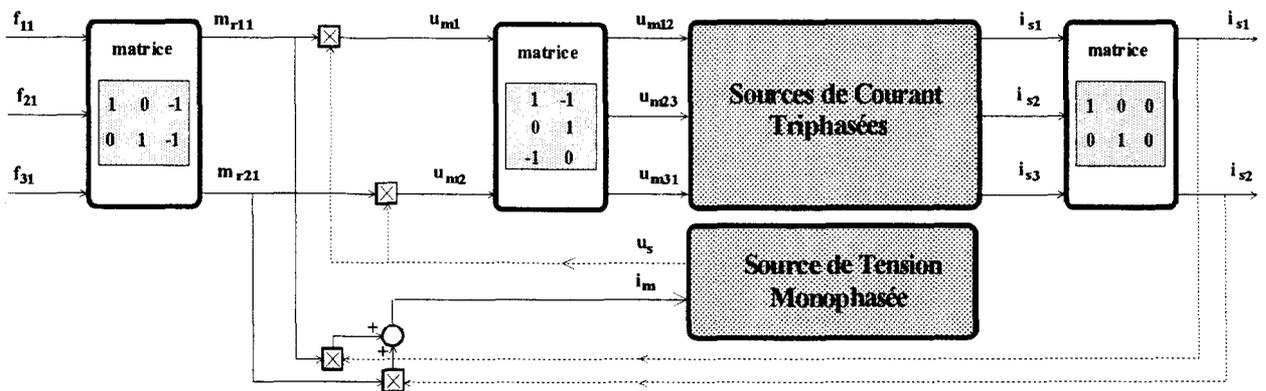


Figure AN5.10 : Schéma fonctionnel sur le modèle de commande réduit

5. Application au Convertisseur 2/3
(2 cellules de commutation à 3 interrupteurs)

La **figure AN5.11** présente la structure générale du convertisseur étudié. Dans cet exemple, les 2 cellules de commutations sont formées de 3 interrupteurs statiques qui peuvent être bidirectionnels en tension ou en courant suivant la nature des sources à interconnecter.

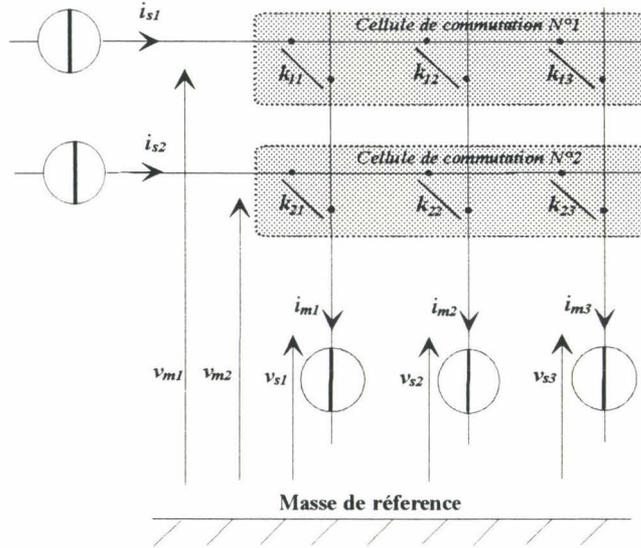


Figure AN5.11: Convertisseur à structure matricielle 2/3
(2 cellules de commutation à 3 interrupteurs bidirectionnels)

avec $(V_m) = \begin{pmatrix} v_{m1} \\ v_{m2} \end{pmatrix}$, $(V_s) = \begin{pmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{pmatrix}$, $(I_m) = \begin{pmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \\ i_{m3} \end{pmatrix}$, $(I_s) = \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{pmatrix}$ et $[F_U(t)] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & f_{13} \\ f_{21} & f_{22} & f_{23} \end{bmatrix}$

Les fonctions matricielles de connexion (AN5.1) appliquées au convertisseur ci-dessus donne la **relation de connexion généralisée** :

$$\begin{pmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \\ i_{m3} \\ v_{m1} \\ v_{m2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{21} & 0 & 0 & 0 \\ f_{12} & f_{22} & 0 & 0 & 0 \\ f_{13} & f_{23} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & f_{11} & f_{12} & f_{13} \\ 0 & 0 & f_{21} & f_{22} & f_{23} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{pmatrix} \quad (\text{AN5.21})$$

En exprimant les *différence de potentiels entre lignes*, on obtient les vecteurs suivants qui permettent d'exprimer les tensions composées :

$$(U_m) = (u_{m12}) = (v_{m1} - v_{m2}) = u_m, \quad (U_s) = \begin{pmatrix} u_{s12} \\ u_{s23} \\ u_{s31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{s1} - v_{s2} \\ v_{s2} - v_{s3} \\ v_{s3} - v_{s1} \end{pmatrix}$$

Les équations matricielles (AN5.3) appliquées à ce convertisseur donnent la *relation de conversion généralisée* suivante :

$$\begin{pmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \\ i_{m3} \\ u_m \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{21} & 0 & 0 & 0 \\ f_{12} & f_{22} & 0 & 0 & 0 \\ f_{13} & f_{23} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m_1 & m_2 & m_3 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ u_{s12} \\ u_{s23} \\ u_{s31} \end{pmatrix} \quad (\text{AN5.22})$$

avec $[M_U(t)] = [(f_{11} - f_{21}) \quad (f_{12} - f_{22}) \quad (f_{13} - f_{23})] = [m_1 \quad m_2 \quad m_3]$: appelée *matrice des fonctions composée de conversion en tension*

De cette mise en équation, on tire le *schéma fonctionnel sur le modèle de commande* en mode de conduction continu triphasé (*figure AN5.12*).

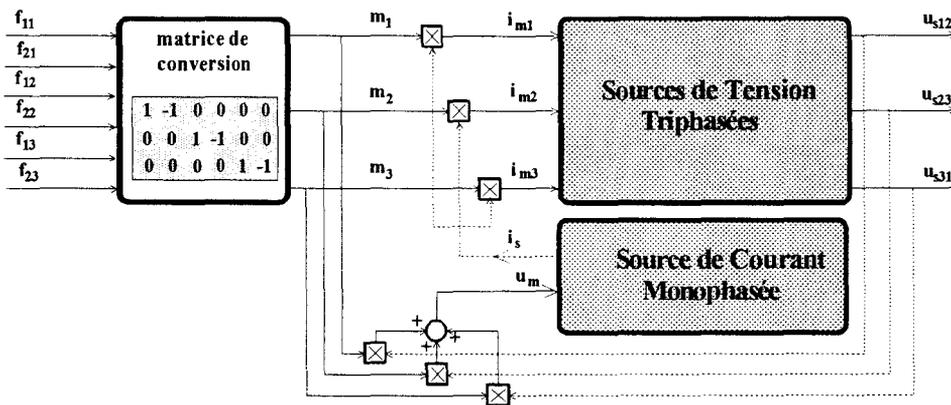


Figure AN5.12 : Schéma fonctionnel sur le modèle de commande

Pour une cellule de commutation à 3 interrupteurs, la **Règle 12** définie au paragraphe 2.1.3.1 impose une *relation rigide* qui lie les *fonctions de connexions* $f_{ci}(t)$ associées à chaque interrupteur K_{ci} :

$$f_{c1} + f_{c2} + f_{c3} = 1$$

Dans ces conditions, le *vecteur des courants modulés* peut se réduire à 2 lignes indépendantes de telle sorte que l'on en déduise la *relation de conversion généralisée hybride* ci-dessous :

$$\begin{pmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \\ u_m \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{21} & 0 & 0 & 0 \\ f_{12} & f_{22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m_1 & m_2 & m_3 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ u_{s12} \\ u_{s23} \\ u_{s31} \end{pmatrix} \quad (\text{AN5.23})$$

avec $[F_{rl}(t)] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{bmatrix}^t$: *matrice réduite des fonctions de connexion en courant*

En prenant la *phase 3* comme référence, il vient le *schéma fonctionnel* de la *figure AN5.13* qui fait intervenir *une source de courant indépendante* et *deux sources de tension indépendantes*. Cette représentation nous permet de réduire l'ordre du système.

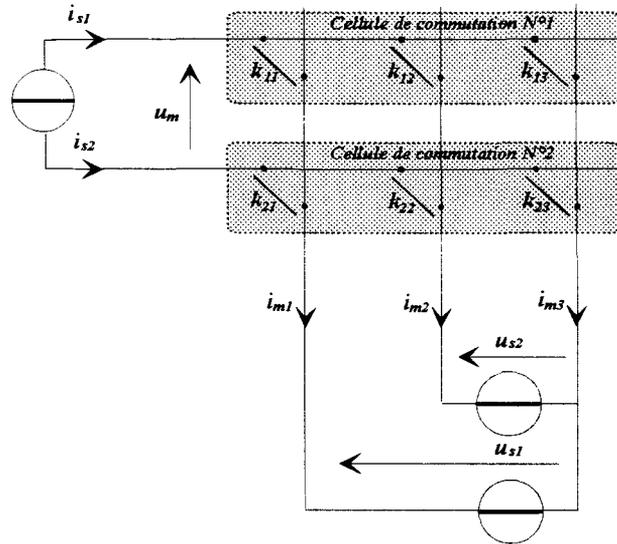


Figure AN5.13 : Convertisseur à structure matricielle 2/3
(2 cellules de commutation à 5 interrupteurs bidirectionnels)

avec : $(U_{mr}) = (u_m) = u_m$, $(U_{sr}) = \begin{pmatrix} u_{s1} \\ u_{s2} \end{pmatrix}$, $(I_{mr}) = \begin{pmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \end{pmatrix}$ et $(I_{sr}) = (i_{s1}) = i_s$

Les équations matricielles (AN5.5) appliquées à ce convertisseur donnent la **relation de conversion généralisée réduite** suivante :

$$\begin{pmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \\ u_m \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} - f_{21} & 0 & 0 \\ f_{12} - f_{22} & 0 & 0 \\ 0 & f_{11} - f_{21} & f_{12} - f_{22} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ u_{s1} \\ u_{s2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} m_{r11} & 0 & 0 \\ m_{r12} & 0 & 0 \\ 0 & m_{r11} & m_{r12} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ u_{s1} \\ u_{s2} \end{pmatrix} \quad (\text{AN5.24})$$

avec $[M_{rU}] = [(f_{11} - f_{21}) \quad (f_{12} - f_{22})] = [m_{r11} \quad m_{r12}]$: appelée **matrice réduite des fonctions de conversion en tension**

De cette simplification, on tire le **schéma fonctionnel sur le modèle de commande réduit** en mode de conduction continu triphasé (**figure AN5.14**).

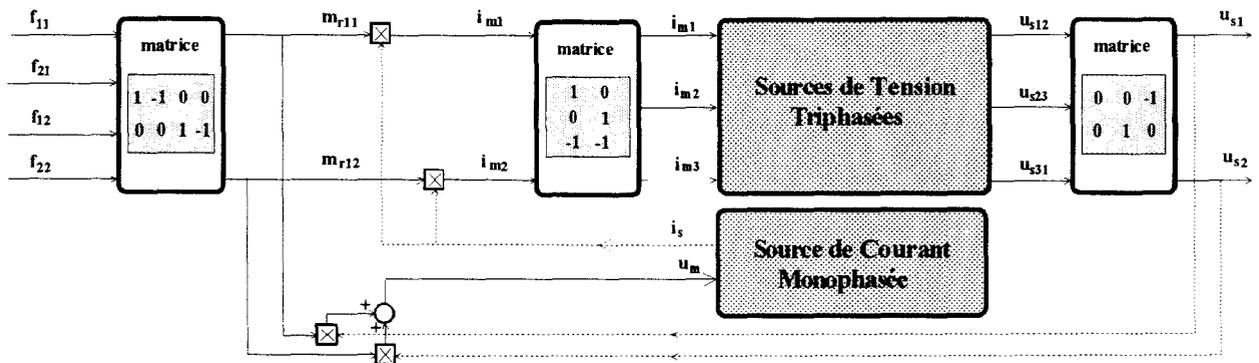


Figure AN5.14 : Schéma fonctionnel sur le modèle de commande réduit

Annexe 6 : Modélisation des Cellules de Commutation

La **figure AN6.1** représente d'une manière générale, la Cellule de Commutation tripôles élémentaire. Les contraintes énergétiques (*Règle 12*) imposent qu'un interrupteur et un seul soit fermé à tout instant.

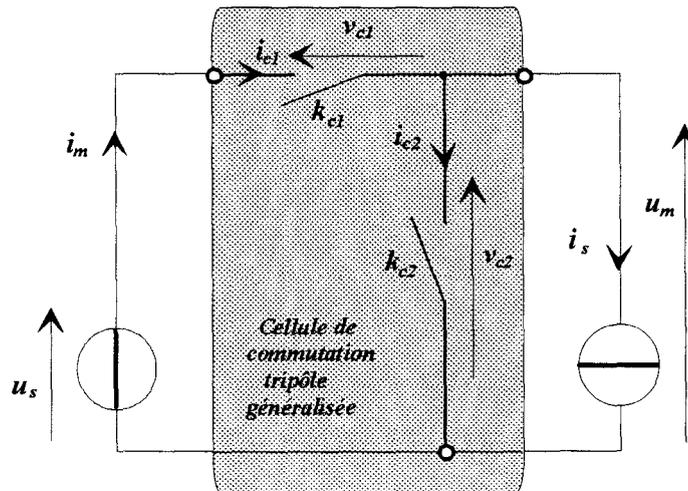


Figure AN6.1 Cellule de Commutation élémentaire tripôle à 2 interrupteurs

Néanmoins, ce dispositif qui comprend deux interrupteurs statiques, possède **quatre topologies différentes** liées à leur état ouvert ou fermé. Le **réseau de Petri** de la **figure AN6.2** permet de connaître l'état des **fonctions de connexion** f_{c1} et f_{c2} en rapport à la Commande Externe et Interne. Ce graphe a été établi sans a priori afin de pouvoir examiner tous les cas pratiques susceptibles de se produire :

- | | |
|--|-------------------------------|
| • Place 0 : K_{c1} et K_{c2} sont ouverts | $(f_{c1} = 0 ; f_{c2} = 0)$ |
| • Place 1 : K_{c1} fermé et K_{c2} ouvert | $(f_{c1} = 1 ; f_{c2} = 0)$. |
| • Place 2 : K_{c2} fermé et K_{c1} ouvert | $(f_{c1} = 0 ; f_{c2} = 1)$. |
| • Place 3 : K_{c2} et K_{c1} sont fermés | $(f_{c1} = 1 ; f_{c2} = 1)$. |

On distingue alors **deux types de commutation** (*Règles 6 et 7*) :

- **Commutation sans dissipation d'énergie** (vers les places 1 et 3), par passage de la tension ou du courant à zéro. Ces **commutations** sont nécessairement **spontanées**,
- **Commutation avec dissipation d'énergie** (vers les places 4, 5, 6 et 7). Il s'agit de **commutations commandées**.

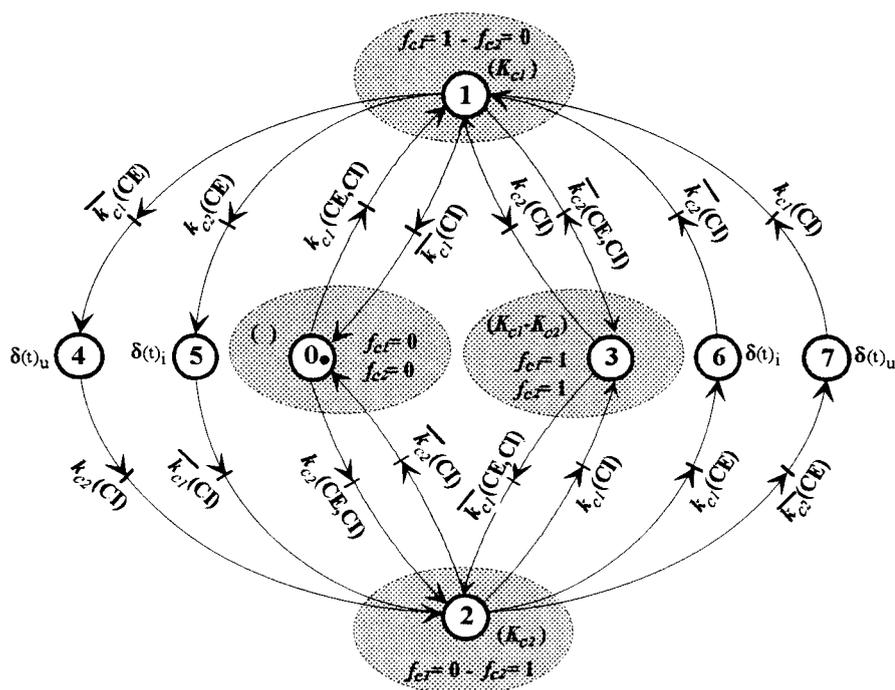


Figure AN6.2 : Réseau de Petri de la Cellule de Commutation Généralisée Tripôle

avec k_{ci} qui désigne la *condition de fermeture* de l'interrupteur K_{ci} et \bar{k}_{ci} sa *condition d'ouverture*.

Suivant le cas, les *commutations commandées* peuvent occasionner des *impulsions de courant* ou de *tension* par non respect des règles fondamentales 1 et 2 soit :

- une *impulsion de courant* $\delta(t)_i$ par court-circuit de la source de tension (*empiètement de fermeture* : places 5 et 6),
- une *impulsion de surtension* $\delta(t)_u$ par ouverture de la source de courant (*empiètement d'ouverture* : places 4 et 7).

On peut déduire de cette analyse la règle fondamentale permettant d'éviter la destruction des interrupteurs lors de la commutation : *L'apparition d'impulsion à la suite de la commutation commandée de l'un des interrupteurs doit entraîner instantanément la commutation de l'autre.*

Il est possible d'*asservir les ordres de commande externe* à la détection de surtension ou de court-circuit [GLAISE, 1992] et [HUSELSTEIN, 1993]. Néanmoins, nous présentons une solution plus simple à mettre en oeuvre qui consiste à se servir de la commande interne en *favorisant une commutation spontanée* ce qui suppose alors un *préconditionnement de la commande* d'un interrupteur lorsque l'autre interrupteur commute [DEGOBERT, 1996].

1. Cellule Tripôle de commutation Bidirectionnelle en tension

Nous supposons que la *source de tension est réversible en tension* et que la *source de courant n'est pas réversible en courant*. Les interrupteurs K_{c1} et K_{c2} doivent nécessairement être bidirectionnels en tension mais pas en courant (paragraphe 2.1.2.5.B). On choisit en conséquence pour K_{c1} et K_{c2} une *association série* transistor/diode (figure AN6.3).

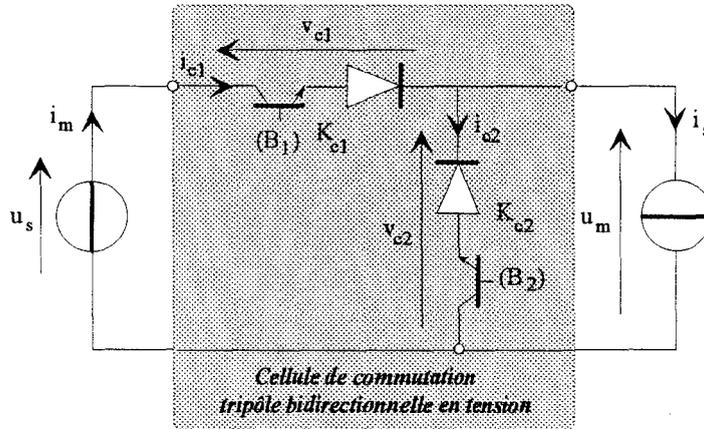


Figure AN6.3 : Cellule de commutation tripôle bidirectionnelle en tension

La figure AN6.4 présente le *réseau de Petri* décrivant les différentes commutations. Afin d'alléger la présentation, nous avons supposé que le courant de source i_s ne s'annulait pas (*fonctionnement en régime ininterrompu*) faisant ainsi disparaître la *place 0* du *réseau de Petri généralisé* de la figure AN6.2.

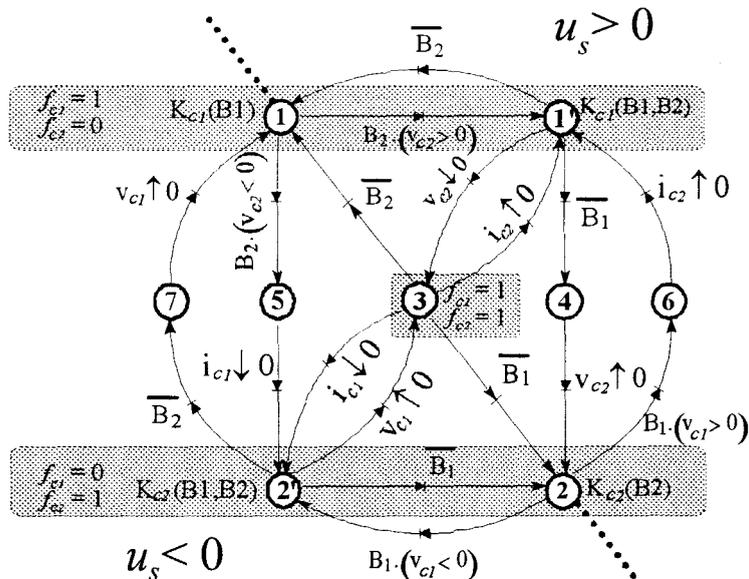


Figure AN6.5 : Réseau de Petri de la Cellule de commutation tripôle bidirectionnelle en tension

Comme nous l'avons montré précédemment, des *impulsions de courant ou de tension* peuvent apparaître lors d'une *commutation commandée* d'un composant :

- Les interrupteurs étant unidirectionnels en courant, l'*impulsion de courant* $\delta(t)_i$ (place 5 et 6) consécutive à la fermeture de l'un des interrupteurs conduit à l'*ouverture spontanée* de l'autre.

- Au contraire, l'*ouverture commandée* d'un interrupteur (place 4 et 7) peut conduire à une *surtension destructrice* si l'autre interrupteur n'est pas commandé. On en déduit alors la nécessité de l'*empiètement dans les commandes* de K_{c1} et K_{c2} .

Pour plus de clarté, les places 1 et 2 ont été scindées en 1 et 1' (respectivement. 2 et 2') :

- Dans la place 1', l'interrupteur K_{c2} est *commandé mais non conducteur* ; ainsi, lorsque K_{c1} n'est plus commandé, K_{c2} se met en conduction spontanément grâce à l'impulsion de tension qui apparaît à ses bornes.

- De la même manière, dans la place 2', l'interrupteur K_{c1} est *commandé mais non conducteur* ; ainsi, lorsque K_{c2} n'est plus commandé, K_{c1} se met en conduction spontanément grâce à l'impulsion de tension qui apparaît à ses bornes.

Ce *graphe de Petri* fait apparaître clairement la distinction entre l'état de la Commande Externe (B_1 et B_2) et l'état des connexions (f_{c1} et f_{c2}).

2. Cellule Tripôle de commutation Bidirectionnelle en courant

Le cas de la *source de courant réversible en courant* et de la *source de tension non réversible en tension* est *dual* du précédent. Nous pouvons donc déduire le fonctionnement de cette cellule de l'analyse précédente par les *régles de dualité*. Les interrupteurs K_{c1} et K_{c2} doivent être réversibles en courant mais pas en tension (paragraphe 2.1.2.5.A). On choisit alors l'*association antiparallèle* transistor/diode (figure AN6.5) .

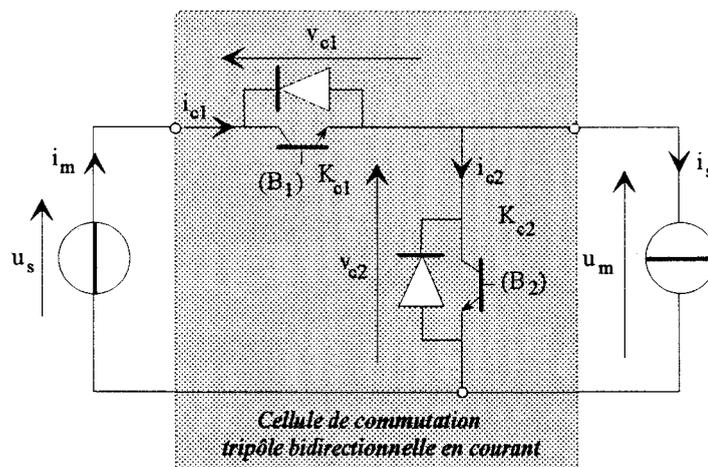


Figure AN6.5 : Cellule de commutation tripôle bidirectionnelle en courant

La **figure AN6.6** présente le **réseau de Petri** décrivant les différentes commutations. Dans la mesure où nous supposons que la tension de source v_s ne s'annule pas (*fonctionnement en régime ininterrompu*), la **place 3** du **réseau de Petri généralisé de la figure AN6.2** n'est jamais atteinte.

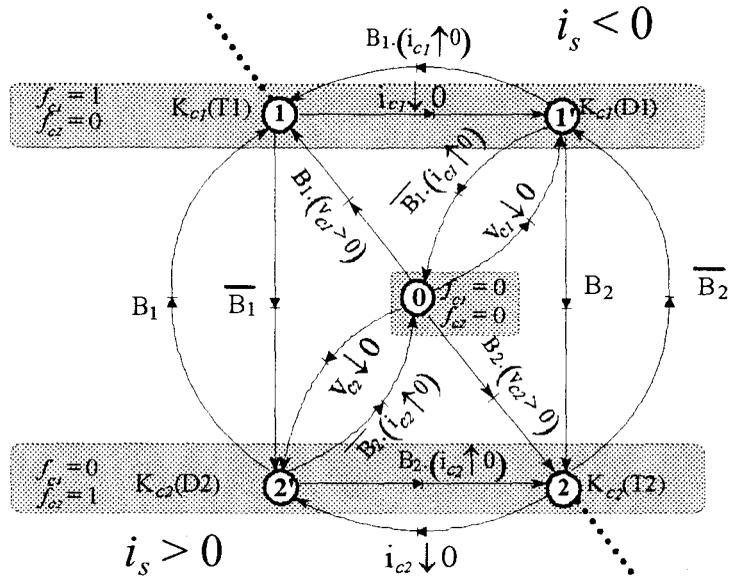


Figure AN6.6 : Réseau de Petri de la Cellule de commutation tripôle bidirectionnelle en courant

De la même manière que précédemment, les **places 1 et 2** ont été scindées en 1 et 1' (*respectivement 2 et 2'*) afin de connaître le semi-conducteur passant (*Transistor ou Diode*) dans l'interrupteur :

- Dans la **place 1'**, c'est la diode D_1 qui conduit ; l'interrupteur K_{c1} est **conducteur mais non commandé**.
- De la même manière, dans la **place 2'**, c'est la diode D_2 qui conduit ; l'interrupteur K_{c2} est **conducteur mais non commandé**.

Ce **graphe de Petri** fait apparaître clairement la distinction entre l'état de la **Commande Externe** (B_1 et B_2) et l'état des connexions (f_{c1} et f_{c2}).

Annexe 7 : Transformations pour la modélisation dynamique des machines à courant alternatif

1. Transformation de Concordia

On effectue un changement de référentiel au moyen d'une *matrice de transformation triphasé-diphasé* notée $[T_3]$. Cette transformation orthogonale permet de conserver l'équivalence énergétique entre les enroulements réels triphasés et des enroulements fictifs diphasés équivalents [CONCORDIA, 1951].

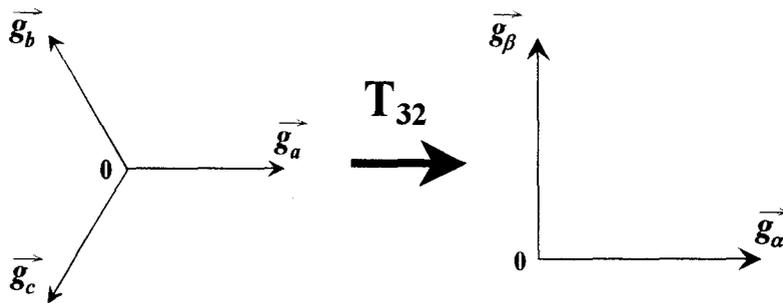
Dans ces conditions, on obtient les relations suivantes qui permettent de passer du repère fixe triphasé a,b,c en un repère fixe diphasé α,β (et inversement) :

$$\boxed{(g_{\alpha\beta})^t = [T_3] (g_{abc})^t \quad \text{et} \quad (g_{abc})^t = [T_3]^t (g_{\alpha\beta})^t} \quad (\text{AN7.1})$$

avec $[T_3] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$ matrice de Concordia telle que : $[T_3]^{-1} = [T_3]^t$

Remarque : L'indice "0" représente la composante homopolaire.

Si $g_a + g_b + g_c = 0$ alors la composante homopolaire $g_0 = 0$ et dans ce cas, on peut utiliser une *forme de Concordia réduite* notée $[T_{32}]$ telle que :

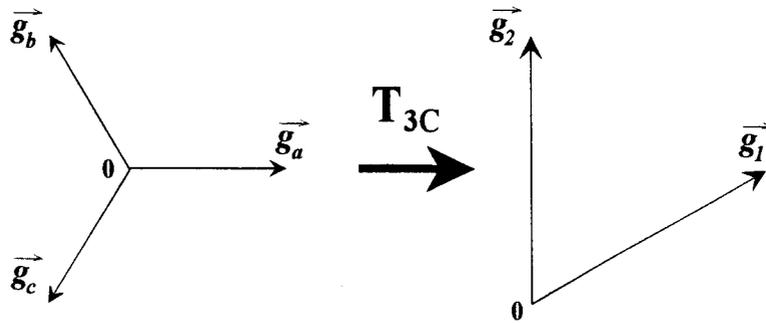


$$\boxed{(g_{\alpha\beta})^t = [T_{32}] (g_{abc})^t \quad \text{et} \quad (g_{abc})^t = [T_{23}] (g_{\alpha\beta})^t} \quad (\text{AN7.2})$$

avec $[T_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$ matrice de Concordia réduite telle que $[T_{32}]^t$ soit notée $[T_{23}]$

2. Transformation Grandeurs simples - Grandeurs composées indépendantes

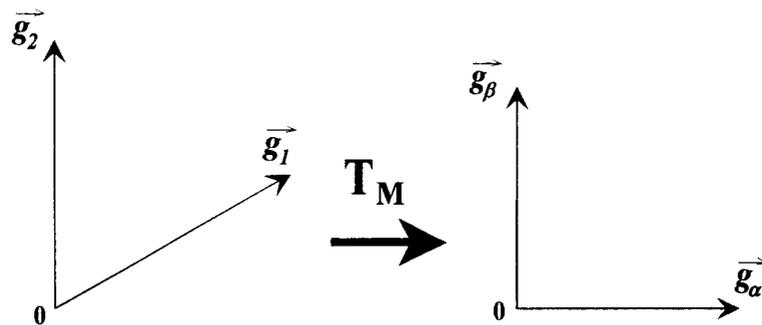
La transformation suivante notée $[T_{3C}]$ permet de passer d'un repère fixe triphasé a,b,c en un repère fixe biphasé $1,2$ ne faisant intervenir que les deux grandeurs composées indépendantes (on choisit implicitement la phase trois comme référence) :



$$\boxed{(g_{12})^t = [T_{3C}] (g_{abc})^t \text{ et } (g_{abc})^t = [T_{C3}] (g_{12})^t} \quad (\text{AN7.3})$$

avec $[T_{3C}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}$ et $[T_{C3}] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \\ -1 & -1 \end{bmatrix}$ matrices de transformation

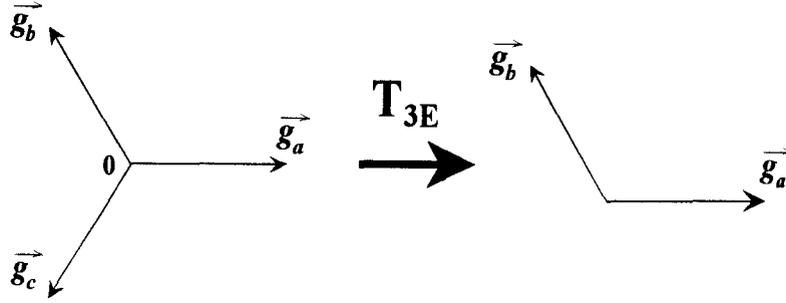
En combinant cette transformation avec celle de Concordia, on obtient la transformation suivante notée $[T_M]$ qui permet de passer d'un repère fixe biphasé $1,2$ en un repère fixe diphasé α, β (et inversement) :



$$\boxed{(g_{\alpha\beta})^t = [T_M] (g_{12})^t \text{ et } (g_{12})^t = [T_M]^{-1} (g_{\alpha\beta})^t} \quad (\text{AN7.4})$$

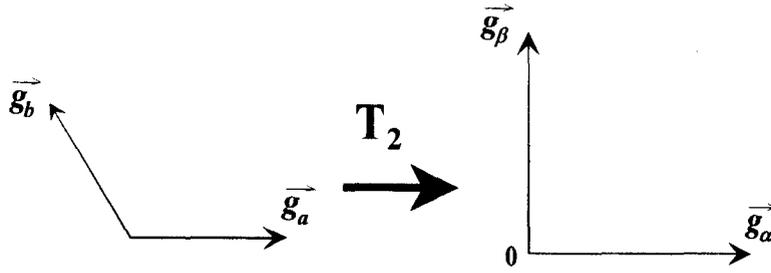
avec $[T_M] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$ et $[T_M]^{-1} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \sqrt{3}/2 & 1/2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ matrices de transformation

telles que : $[T_M] = [T_{32}] [T_{C3}]$ et $[T_M]^{-1} = [T_{3C}] [T_{23}]$



$$\boxed{(g_{ab})^t = [T_{3E}] (g_{abc})^t \text{ et } (g_{abc})^t = [T_{E3}] (g_{ab})^t} \quad (\text{AN7.5})$$

telles que : $[T_{3E}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix}$ et $[T_{E3}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$



$$\boxed{(g_{\alpha\beta})^t = [T_2] (g_{ab})^t \text{ et } (g_{ab})^t = [T_2]^{-1} (g_{\alpha\beta})^t} \quad (\text{AN7.6})$$

avec $[T_2] = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \sqrt{3}/2 & 0 \\ 1/2 & 1 \end{bmatrix}$ et $[T_2]^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$ matrices de transformation

telles que : $[T_2] = [T_{32}] [T_{3E}]$ et $[T_2]^{-1} = [T_{E3}] [T_{23}]$

3. Transformation de Park

On effectue un changement de référentiel au moyen d'une *matrice de rotation* $[P(\alpha_p)]$. Cette transformation orthogonale permet de conserver l'équivalence énergétique entre des enroulements réels diphasés et les enroulements fictifs tournants équivalents [PARK, 1929].

Dans ces conditions, on obtient les relations suivantes qui permettent de passer du repère fixe diphasé α, β en un repère tournant diphasé d, q (et inversement) :

$$\boxed{(g_{odq})^t = [P(\alpha_p)] (g_{o\alpha\beta})^t \text{ et } (g_{o\alpha\beta})^t = [P(\alpha_p)]^t (g_{odq})^t} \quad (\text{AN7.7})$$

$$\text{avec } [P(\alpha_p)] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\alpha_p) & \sin(\alpha_p) \\ 0 & -\sin(\alpha_p) & \cos(\alpha_p) \end{bmatrix} \text{ matrice de transformation de Park}$$

$$\text{telle que : } [P(\alpha_p)]^{-1} = [P(\alpha_p)]^t$$

Remarque : L'indice "0" représente la composante homopolaire.

Si $g_a + g_b + g_c = 0$ alors la composante homopolaire $g_0 = 0$ et dans ce cas, on peut utiliser une **forme de Park réduite** notée $[P_r(\alpha_p)]$ telle que :

$$\boxed{(g_{dq})^t = [P_r(\alpha_p)] (g_{\alpha\beta})^t \text{ et } (g_{\alpha\beta})^t = [P_r(\alpha_p)]^t (g_{dq})^t} \quad (\text{AN7.8})$$

$$\text{avec } [P_r(\alpha_p)] = \begin{bmatrix} \cos(\alpha_p) & \sin(\alpha_p) \\ -\sin(\alpha_p) & \cos(\alpha_p) \end{bmatrix} \text{ matrice de transformation reduite de Park}$$

$$\text{telle que : } [P_r(\alpha_p)]^{-1} = [P_r(\alpha_p)]^t$$

Si on dérive la **matrice de Park réduite** par rapport à l'angle α_p , on obtient tout calculs faits :

$$\boxed{[P_r(\alpha_p)]^t \frac{d}{dt} [P_r(\alpha_p)] = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\alpha_p}{dt}} \quad (\text{AN7.9})$$

En combinant la transformation de Park et celle de Concordia, on obtient la transformation suivante notée $[P_3(\alpha_p)]$ qui permet de passer d'un **repère fixe triphasé a,b,c** en un **repère tournant diphasé d,q** (et inversement) :

$$\boxed{(g_{odq})^t = [P_3(\alpha_p)] (g_{abc})^t \text{ et } (g_{abc})^t = [P_3(\alpha_p)]^t (g_{odq})^t} \quad (\text{AN7.10})$$

$$\text{avec } [P_3(\alpha_p)] = [P(\alpha_p)] [T_3] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\alpha_p) & \cos(\alpha_p - 2\pi/3) & \cos(\alpha_p + 2\pi/3) \\ -\sin(\alpha_p) & -\sin(\alpha_p - 2\pi/3) & -\sin(\alpha_p + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

matrice de transformation de Park telle que : $[P_3(\alpha_p)]^{-1} = [T_3]^t [P(\alpha_p)]^t$

Remarque : L'indice "0" représente la composante homopolaire.

Si $g_a + g_b + g_c = 0$ alors la composante homopolaire $g_0 = 0$ et dans ce cas, on peut utiliser une **forme de Park réduite** notée $[P_{23}(\alpha_p)]$ telle que :

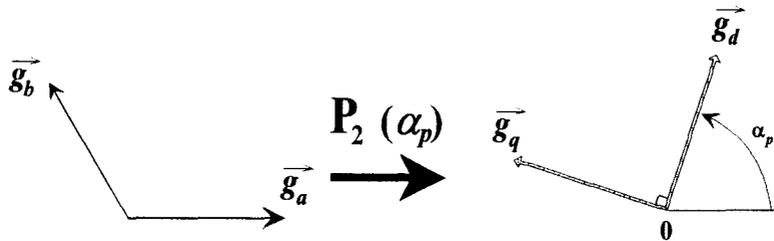
$$\boxed{(g_{dq})^t = [P_{32}(\alpha_p)] (g_{abc})^t \text{ et } (g_{abc})^t = [P_{23}(\alpha_p)] (g_{dq})^t} \quad (\text{AN7.11})$$

$$\text{avec } [P_{32}(\alpha_p)] = [P_r(\alpha_p)] [T_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_p) & -\frac{1}{2} \cos(\alpha_p) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\alpha_p) & -\frac{1}{2} \cos(\alpha_p) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\alpha_p) \\ -\sin(\alpha_p) & -\frac{1}{2} \cos(\alpha_p) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\alpha_p) & -\frac{1}{2} \cos(\alpha_p) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\alpha_p) \end{bmatrix}$$

$$\text{soit : } [P_{32}(\alpha_p)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_p) & \cos(\alpha_p - 2\pi/3) & \cos(\alpha_p + 2\pi/3) \\ -\sin(\alpha_p) & -\sin(\alpha_p - 2\pi/3) & -\sin(\alpha_p + 2\pi/3) \end{bmatrix} \text{ matrice de Park}$$

telle que : $[P_{32}(\alpha_p)]^{-1} = [P_{32}(\alpha_p)]^t$ notée $[P_{23}(\alpha_p)]$

De plus, si la composante homopolaire g_0 est nulle, $g_c = -g_a - g_b$ et dans ce cas, on peut utiliser la transformation suivante notée $[P_2(\alpha_p)]$ qui permet de passer d'un **repère fixe diphasé a,b** (déphasage de $2\pi/3$) en un **repère tournant diphasé d,q** (et inversement) :



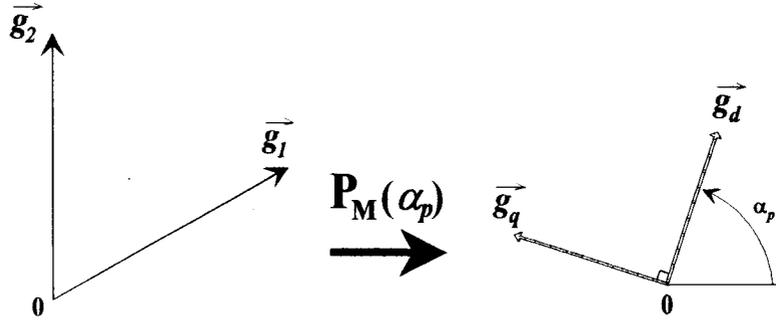
$$\boxed{(g_{dq})^t = [P_2(\alpha_p)] (g_{ab})^t \text{ et } (g_{ab})^t = [P_2(\alpha_p)]^{-1} (g_{dq})^t} \quad (\text{AN7.12})$$

$$\text{avec } [P_2(\alpha_p)] = [P_r(\alpha_p)] [T_2] = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\alpha_p) + \frac{1}{2} \sin(\alpha_p) & \sin(\alpha_p) \\ \frac{1}{2} \cos(\alpha_p) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\alpha_p) & \cos(\alpha_p) \end{bmatrix} \text{ soit :}$$

$$[P_2(\alpha_p)] = \sqrt{2} \begin{bmatrix} -\sin(\alpha_p - 2\pi/3) & \sin(\alpha_p) \\ -\cos(\alpha_p - 2\pi/3) & \cos(\alpha_p) \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \sin(\alpha_p + \pi/3) & \sin(\alpha_p) \\ \cos(\alpha_p + \pi/3) & \cos(\alpha_p) \end{bmatrix}$$

$$\text{et } [P_2(\alpha_p)]^{-1} = [T_2]^{-1} [P_r(\alpha_p)]^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_p) & \sin(\alpha_p) \\ -\frac{1}{2} \cos(\alpha_p) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\alpha_p) & \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\alpha_p) + \frac{1}{2} \sin(\alpha_p) \end{bmatrix} \text{ soit :}$$

$$[P_2(\alpha_p)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_p) & -\sin(\alpha_p) \\ \cos(\alpha_p - 2\pi/3) & -\sin(\alpha_p - 2\pi/3) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_p) & -\sin(\alpha_p) \\ -\cos(\alpha_p + \pi/3) & \sin(\alpha_p + \pi/3) \end{bmatrix}$$



$$\boxed{(g_{dq})^t = [P_M(\alpha_p)] (g_{12})^t \text{ et } (g_{12})^t = [P_M(\alpha_p)]^{-1} (g_{dq})^t} \quad (\text{AN7.13})$$

$$\text{avec } [P_M(\alpha_p)] = [P_r(\alpha_p)] [T_M] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_p) & -\frac{1}{2} \cos(\alpha_p) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\alpha_p) \\ -\sin(\alpha_p) & \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\alpha_p) + \frac{1}{2} \sin(\alpha_p) \end{bmatrix} \text{ soit :}$$

$$[P_M(\alpha_p)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_p) & \cos(\alpha_p - 2\pi/3) \\ -\sin(\alpha_p) & -\sin(\alpha_p - 2\pi/3) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_p) & -\cos(\alpha_p + \pi/3) \\ -\sin(\alpha_p) & \sin(\alpha_p + \pi/3) \end{bmatrix}$$

$$\text{et } [P_M(\alpha_p)]^{-1} = [T_M]^{-1} [P_r(\alpha_p)]^t = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\alpha_p) + \frac{1}{2} \sin(\alpha_p) & \frac{1}{2} \cos(\alpha_p) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\alpha_p) \\ \sin(\alpha_p) & \cos(\alpha_p) \end{bmatrix} \text{ soit :}$$

$$[P_M(\alpha_p)]^{-1} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} -\sin(\alpha_p - 2\pi/3) & -\cos(\alpha_p - 2\pi/3) \\ \sin(\alpha_p) & \cos(\alpha_p) \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \sin(\alpha_p + \pi/3) & \cos(\alpha_p + \pi/3) \\ \sin(\alpha_p) & \cos(\alpha_p) \end{bmatrix}$$

<p style="text-align: center;">Annexe 8 : Commande Numérique à base de Processeur de Signal <i>(Architecture à base de DSP)</i></p>
--

On peut assimiler une *application Commande Numérique (contrôle vectoriel)* à une *chaîne de traitement de signal*. En effet, une chaîne de traitement du signal comprend en général une cascade de cinq opérations qui se décomposent de la manière suivante :

- un *Filtrage antibruit*,
- la *Conversion* de signaux Analogiques en Numériques,
- le *Traitement Numérique* des informations,
- la *Conversion* des grandeurs Numériques en Analogiques,
- le *Filtrage de correction*.

Le premier filtrage est indispensable en vue de la conversion en numérique ; ainsi le signal d'entrée est débarrassé de ses composantes haute fréquence. Le dernier filtrage améliore la reconstruction du signal analogique de sortie en lissant le signal converti.

1 - Architecture matérielle

La **figure AN8.1** ci-dessous représente l'architecture matérielle de notre application contrôle vectoriel. L'**axe de puissance** est constitué de l'association d'un onduleur de tension (ou de courant) et d'une machine à courant alternatif. L'**axe de commande** est composé quant à lui d'une chaîne d'acquisition, d'un processeur numérique de traitement et d'un modulateur numérique qui permet d'agir sur l'axe de puissance.

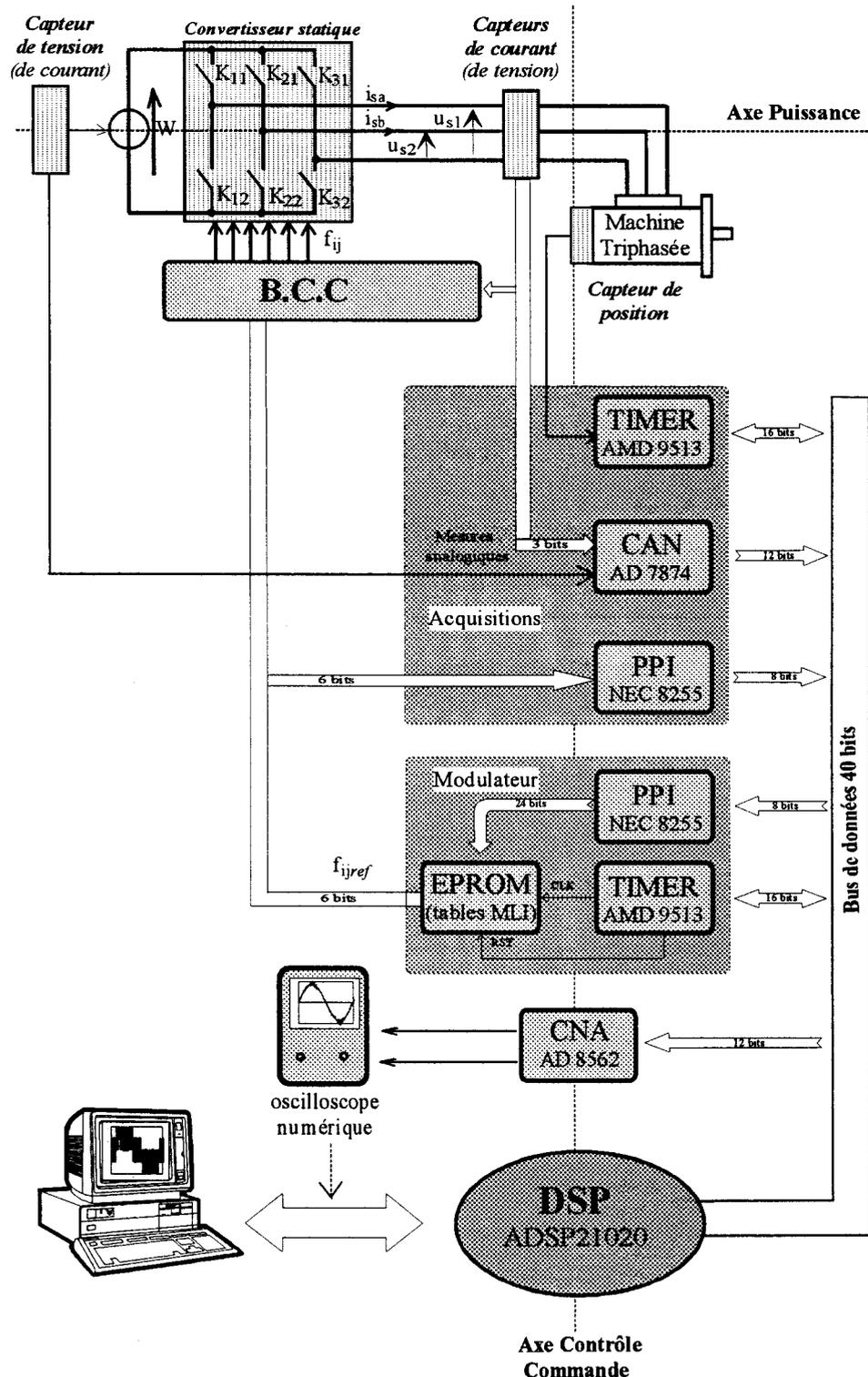


Figure AN8.1 : Architecture matérielle à base de Processeur de Signal Numérique (DSP)

1.1. Le Processeur de Signal Numérique (DSP)

1.1.1 Principe de base

Comme tout processeur, le Processeur de Signal Numérique (DSP : *Digital Signal Processor*) qui comporte une unité centrale pour le traitement doit obligatoirement être associé à de la mémoire pour l'enregistrement du programme et des données ainsi qu'à des circuits périphériques pour les fonctions de contrôle, d'interfaçage et de communication.

Par rapport aux processeurs classiques, les DSP se distinguent par leur rapidité de calcul. En effet, les microprocesseurs modernes sont fondés sur l'architecture de Von Neumann ; c'est à dire que la *mémoire est partagée* pour le programme (MP) et les données (MD), ce qui oblige l'unité centrale à lire soit une instruction, soit une donnée, mais jamais les deux en même temps.

Avec son architecture **Harvard**, inventée dans les années trente, le DSP dispose de deux mémoires et de deux bus *indépendants*, permettant à l'unité centrale l'*accès simultané* à une instruction et à une donnée.

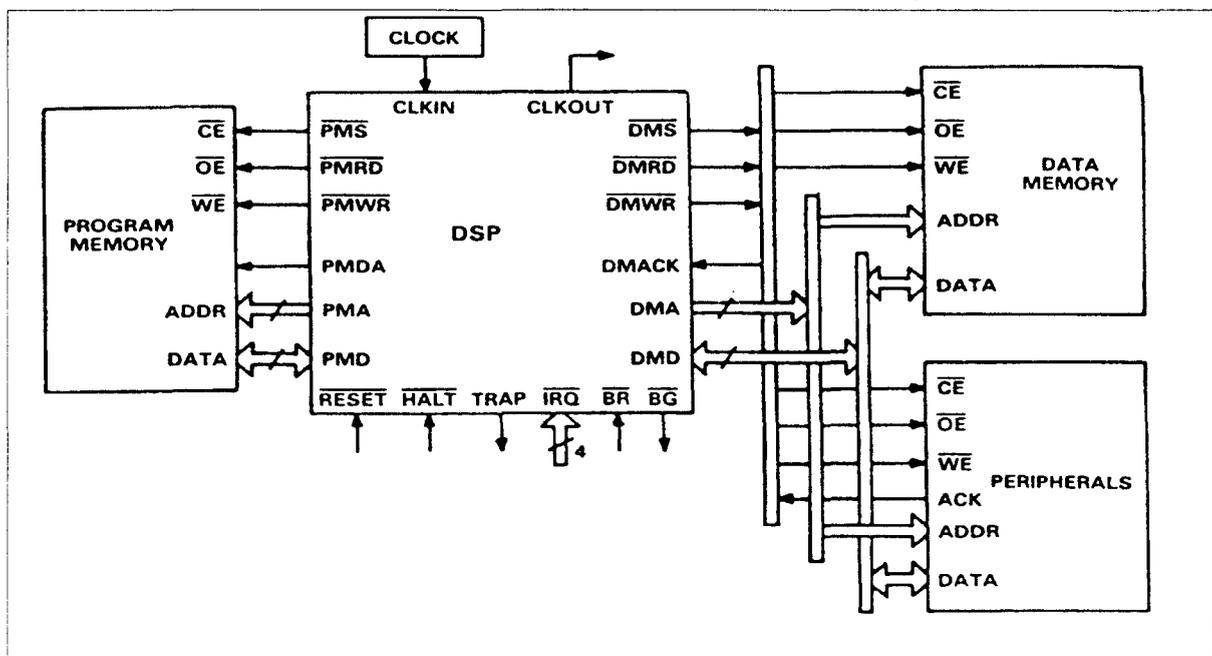


Figure AN8.2 : Configuration à base de DSP

De plus, l'*unité centrale de traitement* (CPU), apporte un second élément de différenciation. Pour les microprocesseurs, l'*unité arithmétique et logique* (ALU) qu'elle renferme a un rôle de gestionnaire, elle constitue sa fonction essentielle.

Pour les DSP, elle a une fonction secondaire. Le traitement numérique repose sur la Multiplication et l'Accumulation. Le module MAC, chargé de ces deux opérations, constitue le *coeur de l'unité centrale* de tout DSP. Il est conçu pour effectuer en un seul cycle d'horloge une multiplication et une accumulation, alors qu'un microprocesseur classique a besoin de plusieurs cycles, voire de plusieurs dizaines de cycles, pour réaliser cette opération.

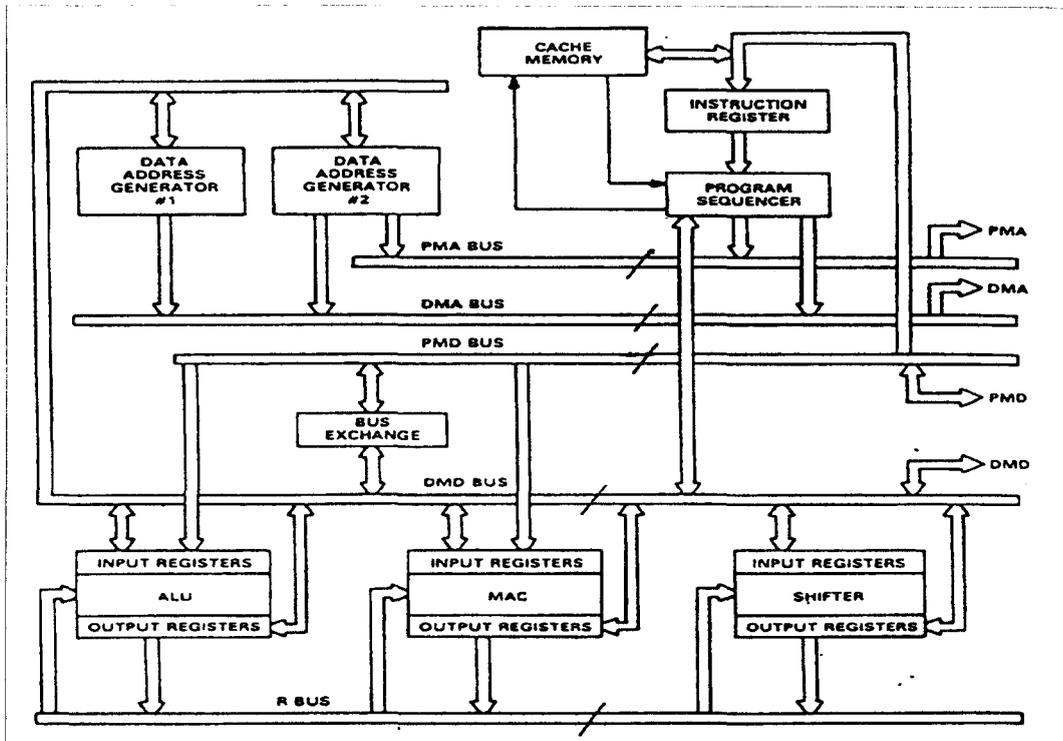


Figure AN8.3 : Architecture d'un DSP

Autre distinction : le rythme d'entrée des données. Le microprocesseur classique maîtrise ce rythme. Il utilise les données au fur et à mesure de ses besoins, prenant le temps qu'il faut pour les traiter. Les données sont demandées à l'utilisateur ou lues directement dans un fichier préalablement établi. Le DSP, lui, fait face à une rafale continue de données, prélevées à intervalle régulier sur les signaux d'entrée. Il doit les traiter au fur et à mesure qu'elles arrivent. C'est pourquoi il s'identifie aux *applications en temps réel*, alors que le microprocesseur convient plutôt à l'analyse de données préenregistrées.

1.1.2 Les familles technologiques de DSP

Les DSP se répartissent en deux grandes *familles technologiques* :

- les DSP *câblés*,
- les DSP *programmables*.

Pour les DSP *câblés*, le programme exécutable est gravé dans la puce lors de sa fabrication. Ce sont les plus performants en terme d'intégration, de vitesse et de consommation.

Pour les DSP *programmables*, l'algorithme de traitement est réalisé par un logiciel qui après son développement pourra être implanté dans une mémoire non volatile (Rom, Eprom ou EEprom) selon la quantité envisagée et les besoins d'évolution de l'application.

Parmi les programmables, les DSP à *usage général* sont les plus courants en raison de leur faible coût, leur souplesse d'emploi, leur facilité de mise en oeuvre et la disponibilité d'un grand choix d'outils de développement standard. Ils se divisent en deux groupes selon qu'ils effectuent les calculs d'une manière *fixe* ou à l'aide d'une virgule *flottante*.

1.1.3 Le codage de l'information

La représentation binaire d'un nombre inclut un *signe*, une *virgule* et une *amplitude* :

- le *signe* indique si le nombre est positif ou négatif,
- la *virgule* ("*radix point*") sépare la partie entière de la partie fractionnelle du nombre.

a) Le *signe d'un nombre binaire* peut être représenté avec un bit (dans la plupart des représentations, un "0" indique les valeurs positives et un "1" les valeurs négatives). Le bit de signe est ordinairement dans la position la plus à gauche (bit le plus significatif).

Il y a plusieurs manières pour représenter les nombres négatifs : nombres signés, complément à un et complément à deux. La *méthode la plus commune* est celle du complément à deux qui possède pour principal avantage de fournir une *représentation unique du zéro*, tandis que les autres formats ont un zéro positif et un zéro négatif.

Remarque :

La représentation d'un nombre en complément à deux de $K+1$ bits (*un bit de signe et K bits pour indiquer l'amplitude*) permet de d'exprimer un nombre compris entre : 2^{K-1} et -2^K .

Les **DSP** de la dernière génération, traitent les données sous des formats de 16, 24 ou 32 bits. Le *nombre de bits* indique la précision avec laquelle les signaux sont traités.

b) La *virgule* est obligatoirement placée entre deux bits dans un nombre. Les bits situés à gauche de la virgule représentent la partie entière du nombre, et ceux situés à droite la partie fractionnelle de ce nombre.

A. Les DSP à virgule fixe

Les processeurs de signaux dénommés *DSP fixes* traitent les données sous forme d'*entiers* codés sur 16 ou 24 bits. Ce type de codage place la virgule dans une *position unique prédéterminée*. Généralement, cette position est à gauche de tous les bits (*tous les bits sont fractionnels*) ou à droite de tous les bits (*tous les bits sont entiers*). Comme la position de la virgule est attribuée par logiciel, il n'est donc pas nécessaire de la représenter implicitement.

exemples :

Le *format 1.15* indique les *nombres fractionnels signés* (1 bit de signe et 15 bits pour la fraction) ; la représentation des *nombres entiers* se fait sur un *format 16.0*.

Le *format à virgule fixe* se caractérise donc par une *dynamique limitée* puisque les variations d'amplitude du signal ne doivent pas dépasser les limites du codage (*représentation binaire de valeurs entières en complément à 2 sur 16 bits : de -32768 à +32767*).

Leur emploi demande des précautions particulières lors de la conception afin d'éviter les phénomènes de saturation et compenser les erreurs dues à des dépassements. En effet, les opérations arithmétiques comme la multiplication peuvent changer la position de la virgule si bien qu'un déplacement peut être nécessaire pour garder le format d'origine.

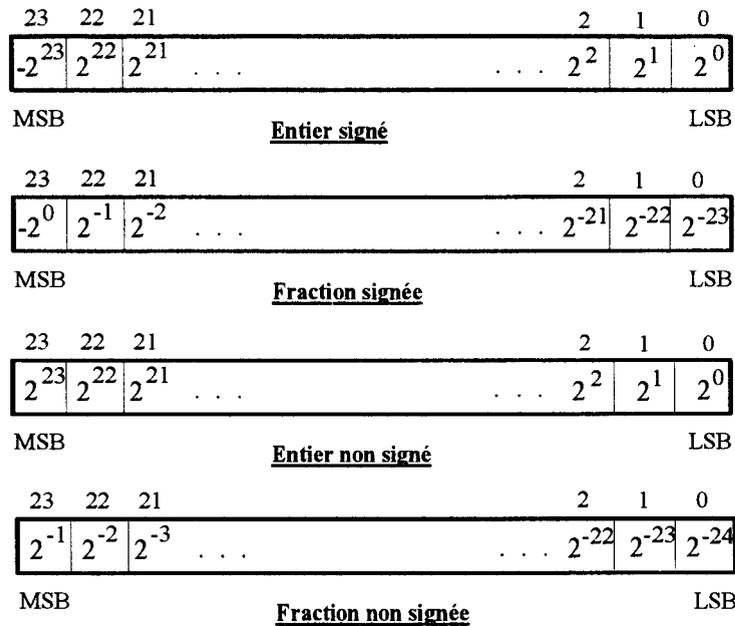


Figure AN8.4 : Format 24 bits à virgule fixe simple précision

L'exécution d'une multiplication peut ainsi générer un produit trop grand pour être codé, si bien que le processeur obligé de tronquer le résultat, introduit des imprécisions qui peuvent être répétitives et cumulables dans une boucle de calcul.

B. Les DSP à virgule flottante

Les processeurs de signaux dénommés *DSP flottants* pallient les inconvénients précédemment évoqués. En effet, le format virgule flottante est une *notation scientifique* qui utilise deux nombres pour représenter une valeur : sous forme de *mantisse* (*amplitude du nombre que l'on cherche à représenter*) et d'*exposant* (*indication sur la position de la virgule*).

L'exposant peut être stocké devant la mantisse (*DSP flottants*) ou encore dans un autre registre (*DSP fixes*). Le format d'un nombre flottant est *normalisé* s'il contient un bit de signe non redondant (*c'est à dire, si tous les bits sont significatifs*). La normalisation simplifie la comparaison des amplitudes car il suffit de comparer les exposants en cas de différence de ceux-ci [KNUTH D.E, 1969].

Le codage sur 32 bits étend de façon significative les possibilités de codage donc la plage de variation des signaux [Norme IEEE Standard 754, 1985] (cf. *figure AN8.5*) :

- les 23 bits les moins significatifs (bit 0 à 22) forment la *mantisse*,
- les 8 bits suivants (bit 23 à 30) représentent l'*exposant*,
- le bit le plus significatif (bit 32) indique le *signe de l'exposant* (MSB : "*most significant bit* ").

Le nombre zéro est représenté à l'aide de zéros binaires dans les 32 positions.

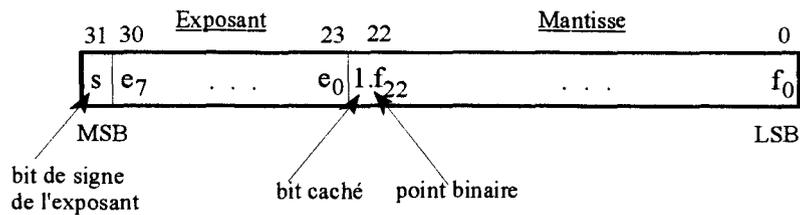


Figure AN8.5 : Format 32 bits à virgule flottante simple précision
(Norme IEEE Standard 754/854)

D'autre part, leur *confort de mise en oeuvre* peut les rendre dans certains cas, plus intéressants que les DSP fixes. Ils s'adressent aux applications haut de gamme : militaires, industrielles et recherche.

1.1.4 Marche à suivre pour la mise en oeuvre d'un DSP dans une application

Une *étude théorique* préalable est indispensable afin de dégager une ou plusieurs *méthodes mathématiques* susceptibles de traiter le problème. Ensuite, la *simulation numérique* sur ordinateur permet de choisir la méthode la mieux adaptée et ainsi de la valider sur le plan théorique.

Afin de choisir le DSP qui convient le mieux à nos besoins, il est nécessaire d'*analyser* et de *définir* les spécifications techniques de l'application envisagée en terme de *vitesse*, de *résolution numérique*, d'*intégration* et de *coût*.

Remarque : En général, les DSP sont caractérisés par leur *capacité de traitement* par seconde, sans préciser ni le régime de fonctionnement, ni le type d'instruction exécutée. De plus, ces valeurs sont indiquées soit :

- en nombre d'*instructions* traitées par seconde (**Mips**),
- en nombre d'*opérations* traitées par seconde (**Mops ou Mflops**),
- en nombre de *bits* traités par seconde (**Mbits**).

Il faudra donc veiller à prendre certaines précautions lors des comparaisons

A partir de cette analyse, on effectuera un premier choix qui devra obligatoirement être suivi de nouvelles simulations mettant en oeuvre la *quantification* des grandeurs dans les calculs en fonction du codage défini par le DSP choisi.

Le recours à un *DSP à usage général* constitue une solution ultime imposée par l'absence de DSP dédiés pour l'application envisagée ou encore par le besoin de faire évoluer le produit pendant sa durée de vie.

Après le choix du DSP, le *développement* s'effectue généralement en *quatre étapes* qui nécessitent des outils appropriés, ainsi qu'une double compétence :

- compétence **logicielle**,
- compétence **matérielle**.

ETAPE 1 : Ecriture du programme

On écrit le programme qui représente l'*algorithme de traitement* mis au point dans la phase d'étude théorique.

La programmation s'effectue sous forme de modules, soit en *assembleur*, soit en *langage évolué* (*Fortran, Basic, Ada ou C*). L'écriture en langage évolué est plus facile mais présente deux inconvénients qui peuvent être décisifs :

- la *dégradation des performances* du DSP à cause de la traduction du programme,
- le *gaspillage* de l'espace mémoire.

La *solution optimale*, consiste à *combiner les deux langages* : on réserve l'assembleur aux fonctions critiques qui nécessitent le plus de temps de calcul (*en général guère plus de 5 % du programme*).

ETAPE 2 : Test du programme

Le programme est converti en *codes directement exécutables* par le DSP à l'aide du *compilateur*. Ensuite, les codes générés sont testés :

- soit par un *logiciel de simulation* qui vérifie le comportement du DSP instruction par instruction ;
- soit par un *module d'évaluation* qui permet en plus de prendre en compte l'aspect temps réel ;
- soit par un *émulateur* qui crée les conditions réelles de l'application.

En cas d'erreurs, on retourne automatiquement au programme d'origine. Après correction, on reprend la phase de tests jusqu'à la mise au point du programme.

ETAPE 3 : Intégration du système

Le développement matériel doit être entrepris en parallèle du logiciel. Le choix des composants clés (*mémoires, circuits logiques ...*) doit être *compatible avec la rapidité* du DSP.

On effectue une *maquette* d'une ou plusieurs cartes et on y implante le programme. On teste l'ensemble à l'aide de l'*émulateur* et on corrige les erreurs à l'aide du "*debugger*".

ETAPE 4 : Banc d'essai produit fini

Cette étape consiste à monter l'ensemble matériel-logiciel sur un *prototype* du produit fini avant de passer à la production présérie puis de série.

1.1.5 Choix du processeur

Le volume de calcul important, nous ont amené à choisir un DSP à usage général 32 bits à virgule flottante pour constituer le *Coeur de notre système*.

Notre choix s'est porté sur un composant Analog Devices (ADSP 21020) qui possède la *structure mixte* suivante (cf. *figure AN8.6*) :

- 32 bits pour les 32 K de mémoire programme (*simple précision*),
- 40 bits pour les 32K de données (*précision étendue*).

Il peut effectuer des opérations avec une précision étendue (8 bits LSB additionnels à la mantisse pour une plus grande exactitude) [Norme IEEE Standard 854, 1985].

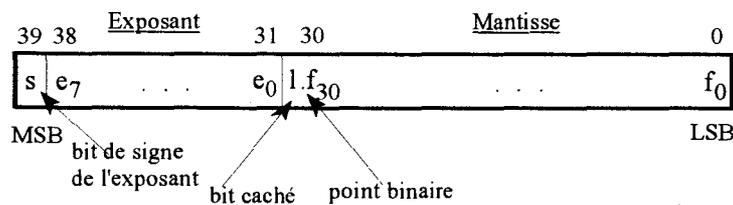


Figure AN8.6 : Format 40 bits à virgule flottante précision étendue

Il fait partie de la famille de processeurs de signal *la plus performante du marché*. Fabriqué en technologie CMOS basse puissance, il a été optimisé principalement pour réaliser du traitement de signal numérique (*FFT complexe sur 1024 points en 0,58ms*). Il effectue la plupart des instructions en *un seul cycle d'horloge* et il possède un *temps d'exécution d'instruction* de 40ns.

Il est intégré dans un boîtier céramique PLCC de 244 broches ("*pins*") et il est associé à 32 kmots de mémoire programme ayant un temps d'accès de 25ns (*le format des mots étant de 48 bits, l'espace mémoire disponible est de 1,536Mbits*). Il comprend 16 registres spéciaux et *3 unités de calcul indépendantes* qui fonctionnent en parallèle (cf. *figure AN8.3*) :

- une Unité Arithmétique et Logique de 64 bits (ALU),
- un Multiplieur associé à un ACcumulateur de 80 bits (MAC),
- une unité de décalage (Shiffter).

Des circuits spécialisés y sont associés, il permettent de charger 2 opérandes et une instruction en un seul cycle d'horloge. Un mot d'instruction comprend 48 bits, ce qui permet une *programmation concise en assembleur* : ce DSP peut par exemple exécuter une multiplication, une addition et une soustraction dans la même instruction. Une instruction "cache" permet de réaliser facilement des opérations bouclées utilisées pour les filtres ou FFT.

La programmation se fait en langage C. Le DSP possède son propre *compilateur* qui vérifie et optimise les algorithmes grâce à une importante bibliothèque de fonctions spécifiques. Un *simulateur intégré* facilite la détection d'erreurs dans le programme ainsi que les problèmes liés à la gestion et à l'accès aux sous-programmes.

1.2. L'interfaçage des mesures

Plusieurs cartes d'interface ont été réalisées pour fournir une *liaison entre l'environnement extérieur et le DSP*. Ces cartes au format normalisé simple europe ont été implantées dans un "RACK" d'extension relié au processeur DSP par une nappe de 96 fils. Tous les signaux provenant du DSP ont été amplifiés ("*bufferisés*") ou verrouillés ("*latchés*"). Les circuits utilisés sont du domaine grand public et de faible coût (NEC, AMD, INTEL, Analog Devices ...).

Pour prétendre à un *contrôle séparé du flux et du couple* dans une machine à courant alternatif, certaines mesures sont nécessaires :

- *mesure de grandeurs électriques (courants et tensions),*
- *mesure de grandeurs mécaniques (vitesse et/ou position).*

1.2.1. Les capteurs de mesure et leurs filtres antibruit

La mesure des courants et tensions s'effectue à l'aide de *capteurs à effet Hall (capteurs à flux nul)*, assurant l'*isolement galvanique* entre la partie puissance et la partie commande. Ils sont utilisés pour capter des courants alternatifs lorsqu'il y a une composante continu et/ou des composantes haute fréquence.

Nous avons cherché un *compromis* entre *précision (bande passante, sensibilité et temps de réponse)*, *souplesse d'utilisation* et *prix de revient*.

Notre choix s'est porté sur des capteurs de courant [Micro Switch™] qui possèdent des niveaux de sortie industriels (*soit 4-20mA ou 1-5VDC*). Ils sont principalement constitués de Transducteurs à effet Hall à sortie linéaire [LOHET™] ("*Linear Output Hall Effect Transducer*") auxquels est associée une compensation en température (*offset de 0,02%/°C soit 1% pour une variation de 50°C*).

Nous avons utilisé des *capteurs de courant à sortie tension* qui ne nécessitent pas l'emploi de résistances de mesure externes, évitant ainsi les dérives thermiques et les problèmes d'étalonnage en moyenne fréquence. Ils possèdent les caractéristiques suivantes :

- référence (CSLA2CD) : 72A crête,
- bande passante : 50KHz,
- sensibilité : 33mv/Atr,
- temps de réponse : < 3µs.

Pour éliminer les bruits dûs aux découpages hautes fréquences, on utilise des *filtres du second ordre (structure de Sallen et Key)* qui permettent de lisser les signaux sans pour autant les atténuer ni les déphaser.

1.2.2. La conversion des signaux analogiques en numérique

L'**acquisition des grandeurs analogiques** (courants, tensions ou vitesse) s'effectue à l'aide d'un convertisseur analogique-numérique **AD-7874** (*Analog Devices*). Il effectue l'échantillonnage simultané de 4 voies grâce à un système d'acquisition grande vitesse (*temps d'acquisition* : $2\mu\text{s}$). La conversion numérique se fait par la technique d'approximations successives sur un format de 12 bits ($8\mu\text{s}$ par canal) ; ce qui permet d'échantillonner les 4 voies à une fréquence de 29kHz. Ce composant est idéal pour notre application car l'échantillonnage simultané **présERVE l'information de phase** relative des 4 canaux d'entrée.

1.2.3. La mesure des grandeurs estimées (couple, flux, vitesse ...)

La **visualisation des grandeurs calculées** par le DSP se fait par l'intermédiaire de convertisseurs numérique-analogique **DAC-8562** (*Analog Devices*) associés à un oscilloscope numérique. Ces convertisseurs 12 bits génèrent une tension variant de 0 à 4,095V avec une résolution de 1mV par bit. Le temps de montée de 0 à 4,095V est de $16\mu\text{s}$. Ils permettent l'affichage des courants, de la vitesse estimée ou des flux.

1.2.4. La gestion du temps

La **gestion du temps** se fait à l'aide de temporisateurs programmables **Am9513A** (*Timer AMD*) qui intègrent 5 compteurs indépendants de 16 bits ayant chacun plus de 20 modes de fonctionnement. La sélection de l'utilisation d'une fonction se fait en chargeant des valeurs dans les 2 registres d'interface de dialogue. Le premier "timer" sert au **comptage des impulsions** provenant du codeur incrémental ou du codeur absolu ; le second génère un signal d'horloge qui est utilisé par un compteur pour élaborer le **balayage de la MLI**.

1.3. Le modulateur numérique

Le modulateur doit permettre de générer simultanément les ordres de connexion relatifs à chaque bras de l'onduleur. Il fonctionne sur le principe de la **modélisation aux valeurs moyennes**, les impulsions générées sont centrées sur la période d'échantillonnage (*méthode de l'échantillonneur équivalent*), ce qui donne de meilleurs résultats spectraux.

1.3.1. Principe de fonctionnement

A chaque période d'échantillonnage, une **table pré programmée** (*Eprom*) assure directement le passage des fonctions génératrices $f_{\text{cig}}(k,t)$ aux fonctions de connexions $f_{\text{ciREF}}(t)$. La mémoire est partitionnée en 2^n pages correspondant à 2^n valeurs de $f_{\text{cig}}(k,t)$ comprises entre 0 et 1 par pas de $1/2^n$.

Dans chaque page, il y a 2^{n+1} lignes définissant l'**état de la connexion sur la période de commutation** (*ici d'échantillonnage*).

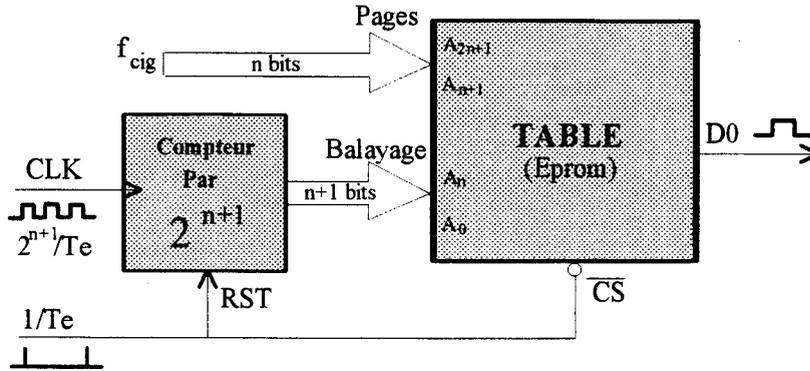


Figure AN8.7 : Schéma de principe du modulateur numérique

L'exemple de la *figure AN8.8* représente la table pré-programmée (*Eprom*), ainsi que les motifs de MLI correspondants pour $n=2$ (soit 4 combinaisons de signaux MLI).

A4 - A3 (pages) f_{cig}											
1	1	0,75	0	1	1	1	1	1	1	0	0
1	0	0,5	0	0	1	1	1	1	0	0	0
0	1	0,25	0	0	0	1	1	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Compteur par 8			0	1	2	3	4	5	6	7	0
A2 - A1 - A0 (balayage)			000	001	010	011	100	101	110	111	000
			0	Te/4	Te/2	3Te/4	Te				

Figure AN8.8 : Motifs de MLI et programmation de la table pour $n=2$

Pour des raisons pratiques, on choisit de définir les fonctions génératrices de connexion f_{cig} avec une précision de 1% ; ce qui signifie que l'on doit avoir 100 combinaisons possibles (soit 100 pages mémoire). Il faut donc choisir $n=7$ (128 valeurs possibles) et effectuer un comptage par 200 à chaque période d'échantillonnage. La taille mémoire nécessaire correspond à 2^{2n+1} bit (soit 32K x 1bit). Néanmoins, seulement 20000 emplacements mémoire seront utilisés (200 x 100). Par sécurité, les autres emplacements mémoire seront programmés à zéro.

D'autre part, il existe des mémoires vives qui possèdent la capacité mémoire désirée sur un seul bit de donnée mais pas de mémoires mortes (*Eprom* ou *EEprom*). Dans ces conditions, nous avons été contraint de choisir des *Eprom* 27C128 de capacité mémoire 32K x 8bits et n'utiliser que 1/8^{ème} de la zone mémoire disponible.

Du fait de l'espace mémoire disponible dans notre modulateur, on a choisi d'intégrer la *fonction temps mort* du BCC (*Bloc de Contrôle des Commutations*) dans la programmation de la table. C'est ce temps mort obligatoire (ou *d'empiètement*) qui impose le choix du *pas du modulateur* (cf. *figure AN8.9*).

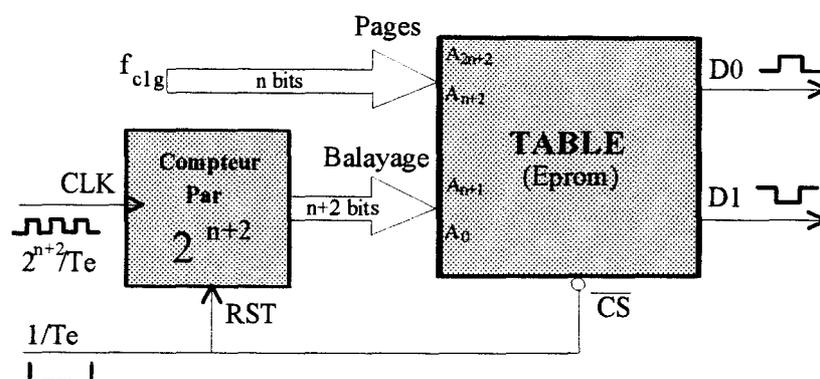


Figure AN8.9 : Schéma de principe du modulateur incluant la fonction temps mort (ou empiètement)

Pour cela, on a décomposé une période d'échantillonnage en 2^{n+2} (soit 400 points pour notre application) et on utilise 2 bits (ou 3 bits) de donnée pour générer les ordres de commande complémentaires d'un bras.

Le temps mort (ou d'empiètement) généré par notre modulateur vaut $2.T_{HTR}$ soit :

$$T_M = \frac{T_e}{200} = 2.T_{HTR}$$

Remarque : L'indice HTR correspond à l'horloge temps réel généré par le timer Am9513. Dans notre cas, la période d'échantillonnage T_e vaut $100\mu s$ ce qui donne un temps mort (ou d'empiètement) de $500ns$ compatible avec les transistors MOS utilisés dans l'onduleur.

Contrairement aux *générateurs de temps mort analogiques* qui créent des distorsions harmoniques sur la tension de sortie de l'onduleur, notre *modulateur-générateur de temps morts (ou d'empiètement) numérique* nous permet d'obtenir une répartition régulière de ces temps mort sur la période d'échantillonnage. Ce type de modulation peut être assimilé à une *commande prédictive* qui est impossible à réaliser en analogique.

La méthode de *synchronisation* utilisée garantit un retard constant (à la précision de l'horloge près), ce qui permet un équilibrage évitant ainsi de créer un "décalage" dans la fonction de transfert de l'étage de sortie MLI.

1.3.2. Interconnexion du modulateur au bus du processeur

Le modulateur réalisé permet de *générer simultanément* les ordres de connexions relatifs à chaque bras de l'onduleur. La génération des *connexions optimisées* calculées à chaque période d'échantillonnage par le processeur transitent vers le modulateur en une seule lecture par l'intermédiaire des ports A, B et C d'un circuit périphérique d'entrée-sortie (PPI-8255). Chacune des fonctions génératrices de connexion est codée sur un format de 7 bits, ce qui permet de les définir avec une précision relative inférieure à 1%.

2. Organisation logicielle

Le programme constitué de différents *modules*, est écrit en langage C. Les équations de récurrence sont implantées directement à l'aide de la *transformée en Z* [BUHLER, 1983].

La figure AN8.10 ci-dessous représente l'organisation logicielle de notre application contrôle vectoriel. Le programme principal est constitué d'une boucle sans fin pour laquelle, différents niveaux d'interruptions peuvent intervenir. C'est l'interruption de fin de conversion qui lance les calculs.

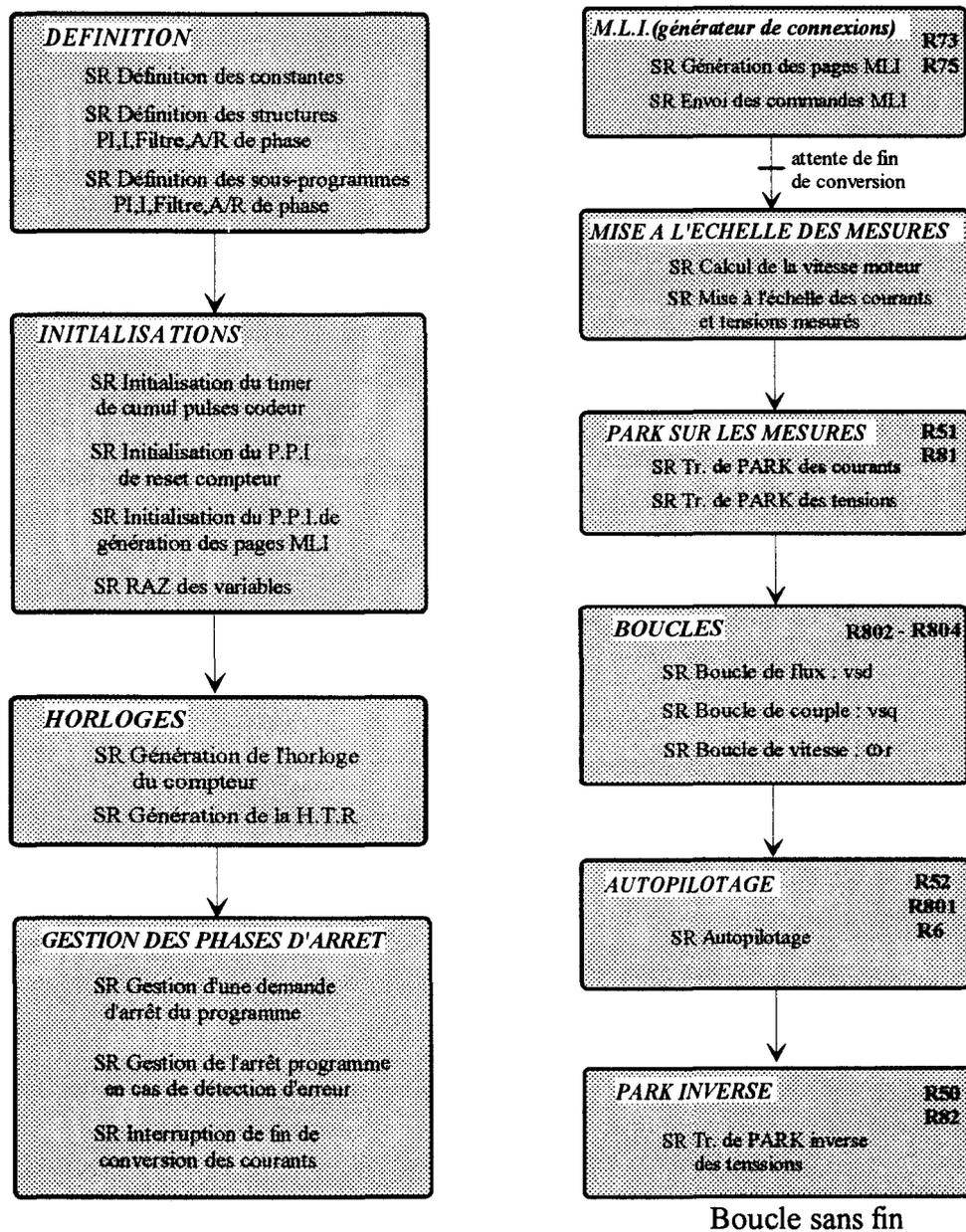


Figure AN8.10 : Organisation logicielle

3. Performances de l'architecture de calcul

La figure AN8.11 représente le *temps d'exécution* de certaines des fonctions réalisées. Ces valeurs nous sont données par le simulateur : elles correspondent au *temps de calcul* de la fonction ainsi qu'à la durée nécessaire au *passage des paramètres*.

Fonctions paramétrées	nombre cycles	temps (μs)
premier ordre - intégrateur	46	1,84
correcteur PI	44	1,76
second ordre	58	2,32
calcul des sinus et cosinus	146	5,84
injection d'harmonique 3	239	9,56
Park réduit sur les courants	60	2,40
Park réduit sur les tensions	73	2,92

Figure AN8.11 : Temps d'exécution de différentes fonctions

La figure AN8.12 quant à elle, caractérise la *durée d'exécution* des calculs relatifs à la commande avec autopilotage implicite.

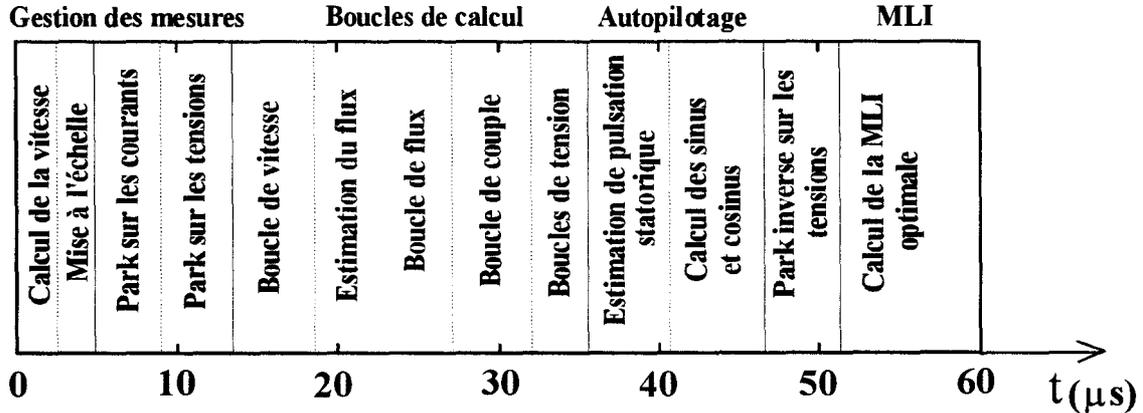


Figure AN8.12 : Durée d'exécution relative aux calculs

Ces résultats montrent que la *durée des calculs*, ajoutée au *temps de conversion* en signaux numériques des grandeurs mesurées est inférieure à la période d'échantillonnage choisie égale à $100 \mu s$.