

N° d'ordre : 1677

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ

Spécialité : GÉNIE ÉLECTRIQUE

par

Bruno FRANCOIS

**FORMALISME DE MODÉLISATION ET DE
SYNTHÈSE DES COMMANDES
APPLIQUÉ AUX CONVERTISSEURS STATIQUES
A STRUCTURE MATRICIELLE**

le 8 Janvier 1996, devant la commission d'examen :

MM. P. BORNE	Président
J. FAUCHER	Rapporteur
J.P. LOUIS	Rapporteur
C. IUNG	Rapporteur
J.P. HAUTIER	Directeur de Thèse
C. GLAIZE	Examineur
R. BAUSIERE	Examineur
J.P. CAMBRONNE	Examineur

AVANT-PROPOS

Les travaux de recherches présentés dans cette thèse se sont déroulés au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance (L2EP), sur le site de l'Ecole Centrale de Lille et de l'Ecole Nationale Supérieure des Arts et Métiers de Lille, sous la direction de Monsieur le Professeur J.P. HAUTIER, responsable du Groupe Commande

Je suis très honoré que Monsieur le Professeur J. FAUCHER, de l'Institut Polytechnique de Toulouse, Monsieur le Professeur J.P. LOUIS, de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan et Monsieur le Professeur C. IUNG, de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy, aient accepté la charge de juger ce mémoire malgré un délai très court consacré à la lecture. Leur compétence en matière de commande et de modélisation des convertisseurs font que leur présence est pour moi une véritable caution scientifique. Je les remercie chaleureusement pour leur dévouement.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance à Monsieur le Professeur BAUSIERE, de l'Université des Sciences et Technologies de Lille et à Monsieur le Professeur GLAIZE, Directeur du Laboratoire d'Electrotechnique de Montpellier (Université des Sciences et Techniques du Languedoc, Montpellier II) pour la confiance et l'honneur qu'ils m'accordent en acceptant de participer à ce jury.

Je tiens à remercier très vivement Monsieur le Professeur J.P. HAUTIER, de l'Ecole Nationale Supérieure des Arts et Métiers de Lille, pour ses conseils, ses nombreux encouragements et la très grande liberté qu'il m'a accordée dans l'orientation de mes travaux de recherche.

Mes remerciements vont également :

à Monsieur J.P. CAMBRONNE, Maître de Conférence à l'Ecole Centrale de Lille, pour avoir suivi de près mes travaux, pour ses conseils des plus utiles et pour son soutien lors de la rédaction. La complémentarité de nos idées a largement contribué à l'aboutissement des travaux ici présentés.

à Monsieur le Professeur C. ROMBAUT, de l'Ecole Centrale de Lille, Directeur du L2EP, pour son accueil chaleureux ainsi que pour les conditions de travail qu'il met à la disposition des doctorants.

à Monsieur le Professeur P. BORNE, Directeur Scientifique de l'Ecole Centrale de Lille, à qui je dois le goût pour la recherche et qui, malgré ses nombreuses activités, m'a toujours consacré le temps qu'il fallait. Qu'il trouve ici le témoignage de ma reconnaissance en réponse à l'intérêt qu'il m'a toujours accordé.

à Madame A. PENNEQUIN et Monsieur X. CIMETIERE pour la précieuse aide administrative et technique qu'ils apportent aux chercheurs.

à tous mes collègues du L2EP et du LAIL pour la chaleureuse et amicale ambiance dans laquelle se sont déroulées ces dernières années.

Aux collègues du L2EP de Lille pour les discussions fructueuses qui ont permis l'approfondissement de nombreux points dans cette thèse.

Au personnel du L2EP de l'ENSAM de Lille pour leur contribution dans la réalisation expérimentale.

Enfin, je ne saurais terminer ces remerciements sans mentionner les proches, famille et amis, qui, sur le plan humain, m'ont soutenu par leurs encouragements. Je remercie d'autant plus mes parents pour m'avoir permis de suivre ce long cycle d'étude dans d'excellentes conditions matérielles.

Ce présent mémoire leur est dédié à titre de modeste remerciement.

*« Voici des fruits, des fleurs, des feuilles et des branches,
Et puis voici mon coeur qui ne bat que pour vous »*

VERLAINE (30-03-1844 /08-01-1896)

INTRODUCTION GÉNÉRALE

« Ceux qui s'entêtent de pratique sans science sont comme des marins sur un navire sans timon ni boussole et qui ne savent jamais où ils vont. Toujours la pratique doit être édifiée sur la bonne théorie. »

Léonard DE VINCI

INTRODUCTION GENERALE

Un convertisseur est un dispositif qui permet de modifier la forme de l'énergie électrique qu'il transmet. Il s'insère dans un système électrotechnique à l'intersection de deux axes dont les différents éléments sont représentés figure 0.1 [HAU89] :

- un axe de puissance, faisant intervenir la source, le convertisseur et le récepteur
- un axe de contrôle regroupant pour l'essentiel un Automate de Commande Rapprochée (A.C.R.) et un Micro-Calculateur de Processus (M.C.P.).

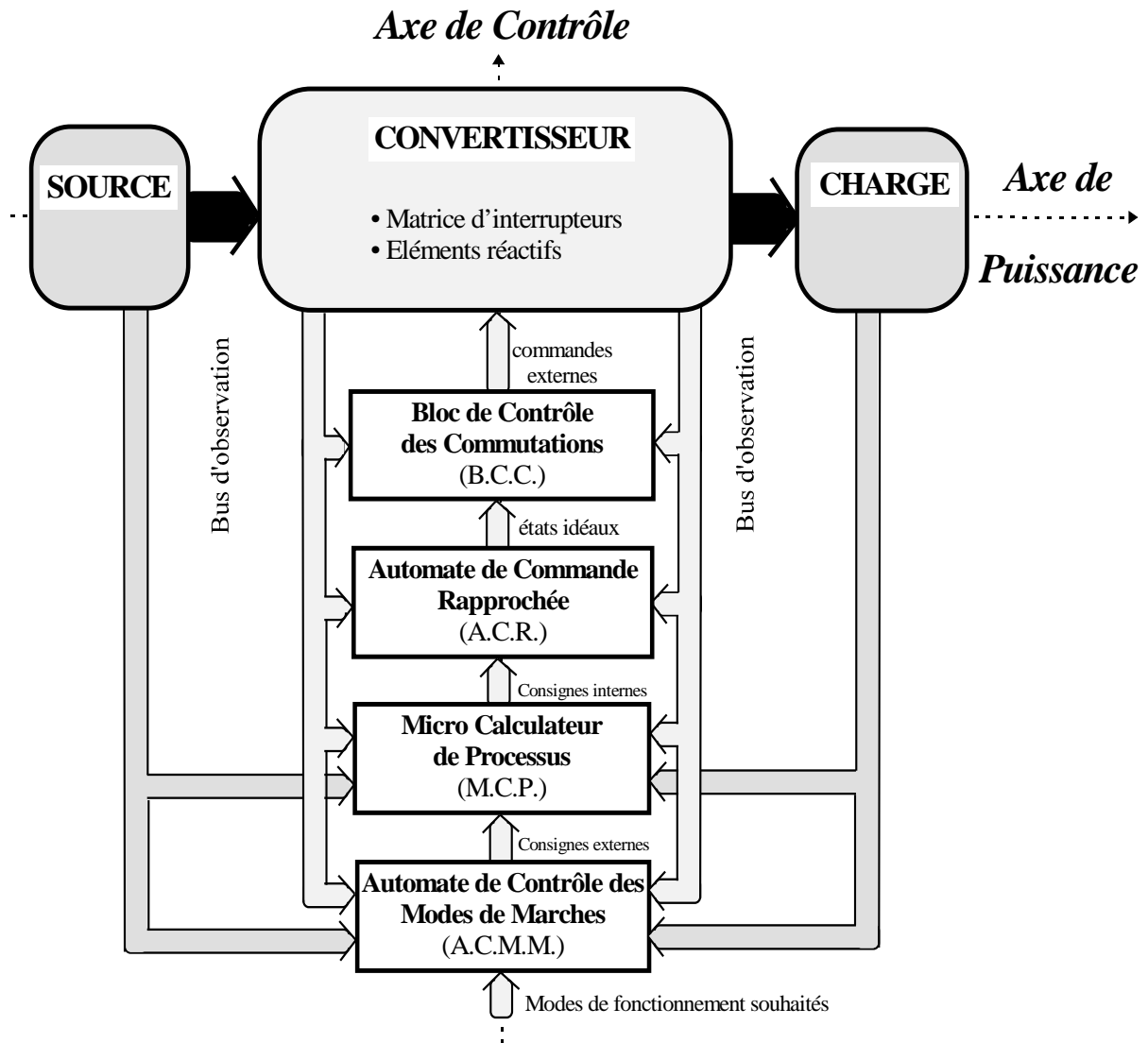


Figure 0.1: Structure générale d'un système électrotechnique

A partir de la connaissance d'un cahier des charges, la synthèse de l'axe de puissance consiste à déterminer :

- la structure du convertisseur, c'est à dire la place et le nombre des interrupteurs ainsi que la présence ou non d'éléments de stockage (condensateurs, inductances)
- les caractéristiques statiques et dynamiques des semi-conducteurs.

Cette synthèse fait appel à des principes fondamentaux de l'électronique de puissance bien formalisés [FOC89]. Par contre, bien que sa décomposition globale soit admise dans la communauté scientifique, le contenu de l'axe de contrôle reste très abstrait et souffre d'un manque de formalisme rigoureux. C'est dans la détermination d'une méthode de conception systématique de l'axe de commande que s'inscrit cette thèse.

De plus, la prolifération des convertisseurs connectés sur les réseaux amène une augmentation des perturbations liées aux harmoniques, jugée aujourd'hui inquiétante. Jusqu'à présent, la plupart des développements ont surtout porté sur la conception des convertisseurs en vue d'une meilleure alimentation de la charge et, en particulier, des machines électriques. Parallèlement, l'amélioration du comportement du convertisseur, vis à vis du réseau qui l'alimente, peut être également obtenue par une conception adéquate de sa loi de commande. Cette perspective relance l'intérêt de la formulation d'une méthode de synthèse formelle des lois de commande pour les convertisseurs.

Toute étude concernant la commande d'un processus se doit d'être précédée par une étape de modélisation visant à l'établissement de son modèle. C'est à cette étude qu'est consacré le premier chapitre de cette thèse. L'ensemble des relations décrivant le fonctionnement de l'axe de puissance est ordonné dans un **MODELE DE CONNAISSANCE** décomposé en un système discret, appelé **PARTIE COMMANDE**, lié au fonctionnement par commutation des interrupteurs, et en un système continu, appelé **PARTIE OPERATIVE**, décrit par les équations différentielles régissant les grandeurs continues de la source et du récepteur.

L'inversion du modèle de connaissance conduit à la détermination de l'**AUTOMATE DE COMMANDE RAPPROCHEE (A.C.R.)**. Ce dernier comprend des variables de réglage à la fois discrètes et continues et réalise trois fonctionnalités distinctes :

- un bloc de commande algorithmique permettant l'asservissement des grandeurs électriques continues,
- un modulateur générant les signaux multi-niveaux,
- un générateur de connexions établissant les ordres d'ouverture et de fermeture des semi-conducteurs supposés idéalisés.

Cette dernière fonctionnalité détermine des états à appliquer aux interrupteurs (fonctions de connexion) à partir d'un signal multi-niveaux (fonctions de conversion) et constitue le thème du second chapitre. Des propriétés élémentaires de synthèse des générateurs de

connexion sont introduites et généralisées à des convertisseurs matriciels directs de dimension quelconque. Cette démarche constitue une approche originale dans la conception de la commande de tels convertisseurs et, pour conclure cette étude, divers modulateurs envisageables sont présentés.

L'étape suivante, lors de la réalisation de l'A.C.R., est l'établissement d'une relation d'asservissement permettant de contrôler les variables de sortie continues du convertisseur correspondant au contrôle de la partie opérative du modèle de connaissance. Cette relation d'asservissement dépend donc du type de conversion à réaliser, de la structure du convertisseur et de la valeur des éléments passifs qui lui sont associés. Cette démarche est suivie dans le troisième chapitre pour la fonction redresseur appliquée à une structure monophasée alimentée en tension.

Les concepts de l'automatique trouvent ici un champ d'application particulier résultant des spécificités des convertisseurs : modélisation des fonctionnements en commutation, découplage dynamique.... Ces spécificités vont induire des propriétés sur la structure de la relation d'asservissement que l'on retrouvera quel que soit le type de convertisseur utilisé.

Utilisé comme modulateur de puissance, le convertisseur permet le contrôle de grandeurs éloignées tels que la vitesse et/ou le couple pour des applications en traction, un niveau et/ou un débit lorsque la charge est une pompe, d'autres grandeurs électriques lorsqu'un convertisseur secondaire est utilisé comme charge... Le **MICRO CALCULATEUR DE PROCESSUS (M.C.P.)** permet de spécifier les consignes des grandeurs électriques internes au convertisseur à partir des consignes des grandeurs éloignées.

Etant donné que plusieurs fonctionnalités peuvent être réalisées sur une structure donnée et que plusieurs objectifs sont généralement désirés, une multitude de modes de fonctionnement pour le convertisseur sont donc envisageables. Pour de telles applications, un **AUTOMATE DE CONTROLE DE MODES DE MARCHES (A.C.M.M.)** est requis afin de coordonner l'application des divers algorithmes. Le chapitre IV envisage trois stratégies possibles (la commande hiérarchique, l'approximation de fonctions et le réseau de neurones) répondant ainsi à des contraintes de plus en plus fortes.

Pour être complet, une matérialisation de l'axe de commande, organisée autour d'un processeur de signal, est présentée dans le dernier chapitre. Divers problèmes liés à l'interfaçage, au synchronisme, au temps d'exécution... sont soulevés ; des solutions détaillées sont proposées. L'ensemble des tâches nécessaires à la détermination des commandes externes des composants à partir de leurs états (idéalisés) souhaités est détaillé et regroupé dans le **BLOC DE CONTROLE DES COMMUTATIONS (B.C.C.)**.

Les premiers résultats expérimentaux obtenus pour la commande du convertisseur considéré dans le chapitre III apportent une validation partielle de la structure de l'axe de commande.

CHAPITRE I

CARACTÉRISATION DES CONVERTISSEURS STATIQUES A STRUCTURE MATRICIELLE

“ ... diviser chacune des difficultés que j’examinerais en autant de parcelles qu’il se pourrait et qu’il serait requis pour les mieux résoudre. ”

R. DESCARTES

INTRODUCTION

Le convertisseur est à l'intersection d'un axe de puissance et d'un axe de commande. Son rôle est de régler le transit de puissance électrique de la source vers le récepteur, en modifiant éventuellement la forme sous laquelle cette énergie électrique se présente.

Les caractéristiques des grandeurs électriques d'entrée ou de sortie étant imposées par un cahier des charges défini par l'utilisateur, il importe de réguler ce transfert d'énergie.

Pour établir la structure de commande de ce processus, il est nécessaire d'en établir le modèle de commande. Celui-ci est déduit d'un modèle de connaissance du convertisseur à l'aide de fonctions de connexion caractérisant l'état de l'interrupteur et de fonctions de conversion liant les grandeurs électriques.

1) Les interrupteurs statiques

1.1) Caractéristiques des interrupteurs

Par définition, un interrupteur est un dipôle permettant d'établir une connexion binaire (ouvert-fermé) dans le circuit électrique où il est inséré.

La tension à ses bornes à l'état ouvert, le courant qui le traverse à l'état fermé caractérisent son fonctionnement statique et ses directionnalités.

Les conditions de ses changements d'état caractérisent son fonctionnement dynamique et sa commandabilité.

La figure 1.1 montre les représentations statiques et dynamiques de l'interrupteur idéalisé qui sont respectivement le référentiel d'axes u, i non borné et un réseau de Petri d'état à deux places [HAU89]. L'interrupteur idéalisé apparaît donc comme un élément énergétiquement neutre puisqu'il n'est le siège d'aucune perte d'énergie ; pratiquement, on admet ainsi la chute de tension nulle (courant nul) à l'état passant (ouvert) quel que soit le signe du courant (de la tension) et les commutations (changement d'état) sont supposées instantanées (durées nulles).

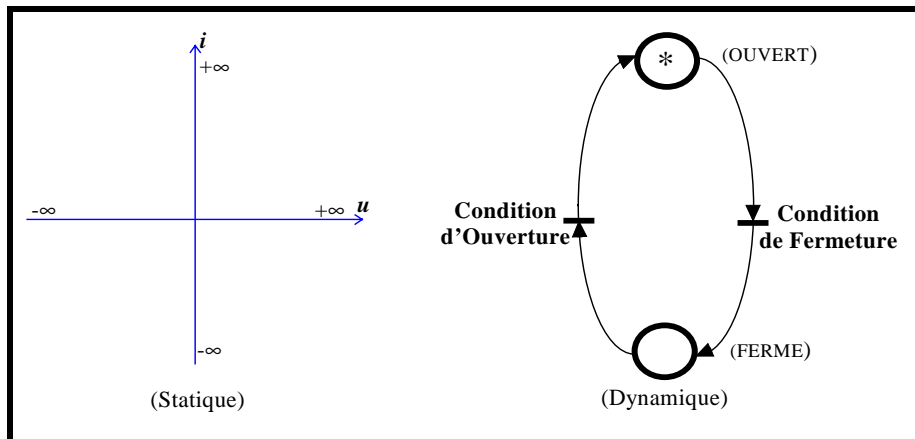


Figure 1.1: Caractérisation de l'interrupteur idéalisé

La figure 1.2 visualise la dégradation imposée par la technologie ; il apparaît des pentes à l'état passant et à l'état bloqué traduisant la présence de résistances internes (R_b : résistance à l'état bloqué, R_p : résistance à l'état passant). Les caractéristiques statiques sont détachées des axes du référentiel (u, i) et la représentation dynamique doit être enrichie de deux places (ou macroplaces) traduisant globalement le mécanisme des changements d'état.

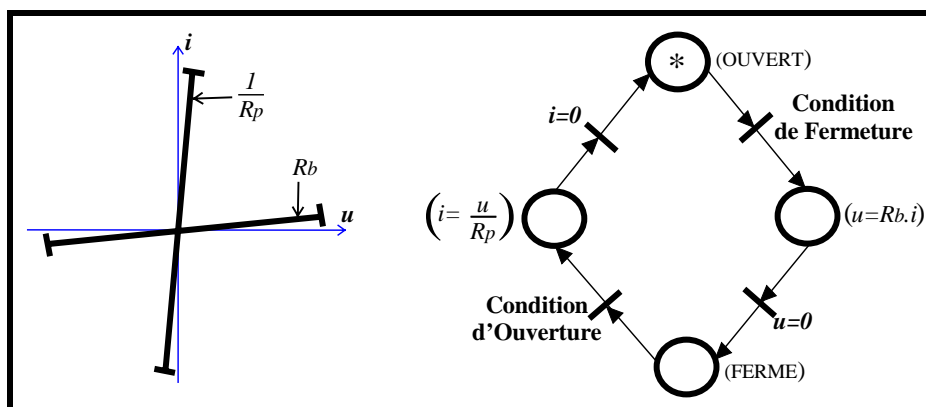


Figure 1.2: Caractérisation d'un interrupteur idéal bidirectionnel

1.2) Bidirectionnalité et commandabilité

L'interrupteur est qualifié de bidirectionnel en tension (en courant) si son état bloqué n'est pas spontanément modifié par le changement de signe de la tension à ses bornes (du courant qui le traverse). Ces propriétés de bidirectionnalité en tension et en courant conduisent à limiter à trois ou deux le nombre de segments formant la caractéristique statique.

La commandabilité à la fermeture (à l'ouverture) d'un interrupteur est l'ensemble des conditions à satisfaire pour que l'interrupteur se ferme (s'ouvre). L'interprétation en est donnée par les réceptivités des transitions dans le réseau de Petri ; celles-ci sont des fonctions d'une commande interne et d'une commande externe.

La commande interne est déterminée par le signe des grandeurs électriques de l'environnement de l'interrupteur (u, i). La commande externe correspond aux ordres logiques issus de la commande rapprochée.

Tout changement d'état d'un interrupteur se traduit sur la caractéristique statique par le passage d'un segment à un autre de nature différente. Lorsque le changement d'état est imposé par l'évolution de la commande interne (externe), la commutation est dite spontanée (commandée). Par définition, un interrupteur est déclaré totalement commandable si son changement d'état ne dépend que de la commande externe. Pratiquement, un tel interrupteur est synthétisé par l'assemblage d'éléments à caractéristiques réduites (diodes et interrupteurs) [HAU 89]. Dans ce cas, on peut établir une dépendance de la commande externe à partir des grandeurs électriques internes [GLA92]. Un exemple est représenté figure 1.3.

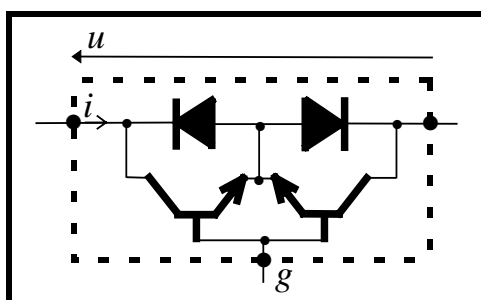


Figure 1.3: Exemple d'interrupteur synthétisé

1.3) Définition de la fonction de connexion

A tout interrupteur idéalisé, on associe une fonction de connexion f telle que :

- $f = 1$ quand l'interrupteur est fermé.
- $f = 0$ quand l'interrupteur est ouvert.

Cette fonction permet de lier entre elles, les grandeurs électriques propres à l'interrupteur (u, i) aux grandeurs imposées par les sources connectées à cet interrupteur (us, is) [HAU93]. Il vient :

$$\begin{cases} i(t) = f(t) \cdot is(t) \\ u(t) = (1-f(t)) \cdot us(t) \end{cases} \quad (1.1)$$

i et u sont appelées grandeurs modulées, us et is sont les grandeurs commutées. La lettre s associée à ces grandeurs rappelle que celles-ci sont issues de sources.

Pour un interrupteur idéalisé et bidirectionnel, la fonction de connexion est une recopie exacte de la commande externe au niveau de la puissance. Dans tous les autres cas (unidirectionnalité, commandabilité réduite), la fonction de connexion représente, d'un point de vue fonctionnel, la partie idéalisée de l'élément considéré.

Pour rappeler ce concept, la figure 1.4 donne l'équivalence fonctionnelle décrivant le fonctionnement dynamique d'un thyristor dans son environnement.

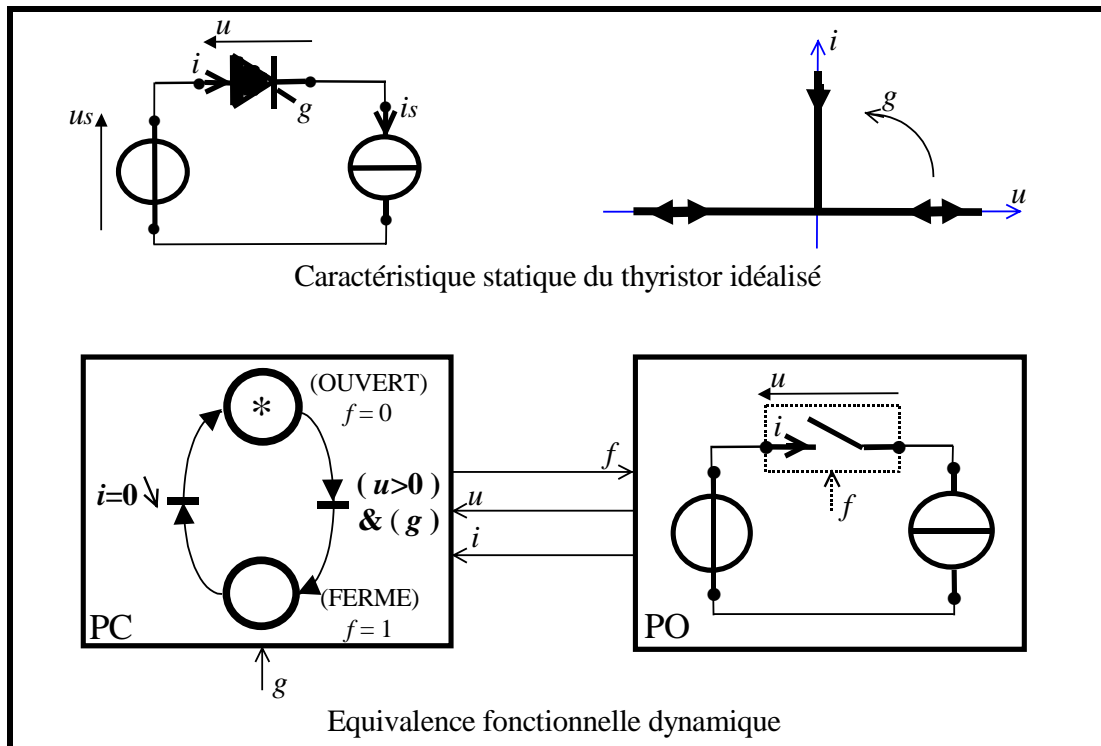


Figure 1.4: Fonction de connexion d'un thyristor

Un tel composant est, comme le montre la caractéristique statique, bidirectionnel en tension et unidirectionnel en courant. Sa fermeture est définie par la commande externe (impulsion de courant de gâchette) mais conditionnée à la commande interne (tension anode - cathode positive) ; son ouverture ne dépend que de la commande interne (passage du courant par zéro en décroissant). Ces particularités sont décrites par le réseau de Petri explicitant ainsi la **PARTIE COMMANDE** intrinsèque de l'interrupteur (P.C.). Les réceptivités du graphe dépendent bien des grandeurs électriques de l'environnement de puissance (u , i) et de l'ordre externe $g(t)$; l'action associée aux places est alors la fonction de connexion f qui impose l'état de l'interrupteur dans la **PARTIE OPERATIVE** (P.O.).

Cette démarche montre que le thyristor est un interrupteur dégradé par la commande globale (interne et externe). En effet, pour un interrupteur idéalisé totalement commandable ou bicommandable, la partie commande se réduit alors à une combinatoire des états idéalisés. Cette remarque sera illustrée dans le paragraphe 4.1.

2) Le circuit électrique et la fonction de commutation

2.1) Caractérisation des sources

A tout instant, un convertisseur doit assurer le réglage de la puissance échangée entre deux sources. Ce réglage est effectué par une matrice d'interrupteurs fonctionnant en commutation, dont la dimension dépend directement du nombre de phases des sources à interconnecter.

Les sources sont de deux natures :

- la source d'énergie potentielle, de type capacitive, pour laquelle la tension est variable d'état.
- la source d'énergie cinétique, de type inductance, pour laquelle le courant est variable d'état.

Le respect du principe de causalité conduit à deux règles précises concernant tout groupement d'interrupteurs statiques formant un convertisseur :

- la règle d'alternance des sources de part et d'autre du groupement,
- la règle de continuité énergétique signifiant que, parmi les configurations possibles de connexions, ne peuvent être retenues que celles qui respectent la nature des sources; une source de tension ne doit jamais être court-circuitée, le circuit d'une source de courant ne doit jamais être ouvert.

2.2) La matrice d'interrupteurs

2.2.1) Principe

Toute source de courant est reliée à une source de tension par une matrice d'interrupteurs (figure 1.5).

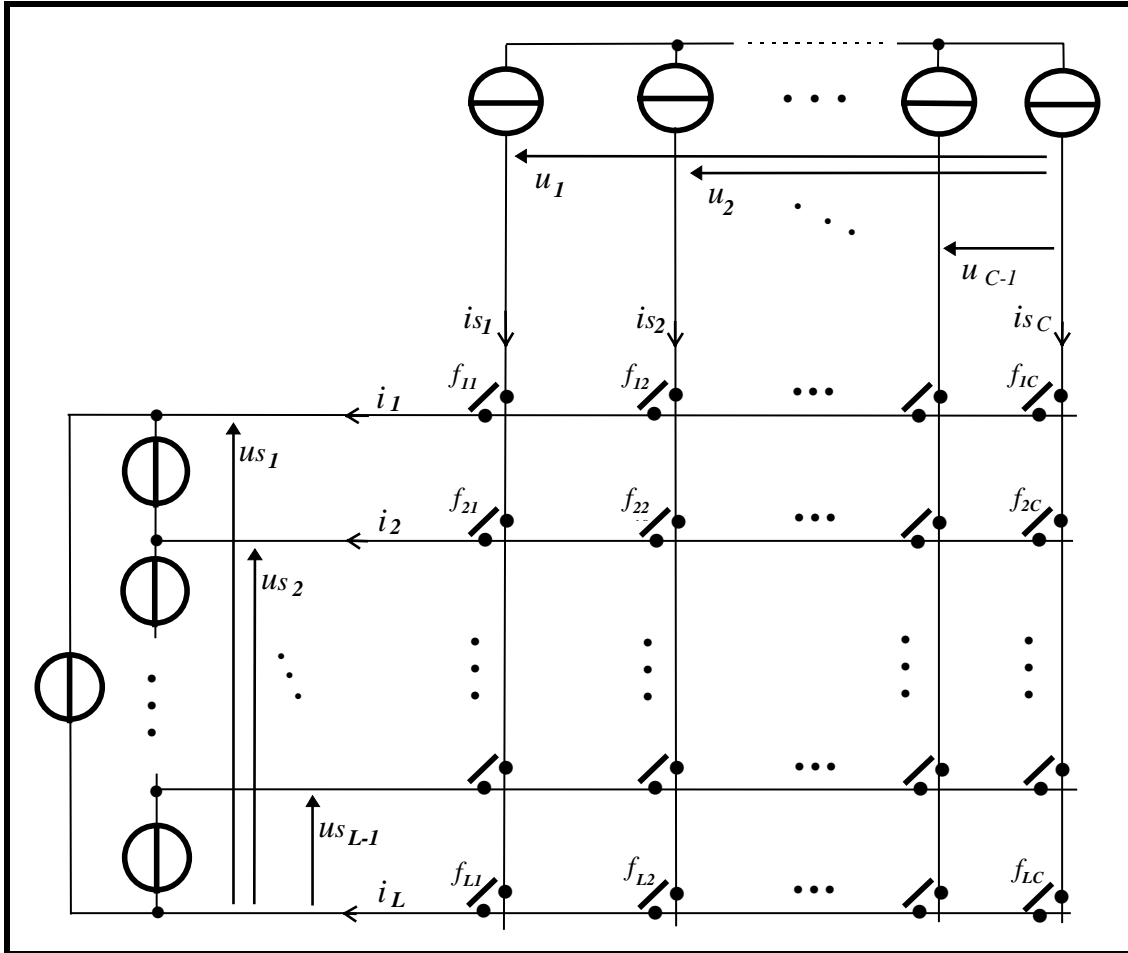


Figure 1.5: Représentation d'un convertisseur
 L phasé en tension / C phasé en courant

Pour maintenir la continuité des courants délivrés par les sources de courant, on doit fermer au moins un interrupteur relié à cette source. Pour éviter le court-circuit d'une source de tension, on ne peut fermer au plus qu'un seul interrupteur relié à cette source de courant. Sur l'ensemble des interrupteurs reliés à une même source de courant, un interrupteur et un seul doit être fermé; il appartient à la cellule de commutation elle-même associée à cette source de courant.

Il y a donc autant de cellules de commutation que de sources de courant. Chaque cellule de commutation comporte autant d'interrupteurs que de sources de tension. Le nombre de ces sources de tension induit ainsi celui des configurations d'une cellule.

2.2.2) Représentation formelle

Dans les schémas de convertisseurs matriciels, nous choisissons de disposer les cellules de commutation verticalement. Dans ces conditions, la fonction de connexion associée à l'interrupteur se trouvant à l'intersection de la **ligne l** et de la **colonne c** sera notée f_{lc} . L'indice c peut ainsi se rapporter soit à la cellule de commutation soit à la colonne de la matrice d'interrupteurs.

Un convertisseur direct (sans stockage d'énergie) L phasé en tension / C phasé en courant sera représenté comme une matrice d'interrupteurs reliant les **L sources de tension alignées verticalement** et les **C sources de courant alignées horizontalement**.

On se ramène toujours à une configuration où les sources de tension sont couplées en polygone et où les sources de courant sont connectées en étoile. Ce choix d'association des sources élimine implicitement la présence de toute composante homopolaire.

Les notations retenues sont les suivantes :

- $is_1, is_2, \dots, is_c, \dots, is_C$ désignent les valeurs instantanées des courants commutés issus des sources de courant. La somme de ces courants est supposée nulle.
- $us_1, us_2, \dots, us_b, \dots, us_{L-1}$ désignent les valeurs instantanées des tensions commutées issues des sources de tension.
- $i_1, i_2, \dots, i_b, \dots, i_L$ désignent les valeurs instantanées des courants modulés.
- $u_1, u_2, \dots, u_c, \dots, u_{C-1}$ désignent les valeurs instantanées des tensions modulées.

La figure 1.5 montre la disposition du convertisseur et les sens relatifs attribués aux grandeurs électriques. Aucune hypothèse n'est posée sur le sens du transfert énergétique.

On note $[F]$ la matrice regroupant l'ensemble de toutes les fonctions de connexion :

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & \cdot & \cdot & \cdot & f_{1C} \\ f_{21} & f_{22} & & & & f_{2C} \\ \cdot & \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & & & \cdot \\ f_{L1} & f_{L2} & \cdot & \cdot & \cdot & f_{LC} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

La matrice $[F]$ désignée matrice de connexion est une matrice fonctionnelle (tous ses éléments sont des fonctions).

2.3) La fonction de commutation

On associe à la cellule de commutation de la colonne c une fonction de commutation notée FC_c .

Une valeur numérique est affectée à cette fonction pour chaque configuration possible de la cellule. L'ensemble de ces valeurs numériques constitue le domaine de variation de la fonction de commutation. Un seul interrupteur étant fermé à un instant donné, une cellule de commutation de L interrupteurs possède une fonction de commutation ayant L valeurs numériques. Chaque configuration se distingue par la localisation de l'interrupteur fermé ; c'est la raison pour laquelle nous choisissons comme *valeur numérique pour FC_c l'indice de la ligne l* correspondant à cet élément (figure 1.6).

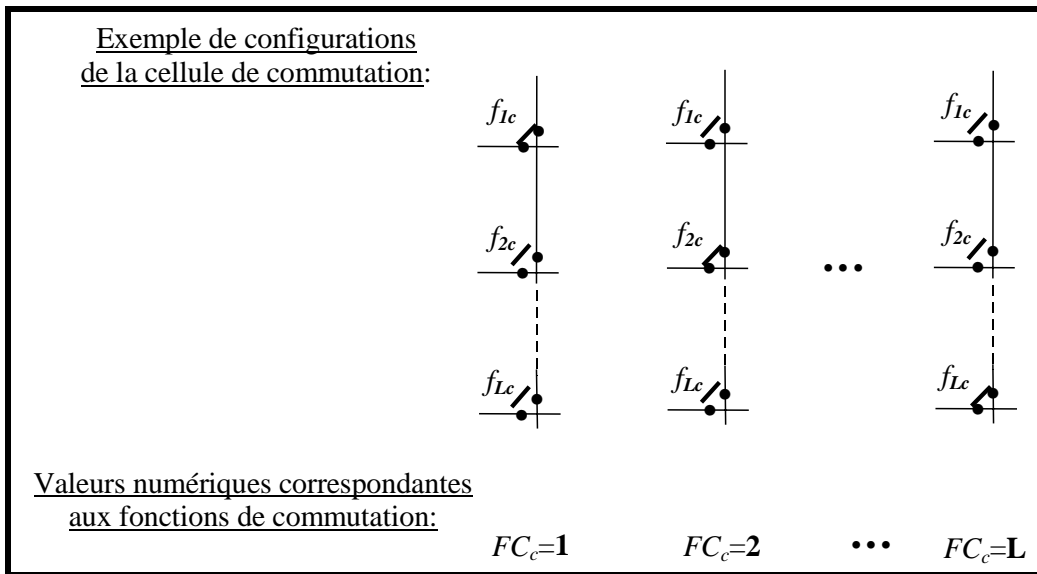


Figure 1.6: Détermination des valeurs numériques affectées aux fonctions de commutation

3) Les grandeurs électriques et leurs fonctions de conversion

3.1) Définition de la matrice de conversion

3.1.1) *Conversion des courants*

Les courants modulés (i_1, \dots, i_L) circulant dans les sources de tension sont liés à l'état des cellules de commutation et aux courants (is_1, \dots, is_C) délivrés par les sources de courant. La conversion appliquée sur les sources de courant peut être exprimée par :

$$[I] = [F] \cdot [Is] \quad (1.3)$$

où :

- $[I_s] = [\dots i_{s_c} \dots]^T$ est un vecteur contenant les C courants commutés.
- $[I] = [\dots i_l \dots]^T$ est un vecteur contenant les L courants modulés.

La somme des courants issus des sources est nulle ce qui se traduit par :

$$\sum_{c=1}^C i_{s_c} = 0 \quad (1.4)$$

La connaissance des $(C-1)$ courants des sources de courant et des $(L-1)$ courants des sources de tension suffit donc à caractériser la conversion effectuée sur les courants. On convient d'éliminer dans les vecteurs la dernière composante à l'aide des relations suivantes :

$$i_L = - \sum_{l=1}^{L-1} i_l \quad (1.5)$$

et

$$i_{s_C} = - \sum_{c=1}^{C-1} i_{s_c} . \quad (1.6)$$

On obtient alors :

$$\begin{bmatrix} i_l \\ \vdots \\ i_{(L-1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (f_{l1} - f_{lC}) & \cdot & \cdot & \cdot & (f_{l(C-1)} - f_{lC}) \\ \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & & & & \cdot \\ (f_{(L-1)1} - f_{LC}) & \cdot & \cdot & \cdot & (f_{(L-1)(C-1)} - f_{LC}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s_1} \\ \vdots \\ i_{s_{(C-1)}} \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

que l'on note :

$$\boxed{\begin{bmatrix} i_l \\ \vdots \\ i_{(L-1)} \end{bmatrix} = [M^I] \cdot \begin{bmatrix} i_{s_1} \\ \vdots \\ i_{s_{(C-1)}} \end{bmatrix}} \quad (1.8)$$

La matrice $[M^I]$ ainsi obtenue est appelée matrice de conversion des courants et est de dimension $(L-1) \times (C-1)$ (L'exposant I rappelle qu'il s'agit d'une conversion de courants). Tout comme $[F]$, $[M^I]$ est une matrice fonctionnelle dont les éléments (m_{lc}^I) sont liés aux fonctions de connexion par :

$$\boxed{m_{lc}^I = f_{lc} - f_{lC}, \quad \forall l \in \{1, \dots, (L-1)\}, \quad \forall c \in \{1, \dots, (C-1)\}} \quad (1.9)$$

Le courant i_L est également lié à $[M^I]$. On a en effet la relation implicite :

$$i_L = -(i_1 + \dots + i_{(L-1)}) = -[1 \dots \dots \dots 1] \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_{(L-1)} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

$$i_L = [-1 \dots \dots \dots -1] \cdot [M^I] \cdot \begin{bmatrix} is_1 \\ \vdots \\ is_{(C-1)} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Remarque : Dans le cas du convertisseur monophasé / monophasé, la matrice de connexion est une matrice 2x2 et la matrice de conversion se réduit à un scalaire.

3.1.2) Conversion des tensions

De même, les tensions composées et modulées (u_1, \dots, u_C) aux bornes des sources de courant sont liées à l'état des cellules de commutation et aux tensions commutées (us_1, \dots, us_L) délivrées par les sources de tension.

Puisque le convertisseur ne dissipe pas d'énergie et qu'il ne possède pas d'éléments de stockage, on peut écrire l'égalité des puissances instantanées sur les variables d'entrée et de sortie :

$$[u_1 \dots \dots u_{(C-1)}] \cdot \begin{bmatrix} is_1 \\ \vdots \\ is_{(C-1)} \end{bmatrix} = [us_1 \dots \dots us_{(L-1)}] \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_{(L-1)} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

En remplaçant $\begin{bmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_{(L-1)} \end{bmatrix}$ par $[M^I] \cdot \begin{bmatrix} is_1 \\ \vdots \\ is_{(C-1)} \end{bmatrix}$, nous obtenons

$$[u_1 \dots \dots u_{(C-1)}] \cdot \begin{bmatrix} is_1 \\ \vdots \\ is_{(C-1)} \end{bmatrix} = [us_1 \dots \dots us_{(L-1)}] \cdot [M^I] \cdot \begin{bmatrix} is_1 \\ \vdots \\ is_{(C-1)} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

De cette forme, l'expression de la conversion des tensions :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_{(C-1)} \end{bmatrix} = [M^I]^T \cdot \begin{bmatrix} u_{s1} \\ \vdots \\ u_{s(L-1)} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

$$\boxed{\begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_{(C-1)} \end{bmatrix} = [M^U] \cdot \begin{bmatrix} u_{s1} \\ \vdots \\ u_{s(L-1)} \end{bmatrix} \text{ avec } [M^U] = [M^I]^T} \quad (1.15)$$

La matrice $[M^U]$ obtenue est appelée matrice de conversion des tensions (L'exposant U indique qu'il s'agit d'une conversion de tensions). L'opération de transposition est indiquée par l'exposant T .

Dans le cas général, on note $[M]$ la matrice de conversion, qu'il s'agisse de la matrice de conversion des tensions ou de la matrice de conversion des courants. Les exposants I et U ne sont précisés uniquement que dans le cas où leurs spécifications apparaissent absolument nécessaires.

3.2) Définition de la fonction de conversion

Considérons le courant i_l de la phase l issu de l'équation 1.7; celui-ci s'exprime par :

$$\begin{bmatrix} \vdots \\ \vdots \\ i_l \\ \vdots \\ \vdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & m_{lc}^I & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \vdots \\ \vdots \\ i_{s_c} \\ \vdots \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

Chaque élément m_{lc}^I exprime la conversion entre i_{s_c} et i_l , et est appelé fonction de conversion des courants. On rappelle que ce terme est obtenu à partir de la soustraction de deux fonctions de connexion à valeur binaire (0,1), son domaine de définition est donc l'ensemble $\{-1, 0, 1\}$. La propriété établie précédemment ($[M^I] = [M^U]$) implique que $m_{lc}^I = m_{cl}^U$. Ainsi, la matrice de conversion des tensions $[M^U]$, de dimension $(C-1) \times (L-1)$, contient les fonctions de conversion des tensions.

Les concepts de fonction de connexion et de fonction de conversion permettent de développer un modèle de connaissance du convertisseur présenté ci-après.

4) Le modèle de connaissance

4.1) Partie Opérative, Partie Commande

Fondamentalement, un convertisseur est l'association d'une matrice d'interrupteurs à des sources de natures différentes. Par conséquent, son fonctionnement interne va mettre en jeu deux types de variables : Des variables discrètes (g_{lc}) qui sont les ordres d'ouverture et de fermeture appliqués aux interrupteurs correspondant à la commande externe et des variables continues issues des sources dont l'état généralisé constitue la commande interne.

Dès lors, le modèle de connaissance de ce convertisseur peut se décomposer en deux parties distinctes (figure 1.7) :

- Une **partie COMMANDE** qui met en évidence les conditions d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et établit la relation entre les fonctions de connexion et les fonctions de conversion.
- Une **partie OPERATIVE** qui détermine l'évolution des variables continues affectées par la fonction de conversion.

Cette partie se décompose alors en un bloc discontinu décrivant l'effet des fonctions de conversion sur les grandeurs électriques et un bloc continu contenant les équations d'état associées aux sources et aux éléments passifs.

On regroupe toutes les variables dans des vecteurs et des matrices. On désigne par:

- $[G]$ la matrice contenant les commandes externes;
- $[X]$ le vecteur contenant les grandeurs d'état;
- $[Y]$ le vecteur contenant les grandeurs électriques de sortie;
- $[UC]$ le vecteur contenant l'ensemble des variables commutées ($[Us]$ et $[Is]$),
 $[UC]^T = \begin{bmatrix} [Us]^T & [Is]^T \end{bmatrix}$;
- $[UM]$ le vecteur contenant l'ensemble des variables modulées ($[U]$ et $[I]$) et correspondant au vecteur de commande. Ce vecteur généralise l'ensemble des conversions effectuées. En effet, on a :

$$\begin{bmatrix} [U] \\ \dots \\ [I] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [M]^T & [0] \\ \dots & \dots \\ [0] & [M] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [Us] \\ \dots \\ [Is] \end{bmatrix} \quad \text{d'où} \quad [UM] = \begin{bmatrix} [M]^T & [0] \\ \dots & \dots \\ [0] & [M] \end{bmatrix} \cdot [UC]$$

On peut considérer que ce vecteur contient les grandeurs internes du convertisseur [GUI94];

- $[W]$ le vecteur contenant les sources d'énergie fournies par le réseau qui correspond dans le domaine de l'automatique à un vecteur de perturbation. Il a été présenté [GUI94] comme un vecteur contenant les grandeurs externes au convertisseur.

Ces variables sont liées entre elles par les équations d'état qui nécessitent la définition des matrices (considérées constantes) :

- $[A]$ la matrice d'état;
- $[B1]$ et $[B2]$ les matrices d'application des variables modulées et des sources d'énergie;

- $[C]$ la matrice d'observabilité;
- $[DI]$ et $[D2]$ les matrices d'incidence des variables modulées et des sources d'énergie sur les sorties.

Remarque : Ces matrices seront explicitement détaillées pour le cas d'un redresseur de tension monophasé dans le chapitre III (paragraphe 2.6.1).

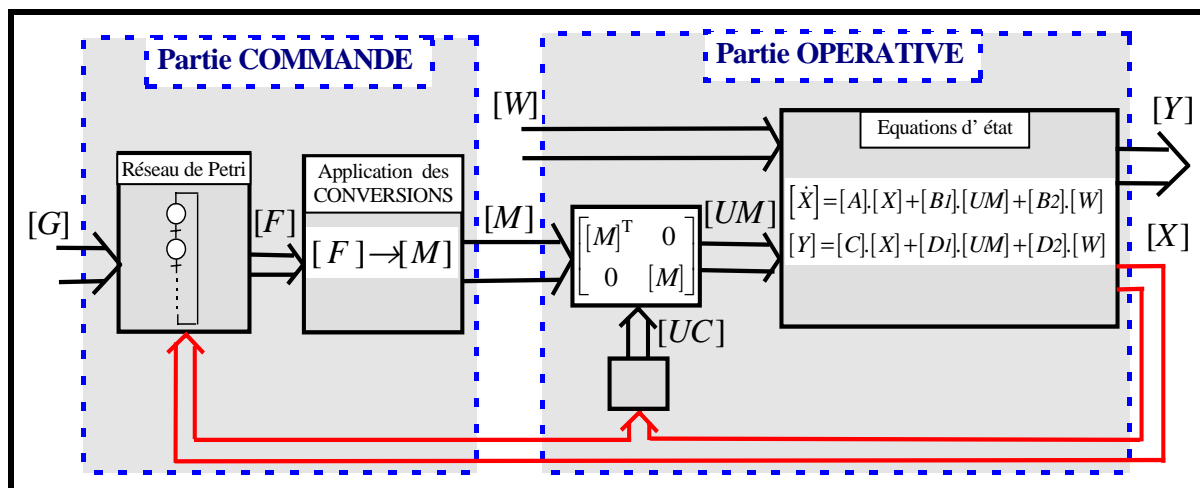


Figure 1.7: Modèle de connaissance de l'axe de puissance

Lorsque les interrupteurs sont en mode totalement commandable et idéalisés, la commande externe (g_{ic}) et la fonction de connexion (f_{ic}) se confondent : La Partie Commande se réduit alors à des fonctions combinatoires de la commande externe et le modèle de connaissance d'un convertisseur matriciel entièrement commandé se simplifie (figure 1.8).

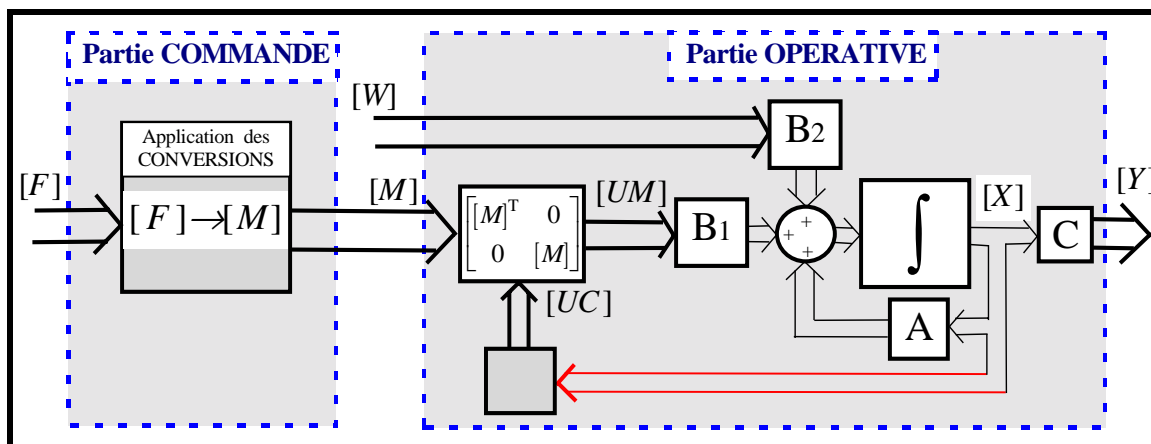


Figure 1.8: Modèle de connaissance d'un convertisseur totalement commandable

Remarque : L'interrupteur semi-contrôlé peut fonctionner en mode totalement commandable si son ouverture (fermeture) est induite par la fermeture (ouverture) commandée d'un autre. En pratique, c'est le cas des cellules de commutation de type transistor-diode; thyristor-diode; thyristor-thyristor. Dans de telles conditions, la modélisation ainsi réduite (figure 1.8) reste valable.

4.2) La fonction génératrice

Le modèle de connaissance fait intervenir des variables de nature différente : Des variables discrètes (f_{lc} , m_{lc}) liées au fonctionnement en commutation et des variables continues ($[X]$) issues de la Partie Opérative. Le passage d'un type de variable à l'autre est réalisé par les éléments intégrateurs (selfs, condensateurs) à l'origine des grandeurs d'état. Le vecteur d'état est ensuite modulé par la matrice de conversion qui constitue ainsi un modulateur de puissance.

En faisant "glisser", l'élément intégrateur de la figure 1.8 en amont du modulateur de puissance, on obtient un modèle entièrement continu de la Partie Opérative (figure 1.9) qui fait apparaître des grandeurs intermédiaires issues d'une intégration. Afin de préciser ces grandeurs, associons à la fonction de conversion m_{lc} sa valeur moyenne sur une période de commutation (Te) supposée infiniment petite et appelée fonction génératrice de conversion mg_{lc} [GUI94] :

$$mg_{lc}(t) = \left[\frac{1}{Te} \cdot \int_{k \cdot Te}^{(k+1) \cdot Te} m_{lc}(t) \cdot dt \right]_{Te \rightarrow 0} \quad \text{avec } k \in \mathbb{N}, \quad (1.17)$$

$$mg_{lc} \in [-1, 1] \text{ et } m_{lc} \in \{-1, 0, 1\}.$$

Dans cette étude, la lettre minuscule g mise à la suite d'une fonction confère le caractère de génératrice à cette fonction. Ainsi, on note $[Mg]$ la matrice fonctionnelle formée des fonctions génératrices de conversion. Cette notation permet de limiter les confusions possibles avec g_{lc} la commande externe à appliquer au composant situé à l'intersection de la ligne l et de la colonne c .

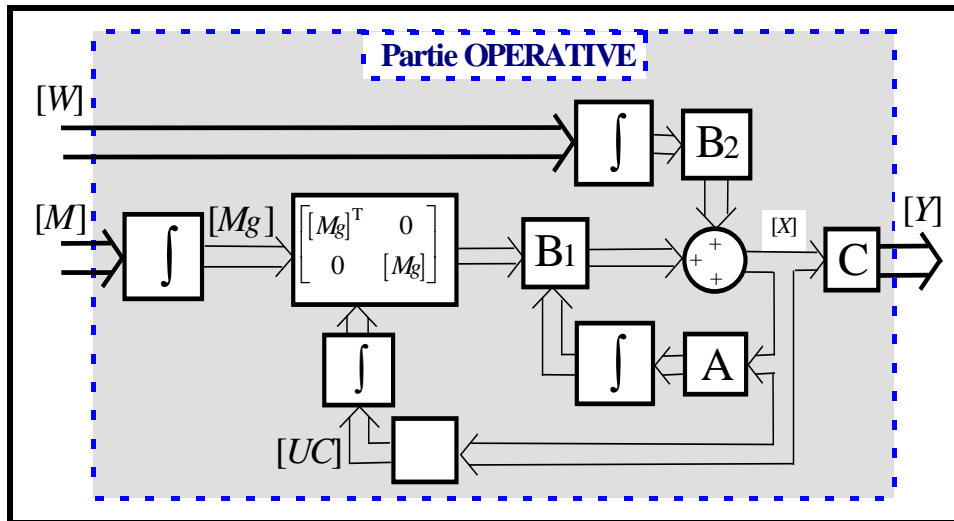


Figure 1.9 : Modèle continu de la Partie Opérative

La notion de génératrice vise à obtenir une modélisation en valeur moyenne des variables discrètes afin d'unifier la description du fonctionnement de la Partie Opérative sous une forme entièrement continue. En effet, la valeur moyenne des grandeurs modulées issues de $[UM]$ a pour expression :

$$\frac{1}{Te} \int_{k \cdot Te}^{(k+1) \cdot Te} \begin{bmatrix} [M(t)]^T & [0] \\ [0] & [M(t)] \end{bmatrix} \cdot [UC(t)] dt = \frac{1}{Te} \begin{bmatrix} [M_g(k \cdot Te)]^T & [0] \\ [0] & [M_g(k \cdot Te)] \end{bmatrix} \cdot ([UC((k+1) \cdot Te)] - [UC(k \cdot Te)])$$

si les grandeurs issues des sources (regroupées dans $[UC]$) sont constantes au cours de l'intervalle de temps Te . On peut considérer cette hypothèse comme vérifiée si la période Te est négligeable devant les dynamiques des grandeurs issues des sources, d'un point de vue générale on considérera que $Te \rightarrow 0$ (équation (1.17)).

Pratiquement, le passage d'une fonction continue à une fonction discrète est réalisé à l'aide d'un modulateur, on appellera démodulateur la transformation inverse.

4.3) Graphe informationnel

La conception d'un dispositif de commande repose sur une analyse préalable des dépendances entre grandeurs à contrôler et grandeurs de contrôle. L'approche par graphes informationnels [FAU91] [FAU92] constitue une aide précieuse dans cette démarche.

Le graphe de la figure 1.10 représente la dépendance **R** entre les grandeurs influentes notées E et les grandeurs influencées notées S .

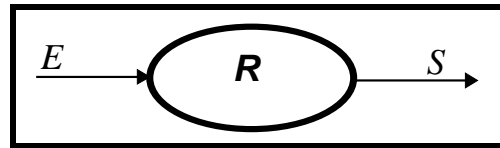


Figure 1.10: Relation entre grandeurs influentes et grandeurs influencées

La notion de causalité [HAU94] vient compléter ce graphe et permet d'obtenir le graphe informationnel causal.

- La relation **R** est dite causale si et seulement si S ne peut être modifiée que par action sur E et E seule. Cette caractéristique de causalité visualisée par une flèche signifie que E peut affecter ou non S , mais que par contre S ne peut influencer E (figure 1.11). Une source (paragraphe 2.1) est un élément causal étant donné que sa grandeur de sortie résulte d'une intégration.

L'introduction d'une variable externe de référence permet la détermination d'une relation inverse indirecte: C'est le concept de la boucle fermée lorsque les grandeurs d'entrées et de sorties sont continues.

- La relation **R** est dite non-causale (ou rigide) si de plus les grandeurs S peuvent influencer les grandeurs E .

Une loi réversible \mathbf{R}^{-1} peut être alors déterminée entre ces deux ensembles de grandeurs et cette particularité est visualisée sur le graphe par une double flèche (figure 1.11)

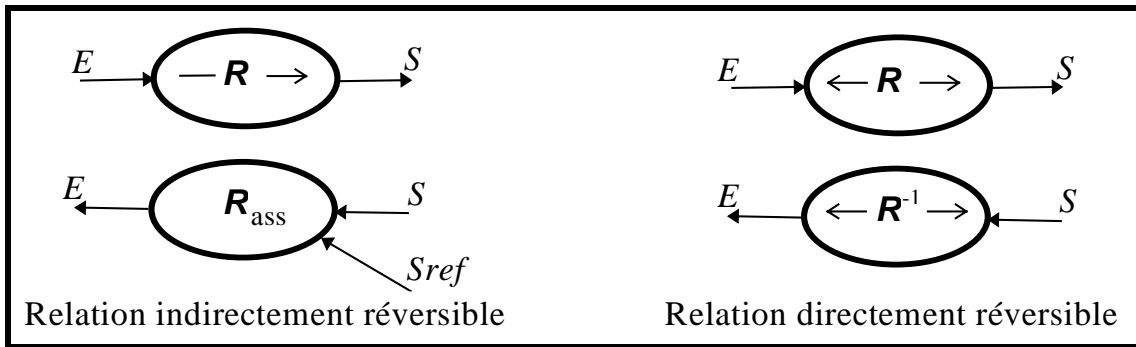


Figure 1.11: Inversion d'une relation causale et d'une relation non-causale

En utilisant ce mode de représentation appliqué à la figure 1.8, on peut établir un graphe informationnel causal liant la partie commande et la Partie Opérative du processus.

La relation caractérisant le passage de la matrice de connexion $[F]$ à la matrice de conversion $[M]$ est notée $\mathbf{R}_{F,M}$. Cette relation étant non-causale, elle est inversible (même si la définition de la relation inverse ne conduit pas à une expression unique). Notons $\mathbf{R}_{M,Y}$, la relation décrivant l'évolution des variables d'état issues de la Partie Opérative. Cette relation est causale et ne peut être inversée directement. Le graphe obtenu est représenté figure 1.12.

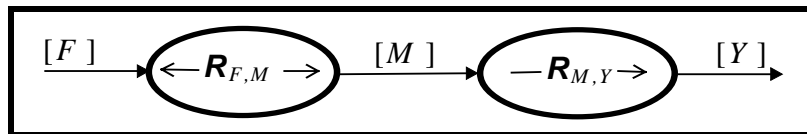


Figure 1.12: Graphe informationnel causal du convertisseur

La matrice des fonctions de connexion $[F]$ est considérée comme grandeur influente. $[Y]$ est le vecteur des variables de sortie considéré comme grandeur influencée. L'introduction de fonctions génératrices permet d'obtenir une homogénéisation des variables du modèle de la Partie Opérative afin de déterminer des algorithmes d'asservissement ne mettant en jeu que des variables continues (figure 1.9). Le démodulateur permet le passage des fonctions de conversion (discrètes) aux fonctions génératrices de conversion (continues) par intégration, cette relation causale est notée \mathbf{R}_{M,M_g} . Le graphe informationnel causal ainsi modifié est représenté sur la figure 1.13.

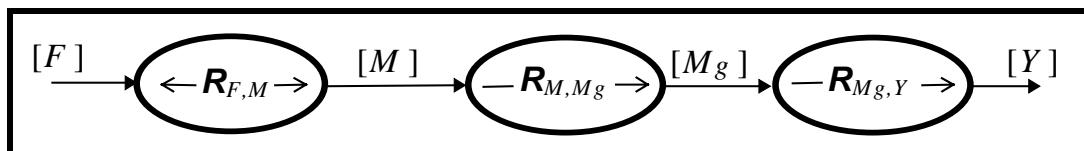


Figure 1.13: Graphe informationnel causal modifié du convertisseur

5) Modèle de commande

Par inversion de ce graphe informationnel causal, on peut déduire le modèle de commande du convertisseur.

La relation $\mathbf{R}_{F,M}$ est directement réversible. Les relations \mathbf{R}_{M,M_g} et $\mathbf{R}_{M_g,Y}$ étant causales, elles nécessitent l'introduction de variables externes permettant des inversions indirectes. Une boucle d'asservissement notée \mathbf{R}_{ass} à une variable de référence externe permet ainsi l'inversion de la relation entre grandeurs continues ($\mathbf{R}_{M_g,Y}$). De même, l'utilisation d'un modulateur (modélisé par la relation $\mathbf{R}_{M_g,M}$) associé à des paramètres de modulation extérieurs (par exemple la période de modulation notée T_m) permet l'inversion de la relation entre grandeurs de nature différente (\mathbf{R}_{M,M_g}). Une étude non-exhaustive des modulateurs envisageables figure dans le chapitre II (partie 6).

Le modèle de commande résultant est représenté figure 1.14. Ce dernier fait apparaître des variables ($[M_{grég}]$, $[M_{rég}]$, $[F_{rég}]$), jumelles à celles du graphe informationnel causal du convertisseur, et qui constituent les grandeurs de réglage.

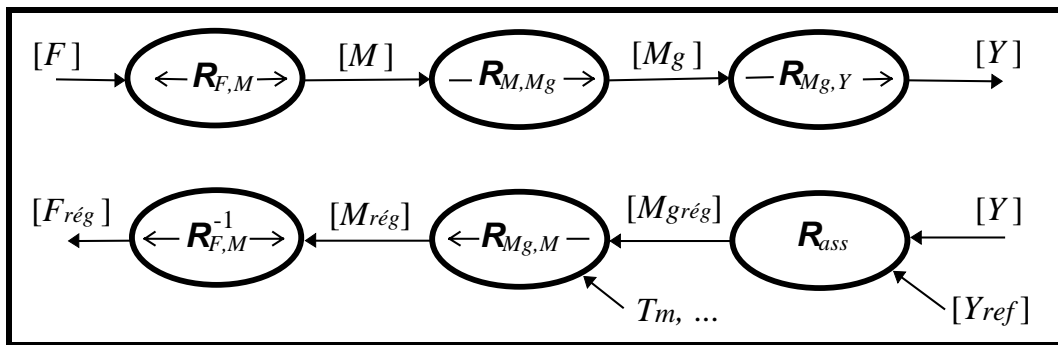


Figure 1.14: Détermination du modèle de commande par inversion du graphe informationnel causal modifié

6) L'automate de commande rapprochée

Le modèle de commande de la figure 1.14 fait apparaître une décomposition de la commande des variables de sortie du convertisseur en trois fonctionnalités :

- un asservissement continu (échantillonné) du processus (échantillonné) assimilé à \mathbf{R}_{ass} ;
- un ensemble de modulateurs permettant de générer les fonctions de conversion ;
- une relation $\mathbf{R}_{F,M}^{-1}$ déterminant les états des interrupteurs idéalisés.

Ces trois relations constituent l'Automate de Commande Rapprochée présenté dans l'introduction générale. Ce dernier a pour rôle de générer les ordres de conduction des interrupteurs idéalisés. Le Bloc de Contrôle des Commutations (B.C.C.) est chargé de rendre ces commandes effectives.

A ces ordres, il faut apporter des modifications rendues indispensables par l'environnement : Soit ajouter des temps morts pour une structure monophasée en tension, soit créer des chevauchements pour une structure monophasée en courant ou soit tenir compte du signe du courant parcourant le composant pour une structure polyphasée.

Une fonctionnalité supplémentaire de ce bloc est d'assurer l'isolation optique ou/et galvanique des commandes, d'interfacer les signaux disponibles aux signaux nécessaires à la

commande des composants : drivers, allumeurs (GTO)... et de tenir compte, au mieux, des imperfections technologiques des composants (temps de montée, de descente). Ce bloc prend donc en compte globalement les disparités existantes entre le convertisseur réel et le modèle utilisé à partir duquel a été conçu l'A.C.R. Ceci est possible car l'analyse proposée du modèle de connaissance de l'axe de puissance repousse ces disparités dues à la technologie en amont des fonctions de connexion (figure 1.15).

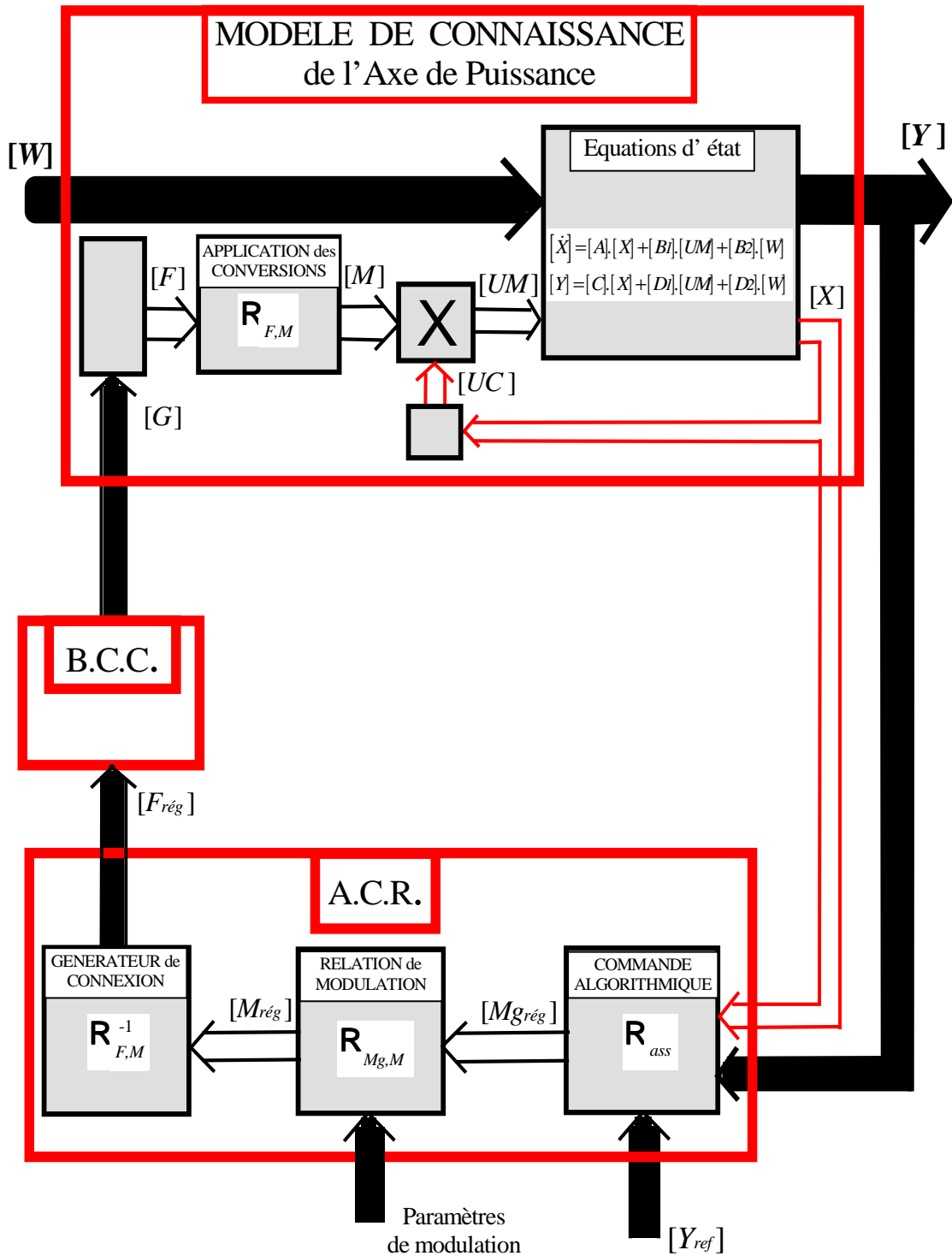


Figure 1.15: Organisation fonctionnelle de l' A.C.R.

CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, nous avons rappelé des concepts de modélisation des convertisseurs statiques (interrupteur en commutation, cellule de commutation, assemblage de cellules de commutation et de sources) auxquels nous avons associé les notions de fonctions de connexion, commutation et conversion.

Ces fonctions ont été étendues aux matrices fonctionnelles permettant la généralisation du modèle à un convertisseur polyphasé-polyphasé.

A partir de ce modèle inverse, nous avons dégagé les trois fonctionnalités principales de l'A.C.R. que nous allons maintenant étudier plus précisément.

Le chapitre II établit une démarche systématique pour l'obtention de la relation $\mathbf{R}_{F,M}^{-1}$, c'est à dire l'obtention des fonctions de connexion à partir des fonctions de conversion, et recense les différents types de modulateurs apparaissant dans la relation de modulation $\mathbf{R}_{Mg,M}$.

Le chapitre 3 décrit la commande algorithmique (\mathbf{R}_{ass}) d'un redresseur de tension associé à un modulateur donné.

CHAPITRE II

MÉTHODE DE SYNTHÈSE DES FONCTIONS DE CONNEXION

« Chercher une méthode, c'est chercher un système d'opérations extériorisables qui fasse mieux que l'esprit. »

Paul VALERY

INTRODUCTION

Les relations intrinsèques décrivant le fonctionnement de l'Automate de Commande Rapprochée dépendent directement de la représentation des grandeurs électriques associées au convertisseur.

La construction systématique de l'A.C.R. qui découle de ces relations se clarifie si la représentation est conforme à celle utilisée lors du chapitre I et que nous rappelons sur la figure 2.1.

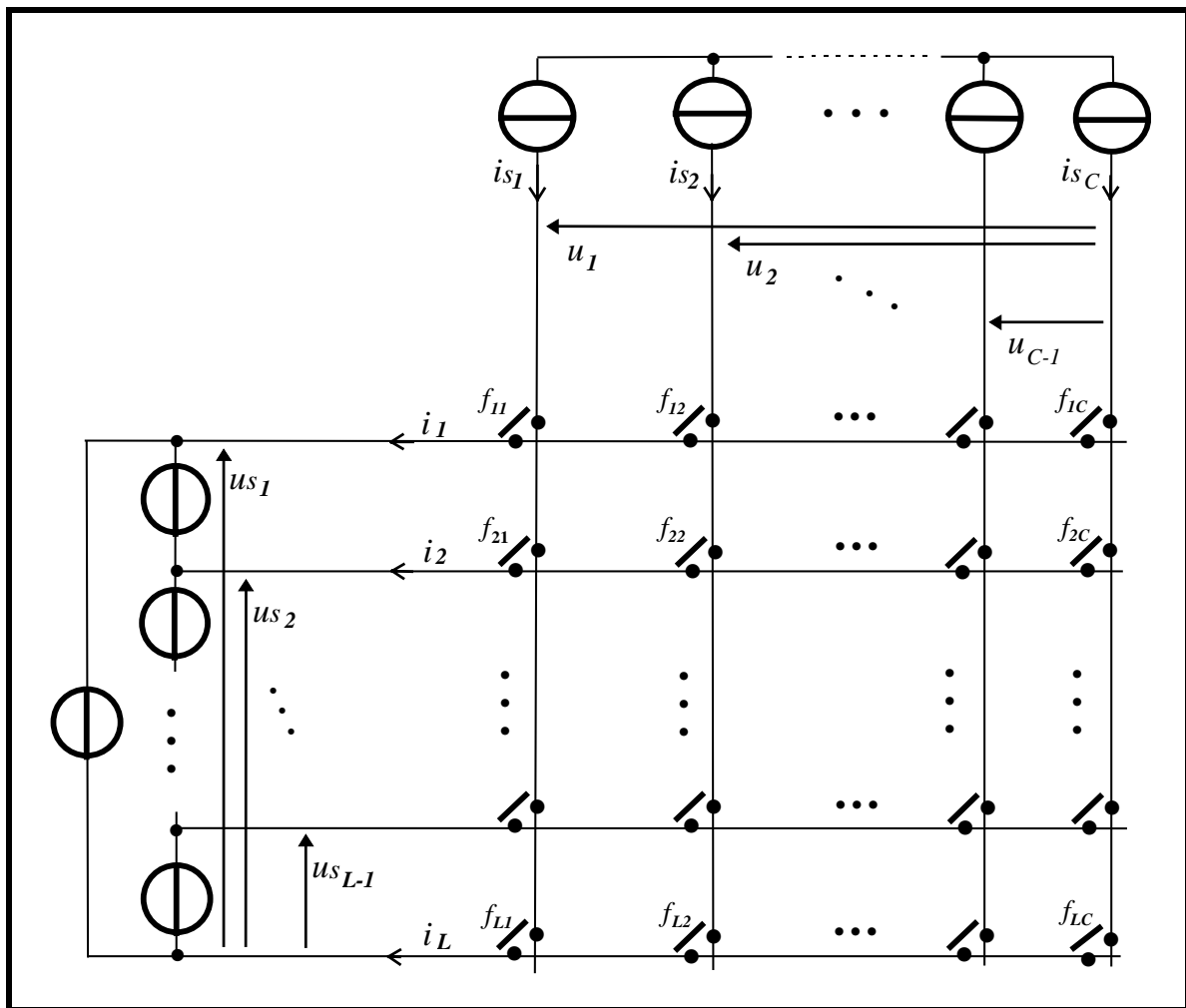


Figure 2.1: Représentation d'un convertisseur
Lphasé en tension / Cphasé en courant

En effet, comme nous l'avons établi précédemment, ce choix conduit à une matrice de conversion unique utilisée dans la détermination des conversions des courants et des tensions, qui s'écrivent :

$$[I] = [M] \cdot [I_s] \quad \text{et} \quad [U] = [M]^T \cdot [U_s]$$

Cette matrice de conversion des courants est obtenue à partir de la matrice de connexion par une relation simple ($R_{F,M}$). L'établissement de la relation inverse $R_{F,M}^{-1}$ qui apparaît dans la structure de l'A.C.R. est loin d'être triviale, en particulier, en vue d'une généralisation à des convertisseurs polyphasés [HOL92].

L'introduction des fonctions de commutation facilite la démarche d'obtention de cette relation.

Aussi, nous commencerons par établir le passage des fonctions de connexion aux fonctions de commutation $R_{F,FC}$, puis, dans une seconde partie, nous proposerons d'analyser la relation $R_{FC,M}^{-1}$, qui caractérise la conversion des courants.

Lorsque l'on s'intéresse aux conversions des tensions, le résultat obtenu peut être utilisé en appliquant une transformation matricielle simple.

Les résultats de cette méthode de synthèse sont illustrés à travers différentes structures matricielles avec une certaine répétition volontairement présente, de manière à mettre en évidence le caractère général de la méthode présentée.

Enfin, la dernière partie de ce chapitre présente différents types de modulateur correspondant aux relations $R_{Mg,M}$.

1) Génération des fonctions de connexion

1.1) Existence de la relation inverse

Nous rappelons que la fonction de connexion d'un interrupteur indique son état, la fonction de commutation précise celui d'une cellule de commutation. Dans le chapitre I paragraphe 2.3, nous avons établi une relation entre l'ensemble des états possibles des interrupteurs et l'ensemble des valeurs numériques de la fonction de commutation associée.

Grâce à ce codage, cette relation est a priori bijective, il existe donc une relation réciproque. Tout autre codage vérifiant la propriété de bijectivité conduit à l'existence d'une relation réciproque qu'il convient de prendre en compte dans la réalisation matérielle. Par exemple, dans le cas d'une mise en oeuvre de circuits numériques, il est intéressant d'utiliser un code fondé sur des puissances de 2 (par exemple $FC_c = 2^l$ si $f_{lc} = 1$). L'application de tout autre codage bijectif est néanmoins possible. Pour faciliter la présentation de notre démarche, nous maintenons le choix proposé au chapitre I ($FC_c = l$ si $f_{lc} = 1$).

1.2) Relation entre fonctions de commutation et fonctions de connexion

Par ce codage, la valeur de la fonction de commutation détermine directement l'indice de l'interrupteur à fermer (les autres étant ouverts). Les fonctions de commutation sont alors liées aux fonctions de connexion par une relation simple :

$$FC_c = \sum_{l=1}^L l \cdot f_{lc} \quad (2.1)$$

Cette relation peut être écrite sous la forme d'un produit :

$$FC_c = [1 \quad 2 \quad \dots \quad L] \cdot \begin{bmatrix} f_{1c} \\ f_{2c} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ f_{Lc} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

En écrivant cette relation pour les C fonctions de commutation, on trouve :

$$[FC_1 \quad FC_2 \quad \dots \quad FC_C] = [1 \quad 2 \quad \dots \quad L] \cdot \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & \cdot & \cdot & \cdot & f_{1C} \\ f_{21} & f_{22} & & & & f_{2C} \\ \cdot & \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & & & \cdot \\ f_{L1} & f_{L2} & \cdot & \cdot & \cdot & f_{LC} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Cette expression conduit à la relation $R_{F,FC}$ entre le vecteur contenant les C fonctions de commutation et la matrice de connexion :

$$[FC] = [F]^T \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ \cdot \\ \cdot \\ L \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

La relation inverse $R_{F,FC}^{-1}$ permettant de déduire les états des interrupteurs à partir de la valeur numérique prise par la fonction de commutation doit satisfaire aux règles suivantes :

$$\begin{cases} f_{lc} = 1 \text{ si } FC_c = l \\ = 0 \text{ si } FC_c \neq l \end{cases} \quad (2.5)$$

De nombreuses relations d'interpolation (par polynômes de Lagrange, par fonction de Walsh...) découlant de cette règle peuvent être trouvées. Cependant, l'utilisation de ces relations continues complique la réalisation matérielle qui ne vise qu'à obtenir des liaisons binaires. C'est pourquoi nous conservons dans la suite de cette étude l'expression de cette règle sous sa forme la plus générale, comme le montre le graphe informationnel de la figure 2.2.

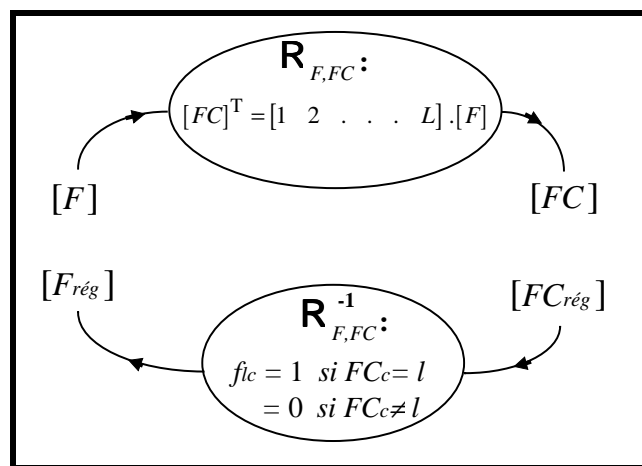


Figure 2.2: Graphe informationnel de la relation entre fonctions de commutation et fonctions de connexion

2) Conversion des courants

2.1) Existence de la relation inverse

La détermination de la relation générant les fonctions de connexion à partir de la connaissance des fonctions de commutation est une première étape dans la synthèse des fonctions de connexion. Il reste à établir la relation permettant de générer ces fonctions de commutation en considérant un type de conversion. Les conversions des courants seront tout d'abord étudiées, les conversions des tensions le seront dans le paragraphe suivant.

Chaque fonction de conversion ne peut prendre que trois valeurs : -1, 0, 1.

Pour les valeurs de $[M]$ telles que $[M] \neq [0]$ (où $[0]$ est une matrice $(L-1) \times (C-1)$ ne contenant que des éléments nuls), il n'existe qu'une valeur de $[FC]$ permettant de générer la matrice $[M]$ de conversion souhaitée. Cette relation non causale est bijective et possède donc une relation réciproque.

Lorsque toutes les fonctions de conversion sont nulles, alors $[M]=[0]$. Ce cas, qui correspond au découplage des sources (sources de courants fermées et sources de tension ouvertes), est obtenu en fermant tous les interrupteurs d'une ligne l de la matrice d'interrupteurs.

$$\boxed{FC_1 = FC_2 = \dots FC_c = \dots = FC_C = l \quad \text{avec } 1 \leq l \leq L} \quad (2.6)$$

On voit donc que lorsque $[M]=[0]$, on peut associer une valeur à la fonction de commutation: cette relation n'est donc pas causale.

Puisqu'il existe L solutions pour réaliser $[M]=[0]$, cette relation non causale n'est pas bijective. Pour atteindre toutes les valeurs de $[FC]$, il est nécessaire d'introduire une variable externe β possédant L états. On établit alors une relation entre le couple $([Mrég], \beta)$ et $[FCrég]$, comme le montre la figure 2.3. La notion de bijectivité permet de confondre le domaine de définition de $[FCrég]$ avec celui de $[FC]$.

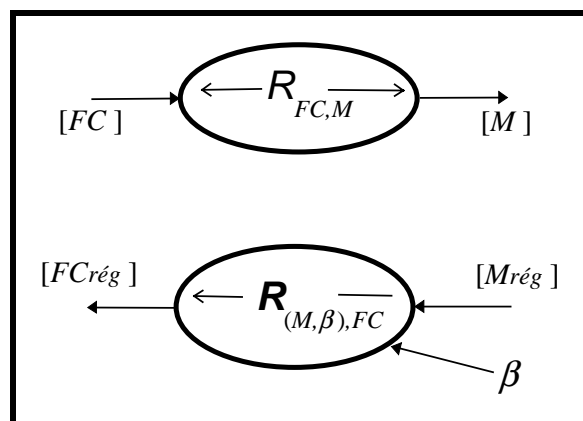


Figure 2.3: Inversion indirecte de $R_{FC,M}$

Remarque : Ce concept existe également lorsque les variables sont continues. La notion de bijectivité correspond alors à la notion de commandabilité (Existence d'un domaine de variation atteignable d'une variable continue) (chapitre III paragraphe 2.52).

Nous nous intéresserons successivement aux deux cas, $[M] \neq [0]$ puis $[M] = [0]$; Pour ces deux possibilités, nous établirons la relation permettant d'obtenir $[FC]$ à partir de la connaissance de $[M]$. Une expression générale de la matrice de commutation $[FC]$ est ensuite déduite connaissant la matrice de conversion $[M]$ et la variable β .

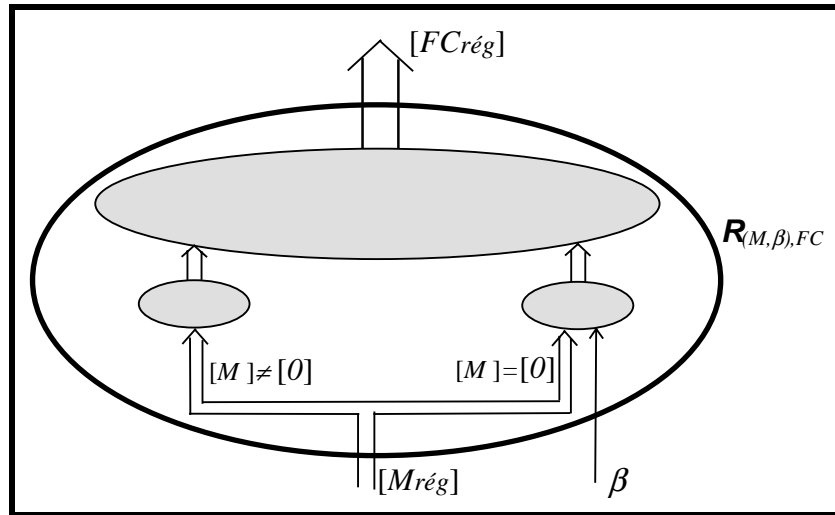


Figure 2.4: Structure de la relation $\mathbf{R}_{(M,\beta),FC}$

2.2) La matrice de conversion n'est pas nulle

2.2.1) Une méthode simple

Dans ce paragraphe, nous présentons une méthode simple permettant de déterminer directement les fonctions de connexion à partir de la connaissance des fonctions de conversion supposées non toutes nulles.

L'équation (1.8) donne l'expression des courants convertis :

$$\begin{bmatrix} i_I \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{(L-1)} \end{bmatrix} = [M^I] \cdot \begin{bmatrix} is_I \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ is_{(C-1)} \end{bmatrix}, \quad [M^I] \text{ est la matrice de conversion des courants de dimension}$$

$(L-1) \times (C-1)$. La matrice $[F]$, définie par $\begin{bmatrix} i_I \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ i_L \end{bmatrix} = [F] \cdot \begin{bmatrix} is_I \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ is_C \end{bmatrix}$, est, quant à elle, de dimension

$(L) \times (C)$ et exprime les conversions impliquant tous les courants : on voit donc que **pour déterminer $[F]$ à partir de $[M^I]$, des transformations matricielles sont nécessaires pour se ramener à des matrices de dimensions identiques.**

Afin de faire apparaître le terme i_{sC} dans l'équation (1.8), on concatène un vecteur nul à la matrice de conversion.

$$\begin{bmatrix} i_I \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{(L-1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [M^I] & \begin{bmatrix} 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sI} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{sC} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Cette opération est équivalente au produit matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} i_I \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{(L-1)} \end{bmatrix} = [M^I] \cdot [P] \cdot \begin{bmatrix} i_{sI} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{sC} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Ce dernier fait apparaître une matrice de passage $[P]$ de dimension $(C-1) \times C$:

$$[P] = \begin{array}{c} \begin{array}{c} \uparrow \\ (C-1) \\ \downarrow \end{array} \begin{array}{c} \left[\begin{array}{cccc} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 1 \end{array} \right] \end{array} \end{array} \quad (2.9)$$

(C)

La relation (1.5) $i_L = -\sum_{l=1}^{L-1} i_l$ permet d'obtenir le vecteur ligne correspondant à i_L en soustrayant tous les termes d'une même colonne du produit $[M^I] \cdot [P]$.

$$\begin{bmatrix} i_I \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [M^I] & \begin{bmatrix} 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sI} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{sC} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Cette opération est écrite sous la forme d'un produit matriciel :

$$\begin{bmatrix} i_I \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ i_L \end{bmatrix} = [Q] \cdot [M^I] \cdot [P] \cdot \begin{bmatrix} is_I \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ is_C \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

avec $[Q]$ une matrice de passage de dimension $(L) \times (L-1)$:

The diagram shows a matrix $[Q]$ of size $(L) \times (L-1)$. The matrix is represented as a square with a diagonal of 1s and -1s, and 0s elsewhere. The first row starts with 1, followed by 0s. The last row starts with -1, followed by 0s. The matrix is enclosed in a box with a vertical arrow on the left labeled (L) and a horizontal arrow at the top labeled $(L-1)$.

$$[Q] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 1 \\ -1 & \dots & \dots & -1 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

D'où la forme simplifiée :

$$[I] = [\tilde{F}] \cdot [Is] \quad (2.13)$$

avec

$$[\tilde{F}] = [Q] \cdot [M^I] \cdot [P] \quad (2.14)$$

La matrice $[\tilde{F}]$ obtenue est une matrice complète de conversion des courants (elle est de dimension $(L) \times (C)$) contenant des éléments de l'ensemble $\{-1, 0, 1\}$. La matrice de connexion $[F]$ est la matrice de conversion qui a pour particularité de ne posséder que des éléments nuls ou égaux à 1. Sur l'exemple d'un convertisseur triphasé en tension (annexe 1), hexaphasé en courant représenté figure 2.5, nous montrons comment à partir d'une matrice $[\tilde{F}]$ on peut obtenir la matrice de connexion $[F]$.

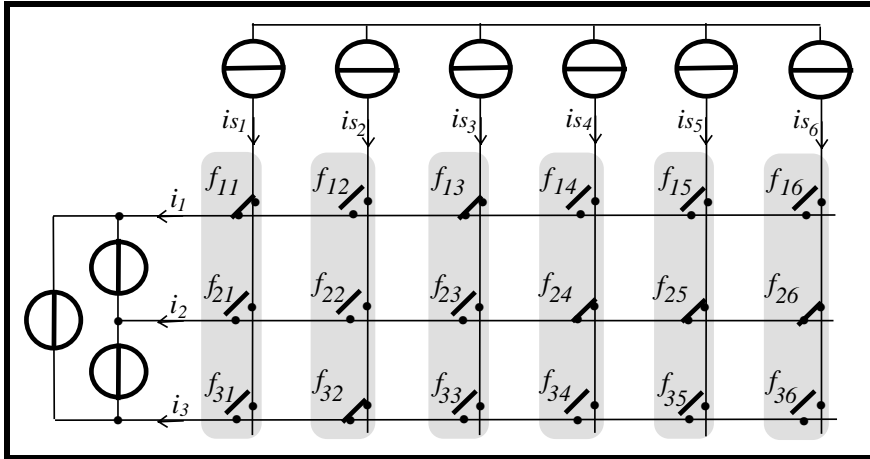


Figure 2.5: Représentation d'un convertisseur triphasé en tension / hexaphasé en courant
($L=3, C=6$)

Les états des interrupteurs étant précisés sur la figure, les niveaux de conversion sont obtenus par la formule (1.7) :

$$[M] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{correspondant à} \quad \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = [M] \cdot \begin{bmatrix} is_1 \\ is_2 \\ is_3 \\ is_4 \\ is_5 \end{bmatrix}.$$

Par les relations (2.14), (2.9) et (2.12), la matrice de conversion complète a pour expression :

$$[\tilde{F}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \cdot [M] \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Elle exprime les conversions entre courants selon :

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = [\tilde{F}] \cdot \begin{bmatrix} is_1 \\ is_2 \\ is_3 \\ is_4 \\ is_5 \\ is_6 \end{bmatrix}.$$

Pour obtenir la matrice de connexion, il faut trouver une relation équivalente à la deuxième ligne de $[\tilde{F}]$ et ne contenant pas de terme négatif. En écrivant $i_2 = -is_1 - is_2 - is_3 = is_4 + is_5 + is_6$, on détermine une expression équivalente de la conversion de i_2 qui conduit à l'expression de $[F]$:

$$[F] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Dans le cas général, $[F]$ s'obtient en ajoutant 1 à tous les éléments des lignes de $[\tilde{F}]$ qui contiennent au moins un terme négatif.

Nous ne sommes pas parvenus à trouver une formulation mathématique simple de la détection de ces valeurs négatives. L'unique formulation heuristique porte une influence sur la réalisation pratique car il ne sera possible d'effectuer cette détection que par une méthode de tri programmé impliquant une réalisation informatique.

Dans le cadre général de la synthèse des fonctions de connexion, une autre méthode beaucoup plus générale est présentée dans le paragraphe suivant.

2.2.2) Une méthode générale

En suivant une démarche de complexité progressive, nous commençons par prouver qu'il n'existe pas de relation linéaire permettant de générer $[F]$ à partir de la connaissance de $[M]$. Par défaut, nous détaillons la procédure d'obtention de l'unique relation linéaire approchée qui génère les fonctions de connexion $[\tilde{F}]$ les plus proches de $[F]$. Pour y parvenir, l'utilisation du calcul matriciel permet de généraliser cette méthode à des convertisseurs de dimension quelconque.

Ensuite, il apparaît inéluctable d'introduire une relation non linéaire qui appliquée sur $[\tilde{F}]$, génère les fonctions de connexion exacte $[F]$. Cette relation non linéaire est caractérisée par sa classe encore appelée forme (seuil, hystérésis...) et ses paramètres (valeur du seuil, largeur de l'hystérésis, ...). Le problème de la détermination d'une relation permettant de trouver les fonctions de connexion à partir de la connaissance des fonctions de conversion va donc admettre des solutions multiples dépendantes à la fois de la classe de la relation à établir et de la valeur des paramètres associés à cette classe. Le choix d'une relation non linéaire est avant tout conditionné par la simplicité de sa mise en oeuvre.

Pour prouver qu'il n'existe pas de relation linéaire permettant de générer $[F]$ à partir de la connaissance de $[M]$, nous regroupons tous les courants convertis dans le vecteur unique $[I]$. Pour cela, on « concatène » le vecteur contenant les $(L-1)$ courants convertis de l'équation (1.8) avec l'expression (1.11) du courant i_L . Ceci conduit à :

$$\begin{bmatrix} i_I \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{(L-1)} \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & 0 & \dots & 0 \\ 0 & & & \\ \vdots & & & \\ 0 & \dots & 0 & I \\ -I & \dots & \dots & -I \end{bmatrix} \cdot [M^I] \cdot \begin{bmatrix} is_I \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ is_{(C-1)} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Cette équation est écrite sous forme réduite en utilisant la matrice de passage [Q] :

$$\boxed{[I] = [Q] \cdot [M^I] \cdot \begin{bmatrix} is_I \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ is_{(C-1)} \end{bmatrix}} \quad (2.16)$$

On peut effectuer le même type de transformation sur la matrice de connexion [F] en prenant en compte la relation (1.6) :

$$is_C = -[I \dots I] \cdot \begin{bmatrix} is_I \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ is_{(C-1)} \end{bmatrix}$$

dans la formule (1.3): $[I] = [F] \cdot [Is]$.

On obtient alors :

$$[I] = [F] \cdot \begin{bmatrix} I & 0 & \dots & 0 \\ 0 & & & \\ \vdots & & & \\ 0 & \dots & 0 & I \\ -I & \dots & \dots & -I \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} is_I \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ is_{(C-1)} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Dans cette relation, apparaît une seconde matrice de passage [R] qui a pour dimension (C)x(C-1) et est définie par :

$$\begin{array}{c}
 \begin{array}{c} \text{(C)} \\ \updownarrow \\ [R] = \end{array}
 \begin{array}{c}
 \begin{array}{c} \left[\begin{array}{cccc}
 1 & 0 & \dots & 0 \\
 0 & \dots & \dots & 0 \\
 \vdots & \dots & \dots & \vdots \\
 0 & \dots & 0 & 1 \\
 -1 & \dots & \dots & -1
 \end{array} \right] \\
 \begin{array}{c} \leftarrow \text{(C-1)} \rightarrow \end{array}
 \end{array}
 \end{array}
 \end{array}
 \quad (2.18)$$

et, le vecteur des courants convertis a pour expression :

$$\begin{array}{c}
 \begin{array}{c} \left[\begin{array}{c} i_{s1} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{s(C-1)} \end{array} \right] \\
 \left[I \right] = [F] \cdot [R] \cdot
 \end{array}
 \end{array}
 \quad (2.19)$$

L'identification des deux relations (2.2) et (2.5) conduit à l'égalité entre $[M^I]$ et $[F]$:

$$\boxed{[Q] \cdot [M^I] = [F] \cdot [R]} \quad (2.20)$$

Ce système est linéaire, de variables connues et contenues dans $[Q] \cdot [M^I]$ et de variables inconnues et contenues dans $[F]$. Etant donné que $[R]$ est une matrice rectangulaire de dimension $(C) \times (C-1)$, $[R]$ ne possède pas d'inverse et, par conséquent, le système n'a pas de solution exacte (au sens de la linéarité). Il n'existe donc pas de relation linéaire permettant de déterminer $[F]$ à partir de $[M^I]$.

Par défaut, nous allons chercher la relation linéaire générant $[\tilde{F}]$, la solution approchée de $[F]$ qui minimise l'écart " $[Q] \cdot [M^I] - [F] \cdot [R]$ " au sens des moindres-carrés. La solution à ce problème existe toujours, mais, n'est pas unique [ROT95].

Remarque: Sous forme générale, elle s'écrit: $[\tilde{F}] = [Q] \cdot [M] \cdot [R]^+ + ([I] - [R]^+ \cdot [R]) \cdot \zeta$, où $[R]^+$ est la pseudo-inverse de $[R]$ (2.24), $[I]$ est la matrice unité, et ζ est quelconque.

Nous donnons ci-après la solution particulière $[\tilde{F}]$ qui minimise la norme de $[F]$.

Dans ces conditions, la résolution de $[Q] \cdot [M] = [\tilde{F}] \cdot [R]$, où $[\tilde{F}]$ est l'inconnue, consiste à considérer l'erreur quadratique :

$$\rho([\tilde{F}]) = ([Q] \cdot [M] - [\tilde{F}] \cdot [R])^T \cdot ([Q] \cdot [M] - [\tilde{F}] \cdot [R]) \quad (2.21)$$

La matrice $[\tilde{F}]$ minimisant $\rho([\tilde{F}])$, est la matrice $[\tilde{F}]$ qui annule $\frac{\partial \rho([\tilde{F}])}{\partial [\tilde{F}]}$ définie par :

$$\frac{\partial \rho([\tilde{F}])}{\partial [\tilde{F}]} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \rho}{\partial \tilde{f}_{11}} & \cdot & \cdot & \cdot & \frac{\partial \rho}{\partial \tilde{f}_{1C}} \\ \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & & & & \cdot \\ \frac{\partial \rho}{\partial \tilde{f}_{L1}} & \cdot & \cdot & \cdot & \frac{\partial \rho}{\partial \tilde{f}_{LC}} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$\frac{\partial \rho([\tilde{F}])}{\partial [\tilde{F}]} = 0$ conduit à :

$$[\tilde{F}] = [Q] \cdot [M] \cdot ([R]^T \cdot [R])^{-1} \cdot [R]^T \quad (2.23)$$

Le terme $([R]^T \cdot [R])^{-1} \cdot [R]^T$ est une expression de la pseudo inverse encore appelée inverse généralisée [ISR74]. Elle est conventionnellement notée :

$$[R]^+ = ([R]^T \cdot [R])^{-1} \cdot [R]^T \quad (2.24)$$

Il faut maintenant vérifier que la matrice $([R]^T \cdot [R])$ est inversible quelle que soit sa dimension. Puisque le dernier vecteur horizontal de la matrice $[R]$ (formule (2.18)) est une combinaison linéaire de tous les autres, le rang maximal de la matrice $[R]$ est de $(C-1)$. La matrice $([R]^T \cdot [R])$ est donc de dimension $(C-1) \times (C-1)$ et de rang maximal égal à $(C-1)$. Cette propriété prouve que $([R]^T \cdot [R])$ n'est pas singulière, c'est à dire que son déterminant n'est jamais nul quelle que soit la valeur de C . Par conséquent, elle possède une matrice inverse.

La relation (2.23) est donc l'unique relation linéaire définissant la matrice $[\tilde{F}]$ qui est "la plus proche" de la matrice de connexion $[F]$ au sens des moindres-carrés.

La matrice exacte $[F]$ est déterminée en appliquant sur $[\tilde{F}]$ une transformation non-linéaire appelée $POS(\dots)$ et exprimant le fait que $[F]$ ne contient que des éléments nuls ou égaux à 1 :

$$\begin{cases} POS(\tilde{f}_{lc}) = 0 & \text{si } MIN(\tilde{f}_{lc}) \leq \tilde{f}_{lc} \leq 0 \\ POS(\tilde{f}_{lc}) = 1 & \text{si } 0 < \tilde{f}_{lc} \leq MAX(\tilde{f}_{lc}) \end{cases} \quad (2.25)$$

La relation (2.25) dimensionne la classe des fonctions non-linéaires $POS(\tilde{f}_{lc})$ utilisables pour générer $[F]$. Sur les intervalles $]-\infty, MIN(\tilde{f}_{lc})[$ et $]MAX(\tilde{f}_{lc}), +\infty[$, $POS(\tilde{f}_{lc})$ peut avoir une forme quelconque, cette caractéristique laisse place à une très large classe de fonctions non-linéaires $POS(\tilde{f}_{lc})$.

Parmi toutes les solutions possibles, on peut retenir la fonction $POS(\tilde{f}_{lc})$ de la variable réelle \tilde{f}_{lc} définie par :

$$\begin{aligned} POS(\tilde{f}_{lc}) &= 0 \text{ si } \tilde{f}_{lc} \leq 0 \\ POS(\tilde{f}_{lc}) &= 1 \text{ si } 0 < \tilde{f}_{lc} \end{aligned}$$

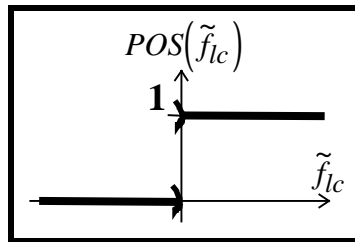


Figure 2.6: Représentation de la fonction $POS(\tilde{f}_{lc})$

Ce choix est alors indépendant du convertisseur étudié et cette fonction peut être utilisée quelle que soit la dimension de la matrice de connexion.

On généralise cette fonction non-linéaire aux matrices de fonctions en notant :

$$POS([\tilde{F}]) = \begin{bmatrix} POS(\tilde{f}_{11}) & \cdot & \cdot & \cdot & POS(\tilde{f}_{1C}) \\ \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & & & & \cdot \\ POS(\tilde{f}_{L1}) & \cdot & \cdot & \cdot & POS(\tilde{f}_{LC}) \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

où $POS([\tilde{F}])$ est une fonction matricielle consistant à appliquer sur tous les éléments \tilde{f}_{lc} de la matrice $[\tilde{F}]$ la fonction non-linéaire (scalaire) $POS(\tilde{f}_{lc})$.

Appliquée sur la formule (2.23), cette transformation non-linéaire conduit à :

$$\boxed{[F] = POS\left([Q] \cdot [M] \cdot ([R]^T \cdot [R])^{-1} \cdot [R]^T\right)} \quad (2.27)$$

On peut remarquer que le passage par les fonctions de commutation est facultatif dans la détermination de $[F]$ à partir de $[M]$ ($[M] \neq [0]$).

Les fonctions de commutation se déterminent à partir des fonctions de connexion

(formule (2.4)) selon $[FC] = [F]^T \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ L \end{bmatrix}$. En remplaçant le terme $[F]$ par l'expression (2.27),

on trouve :

$$\boxed{[FC] = POS\left(\left([Q] \cdot [M] \cdot ([R]^T \cdot [R])^{-1} \cdot [R]^T\right)^T\right) \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ L \end{bmatrix}} \quad (2.28)$$

La solution proposée consiste à appliquer la transformation non-linéaire ayant des propriétés particulières que nous avons précédemment exprimées, sur une combinaison linéaire de fonctions de conversion. Par cette méthode, l'ensemble de toutes les solutions possibles pour cette classe de relations a été déterminé (2.25) grâce à l'utilisation du formalisme relatif à la théorie des matrices.

Remarque : A l'inverse, on pourrait envisager d'appliquer une relation linéaire sur une transformation non-linéaire de la matrice de conversion $[M]$. D'un point de vue formel, ces solutions restent à déterminer pour réaliser une étude complète de la synthèse des fonctions de connexion. D'un point de vue pratique, ces autres solutions conduisent peut être à des facilités au niveau de leur conception technologique. Cette seconde caractéristique constitue l'intérêt essentiel d'une telle étude et devra servir de guide dans l'exploration future du large domaine des relations non-linéaires envisageables.

2.3) La matrice de conversion est nulle

On considère maintenant le cas où toutes les fonctions de conversion sont nulles ; c'est à dire le cas où toutes les sources de courant sont court-circuitées et toutes les sources de tension en circuit ouvert.

Pour obtenir une matrice de conversion nulle, il faut que tous les interrupteurs d'une ligne soient fermés, les autres étant ouverts. Ceci sera obtenu en **rendant égales les C fonctions de commutation à une même valeur** (formule (2.6)). Notons β , la valeur entière ($\beta \in \{1, \dots, L\}$) qui correspond à l'indice de la ligne où toutes les fonctions de connexion sont unitaires. Ce qui s'écrit :

$$\begin{bmatrix} FC_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ FC_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta \\ \cdot \\ \cdot \\ \beta \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Cette relation ne peut être utilisée que lorsque toutes les fonctions de conversion sont nulles. Cette condition exclusive peut être introduite en multipliant le second membre de l'expression précédente par un terme qui est unitaire si $[M]=[0]$ et nul si au moins une fonction de conversion est unitaire (-1 ou 1). Une interpolation polynomiale sur les fonctions de conversion permet de déterminer une expression générale de ce terme conditionnel. Les fonctions de commutation ont alors pour expression :

$$\boxed{[FC] = \left(\prod_{l=1, c=1}^{(L-1), (C-1)} |m_{lc}^l| - 1 \right) \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \cdot \\ \cdot \\ \beta \end{bmatrix}, \text{ avec } \beta \in \{1, \dots, L\}} \quad (2.30)$$

Dans le cas où $[M]=[0]$, pour établir l'interdépendance des interrupteurs situés sur une même ligne de la matrice, le passage par les fonctions de commutation dans la détermination des fonctions de connexion à partir des fonctions de conversion s'avère obligatoire pour introduire la variable externe β permettant l'inversion indirecte de $\mathbf{R}_{F,M}$.

Remarque : Lorsque tous les interrupteurs d'une ligne sont fermés, les grandeurs modulées sont nulles et les fonctions de conversion, par conséquent, le sont aussi et ceci quel que soit le mode de couplage des grandeurs électriques. Cette caractéristique sera utilisée dans la partie 5 de ce chapitre qui considère les conversions impliquant des grandeurs externes à la matrice de connexion.

2.4) Passage de la matrice de conversion à la matrice de commutation

Les deux expressions (2.28) et (2.30) de $[FC]$ possèdent la propriété de générer des valeurs numériques nulles lorsqu'elles sont appliquées à une matrice de conversion $[M]$ pour laquelle elles n'ont pas été définies. La somme de ces deux expressions permet donc d'obtenir une relation, valable quelle que soit $[M]$, entre fonctions de conversion et fonctions de commutation.

$$\begin{bmatrix} FC_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ FC_C \end{bmatrix} = POS \left(\left([Q] \cdot [M] \cdot ([R]^T \cdot [R])^{-1} \cdot [R]^T \right)^T \right) \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ L \end{bmatrix} + \left(\prod_{l=1, c=1}^{(L-1), (C-1)} \|m_{lc}^I\| - 1 \right) \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \beta \end{bmatrix}$$

(2.31)

Le graphe informationnel de cette relation est représenté figure 2.7.

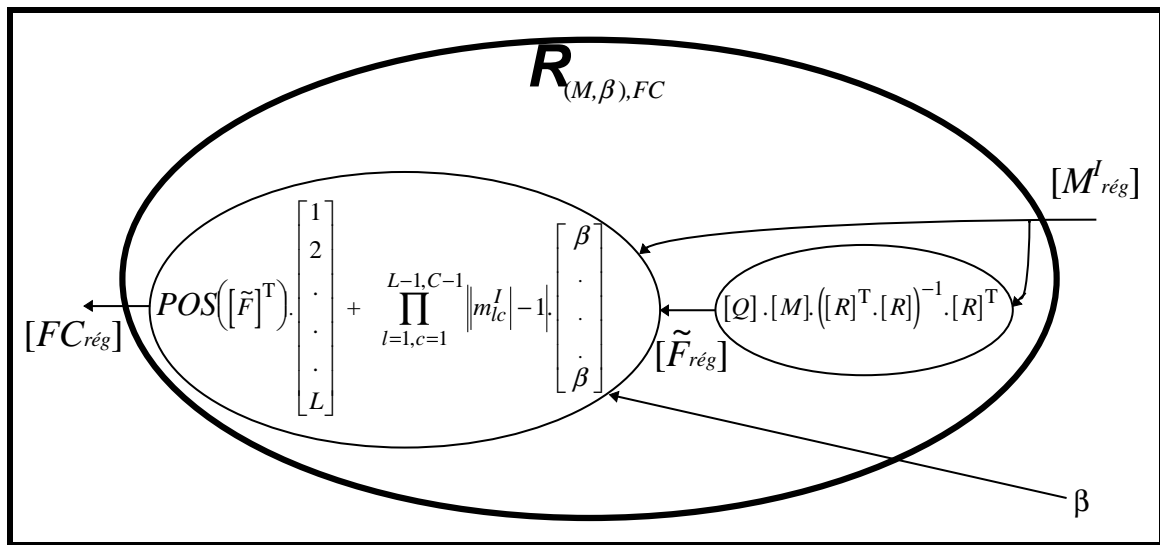


Figure 2.7: Graphe informationnel de $R_{(M, \beta), FC}$

3) Conversion des tensions

Les tensions converties, représentées figure 2.1, sont liées aux tensions issues des sources selon :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u_{(C-1)} \end{bmatrix} = [M^U] \cdot \begin{bmatrix} us_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ us_{(L-1)} \end{bmatrix}$$

On a montré dans le Chapitre 1 que la matrice de conversion des tensions et la matrice de conversion des courants sont rendues équivalentes par la transformation matricielle (I.15) :

$$[M^U] = [M^I]^T.$$

Dès lors, les fonctions de connexion peuvent être déterminées à partir de la matrice de conversion des tensions en appliquant sur celle-ci une transposition et en utilisant les relations établies précédemment. Ce résultat est illustré figure 2.8.

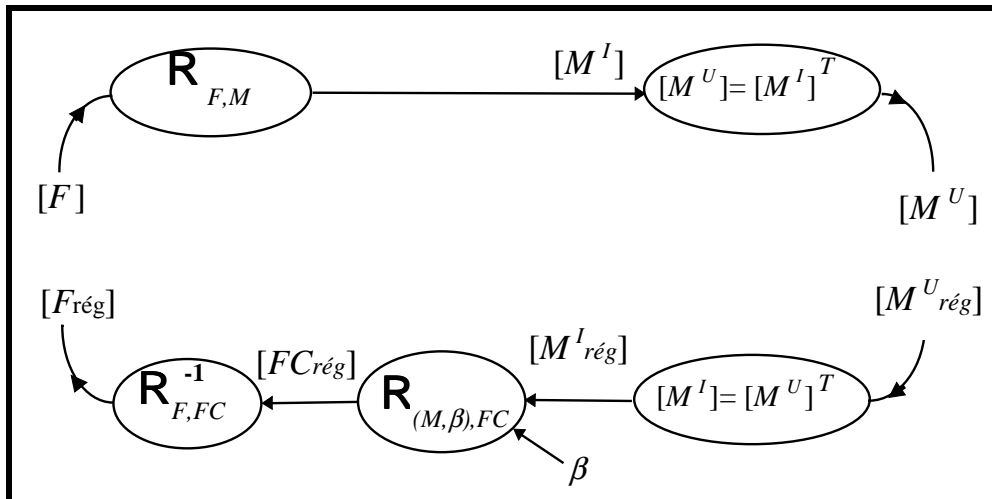


Figure 2.8 : Détermination des fonctions de connexion à partir des fonctions de conversion des tensions

4) Application aux convertisseurs usuels

Nous allons maintenant appliquer les relations théoriques obtenues sur trois exemples de structures usuelles

4.1) Transformation monophasée / monophasée

4.1.1) Représentation

La représentation générale des convertisseurs matriciels et les notations associées conduisent à la figure 2.9 respective à un convertisseur monophasé / monophasé.

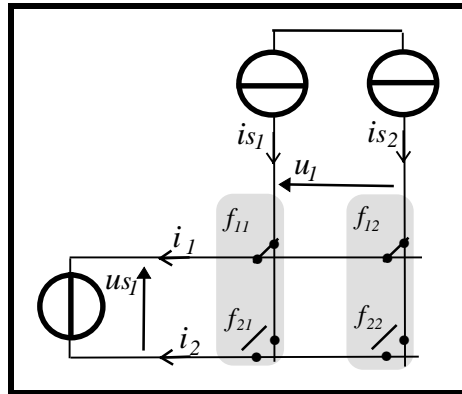


Figure 2.9: Représentation du convertisseur monophasé / monophasé

4.1.2) Génération des connexions

A partir de la représentation du convertisseur, on sait qu'il faut faire correspondre aux deux colonnes de la matrice de connexion deux fonctions de commutation dont leurs indices sont les numéros de chaque colonne : FC_1 et FC_2 .

La matrice de connexion possédant deux lignes, chaque fonction de commutation possédera deux valeurs numériques correspondant à l'indice de la ligne où se trouve l'interrupteur fermé.

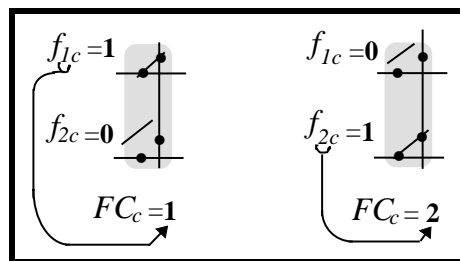


Figure 2.10: Codage des fonctions de commutation

A l'inverse, à partir de la connaissance de la valeur (1 ou 2) des fonctions de commutation, on détermine les valeurs binaires des fonctions de connexion qui constituent la relation $R_{FC,F}$ dont une description est donnée par le tableau 2.1.

FC_1	f_{11}	f_{21}	FC_2	f_{12}	f_{22}
1	1	0	1	1	0
2	0	1	2	0	1

Tableau 2.1: Correspondance entre les fonctions de connexion et les fonctions de commutation

4.1.3) Conversion des courants

Les courants sont convertis selon la relation (1.3) du chapitre I : $[I] = [F] \cdot [Is]$. Etant donné que le convertisseur est monophasé en tension ($L=2$) / monophasé en courant ($C=2$), la matrice $[F]$ est donc une matrice (2x2) qui s'écrit :

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} is_1 \\ is_2 \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

On fait apparaître la matrice de conversion en agrégeant d'une composante les vecteurs courant :

$$[i_l] = [M^I] \cdot [is_l] \quad (2.33)$$

La matrice de conversion est alors une matrice contenant une seule fonction de conversion notée m , $[M^I] = [m_{11}^I] = m$. Les valeurs numériques de $[M^I]$ sont trouvées directement en appliquant la formule (1.9), d'où

$$[m_{11}^I] = \left[\left(f_{11} - f_{12} \right) \right] \quad (2.34)$$

Ces valeurs figurent dans le tableau 2.2.

FC_1	FC_2	f_{11}	f_{21}	f_{12}	f_{22}	M^I
1	1	1	0	1	0	0
1	2	1	0	0	1	1
2	1	0	1	1	0	-1
2	2	0	1	0	1	0

Tableau 2.2: Valeurs numériques de $[M^I]$

Pour déterminer les fonctions de commutation à partir de la matrice de conversion des courants, on applique la formule générale (2.31) :

$$[FC] = POS \left(\left([Q] \cdot [M^I] \cdot ([R]^T \cdot [R])^{-1} \cdot [R]^T \right)^T \right) \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ L \end{bmatrix} + \left(\prod_{l=1, c=1}^{(L-1), (C-1)} \|m_{lc}^I\| - 1 \right) \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \beta \end{bmatrix} \text{ avec}$$

$\beta \in \{1, \dots, L\}$. Pour $L=2$ et $C=2$, cette relation devient :

$$\begin{bmatrix} FC_1 \\ FC_2 \end{bmatrix} = \left[POS \left([Q] \cdot [M] \cdot ([R]^T \cdot [R])^{-1} \cdot [R]^T \right) \right]^T \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix} + \|m\|-1 \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \beta \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

avec $\beta \in \{1, 2\}$.

La matrice $[Q]$ est de dimension (2×1) et est définie par (2.12). La matrice $[R]$ est de dimension (2×1) et est définie par (2.18), soit :

$$[Q] = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \quad [R] = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

En remplaçant les matrices $[Q]$ et $[R]$ par leurs valeurs, (2.35) se développe selon :

$$\begin{bmatrix} FC_1 \\ FC_2 \end{bmatrix} = \left[POS \left(\begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \cdot [M] \cdot \left([1 \quad -1] \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \right)^{-1} \cdot [1 \quad -1] \right) \right]^T \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix} + \|m\|-1 \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \beta \end{bmatrix}.$$

$$\begin{bmatrix} FC_1 \\ FC_2 \end{bmatrix} = \left[POS \left(\begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \cdot [M] \cdot \frac{1}{2} \cdot [1 \quad -1] \right) \right]^T \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix} + \|m\|-1 \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \beta \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} FC_1 \\ FC_2 \end{bmatrix} = POS \left(\frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} m & -m \\ -m & m \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix} + \|m\|-1 \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \beta \end{bmatrix}$$

d'où:

$$\begin{array}{l} FC_1 = POS\left(\frac{1}{2}.m\right) + 2.POS\left(-\frac{1}{2}.m\right) + \beta.\|m\|-1 \\ FC_2 = POS\left(-\frac{1}{2}.m\right) + 2.POS\left(\frac{1}{2}.m\right) + \beta.\|m\|-1 \end{array} \quad (2.37)$$

Vérification : En remplaçant m par les valeurs $\{-1, 0, 1\}$, on trouve pour les fonctions de commutation les valeurs représentées dans le tableau 4.3.

m	$POS((0.5).m)$	$POS(-(0.5).m)$	FC_1	FC_2
-1	0	1	2	1
0	0	0	β	β
1	1	0	1	2

Tableau 2.3: Valeurs numériques des fonctions de commutation générées

En résumé, la figure 2.11 donne une représentation schématique de l'obtention des fonctions de connexion à partir de la fonction de conversion.

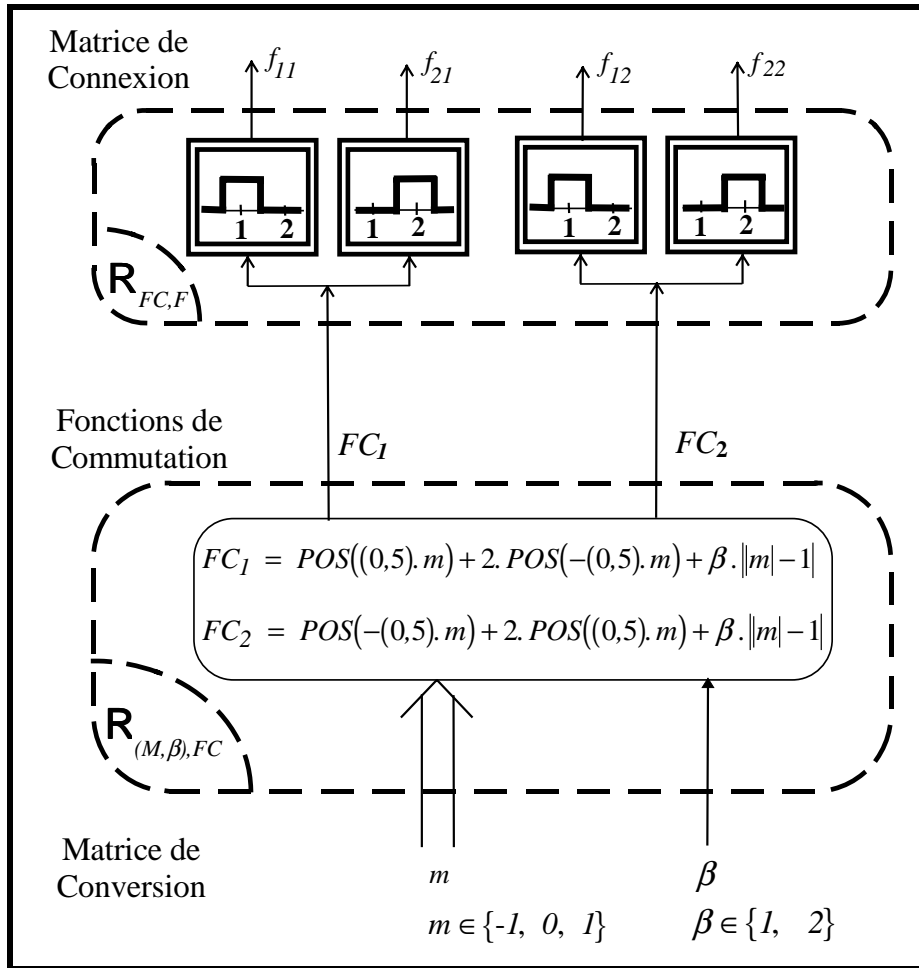


Figure 2.11: Passage de la matrice de conversion à la matrice de connexion

4.1.4) Conversion des tensions

Les conversions entre tensions composées sont données par la relation (1.15): $[u_I] = [M^U] \cdot [us_I]$ avec $[M^U] = [M^I]^T$. On a donc $[M^U] = m$ et :

$$\boxed{u_I = m \cdot us_I} \quad (2.38)$$

La matrice de conversion étant réduite à un scalaire, les fonctions de conversion des courants sont identiques aux fonctions de conversion des tensions. L'obtention des fonctions de connexion est, par conséquent, identique à la représentation schématique de la figure 2.11.

4.1.5) Détermination du paramètre β

4.1.5.1) Principe

Le graphe de causalité représenté figure 2.3 montre que la variable β est un paramètre dont la valeur n'influe pas sur les fonctions de conversion et reste au choix de l'utilisateur. Cette valeur, qui est un entier naturel appartenant à $\{1, \dots, L\}$, sélectionne la ligne d'interrupteurs à fermer pour générer une matrice de conversion nulle. Ce degré de liberté peut être utilisé de façon à minimiser le nombre de commutations et à répartir ainsi les contraintes sur l'ensemble des interrupteurs.

Les séquences où ce choix de β intervient (état intermédiaire : $[FC_1 FC_2]=[\beta \beta]$) sont caractérisées par une matrice de conversion $[M]=[0]$ et s'insèrent donc entre la réalisation de deux matrices de conversion non nulles ($[FC_1 FC_2]=[\text{état de départ}]$ et $[FC_1 FC_2]=[\text{état d'arrivée}]$). Le nombre de commutations qui en découle est, par conséquent, la somme des nombres de commutation lors du passage de l'état de départ à l'état intermédiaire puis, de l'état intermédiaire à l'état d'arrivée. Connaissant l'état de départ et l'état d'arrivée, on peut en déduire la valeur de β (état intermédiaire) générant la séquence comportant le nombre minimal de commutations.

La démarche consiste d'abord à dénombrer les commutations lors du passage de l'état de départ à l'état intermédiaire puis lors du passage de l'état intermédiaire à l'état d'arrivée. On en déduit alors le nombre de commutations nécessaire à la réalisation d'une séquence complète de l'état de départ à l'état d'arrivée. Enfin, dans le cas où plusieurs valeurs de β conduisent à un nombre de commutations équivalent, l'optimisation de la valeur de β peut porter sur la répartition des commutations des interrupteurs au sein de la matrice.

4.1.5.2) Passage de $[M] \neq [0]$ à $[M]=[0]$

On désigne par état, les valeurs numériques prises par le vecteur $[FC_1 FC_2]$. Le vecteur $[FC_1 FC_2]$ présente 4 états.

La distance de Hamming entre les états des fonctions de commutation est une mesure du nombre de commutations nécessaires lors du passage d'un état $[FC_1 FC_2]$ à un autre. On rappelle que la distance de Hamming entre deux états est le nombre de valeurs numériques différentes entre ces deux états. Par exemple, la distance de Hamming entre $[1 2]$ et $[1 1]$ est de 1 car une seule des fonctions de commutation a changé de valeur.

Etant donné qu'il existe deux valeurs possibles pour β , le nombre de commutations effectuées lors du passage d'un état de départ quelconque $[FC_1 FC_2]$ à l'état $[\beta \beta]$ peut varier. Pour recenser le nombre de commutations, on construit un tableau, possédant deux paramètres d'entrée : les états $[\beta \beta]$ correspondant à $[M]=[0]$ et les états de départ. Dans chaque case, on inscrit la distance de Hamming entre les états correspondants.

Etats de départ \ [β β]	[1 1]	[2 2]
[1 2]	1	1
[2 1]	1	1

Tableau 2.4: Distance de Hamming par rapport aux états [β β]

Ce tableau montre que : **Pour un convertisseur monophasé / monophasé, le paramètre β n’influe pas sur le nombre de commutations effectuées lors du passage entre deux états.**

4.1.5.3) Etude d’une séquence

Les séquences étudiées comportant systématiquement l’état intermédiaire [β β], elles sont notées ([état de départ], [état d’arrivée]). Par exemple, la séquence correspondante à la succession des états : [1 2] puis [2 2], puis [1 2] sera notée ([1 2], [1 2]).

En additionnant la distance de Hamming lors de chaque passage entre états, on constate immédiatement que le nombre de commutations nécessaires à l’intérieur d’une séquence est égal à 2 quelle que soit la valeur de β.

4.1.5.4) Répartition des commutations

La valeur de β n’a pas d’influence sur le nombre de commutations à réaliser au cours d’une séquence. En revanche, un choix judicieux permet de répartir ces commutations sur les différents interrupteurs mis en oeuvre.

Considérons la réalisation de deux séquences successives comportant chacune deux commutations ; au total, quatre commutations sont à répartir sur les deux cellules. On peut imposer ces commutations à une seule cellule, soit les répartir sur les deux. La première option conduit à maintenir constante la valeur de β, la deuxième consiste à alterner la valeur de β.

La figure 2.12 montre que sur l’exemple choisi, les interrupteurs f_{12} et f_{22} ne changent pas d’état et assurent une fonction d’aiguillage ($[M] \geq 0$) tandis que les interrupteurs f_{11} et f_{21} réalisent la modulation. En revanche, sur la figure 2.13, les fonctions d’aiguillage et de modulation sont échangées entre les deux cellules de commutation : ceci a pour effet de répartir les commutations sur les interrupteurs. Cette méthode, qualifiée habituellement de commande décalée, permet par cette particularité d’introduire un rapport 2 entre la fréquence de commutation et la fréquence de modulation.

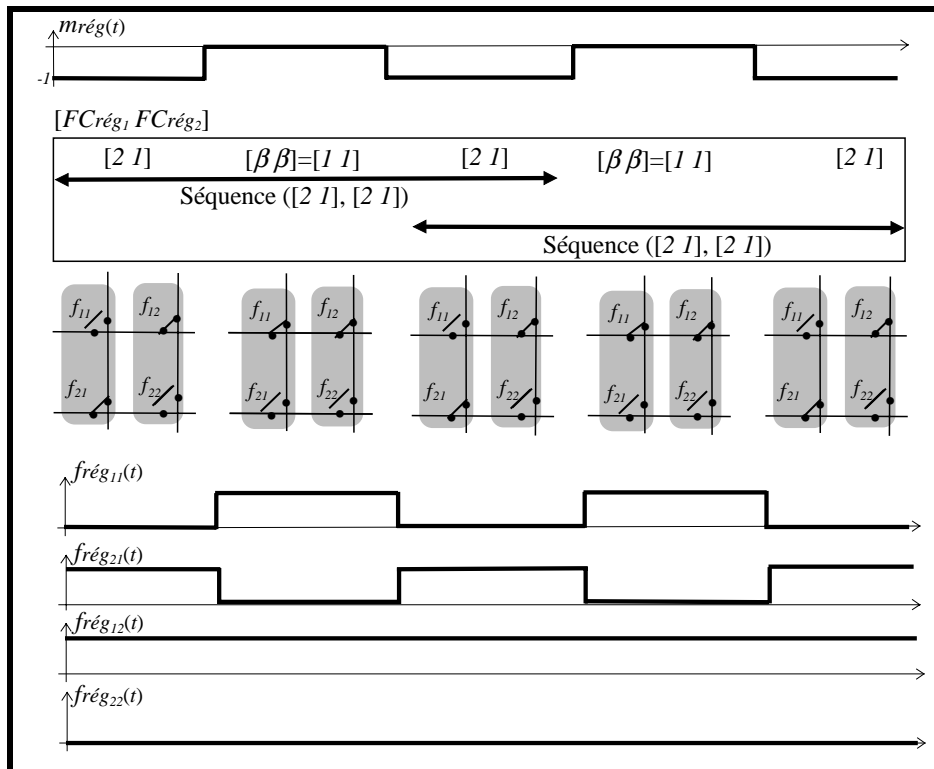


Figure 2.12: Etats des interrupteurs lors d'une répétition de la séquence $[2 1]$ avec β fixé à 1

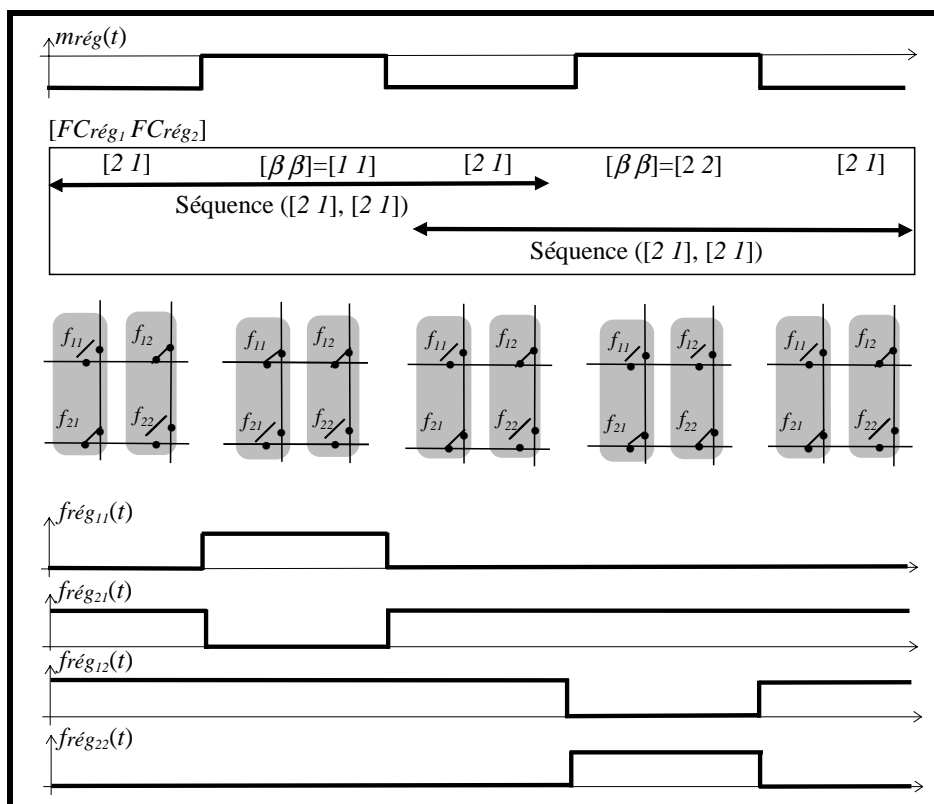


Figure 2.13: Exemple d'une répétition de la séquence $[2 1]$ avec variation de β

4.2) Transformation monophasée / triphasée

4.2.1) Transformation monophasée en tension / triphasée en courant

4.2.1.1) Représentation

Le convertisseur étudié dans cette partie est un convertisseur monophasé en tension / triphasé en courant. La représentation générale des convertisseurs matriciels et les notations associées conduisent à la figure 2.14.

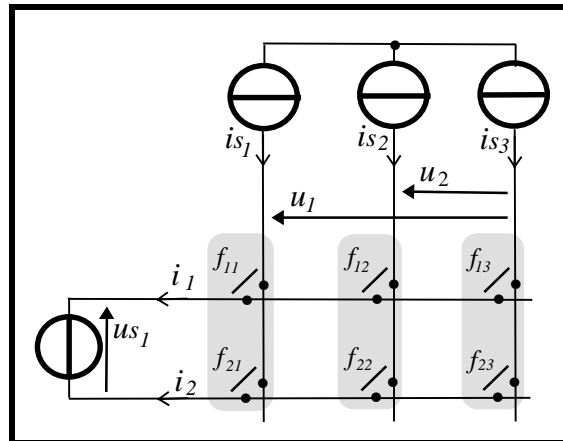


Figure 2.14: Représentation du convertisseur monophasé en tension / triphasé en courant ($L=2 / C=3$)

4.2.1.2) Génération des connexions

Le convertisseur monophasé en tension / triphasé en courant possède trois cellules de commutation à deux interrupteurs. Le tableau 2.5 récapitule les valeurs des fonctions de commutation correspondant aux différentes valeurs des fonctions de connexion.

FC_1	f_{11}	f_{21}	FC_2	f_{12}	f_{22}	FC_3	f_{13}	f_{23}
1	1	0	1	1	0	1	1	0
2	0	1	2	0	1	2	0	1

Tableau 2.5: Valeurs des fonctions de connexion générées

A l'inverse, la connaissance des fonctions de commutation permet la détermination des valeurs binaires des fonctions de connexion par la relation 2.5. Ces résultats, qui constituent la relation $R_{FC,F}$, sont rassemblés dans le tableau 2.6 .

FC_1	FC_2	FC_3	f_{11}	f_{21}	f_{12}	f_{22}	f_{13}	f_{23}
1	1	1	1	0	1	0	1	0
1	1	2	1	0	1	0	0	1
1	2	1	1	0	0	1	1	0
1	2	2	1	0	0	1	0	1
2	1	1	0	1	1	0	1	0
2	1	2	0	1	1	0	0	1
2	2	1	0	1	0	1	1	0
2	2	2	0	1	0	1	0	1

Tableau 2.6: Correspondances entre les fonctions de commutation et les fonctions de connexion

4.2.1.3) Conversion des courants

Les courants issus des sources sont convertis selon la relation (1.3) : $[I] = [F] \cdot [Is]$ qui, appliquée à ce convertisseur, donne :

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & f_{13} \\ f_{21} & f_{22} & f_{23} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} is_1 \\ is_2 \\ is_3 \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

La matrice de conversion est obtenue en agrégeant d'une composante les vecteurs $[I]$ et $[Is]$:

$$[i_I] = [M^I] \cdot \begin{bmatrix} is_1 \\ is_2 \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

La matrice de conversion possède donc deux éléments qui sont les deux fonctions de conversion de ce convertisseur :

$$[i_I] = [m_{11} \quad m_{12}] \cdot \begin{bmatrix} is_1 \\ is_2 \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

Ces éléments dépendent des fonctions de connexion selon la relation (1.9) :

$$[m_{11} \quad m_{12}] = \left[\left(f_{11} - f_{13} \right) \quad \left(f_{12} - f_{13} \right) \right] \quad (2.42)$$

Les valeurs numériques des fonctions de conversion sont donc liées aux fonctions de connexion et figurent dans le tableau 2.7.

FC_1	FC_2	FC_3	f_{11}	f_{21}	f_{12}	f_{22}	f_{13}	f_{23}	m_{11}^I	m_{12}^I
1	1	1	1	0	1	0	1	0	0	0
1	1	2	1	0	1	0	0	1	1	1
1	2	1	1	0	0	1	1	0	0	-1
1	2	2	1	0	0	1	0	1	1	0
2	1	1	0	1	1	0	1	0	-1	0
2	1	2	0	1	1	0	0	1	0	1
2	2	1	0	1	0	1	1	0	-1	-1
2	2	2	0	1	0	1	0	1	0	0

Tableau 2.7: Détermination des valeurs numériques des fonctions de conversion des courants

Puisqu'elles sont à valeurs ternaires, il existe neuf couples de valeurs possibles pour ces fonctions de conversion. Le tableau 2.7 ci-dessus, ne fait apparaître que sept combinaisons physiquement réalisables. En effet, les combinaisons (1, -1) et (-1, 1) ne sont pas compatibles avec la structure étudiée. Cette remarque prendra toute son importance lors de l'étude du modulateur (paragraphe 6).

Pour déterminer les fonctions de commutation à partir de la matrice de conversion des courants, la formule (2.31) est utilisée :

$$[FC] = POS \left(\left([Q] \cdot [M^I] \cdot ([R]^T \cdot [R])^{-1} \cdot [R]^T \right)^T \right) \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ L \end{bmatrix} + \left(\prod_{l=1, c=1}^{(L-1), (C-1)} \|m_{lc}^I\| - 1 \right) \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \beta \end{bmatrix}.$$

Avec les valeurs $L=2$ et $C=3$, on obtient :

$$\begin{bmatrix} FC_1 \\ FC_2 \\ FC_3 \end{bmatrix} = \left[POS \left([Q] \cdot [M^I] \cdot ([R]^T \cdot [R])^{-1} \cdot [R]^T \right) \right]^T \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix} + \|m_{11}^I\| - 1 \cdot \|m_{12}^I\| - 1 \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \beta \\ \beta \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

La matrice $[Q]$ définie par (2.12) est de dimension (2x1). La matrice $[R]$ définie par (2.18) est de dimension (3x2).

$$[Q] = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \quad [R] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

En remplaçant ces matrices par leur valeur dans (2.43), on trouve :

$$\begin{bmatrix} FC_1 \\ FC_2 \\ FC_3 \end{bmatrix} = \left[POS \left(\begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \cdot [m_{11} \ m_{12}] \cdot \left(\begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \right)^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \right) \right]^T \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix} + \|m_{11}|-1\| \cdot \|m_{12}|-1\| \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \beta \\ \beta \end{bmatrix}$$

Le calcul conduit aux expressions suivantes :

$$\begin{aligned} FC_1 &= POS\left(\frac{2}{3} \cdot m_{11} - \frac{1}{3} \cdot m_{12}\right) + 2 \cdot POS\left(-\frac{2}{3} \cdot m_{11} + \frac{1}{3} \cdot m_{12}\right) + \beta \cdot \|m_{11}|-1\| \cdot \|m_{12}|-1\| \\ FC_2 &= POS\left(-\frac{1}{3} \cdot m_{11} + \frac{2}{3} \cdot m_{12}\right) + 2 \cdot POS\left(\frac{1}{3} \cdot m_{11} - \frac{2}{3} \cdot m_{12}\right) + \beta \cdot \|m_{11}|-1\| \cdot \|m_{12}|-1\| \\ FC_3 &= POS\left(-\frac{1}{3} \cdot m_{11} - \frac{1}{3} \cdot m_{12}\right) + 2 \cdot POS\left(\frac{1}{3} \cdot m_{11} + \frac{1}{3} \cdot m_{12}\right) + \beta \cdot \|m_{11}|-1\| \cdot \|m_{12}|-1\| \end{aligned} \quad (2.45)$$

Vérification: Cette relation peut être vérifiée en remplaçant les deux fonctions de conversion $[m_{11} \ m_{12}]$ par leurs sept valeurs numériques physiquement réalisables. Le tableau suivant détaille les opérations établissant FC_1 .

m_{11}^I	m_{12}^I	$\left(\frac{2}{3} \cdot m_{11} - \frac{1}{3} \cdot m_{12}\right)$	$POS\left(\frac{2}{3} \cdot m_{11} - \frac{1}{3} \cdot m_{12}\right)$	FC_1
0	0	0	0	β
1	1	1/3	1	1
0	-1	1/3	1	1
1	0	2/3	1	1
-1	0	-2/3	-1	2
0	1	-1/3	-1	2
-1	-1	-1/3	-1	2
0	0	0	0	β

Tableau 2.8: Valeurs générées pour la fonction de commutation FC_1

La figure 2.15 résume la procédure d'obtention des fonctions de connexion à partir des fonctions de conversion.

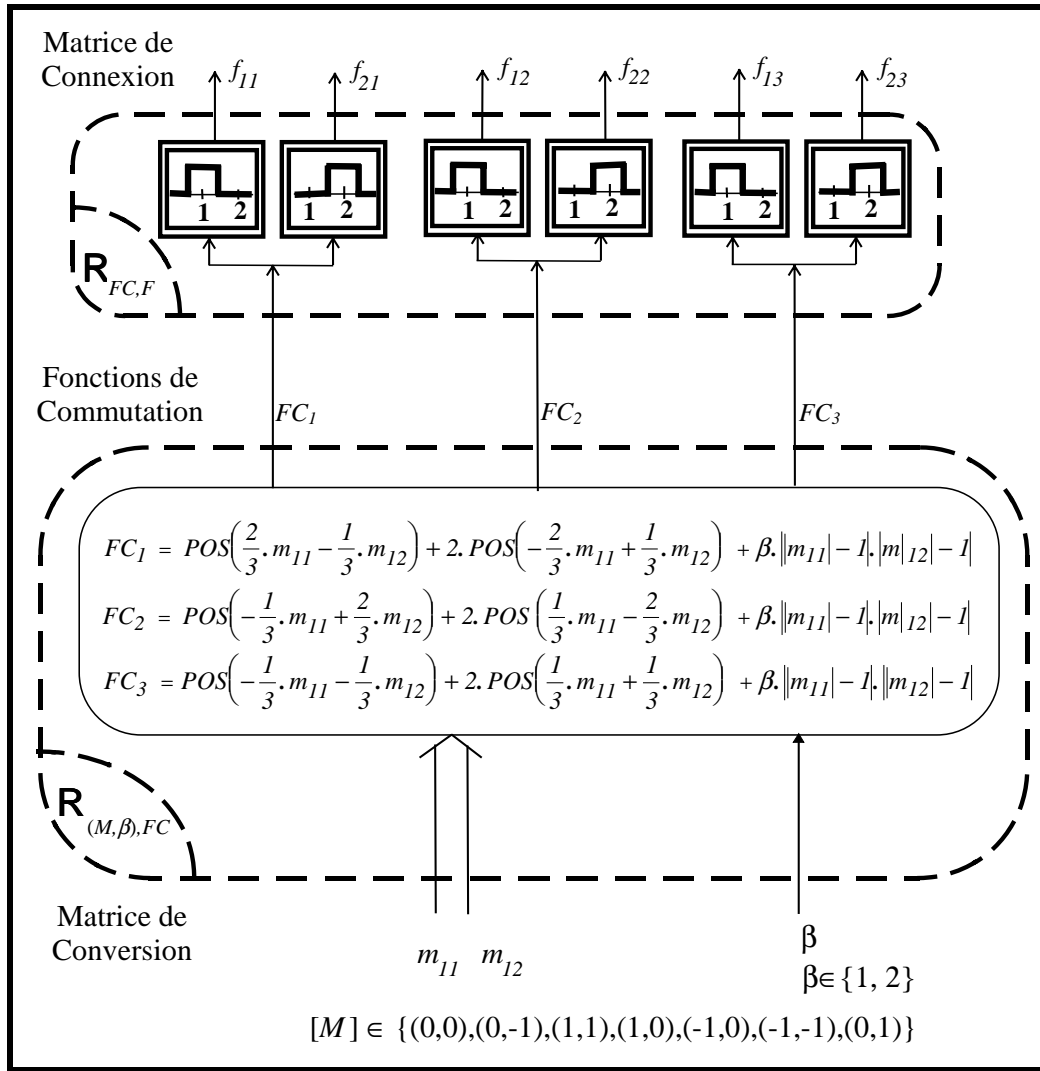


Figure 2.15: Passage de la matrice de conversion à la matrice de connexion

4.2.1.4) Conversion des tensions

Les conversions entre tensions composées sont exprimées par la relation (1.15) :

$$[U] = [M^U] \cdot [U_s]. \text{ On a donc :}$$

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11}^U \\ m_{21}^U \end{bmatrix} \cdot [u_{s1}] \quad (2.46)$$

A partir de la relation $[M^U] = [M^I]^T = [M]^T$, on peut écrire l'équation précédente comme :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} \\ m_{12} \end{bmatrix} \cdot [u_{s1}] \quad (2.47)$$

L'obtention des fonctions de connexion est, par conséquent, identique à la représentation schématique de la figure 2.15 à la condition de poser $[m_{11}^U] = [m_{11}^I]$ et $[m_{21}^U] = [m_{12}^I]$.

4.2.1.5) Détermination du paramètre β

4.2.1.5.1) Passage de $[M] \neq [0]$ à $[M] = [0]$

Pour minimiser le nombre de commutations, on suit une procédure identique à celle utilisée pour le cas du convertisseur monophasé / monophasé (paragraphe 4.1.5) .

Pour dénombrer les commutations nécessaires au passage d'un état de départ à $[M] = [0]$, on construit un tableau (voir tableau 2.9) possédant comme paramètres d'entrée les deux états $[\beta \beta \beta]$ correspondant à $[m_{11} m_{12}] = [0 0]$ et l'ensemble des états correspondant à $[m_{11} m_{12}] \neq [0 0]$. Dans chaque case, on inscrit la distance de Hamming entre états.

		$[m_{11} m_{12}] = [0 0]$	
		$[\beta \beta \beta]$	$[2 2 2]$
$[FC_1 FC_2 FC_3]$		$[1 1 1]$	$[2 2 2]$
$[m_{11} m_{12}] \neq [0 0]$	$[1 1 2]$	1	2
	$[1 2 1]$	1	2
	$[1 2 2]$	2	1
	$[2 1 1]$	1	2
	$[2 1 2]$	2	1
	$[2 2 1]$	2	1

Tableau 2.9: Distance de Hamming entre états

Contrairement à la structure monophasée / monophasée, le tableau montre que, selon la valeur de β choisie, le nombre de commutations effectuées est variable lors d'un passage $[M] \neq [0]$ à $[M] = [0]$.

4.2.1.5.2) Etude d'une séquence

A partir du tableau 2.9, on calcule le nombre de commutations nécessaires à l'exécution d'une séquence de trois états (contenant l'état $[\beta \beta \beta]$ comme état intermédiaire), en additionnant les nombres de commutations respectifs aux passages des états de départ aux

états intermédiaires et des états intermédiaires aux états d'arrivée. Le premier chiffre de chaque case est relatif au passage par l'état [1 1 1], le deuxième au passage par l'état [2 2 2].

Etat d'arrivée \ Etat de départ	[1 1 2]	[1 2 1]	[1 2 2]	[2 1 1]	[2 1 2]	[2 2 1]
[1 1 2]	2,4	2,4	3,3	2,4	3,3	3,3
[1 2 1]	2,4	2,4	3,3	2,4	3,3	3,3
[1 2 2]	3,3	3,3	4,2	3,3	4,2	4,2
[2 1 1]	2,4	2,4	3,3	2,4	3,3	3,3
[2 1 2]	3,3	3,3	4,2	3,3	4,2	4,2
[2 2 1]	3,3	3,3	4,2	3,3	4,2	4,2

Tableau 2.10: Nombre de commutations dans les séquences élémentaires

Ce tableau montre que le choix de β a une incidence sur le nombre de commutations lors de certaines séquences. Pour celles-ci, on fixe la valeur de β de manière à obtenir un nombre minimal de commutations. Pour les autres, le tableau récapitulatif au choix de β fait apparaître les deux valeurs possibles.

Etat d'arrivée \ Etat de départ	[1 1 2]	[1 2 1]	[1 2 2]	[2 1 1]	[2 1 2]	[2 2 1]
[1 1 2]	1	1	1,2	1	1,2	1,2
[1 2 1]	1	1	1,2	1	1,2	1,2
[1 2 2]	1,2	1,2	2	1,2	2	2
[2 1 1]	1	1	1,2	1	1,2	1,2
[2 1 2]	1,2	1,2	2	1,2	2	2
[2 2 1]	1,2	1,2	2	1,2	2	2

Tableau 2.11: Valeurs de β conduisant à un nombre minimal de commutations dans chaque séquence

4.2.1.5.3) Répartition des commutations

Il reste au total 18 séquences pour lesquelles la valeur du paramètre β ne peut pas être fixée par un critère de minimisation du nombre de commutations. Lorsqu'une de ces 18 séquences est identifiée, on alterne la valeur de β de manière à répartir les commutations sur les deux lignes de la matrice de connexion, comme sur la structure monophasée / monophasée (paragraphe 4.1.5.4).

4.2.2) Transformation triphasée en tension / monophasée en courant

4.2.2.1) Représentation

La représentation générale des convertisseurs matriciels et les notations associées conduisent à la figure 2.16 respective au convertisseur triphasé en tension / monophasé en courant.

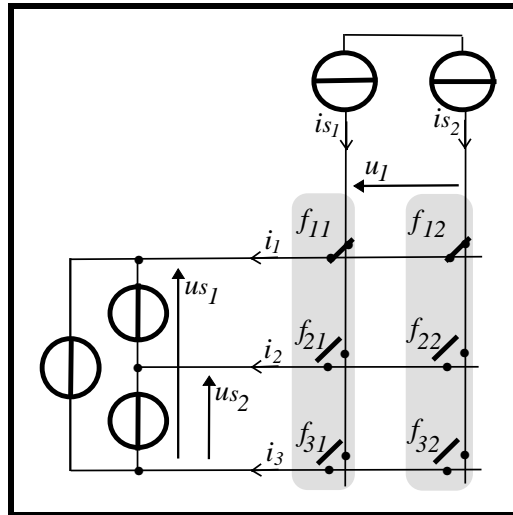


Figure 2.16: Représentation du convertisseur triphasé en tension / monophasé en courant ($L=3 / C=2$)

4.2.2.2) Génération des connexions

La matrice de connexion possédant trois lignes, les deux fonctions de commutation (respectives aux deux colonnes) prennent trois valeurs numériques correspondant à l'indice de la ligne où se trouve l'interrupteur fermé (figure 2.7).

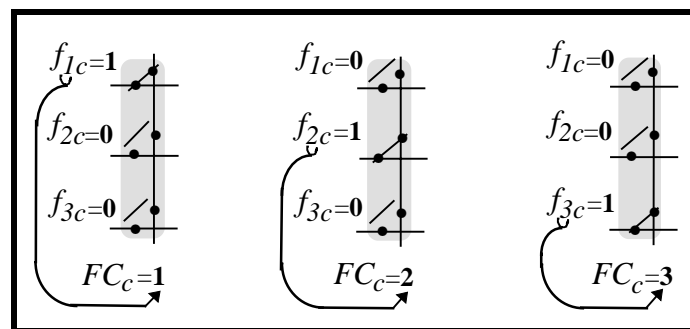


Figure 2.17: Codage des fonctions de commutation

Inversement, par ce codage, les valeurs binaires des fonctions de connexion sont liées aux valeurs des fonctions de commutation. Celles-ci constituent le domaine de variation de la matrice de connexion et figurent dans le tableau 2.12.

FC_1	f_{11}	f_{21}	f_{31}	FC_2	f_{12}	f_{22}	f_{32}
1	1	0	0	1	1	0	0
2	0	1	0	2	0	1	0
3	0	0	1	3	0	0	1

Tableau 2.12: Table de vérité des fonctions de connexion

4.2.2.3) Conversion des courants

Les trois courants convertis s'expriment selon la relation (1.3) du chapitre I : $[I] = [F].[Is]$. Etant donné que le convertisseur est triphasé en tension ($L=3$) / monophasé en courant ($C=2$), la matrice $[F]$ est donc une matrice (3x2) :

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \\ f_{31} & f_{32} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} is_1 \\ is_2 \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

On fait apparaître la matrice de conversion en écrivant :

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = [M^I] \cdot [is_1] \quad (2.49)$$

Les valeurs numériques de $[M^I]$ sont trouvées directement en appliquant la formule (1.9) :

$$[M^I] = \begin{bmatrix} (f_{11} - f_{12}) \\ (f_{21} - f_{22}) \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

Les valeurs ternaires des éléments de $[M^I]$ se déduisent de $[F]$ par la relation précédente et figurent dans le tableau 2.13.

FC_1	FC_2	f_{11}	f_{21}	f_{31}	f_{12}	f_{22}	f_{32}	m_{11}^I	m_{21}^I
1	1	1	0	0	1	0	0	0	0
1	2	1	0	0	0	1	0	1	-1
1	3	1	0	0	0	0	1	1	0
2	1	0	1	0	1	0	0	-1	1
2	2	0	1	0	0	1	0	0	0
2	3	0	1	0	0	0	1	0	1
3	1	0	0	1	1	0	0	-1	0
3	2	0	0	1	0	1	0	0	-1
3	3	0	0	1	0	0	1	0	0

Tableau 2.13: Valeurs numériques de $[M^I]$

On remarque que seules sept combinaisons physiquement réalisables parmi les neuf théoriquement possibles apparaissent dans ce tableau. Nous aurons l'occasion de revenir sur cette remarque lors du paragraphe 6 concernant les modulateurs.

Pour déterminer les fonctions de commutation à partir de la matrice de conversion des courants, on applique la formule (2.31) :

$$[FC] = POS \left(\left([Q] \cdot [M^I] \cdot ([R]^T \cdot [R])^{-1} \cdot [R]^T \right)^T \right) \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ L \end{bmatrix} + \left(\prod_{l=1, c=1}^{(L-1), (C-1)} \|m_{lc}^I\| - 1 \right) \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \beta \end{bmatrix} \quad \text{avec}$$

L=3 et C=2. D'où :

$$\begin{bmatrix} FC_1 \\ FC_2 \end{bmatrix} = \left[POS \left([Q] \cdot [M] \cdot ([R]^T \cdot [R])^{-1} \cdot [R]^T \right) \right]^T \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \end{bmatrix} + \|m_{11}\| - 1 \cdot \|m_{21}\| - 1 \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \beta \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

La matrice $[Q]$ est de dimension (3x2) et est définie par (2.12). La matrice $[R]$ est de dimension (2x1) et est définie par (2.18).

$$[Q] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \quad [R] = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

En remplaçant les matrices $[Q]$ et $[R]$ par leurs valeurs, (2.51) se développe selon :

$$\begin{bmatrix} FC_1 \\ FC_2 \end{bmatrix} = \left[POS \left(\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} m_{11} \\ m_{21} \end{bmatrix} \cdot \left([1 \ -1] \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \right)^{-1} \cdot [1 \ -1] \right) \right]^T \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \end{bmatrix} + \|m_{11}\| - 1 \cdot \|m_{21}\| - 1 \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \beta \end{bmatrix}$$

Le développement de cette expression [FRA95] conduit à :

$$\begin{array}{l} FC_1 = POS\left(\frac{1}{2} \cdot m_{11}\right) + 2 \cdot POS\left(\frac{1}{2} \cdot m_{21}\right) + 3 \cdot POS\left(-\frac{1}{2} \cdot m_{11} - \frac{1}{2} \cdot m_{21}\right) + \beta \cdot \|m_{11}\| - 1 \cdot \|m_{21}\| - 1 \\ FC_2 = POS\left(-\frac{1}{2} \cdot m_{11}\right) + 2 \cdot POS\left(-\frac{1}{2} \cdot m_{21}\right) + 3 \cdot POS\left(\frac{1}{2} \cdot m_{11} + \frac{1}{2} \cdot m_{21}\right) + \beta \cdot \|m_{11}\| - 1 \cdot \|m_{21}\| - 1 \end{array} \quad (2.53)$$

Vérification: Cette formule peut être vérifiée en remplaçant les couples $[m_{11} \ m_{21}]$ physiquement réalisables par leurs valeurs. Cette relation génère les valeurs correctes des fonctions de commutation (tableau 2.14).

m_{11}^I	m_{21}^I	$POS\left(\frac{1}{2}, m_{11}\right)$	$POS\left(\frac{1}{2}, m_{21}\right)$	$POS\left(-\frac{1}{2}, m_{11} - \frac{1}{2}, m_{21}\right)$	FC_1
0	0	0	0	0	β
1	-1	1	0	0	1
1	0	1	0	0	1
-1	1	0	1	0	2
0	0	0	0	0	β
0	1	0	1	0	2
-1	0	0	0	1	3
0	-1	0	0	1	3
0	0	0	0	0	β

 Tableau 2.14: Synthèse de la fonction de commutation FC_1

En regroupant les diverses relations utiles à la commande du convertisseur, nous obtenons la représentation schématique de la figure 2.18.

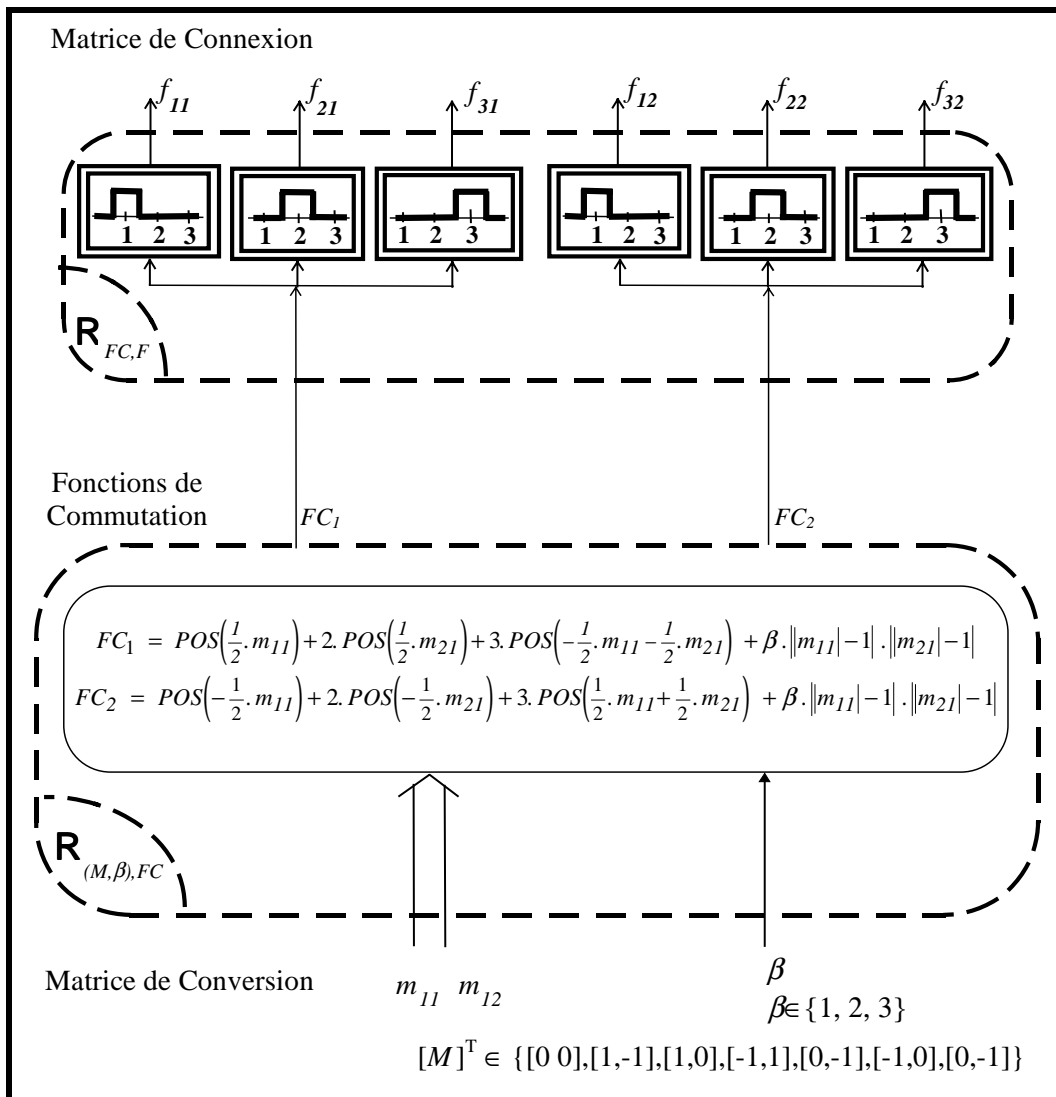


Figure 2.18: Détermination des fonctions de connexion à partir de la matrice de conversion

4.2.2.4) Conversion des tensions

La relation (1.15) exprime les conversions entre tensions composées :

$$[u_I] = \begin{bmatrix} m_{11}^U & m_{12}^U \end{bmatrix} \cdot [us_I] \tag{2.54}$$

A partir de la relation $[M^U] = [M^I]^T = [M]^T$, on peut écrire l'équation précédente comme :

$$[u_I] = \begin{bmatrix} m_{11}^U & m_{12}^U \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} us_1 \\ us_2 \end{bmatrix} \tag{2.55}$$

L'obtention des fonctions de connexion est identique à la représentation schématique de la figure 2.18 à la condition de poser $[m_{11}^U] = [m_{11}^I]$ et $[m_{12}^U] = [m_{21}^I]$.

4.2.2.5) Détermination du paramètre β

4.3.1.5.1) Passage de $[M] \neq 0$ à $[M] = 0$

A partir d'un état quelconque de $[FC_1 \ FC_2]^T$, trois possibilités existent ($\beta=1$ ou $\beta=2$ ou $\beta=3$) pour réaliser $\begin{bmatrix} m_{11} \\ m_{21} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$. Pour déterminer le nombre de commutations lors des passages entre états, on construit un tableau possédant comme paramètres d'entrée: les 3 états $[\beta \ \beta]$ correspondant à $\begin{bmatrix} m_{11} \\ m_{21} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ et tous les autres états. Dans chaque case, on inscrit la distance de Hamming entre états.

		$\begin{bmatrix} m_{11} \\ m_{21} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$		
		[1 1]	[2 2]	[3 3]
$\begin{bmatrix} m_{11} \\ m_{21} \end{bmatrix} \neq \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$[FC_1 \ FC_2]^T$			
	[1 2]	1	1	2
	[1 3]	1	2	1
	[2 1]	1	1	2
	[2 3]	2	1	1
	[3 1]	1	2	1
	[3 2]	2	1	1

Tableau 2.15: Distance de Hamming entre états

Ce tableau montre que : *Pour un convertisseur triphasé en tension / monophasé en courant, le nombre de commutations varie lors du passage d'un état quelconque correspondant à $[M] \neq [0]$ vers un état $[\beta \beta]$ correspondant à $[M] = [0]$.*

4.2.2.5.2) Etude des séquences

Le nombre de commutations nécessaires à l'exécution d'une séquence contenant l'état $[\beta \beta]$ est calculé à partir du tableau 2.16 comme pour les deux exemples précédents. Le premier chiffre de chaque case est relatif au passage par l'état $[1 1]$, le deuxième par l'état $[2 2]$ et troisième par l'état $[3 3]$.

Etat d'arrivée \ Etat de départ	[1 2]	[1 3]	[2 1]	[2 3]	[3 1]	[3 2]
[1 2]	2,2,4	2,3,3	2,2,4	3,2,3	2,3,3	3,2,3
[1 3]	2,3,3	2,4,2	2,3,3	3,3,2	2,4,2	3,3,2
[2 1]	2,2,4	2,3,3	2,2,4	3,2,3	2,3,3	3,2,3
[2 3]	3,2,3	3,3,2	3,2,3	4,2,2	3,3,2	4,2,2
[3 1]	2,3,3	2,4,2	2,3,3	3,3,2	2,4,2	3,3,2
[3 2]	3,2,3	3,3,2	3,2,3	4,2,2	3,3,2	4,2,2

Tableau 2.16: Nombre de commutations dans les séquences élémentaires

Pour chaque séquence (ou case), on fixe la valeur de β de manière à obtenir un nombre minimal de commutations (voir tableau 2.17). On conserve les différentes valeurs de β lorsque le choix de sa valeur n'a pas d'incidence sur le nombre de commutations.

Etat de départ \ Etat d'arrivée	[1 2]	[1 3]	[2 1]	[2 3]	[3 1]	[3 2]
[1 2]	1,2	1	1,2	2	1	2
[1 3]	1	1,3	1	3	1,3	3
[2 1]	1,2	1	1,2	2	1	2
[2 3]	2	3	2	2,3	3	2,3
[3 1]	1	1,3	1	3	1,3	3
[3 2]	2	3	2	2,3	3	2,3

Tableau 2.17: Valeurs de β conduisant à un nombre minimal de commutations dans chaque séquence

4.2.2.5.3) Répartition des commutations

Il reste 12 séquences pour lesquelles la valeur β n'est pas fixée. Lorsqu'une de ces 12 séquences est identifiée, on alterne la valeur de β de façon à répartir les commutations sur les deux lignes.

5) Généralisation à d'autres représentations des grandeurs électriques

5.1) Principe

Jusqu'à présent, les fonctions de conversion à partir desquelles on reconstruit la matrice de connexion $[F]$ caractérisent les transformations appliquées aux grandeurs électriques propres à la matrice d'interrupteurs, c'est à dire :

- les différences de potentiels entre lignes et les différences de potentiels entre colonnes, soit plus généralement les tensions composées
- les courants circulant dans les lignes et les courants circulant dans les colonnes, soit encore les courants en ligne.

L'objectif des deux paragraphes suivants est de poser les conversions (à effectuer) sous une forme permettant l'utilisation des résultats précédemment établis lorsque l'on considère, tout d'abord, les courants issus de sources câblées en polygone, puis, les tensions simples aux bornes des sources connectées en étoile.

5.2) Sources de courant en polygone

Conformément à la représentation de la figure 2.19, les courants polygonaux sont notés: $j_{s1}, j_{s2}, \dots, j_{sC}, \dots, j_{sC}$.

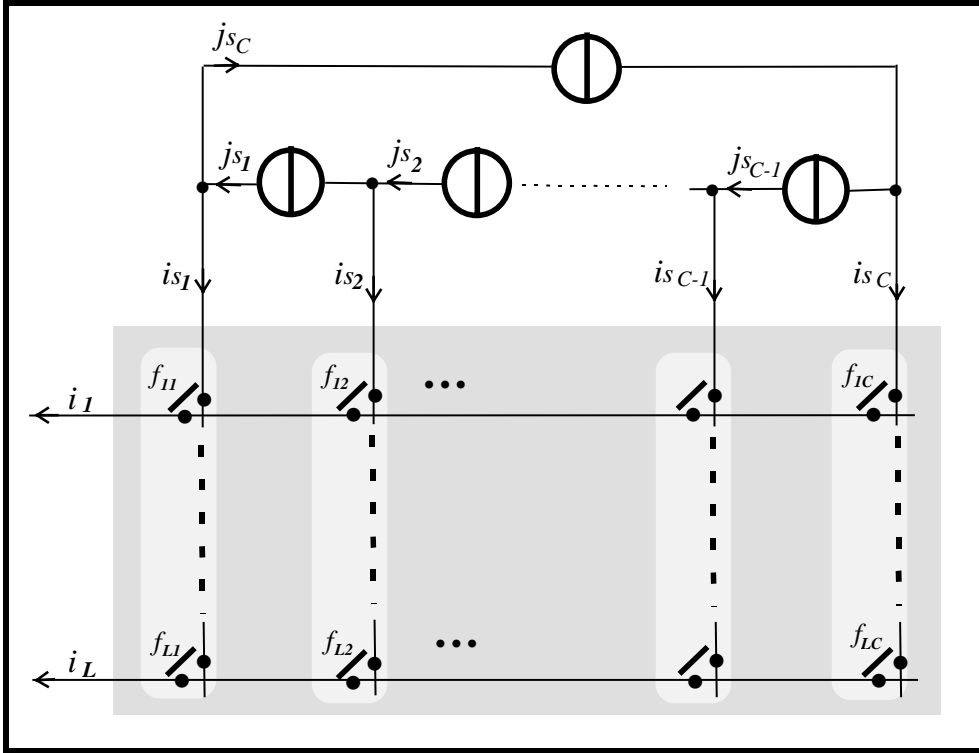


Figure 2.19: Représentation des courants polygonaux

L'étude présentée ci-dessous consiste à déterminer une nouvelle matrice de conversion $\left(\left[M^{I,Js} \right] \right)$ exprimant les conversions effectuées entre les courants polygonaux (j_{s_c}) et les courants de ligne (i_l).

Les $(C-1)$ composantes de $[Is]$ (dont seule la connaissance est nécessaire) s'expriment en fonction des courants polygonaux selon la relation matricielle :

$$\begin{bmatrix} i_{s1} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{sC-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \dots & 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} j_{s1} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ j_{sC} \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

Cette relation matricielle définit la matrice $[S]$ de dimension $(C-1) \times C$.

$$[S] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

qui conduit à :

$$\begin{bmatrix} is_1 \\ \vdots \\ is_{C-1} \end{bmatrix} = [S] \cdot [J_s] \quad (2.58)$$

La matrice de conversion, exprimant les courants de lignes (i_l) à partir de la connaissance des courants polygonaux (j_{s_c}), est déterminée en remplaçant (2.58) dans (1.8) :

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_{(L-1)} \end{bmatrix} = [M^I] \cdot \begin{bmatrix} is_1 \\ \vdots \\ is_{(C-1)} \end{bmatrix} \text{ . On obtient alors :}$$

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_{(L-1)} \end{bmatrix} = [M^I] \cdot [S] \cdot [J_s] \quad (2.59)$$

De cette relation, on déduit une expression générale des conversions effectuées entre courants polygonaux et courants convertis :

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_{(L-1)} \end{bmatrix} = [M^{I, J_s}] \cdot [J_s] \quad (2.60)$$

avec
$$\boxed{[M^{I,Js}] = [M^I] \cdot [S]} \quad (2.61)$$

Inversement, pour obtenir $[M^I]$ à partir de $[M^{I,Js}]$, on multiplie (à droite) cette expression par $[S^T]$ pour faire apparaître le terme $[S] \cdot [S^T]$ qui est une matrice carrée de rang maximal (C-1). Cette matrice est donc inversible et la matrice de conversion des courants est donc déterminée selon :

$$\boxed{[M^I] = [M^{I,Js}] \cdot [S^T] \cdot ([S] \cdot [S^T])^{-1}} \quad (2.62)$$

Cette propriété nous permet de déterminer les fonctions de connexion en utilisant les résultats précédemment établis.

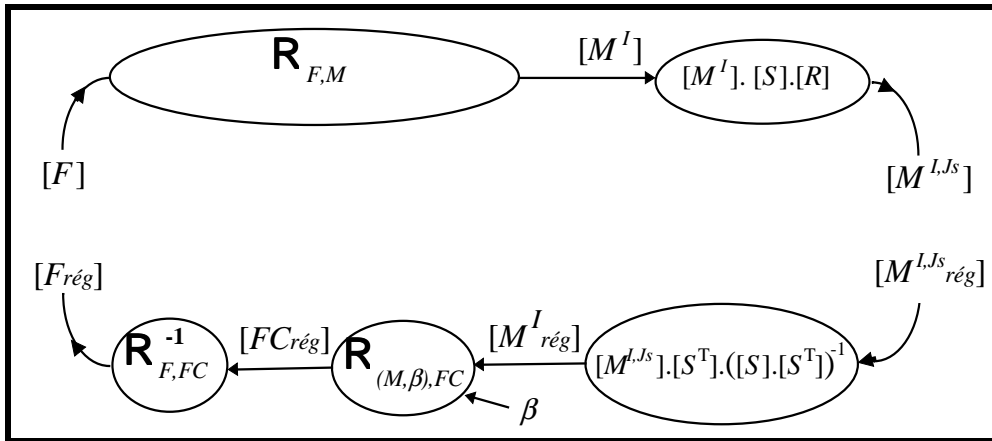


Figure 2.20: Obtention des fonctions de commutation lorsque les sources de courant sont connectées en polygone

5.3) Conversion de sources de courant triphasées polygonales

Dans ce paragraphe, l'exemple d'un convertisseur dont les sources de courant sont connectées en polygone, nous permet d'appliquer la méthode exposée dans le paragraphe précédent. Les grandeurs courants nécessaires à cette étude sont représentées sur la figure 2.21.

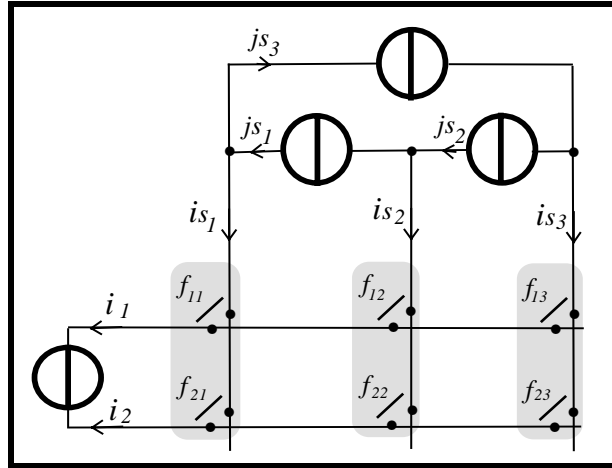


Figure 2.21: Représentation des courants polygonaux pour un convertisseur monophasé en tension / triphasé en courant

La relation (2.60) permet d'écrire $[i_I] = [M^{I,Js}] \cdot \begin{bmatrix} js_1 \\ js_2 \\ js_3 \end{bmatrix}$ avec $[M^{I,Js}] = [M^I] \cdot [S]$.

A partir de la définition de $[S]$ (relation (2.57)) et de $[R]$, on trouve :

$$[M^{I,Js}] = [m_{11} \quad m_{12}] \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\boxed{\begin{bmatrix} m_{11}^{I,Js} & m_{12}^{I,Js} & m_{13}^{I,Js} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (m_{11} - m_{12}) & m_{12} & -m_{11} \end{bmatrix}} \quad (2.63)$$

Les différents niveaux de conversion trouvés pour $[M^{I,Js}]$ figurent dans le tableau 2.18.

m_{11}^I	m_{12}^I	$m_{11}^{I,Js}$	$m_{12}^{I,Js}$	$m_{13}^{I,Js}$
0	0	0	0	0
1	1	0	1	-1
0	-1	1	-1	0
1	0	1	0	-1
-1	0	-1	0	1
0	1	-1	1	0
-1	-1	0	-1	1
0	0	0	0	0

Tableau 2.18: Equivalence entre fonctions de conversion

Inversement, à partir de la connaissance des niveaux de conversion entre courants modulés et courants polygonaux, on détermine les niveaux de conversion existant entre courants de ligne et courants polygonaux (grandeurs internes à la matrice de connexion) à partir de la relation : $[M^I] = [M^{I,Js}] \cdot [S^T] \cdot ([S] \cdot [S^T])^{-1}$.

$$[m_{I1} \quad m_{I2}] = [M^{I,Js}] \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \left(\begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \right)^{-1}$$

$$[m_{I1} \quad m_{I2}] = [M^{I,Js}] \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix}$$

$$\boxed{[m_{I1}^I \quad m_{I2}^I] = \left[\frac{1}{3} \cdot (m_{I1}^{I,Js} + m_{I2}^{I,Js} - 2 \cdot m_{I3}^{I,Js}) \quad \frac{1}{3} \cdot (-m_{I1}^{I,Js} + 2 \cdot m_{I2}^{I,Js} - m_{I3}^{I,Js}) \right]} \quad (2.64)$$

5.4) Sources de tension en étoile

Les tensions composées appliquées aux lignes de la matrice de connexion peuvent être issues de sources de tension câblées en étoile (figure 2.22).

Les tensions aux bornes de ces sources, appelées tensions simples, sont notées:

$v_{s1}, v_{s2}, \dots, v_{sb}, \dots, v_{sL}$.

Aucune hypothèse n'est émise sur ces sources : elles peuvent être d'amplitude, de pulsation et de phase quelconques. Ces caractéristiques sont à considérer à un niveau de commande supérieur correspondant à l'élaboration de l'asservissement \mathbf{R}_{ass} (chapitre I figure 1.14).

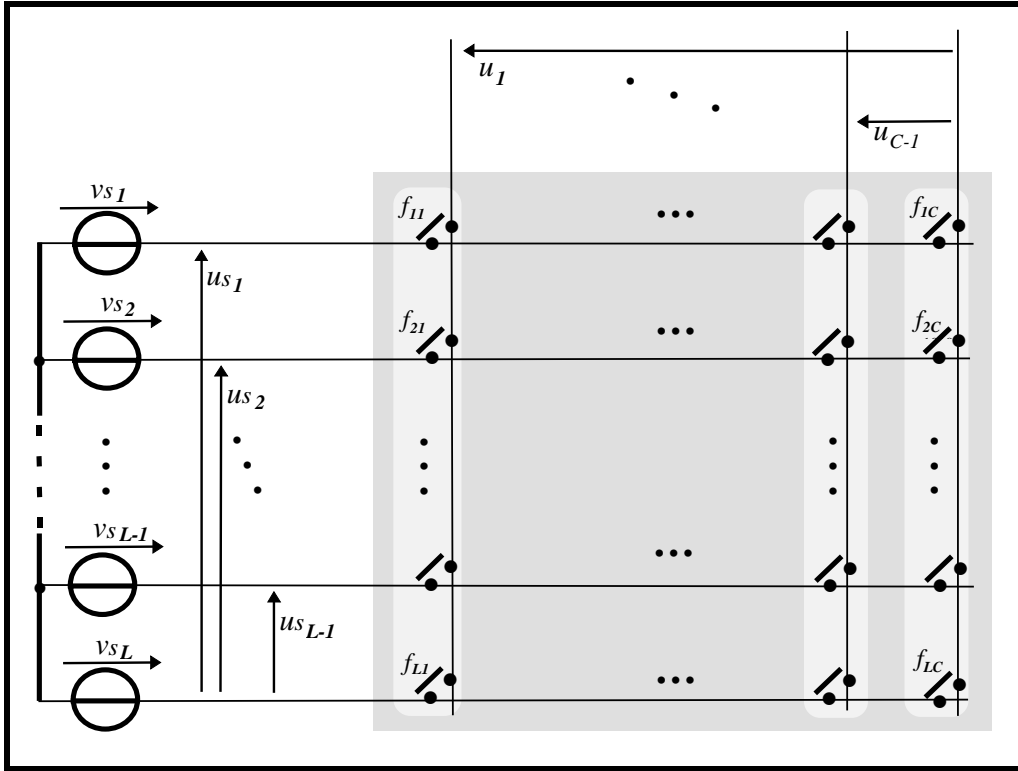


Figure 2.22: Représentation des sources de tension câblées en étoile

L'objectif de cette étude est de définir la matrice de conversion $\left(\left[M^{U, V_s} \right] \right)$ qui lie les tensions composées (u_c) aux tensions simples (v_{s_l}) issues des sources. Nous établissons, ensuite, une relation permettant de générer la matrice de connexion à partir de la connaissance de $\left[M^{U, V_s} \right]$.

Les tensions composées issues de $[U_s]$, dépendent des tensions simples par la relation matricielle :

$$\begin{bmatrix} u_{s1} \\ \vdots \\ u_{s(L-1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & -1 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & 0 & -1 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{s1} \\ \vdots \\ v_{sL} \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

On retrouve la matrice de passage $[Q]$ définie dans le paragraphe 2.2.1 (relation 2.12).

$$\begin{bmatrix} u_{s1} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u_{s(L-1)} \end{bmatrix} = [Q]^T \cdot \begin{bmatrix} v_{s1} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ v_{sL} \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

En remplaçant cette expression dans la formule (1.15)

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u_{(C-1)} \end{bmatrix} = [M^U] \cdot \begin{bmatrix} u_{s1} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u_{s(L-1)} \end{bmatrix},$$

nous obtenons l'expression des conversions effectuées sur les tensions simples :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u_{(C-1)} \end{bmatrix} = [M^U] \cdot [Q]^T \cdot \begin{bmatrix} v_{s1} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ v_{sL} \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

Cette expression permet de déterminer les niveaux de conversion entre tensions simples et tensions composées, et, est réécrite comme :

$$\boxed{\begin{bmatrix} u_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u_{(C-1)} \end{bmatrix} = [M^{U,Vs}] \cdot \begin{bmatrix} v_{s1} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ v_{sL} \end{bmatrix}} \quad (2.68)$$

avec

$$\boxed{[M^{U,Vs}] = [M^U] \cdot [Q]^T} \quad (2.69)$$

Pour déterminer les fonctions de connexion à partir de la connaissance de $[M^{U,Vs}]$ (à partir des résultats précédents), il est nécessaire, dans un premier temps, de déterminer $[M^U]$.

En multipliant l'expression (2.69) par $[Q]$, on fait apparaître le terme $[Q]^T \cdot [Q]$ qui est une matrice carrée de rang maximal $(L-1)$. Cette matrice possède une inverse et l'obtention de $[M^U]$ est immédiate :

$$\boxed{[M^U] = [M^{U,Vs}] \cdot [Q] \cdot ([Q]^T \cdot [Q])^{-1}} \quad (2.70)$$

La détermination des fonctions de connexion se résume par la représentation schématique de la figure 2.23.

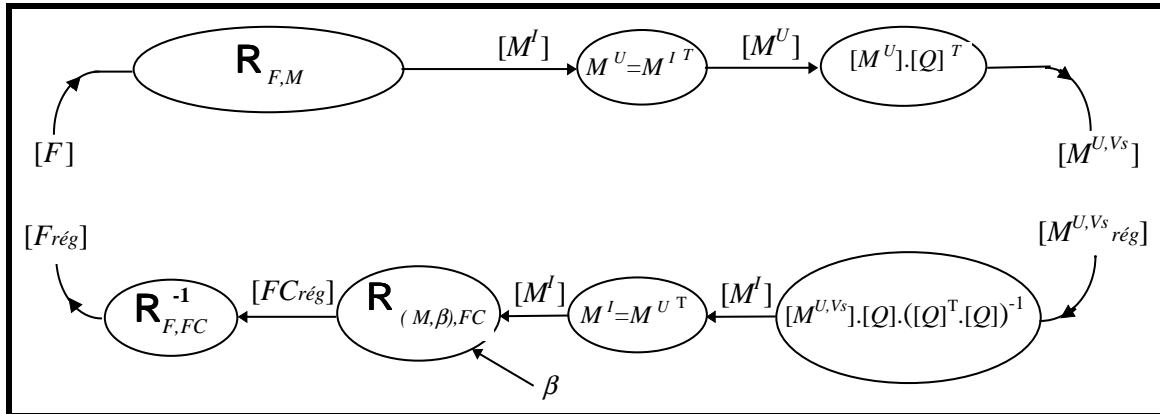


Figure 2.23: Obtention des fonctions de connexion à partir de conversions exprimées entre tensions simples et tensions composées

5.5) Conversion de sources de tension triphasées en étoile

On considère, dans cet exemple, les conversions effectuées entre les tensions simples aux bornes des sources triphasées de tension connectées en étoile et la tension appliquée à la source de courant monophasée.

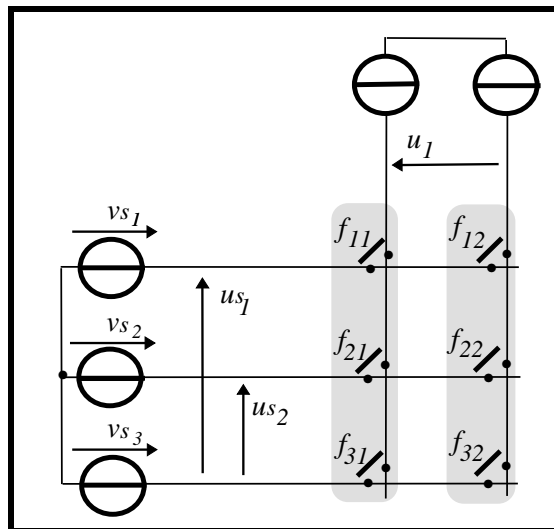


Figure 2.24: Représentation des tensions simples pour un convertisseur triphasé en tension / monophasé en courant

Ces conversions sont exprimées par la relation (2.68) : $[u_I] = [M^{U, Vs}] \cdot \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix}$ avec

$[M^{U, Vs}] = [M^U] \cdot [Q]^T$. En remplaçant $[Q]$ par sa valeur, nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} m_{11}^{U,Vs} & m_{12}^{U,Vs} & m_{13}^{U,Vs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11}^U & m_{12}^U \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}$$

$$\boxed{\begin{bmatrix} m_{11}^{U,Vs} & m_{12}^{U,Vs} & m_{13}^{U,Vs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11}^U & m_{12}^U & (-m_{11}^U - m_{12}^U) \end{bmatrix}} \quad (2.71)$$

A partir de cette expression, on détermine les valeurs numériques des conversions effectuées entre les tensions simples aux bornes des sources câblées en étoile.

FC_1	FC_2	f_{11}	f_{21}	f_{31}	f_{12}	f_{22}	f_{32}	m_{11}^I	m_{21}^I	$m_{11}^{U,Vs}$	$m_{12}^{U,Vs}$	$m_{13}^{U,Vs}$
1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
1	2	1	0	0	0	1	0	1	-1	1	-1	0
1	3	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	-1
2	1	0	1	0	1	0	0	-1	1	-1	1	0
2	2	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0
2	3	0	1	0	0	0	1	0	1	0	1	-1
3	1	0	0	1	1	0	0	-1	0	-1	0	1
3	2	0	0	1	0	1	0	0	-1	0	-1	1
3	3	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0

Tableau 2.19: Valeurs numériques des conversions effectuées entre les tensions simples aux bornes des sources câblées en étoile

Inversement, la relation (2.69), $[M^U] = [M^{U,Vs}] \cdot [Q] \cdot ([Q]^T \cdot [Q])^{-1}$, permet de déduire les fonctions de conversion des tensions. Appliquée au convertisseur triphasé en tension, monophasé en courant, nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} m_{11}^U & m_{12}^U \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11}^{U,Vs} & m_{12}^{U,Vs} & m_{13}^{U,Vs} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \left(\begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \right)^{-1}$$

$$\boxed{\begin{bmatrix} m_{11}^U & m_{12}^U \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (2 \cdot m_{11}^{U,Vs} + m_{12}^{U,Vs} - 3 \cdot m_{13}^{U,Vs}) & (m_{11}^{U,Vs} + 2 \cdot m_{12}^{U,Vs} - 3 \cdot m_{13}^{U,Vs}) \end{bmatrix}} \quad (2.72)$$

En remplaçant dans cette relation les éléments de $[M^{U,Vs}]$ par leurs valeurs numériques, on retrouve effectivement les valeurs numériques de $[M^U]$ ($[M^U] = [M^I]^T$).

6) Le modulateur et sa fonction génératrice

Les paragraphes précédents ont pour objet la détermination de la matrice de connexion à partir de la connaissance d'une matrice de conversion à un instant donné. La figure 1.15 du chapitre I rappelle que cette matrice de conversion, pour laquelle les fonctions de conversion sont figées, est obtenue à partir de sa génératrice et d'un modulateur. Ce paragraphe présente des exemples de réalisation de modulateur.

6.1) Principe

La matrice $[M]$ pouvant prendre différentes valeurs au cours du temps, nous notons $[M(t)]$, l'évolution temporelle de l'ensemble des fonctions de conversion. Cette évolution est étudiée au cours d'un intervalle de temps $k.T_m < t < (k+1).T_m$ où T_m est la période de modulation. Dans le chapitre I, nous avons défini par fonction génératrice de conversion la valeur moyenne d'une fonction de conversion au cours de cet intervalle de temps (1.17) :

$$m_{glc}(t) = \left[\frac{1}{T_m} \cdot \int_{k.T_m}^{(k+1).T_m} m_{lc}(t) \cdot dt \right]_{T_m \rightarrow 0} \quad \text{avec } k \in \mathbb{N},$$

et nous avons regroupé l'ensemble de ces valeurs moyennes dans une matrice notée $[Mg(t)]$.

Inversement, à partir de la connaissance des grandeurs de réglage $[M_{grég}]$, il nous faut reconstruire la matrice de conversion $[M]$ telle que $[M_{grég}] = [Mg]$. En pratique, la matrice de conversion est générée par différents types de modulation qu'il est possible de classer en deux catégories selon que cette période de modulation est constante ou variable au cours du temps.

6.2) Modulateurs de période constante

6.2.1) *Principe*

Ce type de modulateur impose une fréquence de conversion constante. Une analyse détaillée de ce type de modulateur peut être consultée dans [DAV70].

Sur une période donnée $[k.T_m, (k+1).T_m]$, il est logique d'utiliser pour décrire une modulation les paramètres caractéristiques de la forme des impulsions de $m(t)$, soit :

- sa hauteur, notée Hk ($Hk \in \{-1, 1\}$)
- sa largeur, notée Lk ($Lk \in [0, T_m]$)
- sa position à l'intérieur de la période T_m , notée Pk ($Pk \in [0, T_m]$)

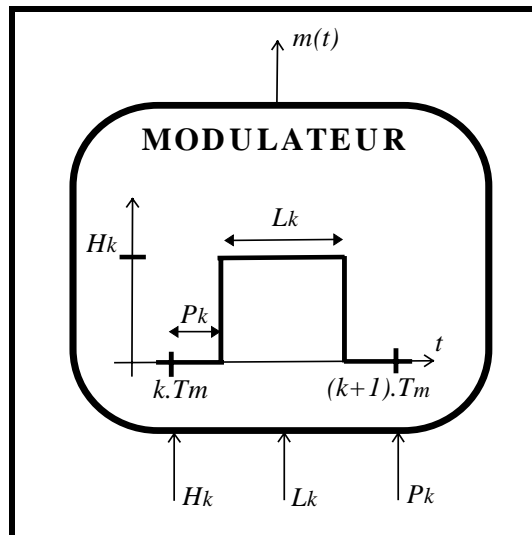


Figure 2.25: Modulation de la fonction de conversion à partir de la hauteur, de la largeur et de la position de l'impulsion

Suivant l'utilisation de ces trois paramètres, divers modulateurs sont utilisés en pratique:

- le modulateur de largeur d'impulsions commandé à l'amorçage. C'est un modulateur pour lequel $P_k = T_m - L_k$ et qui est utilisé comme modulateur de phase dans la commande des redresseurs à thyristors. ($T_m = T$).
- le modulateur de largeur d'impulsions commandé au blocage, caractérisé par $P_k = 0$.
- le modulateur de largeur d'impulsions (M.L.I.) contrôlé par sous oscillations, c'est à dire ayant une période de modulation inférieure à la plus petite constante de temps (notée T) du signal modulant (issu de la source), $T_m < T$, et dont les positions des impulsions sont fixées (généralement $P_k = \frac{T_m - L_k}{2}$ pour obtenir des impulsions centrées sur une période T_m).

6.2.2) Modulation sinusoïdale

Le modulateur M.L.I. est largement utilisé pour générer des signaux modulés sinusoïdaux à partir d'un signal modulant constant. Dans un fonctionnement en boucle ouverte, citons deux méthodes existantes pour obtenir cette modulation.

Les instants de commutations (P_k, L_k) peuvent être calculés préalablement en fonction de différents critères tels que la valeur du fondamental ou la répartition spectrale des harmoniques du signal modulé. Ces données sont alors transférées à un compteur qui se charge de générer les impulsions correspondantes.

Dans le cas d'une conversion monophasée/monophasée, les impulsions peuvent être également obtenues par comparaison d'une onde triangulaire de période T_m avec la forme sinusoïdale de $m_{grég}$. Cette technique de M.L.I. est dite de **modulation naturelle** car les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre l'onde triangulaire et le signal sinusoïdal (figure 2.26). **A ces instants, le signal de modulation ($m(t)$) a pour valeur moyenne sur T_m la valeur de $m_{grég}$ à l'instant d'intersection.** Le signal mg contient les paramètres : hauteur et largeur. L'utilisation d'un signal triangulaire conduit à une modulation centrée.

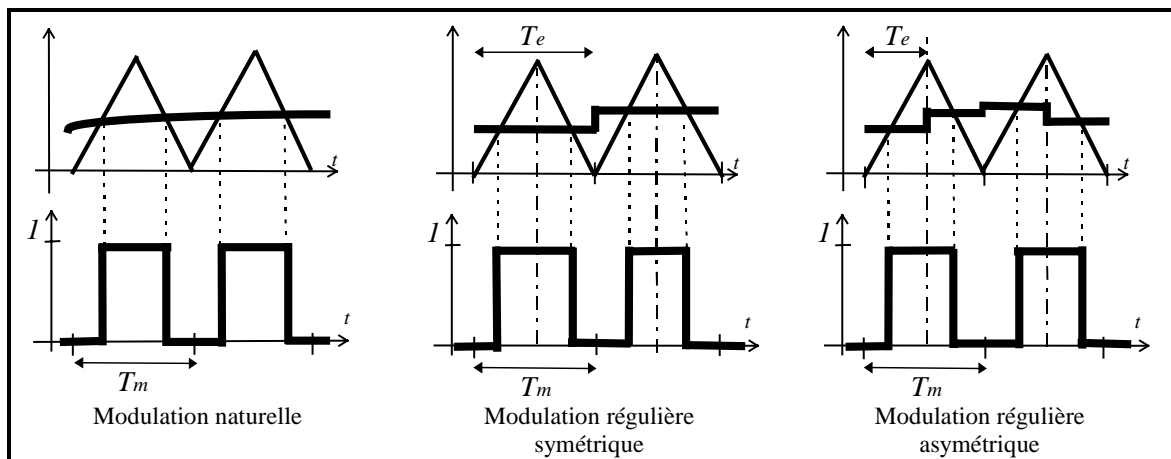


Figure 2.26: Exemples de modulation sinus - triangle

Dans les réalisations numériques, le signal $m_{grég}$ est échantillonné et bloqué sur une période T_e . Cette modulation est alors qualifiée de **modulation à échantillonnage régulier** (figure 2.26). Suivant le rapport entre T_e et T_m , on a :

- une modulation régulière symétrique si $T_m = T_e$
- une modulation régulière asymétrique si $T_m = 2.T_e$.

Si la fréquence d'échantillonnage devient très petite ($T_e \rightarrow 0$), cette modulation se rapproche de la modulation naturelle.

Ces deux techniques peuvent être utilisées dans un cadre plus général où le signal $m_{grég}$ n'est pas sinusoïdal.

La valeur de cette fonction génératrice de conversion à l'instant $k.T_m$ correspond toujours à la valeur moyenne sur la période $[k.T_m, (k+1).T_m]$ de la fonction de conversion $m(t)$ générée par un modulateur de période constante. Une telle modulation transforme la fonction génératrice en un train d'impulsions dont la largeur est égale au module de la fonction génératrice et la hauteur à son signe (la période de modulation étant constante).

$$H_k = \text{SIGNE}(m_{grég}(k.T_m)) \quad (2.73)$$

$$L_k = |m_{grég}(k.T_m)| . T_m \quad (2.74)$$

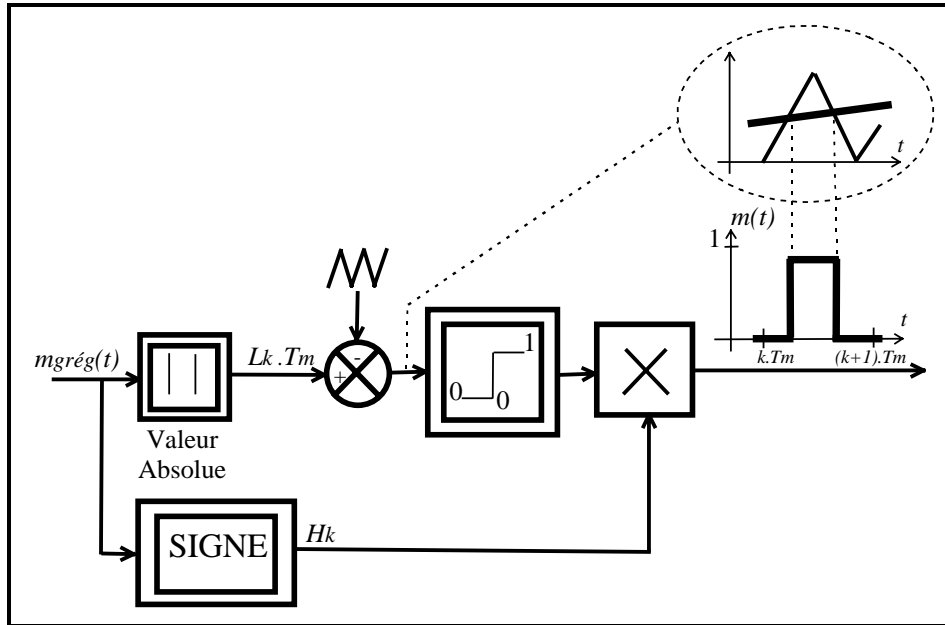


Figure 2.27: Modulation sinus - triangle

La figure 2.28 donne une classification des modulateurs de période constante à partir des différents paramètres de modulation utilisables en considérant d'une part la période de modulation (Tm) et la période de la sinusoïde (T).

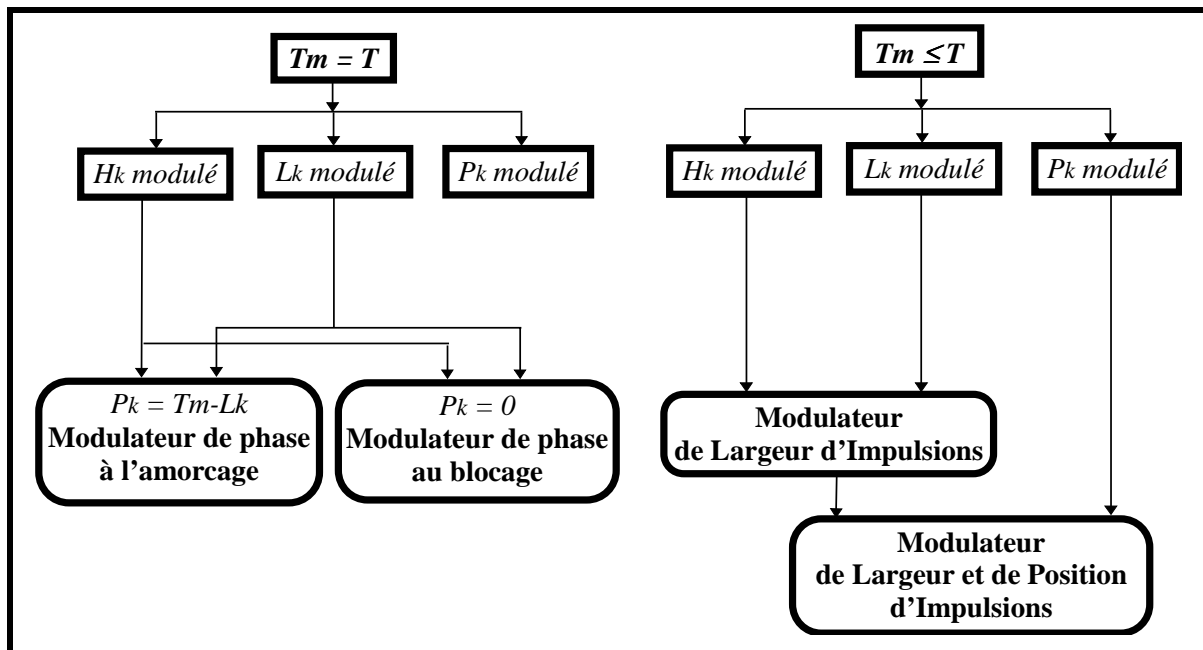


Figure 2.28: Classification des modulateurs de période constante

6.3) Modulateurs de période variable

6.3.1) Principe

Ce type de modulateur est caractérisé par une dynamique de la période de modulation T_m générée par un organe non linéaire. Le terme T_m n'étant plus une constante, formellement, ce terme est lié à d'autres grandeurs ($T_m(\dots)$). L'expression de la fonction génératrice de conversion devient :

$$m_{glc}(t) = \left[\frac{1}{T_m(\dots)} \cdot \int_{k \cdot T_m(\dots)}^{(k+1) \cdot T_m(\dots)} m_{lc}(t) dt \right]_{T_m \rightarrow 0} \quad \text{avec } k \in \mathbb{N} \quad (2.75)$$

Bien que ce modulateur soit matériellement facile à réaliser, sa commande est difficile à établir pour une dynamique souhaitée des grandeurs de sortie. C'est pourquoi, nous nous contenterons de décrire sommairement deux modulateurs de ce type : le relais à hystérésis et le modulateur intégral. Nous montrerons comment faire apparaître la notion de fonction génératrice de conversion afin d'unifier ce type de modulation à la démarche générale de synthèse des fonctions de connexion présentée dans ce chapitre.

6.3.2) Le relais à hystérésis

Le relais utilisé comme modulateur, impose une commutation de la fonction de conversion $m(t)$ sur deux états selon la loi de modulation suivante :

$$\begin{aligned} m(t) &= -1 \text{ si } mg(t) > 0 \\ m(t) &= 1 \text{ si } mg(t) < 0 \end{aligned} \quad (2.76)$$

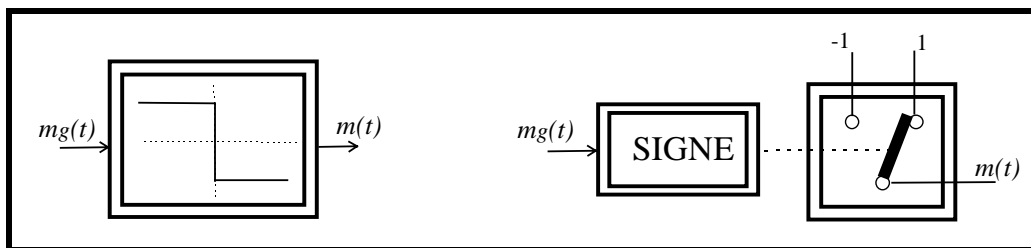


Figure 2.29: Modélisation du relais

La figure 2.30 visualise un système de réglage basé sur le bouclage d'une réaction des variables d'état d'un convertisseur afin d'asservir une grandeur de sortie à sa référence (*yréf*). Les équations différentielles de la partie opérative du convertisseur seront considérées du second ordre, pour des raisons de simplicité.

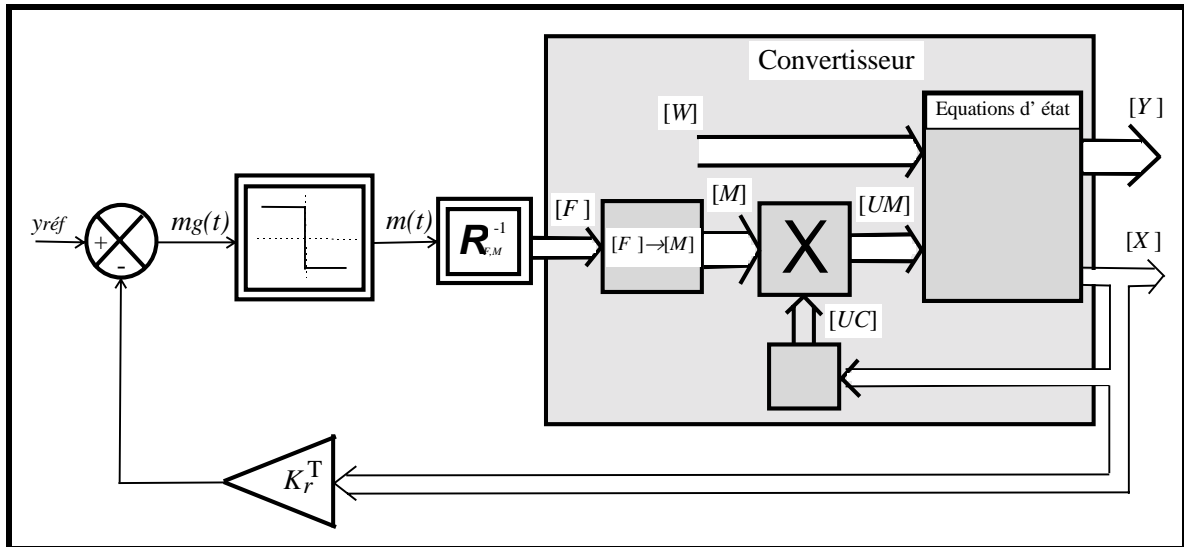


Figure 2.30: Le relais à hystérésis dans la commande d'un convertisseur

La loi de commutation s'écrit:

$$m_g([X]) = y_{réf} - [K_r]^T \cdot [X] \quad (2.77)$$

où $[X]$ est le vecteur état contenant pour cet exemple deux variables ($[X] = [x_1 \ x_2]^T$), $[K_r]^T$ est un vecteur ligne de même dimension que $[X]$ et contenant les coefficients de la contre-réaction d'état. Sous certaines conditions reposant sur le choix du vecteur $[K_r]^T$, cette loi de commutation va provoquer des commutations à une fréquence très élevée. Pour expliquer ce phénomène, on admet une hystérèse sur $m_g([X]) = 0$, la loi de commande provoque alors des commutations sur des courbes décalées de $\pm \Delta$ (figure 2.31).

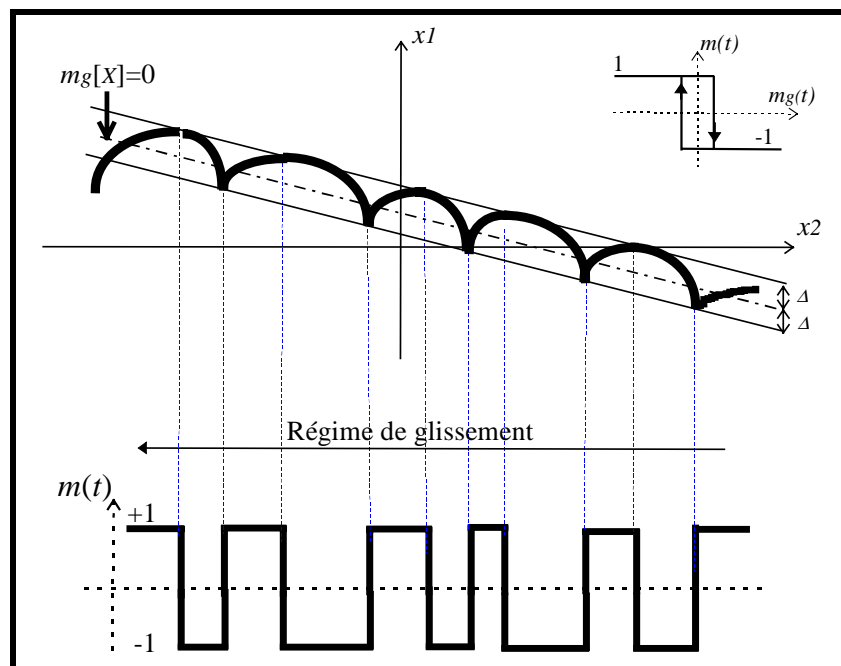


Figure 2.31: Génération de la modulation $m(t)$

Une trajectoire avec $m(t)=-1$ rencontre à la limite inférieure le seuil de basculement supérieur. Avec $m(t)=1$, la trajectoire est orientée vers l'intérieur de l'hystérèse, elle touche à la limite supérieure le seuil de basculement inférieur où a lieu une commutation sur $m(t)=-1$. Il y a donc un mouvement continu des variables d'état dans la zone de l'hystérèse. Le système fonctionne alors en mode glissant (sliding mode) et le comportement de ce système est régi par :

$$\frac{\partial mg}{\partial t} = 0 \quad (2.78)$$

Lorsque le système de réglage fonctionne en mode glissant, la dérivée de $mg(t)$ est toujours nulle, la condition d'existence de ce phénomène s'écrit :

$$\frac{\partial mg}{\partial t} = \frac{\partial yréf}{\partial t} - [Kr]^T \cdot \frac{\partial [X]}{\partial t} = 0 \quad (2.79)$$

$$\frac{\partial yréf}{\partial t} - [Kr]^T \cdot ([A] \cdot [X] + [B_1] \cdot [UM] + [B_2] \cdot [W]) = 0 \quad (2.80)$$

Afin que cette condition soit respectée en tout temps, la valeur de la grandeur de commande $[UM]$ doit prendre une valeur particulière connue sous l'appellation « grandeur de commande équivalente » et que nous calculons ci-après. En remplaçant $[UM]$ par $[Meq] \cdot [UC]$, on trouve :

$$[Meq] \cdot [UC] = \frac{\frac{\partial yréf}{\partial t} - [Kr]^T \cdot ([A] \cdot [X] + [B_2] \cdot [W])}{[Kr]^T \cdot [B_1]} \quad (2.81)$$

$[UC]$ étant imposée par les sources (paragraphe 4.1 chapitre I), pour que $[Meq] \cdot [UC]$ prenne une valeur finie, il est indispensable que $[Kr]^T \cdot [B_1] \neq 0$ et $[UC] \neq 0$. Ceci est une condition intrinsèque à l'apparition du mode glissant. Ce système est alors commandable par action sur $[Meq]$.

La grandeur de commande équivalente est la valeur moyenne que prend la grandeur de commande lors de la commutation rapide entre +1 et -1 [BUH86]. On retrouve ainsi la notion de *fonction génératrice de conversion qui est ici calculée sur une période dont la largeur est définie par un changement d'état*.

Le retour d'état ou, plus généralement, le correcteur doit déterminer la trajectoire optimale de commutation, décrite par $mg(t)$. Cette dernière est sujette à des cycles limites ; c'est pourquoi son expression est difficile à établir [EQU 93].

Outre cette difficulté, ce modulateur présente deux inconvénients qui rendent peu intéressante son utilisation. D'une part, les cycles limites ont l'inconvénient de provoquer des dynamiques de commutation très élevées et donc des pertes par commutation importantes sur les interrupteurs [SEI88]. D'autre part, les performances de ce modulateur sont limitées par l'impossibilité de réaliser $m(t) = 0$.

6.3.3) Le modulateur intégral

Alors que la modulation régulière symétrique consiste à générer une impulsion de largeur variable sur une période constante, la modulation intégrale est la génération d'une impulsion de largeur constante mais sur une période variable.

Cette modulation peut être définie par la loi de codage suivante : "*Une impulsion de largeur constante est émise lorsque l'intégrale du signal d'entrée ($m_{grég}(k.T_m)$) atteint le multiple d'un certain seuil*". Une telle quantification transforme une fonction d'entrée quelconque en un train d'impulsions de largeur constante (L_k), dont la période instantanée dépend directement de l'amplitude du signal (voir figure 2.32). Il est clair que la valeur moyenne de la fonction de conversion sur une période de modulation correspond à la fonction génératrice de conversion définie par (2.75).

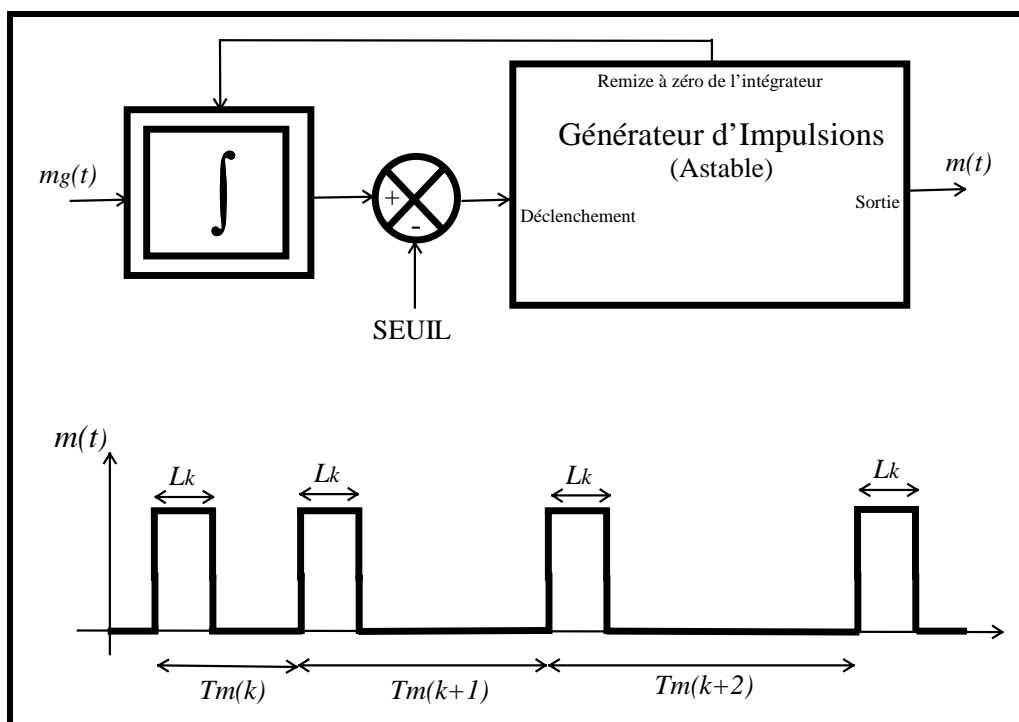


Figure 2.32: Modulation intégrale

Ce modulateur peut être réalisé par un V.C.O. ou un timer programmable. La commande d'un hacheur piloté par un modulateur de ce type a été présentée dans [OUK93].

6.4) Le modulateur de largeur et de position d'impulsions

Chaque fonction de conversion $m(t)$ de $[M]$ est constituée d'impulsions générées sur un intervalle de temps $[k.T_m, (k+1).T_m]$ et modulables en hauteur par H_k , en largeur par L_k et en position par P_k . Divers types de modulateurs ont été présentés dans les paragraphes ci-dessus. Cependant, ces modulateurs ne permettent pas le contrôle simultané des trois paramètres de modulation.

Nous présentons ci-dessous, un modulateur de largeur et de position d'impulsions (M.L.P.I.) de période constante.

Cette réalisation repose sur une décomposition temporelle de la période T_m , du signal $m(t)$, en trois intervalles correspondant aux trois états pris par cette fonction : $0, H_k, 0$.

Chaque intervalle de temps est détecté par comparaison de leurs durées: P_k et P_k+L_k avec un signal en dents de scie. Aux instants d'égalité, on obtient un basculement d'un comparateur et donc le changement d'état logique de la fonction $m(t)$.

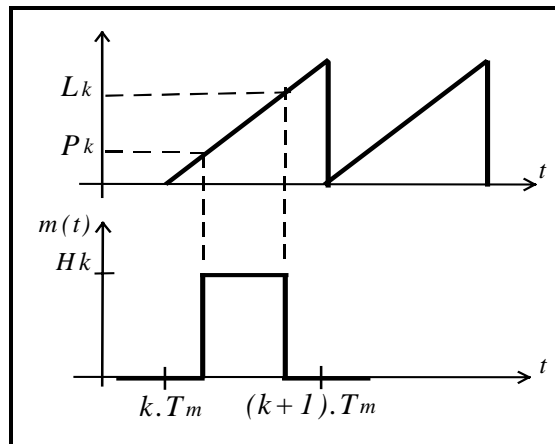


Figure 2.33: Principe du modulateur M.L.P.I.

La programmation informatique d'un modulateur de ce type est aisée. Nous présentons figure 2.34 une réalisation analogique.

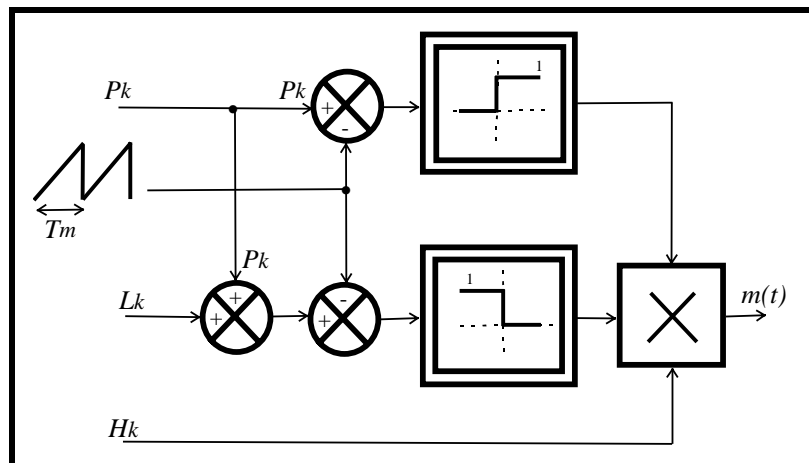


Figure 2.34: Principe du M.L.P.I.

Ce modulateur à l'avantage de fonctionner à fréquence fixe et permet le contrôle de tous les paramètres de la modulation.

CONCLUSION

Une méthode de synthèse des fonctions de connexion a été présentée dans ce chapitre. L'utilisation de l'algèbre matricielle a permis de généraliser cette méthode à un convertisseur de dimension quelconque à partir d'une représentation particulière du convertisseur.

Cette représentation ne précise pas le sens du transfert de puissance qui n'a pas d'influence à ce niveau de commande, et, seule la caractérisation des grandeurs impliquées dans les conversions est primordiale, c'est à dire leur nature (courant ou tension) et leur orientation (en étoile ou en polygone) par rapport aux grandeurs propres à la matrice de connexion.

La méthode proposée conduit à une relation mathématique fondée sur la connaissance du nombre de sources de tension (L) et du nombre de sources de courant (C).

Le fonctionnement séquentiel d'un convertisseur conduit à une modulation simultanée des courants et des tensions qui dépend des fonctions génératrices de conversion élaborées à un niveau de commande le plus élevé de l'A.C.R. Celui-ci est détaillé dans le chapitre 3 pour une structure de convertisseur et un type de conversion particulier.

CHAPITRE III

COMMANDE ALGORITHMIQUE POUR LA FONCTION REDRESSEUR DE TENSION

« L'acte CONCEVOIR n'est pas réductible à un modèle mais intelligible. »

H. SIMON

INTRODUCTION

Le chapitre précédent avait pour objet la détermination d'une relation permettant la synthèse des fonctions de connexion à partir de la connaissance de la fonction génératrice de conversion; celle-ci pilotant un modulateur sur les niveaux de conversion: -1, 0, 1.

Cette fonction génératrice de conversion doit être générée de façon à ce que les grandeurs de sortie possèdent les allures correspondantes au fonctionnement souhaité du convertisseur (en valeur moyenne sur une période de modulation). La régulation de ces grandeurs repose donc sur une parfaite commande algorithmique de la fonction génératrice de conversion.

L'étape suivante dans la réalisation de l'A.C.R. est donc l'établissement d'une relation d'asservissement (\mathbf{R}_{ass}) entre la fonction génératrice de conversion et l'ensemble constitué par les grandeurs de sortie mesurées et les grandeurs de référence.

Cette relation d'asservissement dépend, bien évidemment, de la nature du type de conversion souhaité, de la structure du convertisseur et de la valeur des éléments passifs qui y sont associés. Il serait fastidieux, dans le cadre d'une thèse, d'étudier toutes les structures de convertisseurs et de déterminer leurs relations d'asservissement pour tous les types de conversion envisageables. A partir de l'exemple d'un redresseur de tension monophasé / monophasé, nous proposons d'extraire quelques traits fondamentaux qui paraissent essentiels à l'établissement de cette relation d'asservissement.

Par définition, la fonction redresseur permet la conversion d'une grandeur alternative en une grandeur redressée à valeur moyenne non nulle.

Les redresseurs de tension prennent aujourd'hui une place de plus en plus importante sur le marché. Ils sont principalement utilisés comme étages d'entrée des onduleurs à sources de courant dans les entraînements à vitesse variable utilisant des machines asynchrones. Cependant, ces redresseurs injectent dans le réseau d'alimentation des harmoniques de courant de basse fréquence et d'amplitude non négligeable. Le filtrage passif est bien souvent écarté en raison de son coût prohibitif et des risques de résonance qu'il entraîne. Il est préférable de synthétiser une fonction de conversion produisant un minimum de distorsions harmoniques sur le courant d'entrée tout en assurant la fonction redresseur de tension. Cette technique est le thème de ce chapitre.

D'autres applications requièrent également cette structure monophasée. En effet, les redresseurs de tension sont également très largement utilisés dans la réalisation de filtres actifs. Le rôle de ceux-ci consiste à rendre le courant, fourni par le réseau, sinusoïdal et en phase avec la tension d'alimentation, quelles que soient les charges polluantes connectées à ce réseau. Pour cette application, c'est le courant réseau qui doit être asservi, l'allure des grandeurs électriques du côté continu jouant un rôle secondaire. On voit donc que, même si la structure du convertisseur est identique ($\mathbf{R}_{(\beta,M),F}$ également), la relation d'asservissement est fondamentalement différente de l'application précédente et ne sera pas étudiée dans ce chapitre.

La détermination d'un système de régulation de tout convertisseur se doit d'être précédée par une étude profonde de son fonctionnement.

Une description sommaire du convertisseur et une étude de l'influence des éléments passifs sur son fonctionnement constituent la première partie de ce chapitre III.

Ensuite, les étapes de spécification et de modélisation suivent naturellement dans la seconde partie :

- ***L'analyse du comportement des grandeurs électriques*** est tout d'abord abordée par la détermination de la partie opérative du modèle de connaissance.
- ***Le but principal de la régulation*** (pour un fonctionnement "normal" du convertisseur) est ensuite expliqué. ***Les performances recherchées*** sont formulées en contraintes exploitables par l'automaticien.
- ***Les conditions de fonctionnement dans des situations particulières*** (démarrage, arrêt ...) vont impliquer des fonctionnements dégradés du convertisseur. Les lois de commande correspondantes seront examinées dans le chapitre IV.

A partir des modèles établis, la troisième partie de ce chapitre est consacrée à la synthèse du système de régulation:

- en analysant (et en comparant) les structures de correcteurs capables d'assurer les performances désirées.
- en calculant les paramètres de réglage de ces correcteurs.

Tous les résultats sont présentés sous forme générale afin d'être directement utilisables pour des valeurs arbitraires des éléments physiques. Au fur et à mesure de leur obtention, nous illustrerons ces résultats par l'application numérique correspondante à notre réalisation pratique.

1) Le convertisseur tension/courant Présentation

1.1) Description du circuit de puissance

La structure du redresseur monophasé / monophasé est représentée sur la figure 3.1.

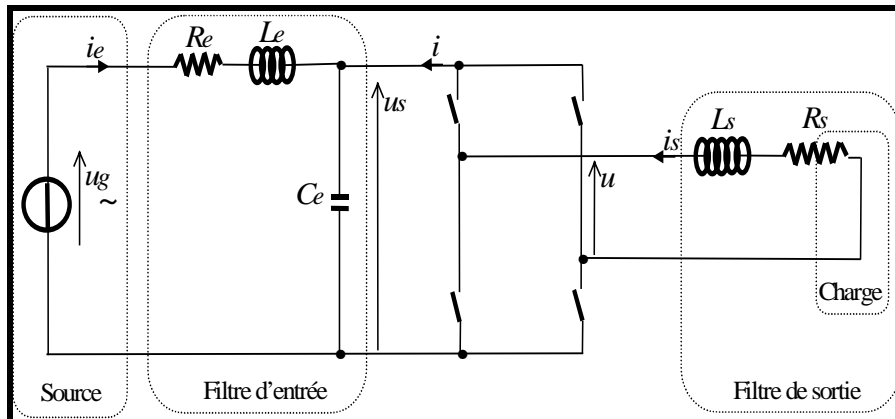


Figure 3.1: Représentation d'un redresseur de tension monophasé

Nous rappelons brièvement le fonctionnement de ce convertisseur.

Une inductance L_e est connectée de façon à rendre négligeable l'inductance du réseau alternatif, considéré comme un générateur de tension parfait: $u_g = \sqrt{2} \cdot U_g \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$. Grâce au condensateur C_e , la matrice d'interrupteurs est alimentée par une source de tension alternative notée u_s . La tension redressée est modulée par la matrice d'interrupteurs et est notée u . Cette tension est ensuite filtrée par l'inductance L_s et un courant continu noté i_s apparaît dans la charge. Celle-ci, associée à la composante résistive de l'inductance, est modélisée par R_s .

De par le caractère bidirectionnel de la conversion, ce courant est également modulé en un courant noté i . Ce dernier s'ajoute au courant capacitif pour constituer le courant i_e appelé au réseau.

Deux hypothèses sont faites à propos des interrupteurs. On suppose que leurs circuits anodiques ne présentent pas de résistances ni de réactances. Ceci signifie que les commutations se feront sans pertes et instantanément.

En ce qui concerne la commande des interrupteurs, les effets des empiètements ou des chevauchements seront négligés.

1.2) Considérations sur la dimension des filtres

1.2.1) *Filtre de sortie*

La charge imposant la valeur de la résistance, la valeur de la bobine L_s doit être déterminée de façon à éliminer le maximum d'harmoniques issus de u et contenus dans le courant i_s . Ce dernier a pour expression :

$$i_s(j\omega) = \frac{1}{R_s + j\omega \cdot L_s} \cdot u(j\omega) \quad (3.1)$$

avec $u(t) = m(t) \cdot u_s(t)$.

Si l'on considère la tension u_s sinusoïdale de fréquence f et si l'on réduit le signal $m(t)$ à un harmonique de rang f , la tension u est le résultat d'un produit de deux fonctions sinusoïdales qui a pour résultat: un terme constant et un terme de fréquence $2f$. La composante $2f$ sera atténuée si la valeur de l'inductance est choisie de façon à ce que la pulsation de coupure du filtre ($\frac{R_s}{L_s}$) soit inférieure à cette composante. Cependant, les contraintes économiques et parfois technologiques interdisent généralement l'utilisation d'une telle valeur d'inductance. Pour l'étude développée dans ce chapitre, les éléments du filtre retenu correspondent aux valeurs $R_s = 0,5 \Omega$ et $L_s = 0,01$ H.

Remarque: Le terme f ne doit pas être confondu avec une fonction de connexion qui possède en plus les indices de ligne et de colonne.

1.2.2) *Filtre d'entrée*

Le filtre d'entrée est, quant à lui, composé d'une bobine d'inductance suffisamment importante pour négliger celle de la source et d'un condensateur permettant d'établir le caractère de source de tension (figure 3.1).

Supposons le courant i de forme sinusoïdale ($i(t) = \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin(\omega \cdot t)$). Ce filtre du second ordre lie le fondamental du courant i_e ($i_e(t) = \sqrt{2} \cdot I_e \cdot \sin(\omega \cdot t)$) à celui du courant i selon la relation :

$$\frac{I_e}{I} = \frac{1}{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right)} \quad (3.2)$$

avec
$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_e \cdot C_e}} \quad (3.3)$$

Tout harmonique de i compris dans la bande $[0 \quad \sqrt{2} \cdot \omega_n]$ sera amplifié par le filtre d'entrée (figure 3.2). Pour obtenir un courant sinusoïdal de fréquence f , le filtre $L_e C_e$ doit être dimensionné de façon à placer la bande d'atténuation sur les harmoniques supérieurs à f . Le choix de la valeur du condensateur et de la self est donc primordial, mais reste délicat à cause, encore, des contraintes technologiques et économiques: tension maximale de résonance aux bornes du condensateur, courant maximum circulant dans la self...

Si cette contrainte fréquentielle ne peut pas être prise en compte, il convient de choisir la valeur des éléments réactifs de façon à ce que la pulsation naturelle soit "calée" sur une fréquence paire. Pour notre réalisation expérimentale, les valeurs retenues $C_e=76,7 \mu F$ et $L_e=0,01H$ conduisent à une fréquence de 182Hz ($\omega_n = 1142 \text{ rad/sec}$).

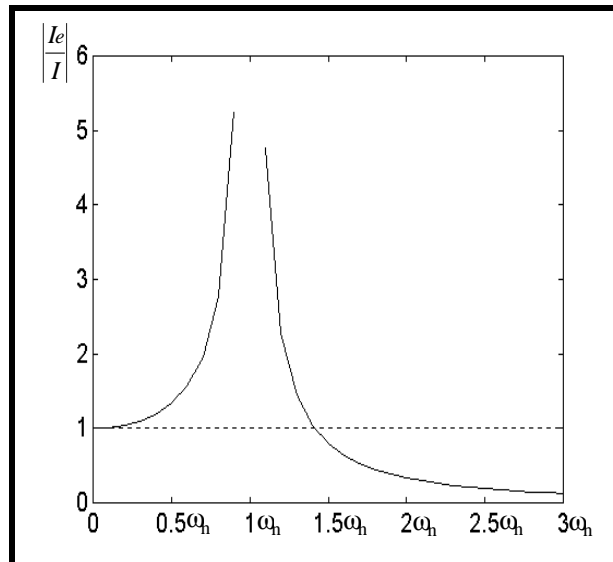


Figure 3.2: Réponse fréquentielle du filtre d'entrée

2) Modélisation du redresseur

2.1) Principe

Après avoir passé en revue les éléments du convertisseur, nous allons maintenant étudier plus précisément la forme des signaux électriques.

Les grandeurs électriques étudiées sont décrites par un ensemble de relations mathématiques qui vont relier dans un domaine d'évolution donné, les différentes variables du redresseur. L'ensemble de ces relations constitue le modèle de connaissance du redresseur et met en jeu des variables discrètes définies sur des domaines eux-même discrets et des grandeurs continues possédant des domaines de variation continus. Les variables discrètes sont ordonnées dans la Partie Commande du modèle de connaissance, les variables continues dans la Partie Opérative.

L'évolution des grandeurs discrétisées a déjà été établie au cours du chapitre II (paragraphe 4). Nous nous contenterons de rappeler les relations essentielles à l'établissement du modèle de connaissance du redresseur et de son Automate de Commande Rapprochée. Les relations entrées-sorties des grandeurs continues peuvent être définies par des fonctions de transfert. Celles-ci conduisent, naturellement, à la représentation du convertisseur sous forme de schémas blocs que nous établissons dans le paragraphe suivant.

Le même système peut être également représenté par un modèle d'état caractérisé par un ensemble de variables regroupées dans un vecteur $[X]$ de \mathfrak{R}_3 appelé vecteur d'état, dont la connaissance à un instant t_0 , associée à celle de l'évolution de la commande $U \in \mathfrak{R}_2$ sur

l'intervalle $[t_0, t]$ permet à partir du modèle de prévoir l'évolution de $[X]$ sur cet intervalle. Cette seconde représentation est également établie afin de déterminer les conditions de commandabilité et d'observabilité de ce convertisseur.

2.2) Modélisation et Contrôle de la Partie Commande

Le convertisseur direct issu du schéma électrique du redresseur de la figure 3.1 correspond au convertisseur étudié dans le paragraphe 4.1 du chapitre II. Le convertisseur étant supposé totalement commandable, les commandes externes appliquées aux interrupteurs sont confondues avec les états ouverts ou fermés des interrupteurs idéalisés. Les quatre fonctions de connexion sont regroupées dans la matrice et leurs valeurs (physiquement réalisables) vont engendrer des conversions sur les courants selon la relation (2.33): $[i]=[m][i_s]$ et sur les tensions selon la relation (2.38): $[u]=[m][u_s]$.

Remarque: Les grandeurs électriques ci-dessus sont normalement toutes affectées de l'indice l . Etant donné que celles-ci sont naturellement distinctes, nous n'avons pas écrit cet indice dans le but de simplifier les écritures.

La relation $R_{F,M}$ fixe la dépendance entre les valeurs numériques de la fonction de conversion m et les fonctions de connexion. Cette relation constitue la Partie Commande du modèle de connaissance et correspond à la relation (2.34): $[m]=\left[\left(f_{11}-f_{12}\right)\right]$.

Le contrôle de cette Partie Commande (figure 6 chapitre I) consiste à déterminer les états des deux interrupteurs d'une cellule de commutation à partir de la connaissance de la valeur numérique de m . Le contrôle des deux cellules est régi par la relation $R_{(M,\beta),FC}$ (2.37) donnant leurs fonctions de commutation :

$$FC_2 = POS(-(0,5)m) + 2.POS((0,5)m) + \beta \cdot \|m-1\|$$

Un seul interrupteur par cellule de commutation doit être fermé, cette fonctionnalité correspond à la relation $R_{FC,F}$. En choisissant une période de modulation inférieure aux dynamiques des grandeurs de sortie, la fonction de conversion est assimilable à sa valeur moyenne calculée sur une période de modulation: $m=m_g$. L'utilisation des relations inverses de la Partie Commande ($R_{(M,\beta),FC}$ et $R_{FC,F}$) permet d'obtenir l'équivalence entre les variables discrètes de la Partie Commande et les grandeurs de réglage. Dans un but de simplification, nous serons donc amenés dans la suite de cette étude à confondre les notations de ces deux types de variables. L'égalité étant réalisée, le modèle de connaissance se réduit alors à sa Partie Opérative (figure 3.3). La modélisation de cette partie est l'objet du paragraphe suivant.

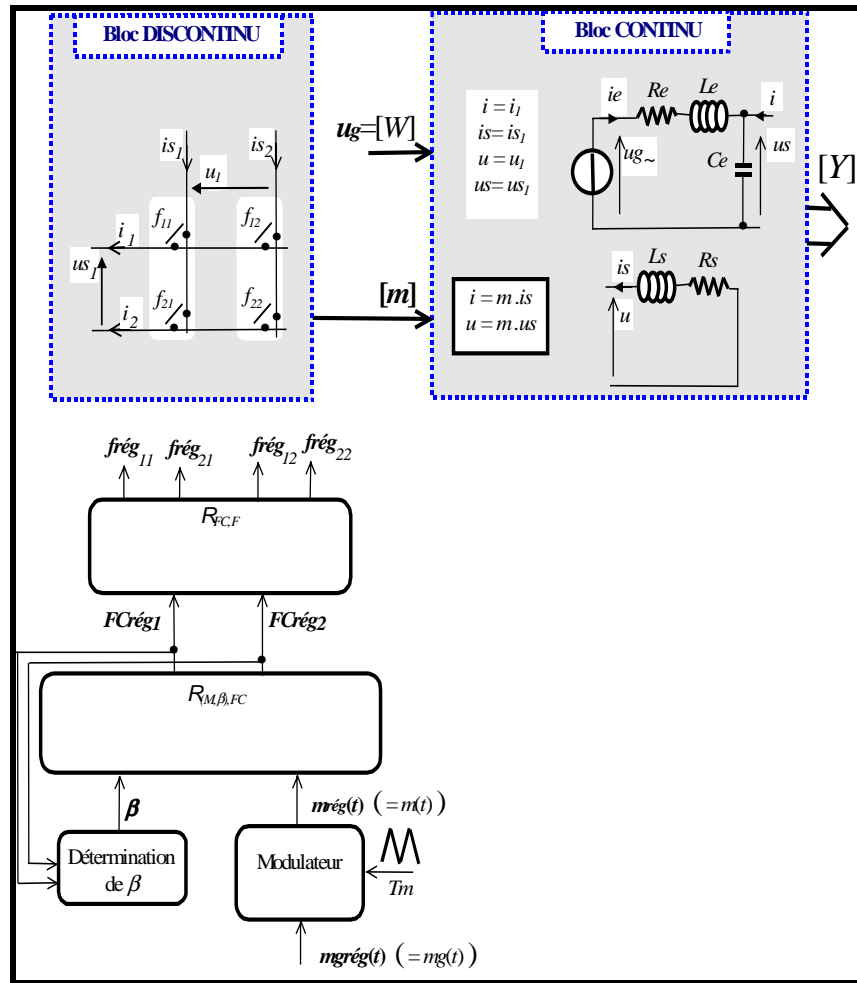


Figure 3.3: Contrôle de la Partie Opérative par utilisation des relations inverses de la Partie Commande

2.3) Modélisation de la Partie Opérative par schéma bloc

Les grandeurs électriques sont régies par les équations différentielles suivantes :

$$C_e \cdot \frac{du_s(t)}{dt} = i_e(t) + i(t) \quad (3.4)$$

$$L_e \cdot \frac{di_e(t)}{dt} = -u_s(t) - R_e \cdot i_e(t) + u_g(t) \quad (3.5)$$

$$u(t) = -L_s \cdot \frac{di_s(t)}{dt} - R_s \cdot i_s(t) \quad (3.6)$$

Les fonctions de transfert sont directement trouvées en remplaçant l'opérateur différentiel par l'opérateur de Laplace.

$$i_e(p) = \frac{1}{L_e \cdot C_e \cdot p^2 + R_e \cdot C_e \cdot p + 1} \cdot \mathbf{L}[m(t) \cdot i_s(t)] + \frac{C_e \cdot p}{L_e \cdot C_e \cdot p^2 + R_e \cdot C_e \cdot p + 1} \cdot u_g(p) \quad (3.7)$$

$$i_s(p) = \frac{1}{R_s + L_s.p} \cdot \mathbf{L}[m(t) \cdot u_s(t)] \quad (3.8)$$

où $\mathbf{L}[\dots]$ désigne la transformation de Laplace.

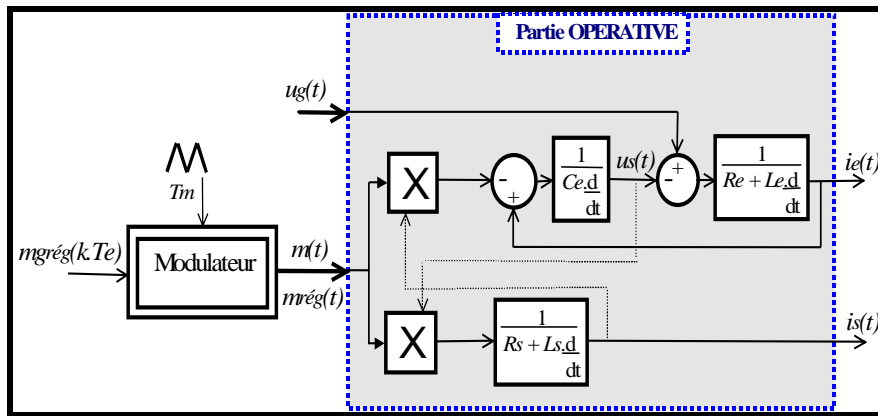


Figure 3.4: Modélisation sous forme de schéma bloc de la Partie Opérative

2.4) Modélisation du modulateur

La chaîne de régulation étant échantillonnée à la fréquence $\frac{1}{T_e}$, le signal $m_{grég}(k.T_e)$ est un signal discret. Ce dernier doit nécessairement subir une interpolation afin de reconstituer le signal continu $m_{rég}(t)$. On rappelle que, pour contrôler la Partie Opérative, on souhaite déterminer le signal $m_{rég}(t)$ de façon à ce que $m(t) = m_{rég}(t)$ et $m_g(k.T_e) = m_{grég}(k.T_e)$.

De par sa définition ($m(t) \in \{-1, 0, 1\}$), l'ensemble des interpolateurs envisageables se restreint aux modulateurs à trois niveaux (voir chapitre II paragraphe 6). On se propose, dans un premier temps, de calculer l'interpolateur idéal, puis, dans un second temps, d'estimer la dégradation des signaux lorsqu'un modulateur M.L.I. est utilisé. Cette étude sera réalisée en considérant une modulation symétrique ($T_m = T_e$). Nous montrerons comment prendre en compte d'autres types de modulation dans le paragraphe 2.5.

Pour que deux signaux soient équivalents, ces derniers doivent posséder la même transformée de Fourier. A partir des notations de la figure 3.5, nous pouvons écrire: $m_{rég}(\omega) = h(\omega) \cdot m_{rég}^*(\omega)$.

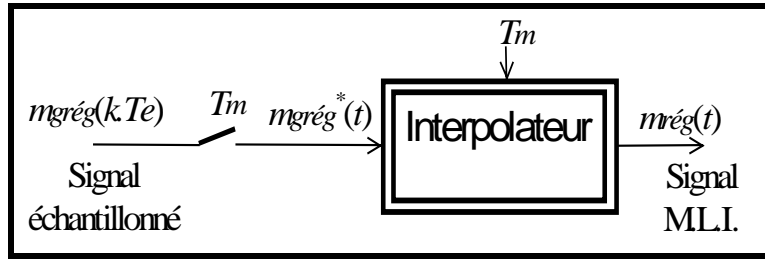


Figure 3.5: Interpolateur idéal

Si le spectre fréquentiel de $m_{rég}(\omega)$ est limité à la bande $[-\frac{\pi}{T_e}, \frac{\pi}{T_e}]$, l'extraction de $m_{rég}(\omega)$ à partir de $m_{rég}^*(\omega)$ peut être effectuée en utilisant un filtre rectangulaire idéal défini par:

$$\begin{aligned} _ h(\omega) &= T_e & \text{pour } |\omega| < \frac{\pi}{T_e} \\ _ h(\omega) &= 0 & \text{pour } |\omega| > \frac{\pi}{T_e} \end{aligned}$$

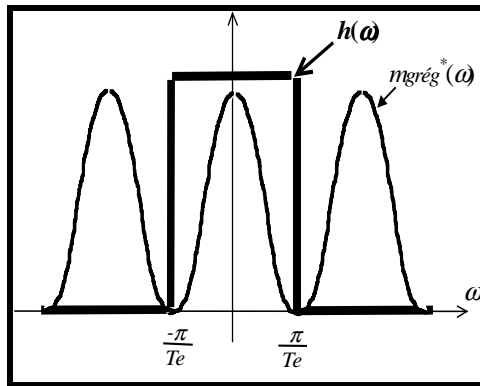


Figure 3.6: Caractéristique fréquentielle de l'interpolateur idéal

En calculant l'inverse de la transformée de Fourier de ce filtre idéal, nous obtenons :

$$h(t) = \frac{1}{2 \cdot \Pi} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} h(\omega) \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} \cdot d\omega = \frac{\text{Sin}\left(\frac{\Pi t}{T_e}\right)}{\frac{\Pi t}{T_e}} \cdot \frac{1}{T_e} \quad (3.9)$$

La sortie de l'interpolateur s'obtient à partir du produit de convolution suivant :

$$m_{rég}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \cdot m_{rég}^*(t - \tau) \cdot d\tau. \quad (3.10)$$

Il reste à déterminer l'expression du signal échantillonné $m_{rég}^*(t)$. Ce dernier est le résultat du produit de $m_{rég}(k.T_e)$ avec un peigne de Dirac :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \left(h(t) \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} m_{grég}(k.T_e) \cdot \delta(t-k.T_e-\tau) \right) \cdot d\tau \quad (3.11)$$

On obtient alors l'expression:

$$\sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{\text{Sin}\left(\frac{\Pi(t-k.T_e)}{T_e}\right)}{\frac{\Pi(t-k.T_e)}{T_e}} \cdot m_{grég}(k.T_e). \quad (3.12)$$

Cependant, l'interpolateur idéal (3.12) n'est pas physiquement réalisable car il nécessite la connaissance d'une infinité de points $m_{grég}(k.T_e)$ pour reconstituer $m_{rég}(t)$. De plus, sa réponse à une impulsion discrète n'est pas causale car $m_{rég}(t)$ dépend des valeurs de $m_{grég}(k.T_e)$ pour $k.T_e > t$ ($k \rightarrow \infty$). Il n'existe donc pas (physiquement) d'interpolateur idéal conservant la relation d'égalité entre les signaux $m_{grég}(k.T_e)$ et $m_{rég}(t)$.

Dès lors, quel que soit l'interpolateur utilisé (du type modulateur en pratique), le signal $m_{grég}(t)$ va être nécessairement dégradé. Il est primordial de déterminer la nature de ces dégradations et de modéliser le modulateur afin de l'inclure dans le modèle global du processus à commander. Nous allons maintenant, montrer que l'utilisation (en pratique) d'un modulateur M.L.I. revient à faire une approximation sur l'interpolateur idéal lorsque $T_e \rightarrow 0$.

Suite aux résultats exposés dans le paragraphe 1.21 de ce chapitre, on sait qu'une condition nécessaire pour que le convertisseur ait la fonction « redresseur » est que $m_{grég}^*(k.T_e)$ soit de forme sinusoïdale. La transformée de Fourier correspondante à $\sin(\omega.t)$ s'écrit :

$$F[\sin(\omega.t)] = \pi \cdot [-\delta(\omega - \omega) + \delta(\omega + \omega)] \quad (3.13)$$

La transformée de Fourier du signal échantillonné $m_{grég}(t)$ a pour expression :

$$| F[\sin^*(\omega.t)] | = \left| \frac{\Pi}{T_e} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left[-\delta\left(\omega - \omega - k \cdot \frac{2\Pi}{T_e}\right) + \delta\left(\omega + \omega - k \cdot \frac{2\Pi}{T_e}\right) \right] \right| \quad (3.14)$$

Ce signal est ensuite affecté par la fonction de transfert du modulateur. La fonction de transfert du modulateur d'impulsions calées à gauche (ainsi que celle du modulateur d'impulsions centrées) se déduit facilement de la fonction de transfert d'un bloqueur d'ordre zéro (figure 3.7).

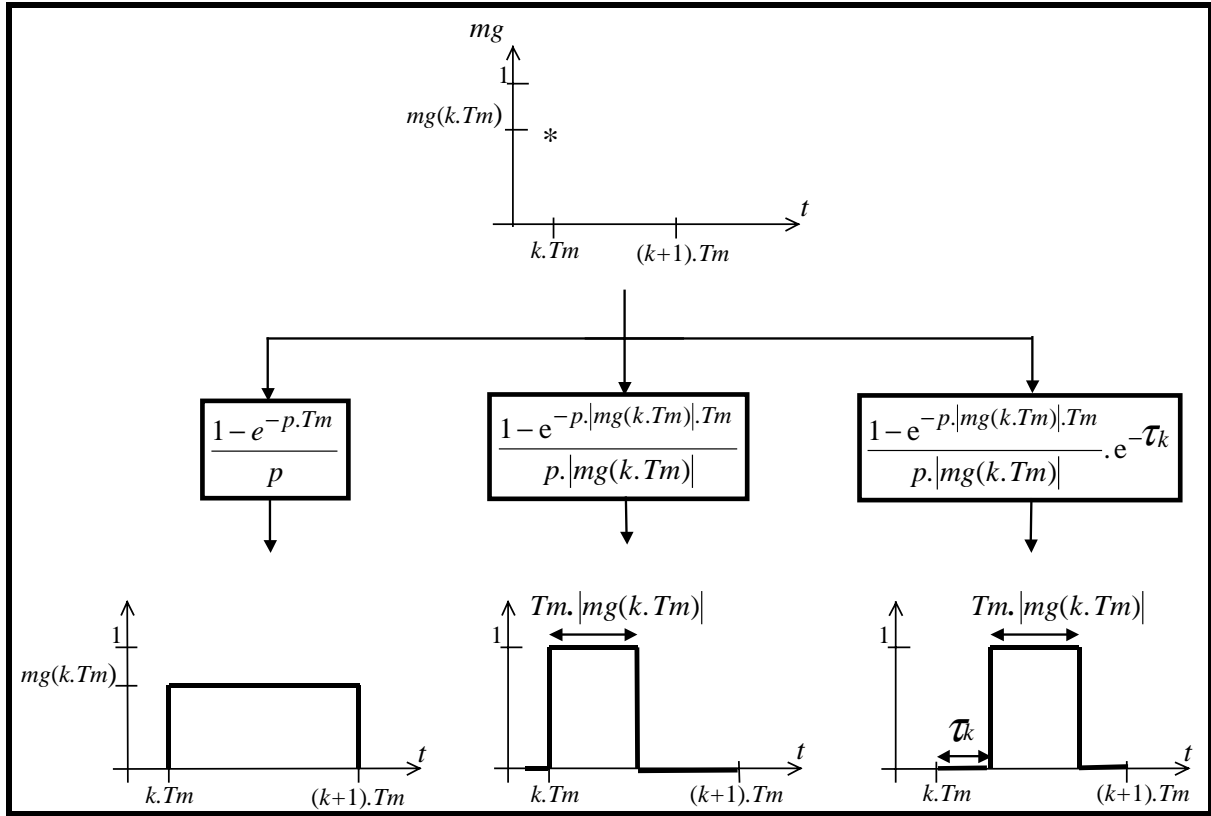


Figure 3.7: Equivalence entre la valeur moyenne d'un échantillon bloqué sur T_m , bloqué sur une durée variable, retardé et bloqué sur un durée variable

Leurs spectres fréquentiels respectifs (pour $T_e = T_m$) s'écrivent :

$$\left| \frac{1 - e^{-p.T_e}}{p} \right|_{p=j\omega} = \left| \frac{\text{Sin}\left(\omega \frac{T_e}{2}\right)}{\omega \frac{T_e}{2}} \right| \cdot T_e \quad (3.15)$$

$$\left| \frac{1 - e^{-p|mg(k.T_e)|T_e}}{p|mg(k.T_e)|} \right|_{p=j\omega} = \left| \frac{\text{Sin}\left(\omega \frac{|mg(k.T_e)|T_e}{2}\right)}{\omega \frac{|mg(k.T_e)|T_e}{2}} \right| \cdot T_e \quad (3.16)$$

$$\left| \frac{1 - e^{-p|mg(k.T_e)|T_e}}{p|mg(k.T_e)|} \cdot e^{-\tau_k} \right|_{p=j\omega} = \left| \frac{\text{Sin}\left(\omega \frac{|mg(k.T_e)|T_e}{2}\right)}{\omega \frac{|mg(k.T_e)|T_e}{2}} \right| \cdot T_e \cdot |e^{-\tau_k}| \quad (3.17)$$

Ces spectres sont représentés figures 3.8, 3.9 et 3.10 et peuvent être comparés au spectre du filtre idéal $h(\omega)$ (figure 3.6).

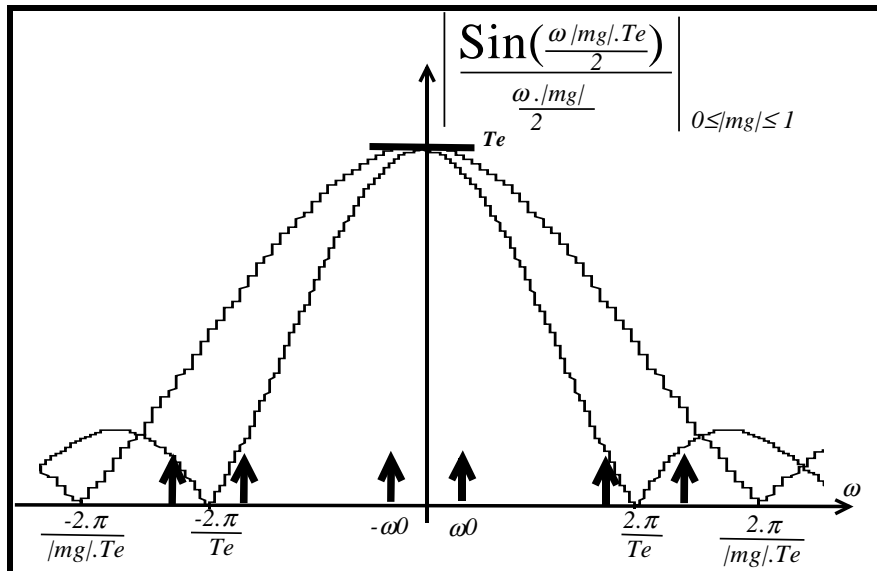


Figure 3.8: Spectre fréquentiel d'un modulateur M.L.I. calé à gauche, équation (3.18)

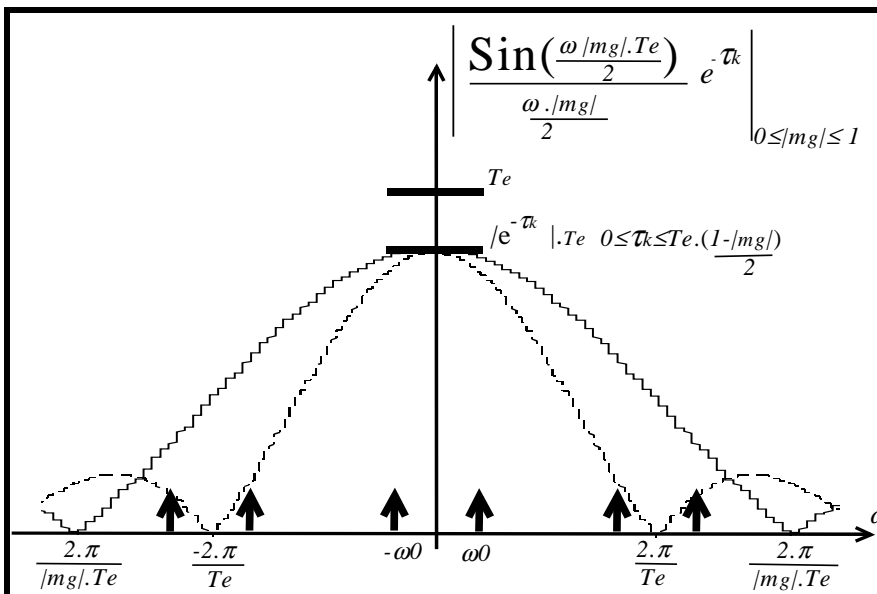


Figure 3.9: Spectre fréquentiel d'un modulateur M.L.I. centré, équation (3.19)

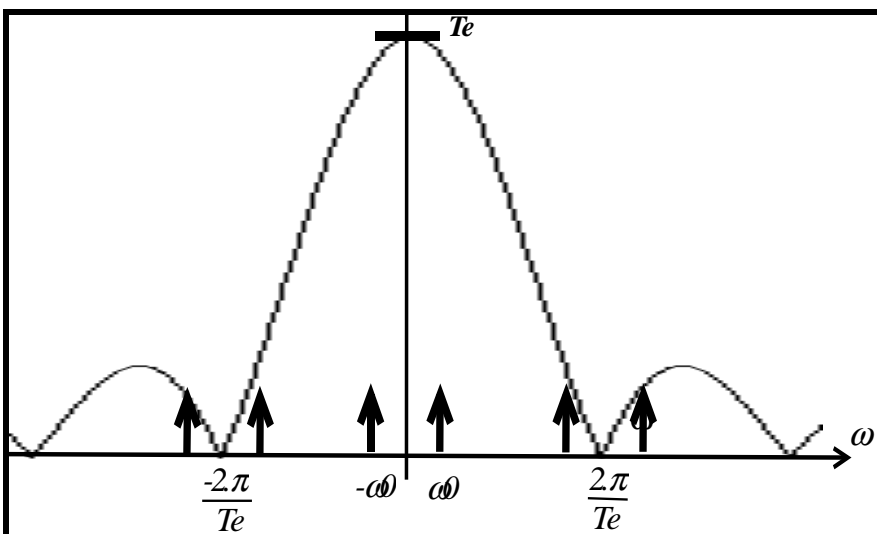


Figure 3.10: Spectre fréquentiel d'un bloqueur d'ordre zéro, équation (3.17)

Le spectre du modulateur M.L.I. calé à gauche se caractérise par une largeur de bande variable (car dépendante de la largeur de l'impulsion au cours d'une période T_e) et par une amplitude en forme d'une sinusoïde hyperbolique. Le spectre d'un modulateur M.L.I. centré est, en plus, d'amplitude variable (car dépendante de la position de l'impulsion à l'intérieur de la période T_e). Nous retrouvons lorsque $T_e \rightarrow 0$ la transformée du signal sinusoïdal d'entrée: $\sin(\omega.t)$.

Si l'on réduit le signal $m_g(t)$ à son fondamental (ω) (ceci se justifie par le fait que les autres raies sont atténuées par les filtres de la Partie Opérative et qu'elles n'affectent pas les grandeurs de sortie), alors, on peut considérer ces modulateurs comme des interpolateurs idéaux. Cependant, les expressions des fonctions de transfert correspondantes font surgir des difficultés mathématiques dans l'établissement de la commande. Si l'on fixe la largeur de la bande fréquentielle et l'amplitude des spectres, ces modulateurs deviennent assimilables à un bloqueur.

L'utilisation du bloqueur comme modèle simplifié du modulateur M.L.I. se justifie donc par la proximité de leurs spectres ainsi que par l'égalité des valeurs moyennes des signaux générés (figure 3.7).

2.5) Modélisation de l'ensemble modulateur et convertisseur

En remplaçant le modulateur de la figure 3.4 par un bloqueur d'ordre zéro, la transformée en \mathbf{Z} peut être appliquée sur le modèle continu. En considérant donc que les différentes variables sont bloquées périodiquement toutes les T_e secondes, le calcul donne :

$$i_e(k.T_e) =$$

$$\mathbf{Z} \left[-\frac{1}{Le.Ce.p^2 + Re.Ce.p + 1} \cdot \frac{1 - e^{-p.T_e}}{p} \right] . m_g(k.T_e) . is(k.T_e) + \mathbf{Z} \left[\frac{Ce.p}{Le.Ce.p^2 + Re.Ce.p + 1} \right] . u_g(k.T_e) =$$

$$\mathbf{Z} \left[-\frac{1}{Le.Ce.(p-p_1).(p-p_2)} \cdot \frac{1 - e^{-p.T_e}}{p} \right] . m_g(k.T_e) . is(k.T_e) + \mathbf{Z} \left[\frac{Ce.p}{Le.Ce.(p-p_1).(p-p_2)} \right] . u_g(k.T_e)$$

(3.18)

$$\text{avec} \quad p_1 = \omega_n \cdot \left(-\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1} \right) , \quad p_2 = \omega_n \cdot \left(-\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1} \right) ,$$

(3.19)

$$\zeta = \frac{Re}{2} \cdot \sqrt{\frac{Ce}{Le}} \quad \text{et} \quad \omega_n = \sqrt{\frac{1}{Le.Ce}}$$

(3.20)

En ce qui concerne notre application, les variables réduites ont pour valeurs $\zeta=0.018$ et $\omega_n=1142\text{rad/sec}$ pour une valeur résistive (mesurée) de l'inductance de $0,4\Omega$.

Pour obtenir le modèle complet de l'ensemble modulateur-convertisseur, il faut maintenant prendre en compte le type de modulation, c'est à dire le rapport entre la fréquence d'échantillonnage et la fréquence de modulation. Les critères de choix de ce rapport sont examinés ci-après.

Il est évident que la fréquence de modulation doit être inférieure à la fréquence de commutation maximale des interrupteurs (figure 3.11).

Le théorème de Shannon impose que la fréquence d'échantillonnage soit supérieure à deux fois la plus grande fréquence des variables continues. D'un point de vue général, on a intérêt à choisir une fréquence d'échantillonnage la plus grande possible devant la dynamique des grandeurs à régler afin d'obtenir un « rafraîchissement » de la commande le plus rapide possible. Ceci permet d'atteindre des performances comparables à celles d'un asservissement continu. Cependant, le retard pur correspondant au temps nécessaire à l'application de la commande (temps de calcul, temps de conversion des convertisseurs analogique/numérique...) doit rester négligeable devant la période d'échantillonnage choisie pour que le modèle reste valable.

- Si la période d'échantillonnage est égale à la période de modulation ($T_e = T_m$), la commande $mg(k.T_e)$ est alors calculée toutes les $T_e = T_m$ secondes et la modulation est dite régulière symétrique (paragraphe 6.2.2 chapitre II).
- Il peut s'avérer que, pour la fréquence d'échantillonnage choisie, les harmoniques créés par une modulation symétrique ($T_m = T_e$) soient très peu atténués par les éléments réactifs. Ce dernier point conduit à choisir une surmodulation ($T_m < T_e$) permettant d'augmenter ainsi le rang des harmoniques générés par cette modulation. La fréquence de modulation doit alors être supérieure à la fréquence de coupure ($f_{coup.}$) des filtres passe-bas extérieurs (figure 3.11).

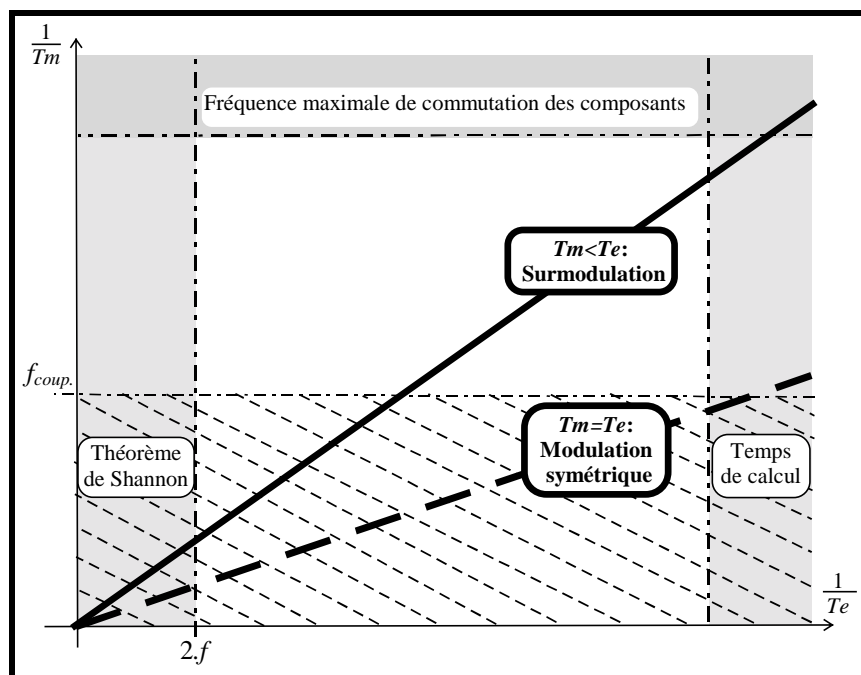


Figure 3.11: Caractérisation fréquentielle d'une surmodulation

- Certains interrupteurs de puissance requièrent des fréquences de commutation faibles, une commande échantillonnée à la fréquence de modulation serait alors trop lente par rapport aux dynamiques des grandeurs électriques (figure 3.12).

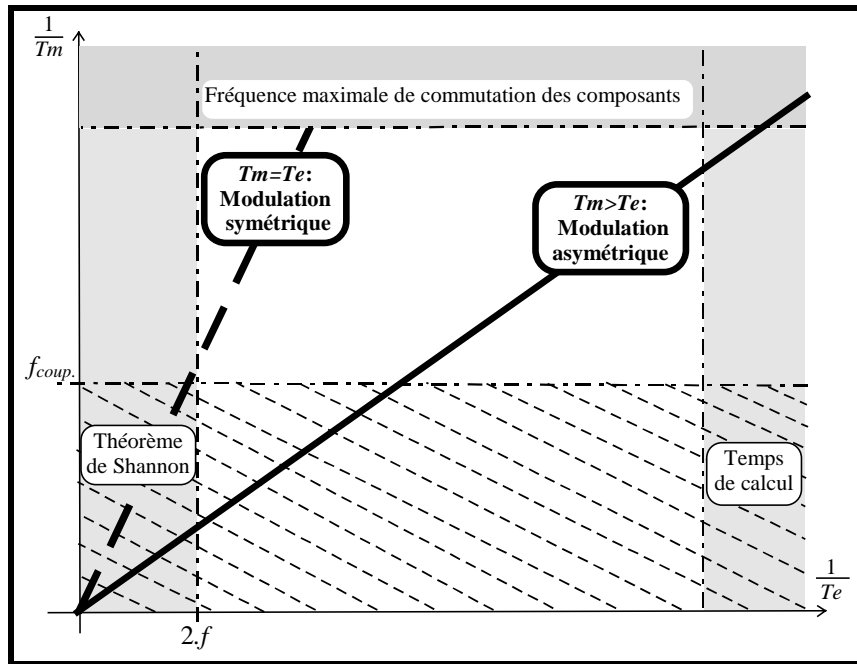


Figure 3.12: Caractérisation fréquentielle de la modulation asymétrique

En utilisant une modulation asymétrique, le modèle continu est échantillonné à la fréquence $F_e = \frac{2}{T_m}$ Hz, la largeur de l'impulsion est alors calculée deux fois au cours d'une période de modulation (figure 3.13). Cette technique permet d'introduire une correction dans le calcul de la largeur de l'impulsion, donc une meilleure précision.

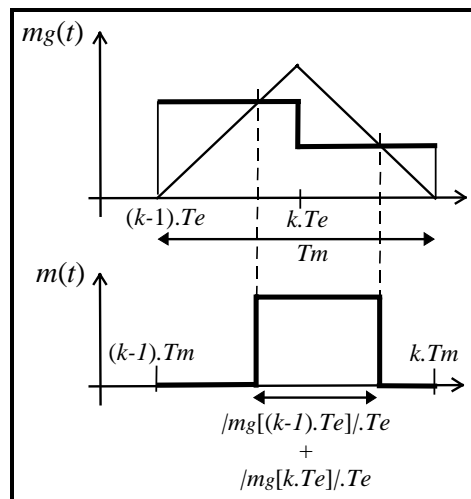


Figure 3.13: Principe de la modulation asymétrique régulière $T_m=2.T_e$

La prise en compte de ce type de modulation s'écrit :

$$m_g(k.T_m) = m_g(k.T_e) + m_g((k-1).T_e) \quad (3.21)$$

et correspond au modèle de la figure 3.14 .

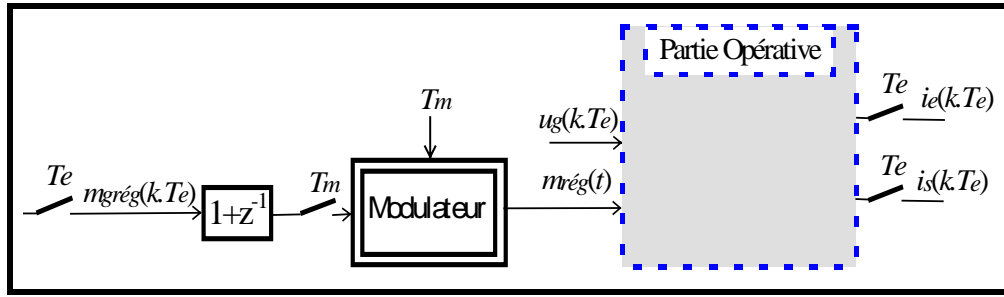


Figure 3.14: Modélisation de l'ensemble constitué par un modulateur asymétrique et le processus

Compte tenu de la fréquence maximale de commutation des interrupteurs que nous utiliserons (10KHz) et des fréquences de coupure des filtres extérieurs, c'est une modulation régulière symétrique qui a été choisie pour notre application.

Concernant le retard pur dû à l'application de la commande, deux stratégies de prise en compte de son effet peuvent être envisagées :

- Soit on inclut directement ce retard dans le modèle du convertisseur, dès lors, la commande établie à partir de ce modèle annulera l'effet de ce retard.
- Soit on ignore dans un premier temps le retard, puis, à partir de la commande calculée issue de ce modèle simplifié, on compense ce retard grâce à une commande prédictive; c'est la solution que nous avons retenue (annexe 7).

Vu du calculateur, l'ensemble **{Modulateur + Filtre d'entrée + Convertisseur Analogique Numérique}** est mis sous la forme de la fonction de transfert échantillonnée suivante :

$$i_e(k.T_e) = \frac{n_{11}.z^2 + n_{12}.z}{(z-d_1).(z-d_2)}.m_g(k.T_e).i_s(k.T_e) + \frac{n_{21}.z^2 + n_{22}.z}{(z-d_1).(z-d_2)}.u_g(k.T_e) \quad (3.22)$$

$$n_{11} = \left(-1 + \frac{d_2.p_1 - d_1.p_2}{p_1 - p_2}\right) \cdot \frac{1}{p_1.p_2.L_e.C_e}, \quad n_{12} = \left(-d_1.d_2 + \frac{d_1.p_1 - d_2.p_2}{p_1 - p_2}\right) \cdot \frac{1}{p_1.p_2.L_e.C_e}, \quad (3.23)$$

$$n_{21} = -\frac{1}{L_e}, \quad n_{22} = \frac{-p_1.d_2 - p_2.d_1}{L_e.(p_1 - p_2)} \quad (3.24)$$

$$d_1 = e^{T_e.p_1}, \quad d_2 = e^{T_e.p_2} \quad (3.25)$$

Pour le filtre de sortie, nous obtenons la fonction de transfert :

$$is(k.Te) = \frac{n3l}{(z-d3)} \cdot mg(k.Te) \cdot ue(k.Te) \quad (3.26)$$

$$d3 = e^{-\frac{Rs \cdot Te}{Ls}}, \quad n3l = \frac{1-d3}{Rs} \quad (3.27)$$

2.6) Modélisation de la Partie Opérative par formalisme d'état

2.6.1) Equations d'état

Les équations différentielles (3.4), (3.5) et (3.6) du circuit peuvent être écrites sous la forme d'équations d'état :

$$\begin{bmatrix} \frac{dus}{dt} \\ \frac{die}{dt} \\ \frac{dis}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{Ce} & 0 \\ -\frac{1}{Le} & -\frac{Re}{Le} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{Rs}{Ls} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} us \\ ie \\ is \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{Ce} \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{Ls} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{Le} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot ug \quad (3.28)$$

$$\begin{bmatrix} u \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m & 0 \\ 0 & m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} us \\ is \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

De nombreuses représentations équivalentes existent [BOR92a], et, correspondent toutes au modèle général de la Partie Opérative du modèle de connaissance présenté au cours du chapitre I (figure 1.15) :

$$\begin{aligned} \dot{[X]} &= [A] \cdot [X] + [B1] \cdot [UM] + [B2] \cdot [W], \\ [UM] &= \begin{bmatrix} [M]^T & 0 \\ 0 & [M] \end{bmatrix} \cdot [UC] \end{aligned} \quad (3.30)$$

$$[Y] = [C] \cdot [X] \quad (3.31)$$

- où
- [X] est le vecteur état
 - [Y] est le vecteur des variables de sortie à contrôler
 - [UM] est le vecteur des variables de commande modulées (grandeurs internes d'entrée)
 - [UC] est le vecteur des variables d'état commutées
 - [W] est le vecteur des perturbations appliquées au système (grandeurs externes d'entrée)
 - [A] est la matrice d'évolution des variables d'état
 - [B1] est la matrice de commande
 - [B2] est la matrice de perturbation
 - [C] est la matrice d'observation

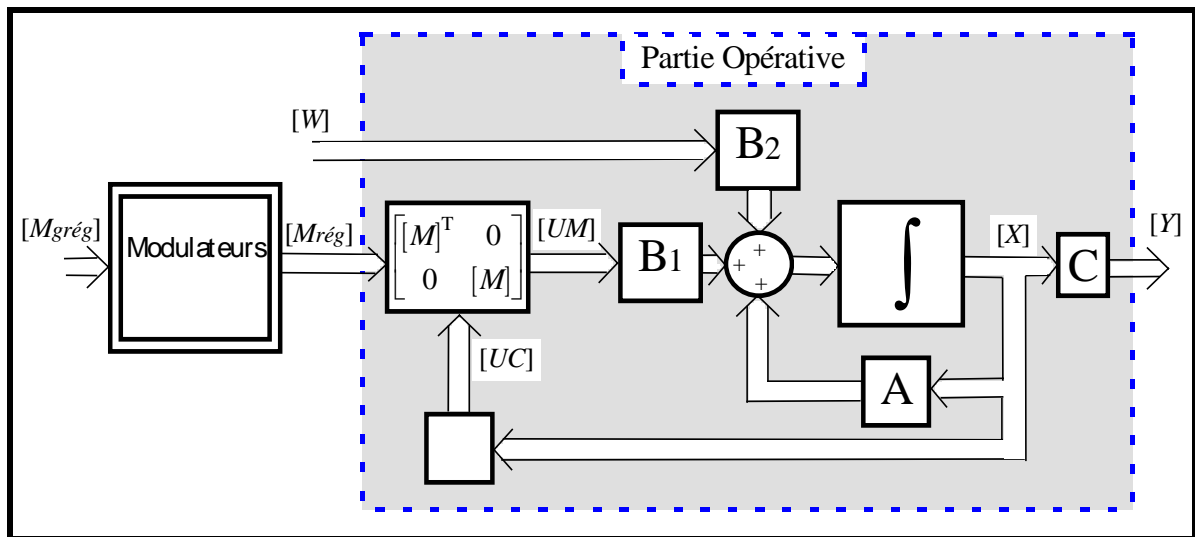


Figure 3.15: Modèle continu généralisé de la Partie Opérative sous forme d'équations d'état

2.6.2) Commandabilité et Observabilité

Avant de concevoir un algorithme de commande, il convient au préalable d'en établir son existence. De plus, toute commande en boucle fermée étant fondée (par définition) sur le retour d'informations provenant des grandeurs d'état, il convient également de déterminer les grandeurs effectivement observables. Ces deux caractéristiques sont étudiées dans ce paragraphe.

Le rang de la matrice de commandabilité, définie par $C_{(A,B)} = \begin{bmatrix} [B] & [A] \cdot [B] & [A]^2 \cdot [B] \end{bmatrix}$, étant maximal, la paire $([A], [B])$ est complètement commandable [BOR94]. Il existe donc un vecteur commande $[UM(t)]$ permettant d'amener en temps fini l'état de ce système d'une valeur initiale $[X(t_0)]$ quelconque donnée, à une valeur $[X(t_1)]$ quelconque choisie.

Etant donné que le rang de la matrice d'observabilité $Q_{(A,C)} = \begin{bmatrix} [C] \\ [C] \cdot [A] \\ [C] \cdot [A]^2 \end{bmatrix}$ est

maximal, la paire $([A],[C])$ est complètement observable. Quelque soit l'instant initial t_0 et l'état $X(t_0)$ correspondant, il existe, donc, un instant fini t_1 , différent de t_0 , tel que la seule connaissance du vecteur sortie $[Y(t)]$ et du vecteur commande $[UM(t)]$ sur l'intervalle de temps $[t_0, t_1]$ permette de retrouver l'état initial $[X(t_0)]$. Il est donc possible d'identifier ou de reconstruire l'état de ce redresseur à partir de la connaissance de ses sorties et des commandes qui lui sont appliquées.

3) Objectifs de la commande

L'objectif de la commande est, conformément à la définition du fonctionnement en mode redresseur, d'obtenir un courant continu i_s régulé. Cependant, pour répondre efficacement aux normes de pollution harmonique, ce redresseur doit, de plus, être associé à un asservissement performant du courant alternatif appelé au réseau. En effet, ce courant est soumis à des distorsions provenant à la fois des harmoniques générés par les commutations des interrupteurs et du retour des harmoniques provenant du courant continu i_s . La commande doit donc introduire un découplage fréquentiel des grandeurs i_e et i_s (figure 3.16).

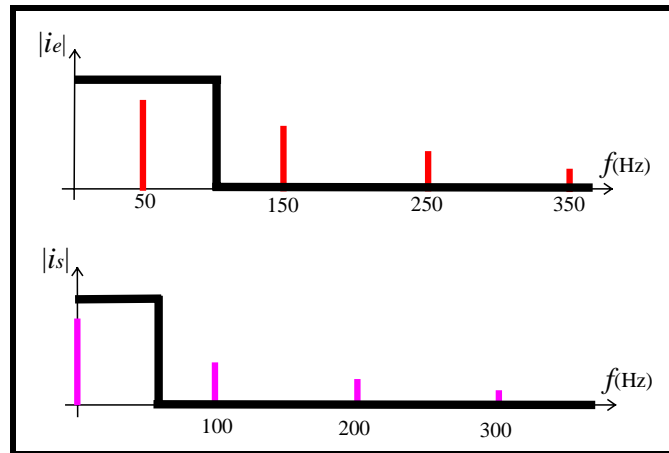


Figure 3.16: Découplage fréquentiel à réaliser par la commande $m_g(t)$

Les directives du cahier des charges sont donc les suivantes :

- Le courant continu doit être régulé à une référence
- Le courant appelé au réseau doit être sinusoïdal avec un minimum d'harmoniques
- Le facteur de puissance doit être contrôlable.

Reconnu comme les premiers travaux en matière d'optimisation de forme d'onde, le calcul préalable hors-ligne des angles de commutation permet l'élimination sélective d'harmoniques par résolution d'équations non linéaires transcendentes. Ces méthodes classiques, assimilables à une commande en boucle ouverte, présentent l'inconvénient d'être inadaptées durant les périodes transitoires et lorsque les dynamiques des grandeurs électriques sont rapides.

Une régulation en boucle fermée apparaît comme la solution à ce type de problème. En considérant l'ensemble inductance (L_s) + charge (R_s) comme une source parfaite de courant i_s , il est en effet tout à fait possible de prélever à la source un courant i_e rigoureusement sinusoïdal et en phase avec la tension réseau u_g sur une large plage de fonctionnement (figure 3.16).

Le courant sinusoïdal qui possède la dynamique la plus rapide est la grandeur électrique qui doit être asservie en priorité. Une régulation cascade mettant la priorité sur l'asservissement du courant i_e s'impose. A cette fin, une commande en boucle fermée doit effectuer la poursuite d'une référence sinusoïdale $i_{e\text{réf}}$ qui sera déduite à partir de la régulation du courant de sortie à une référence $i_{s\text{réf}}$, cette dernière ayant une dynamique plus lente.

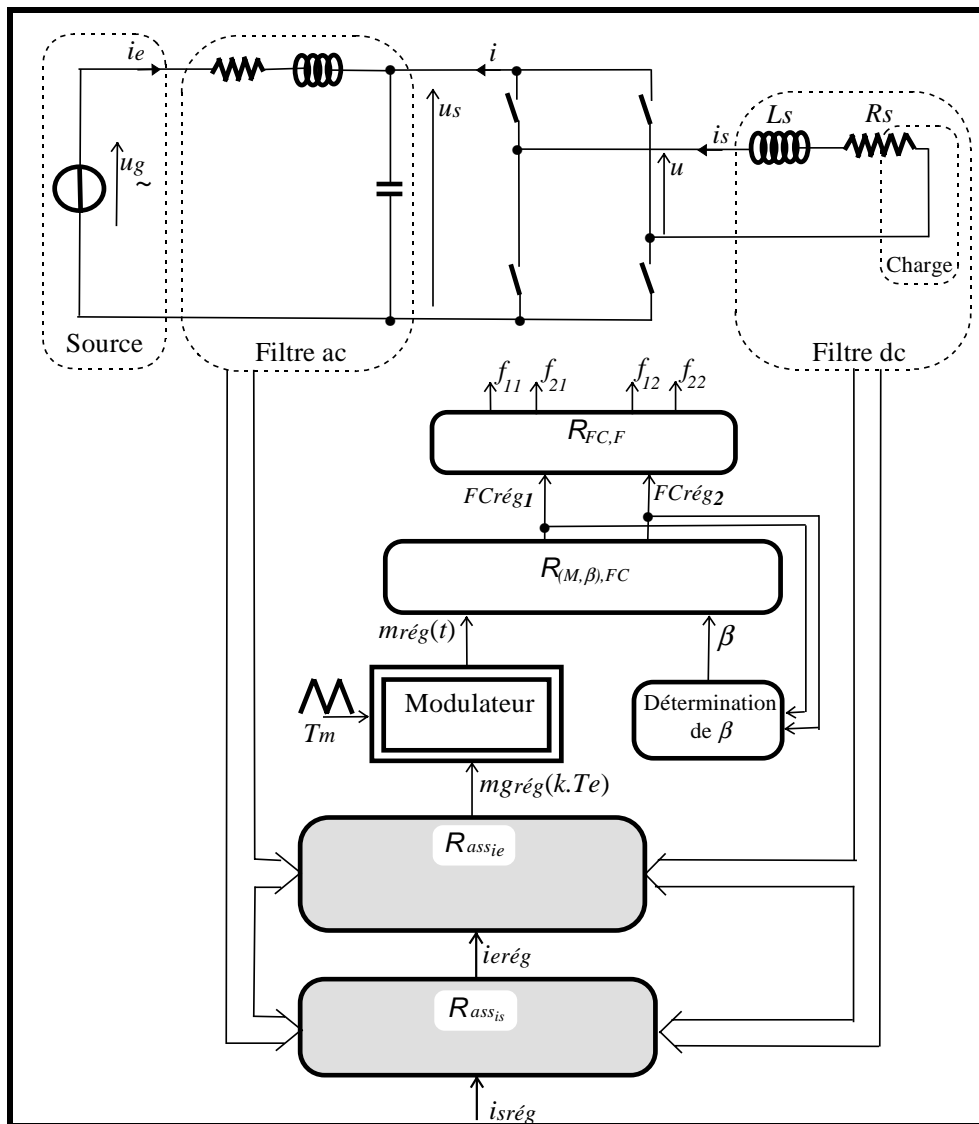


Figure 3.17: Imbrication des boucles dans la régulation cascade

Ce système de commande met en oeuvre deux régulateurs dont la conception dépend de deux types de spécification à imposer.

- La **Dynamique** du système régulé: les éléments réactifs introduisent une inertie, les commandes externes appliquées aux composants ont des limitations technologiques. Ces deux exemples pris parmi tant d'autres illustrent le fait que les courants i_s et i_e ne peuvent suivre instantanément leurs consignes sans une action sur les interrupteurs parfaitement dosée par le correcteur à mettre en oeuvre. Le temps nécessaire à l'établissement de ces variables dans une marge de 5% autour de leur valeur asymptotique est une mesure de la dynamique du système régulé. Compte tenu de la périodicité de i_e , un temps de réponse de l'ordre de 0,5 millisecondes correspond à 10% de la durée d'une demi arche d'une sinusoïde et apparaît comme une limite. En prenant en compte la fréquence maximale de commutation des interrupteurs (10KHz) et le type de modulation retenu (ici $T_m = T_e$), les valeurs possibles de la fréquence d'échantillonnage sont bornées: $10^{-4} < T_e < 0,5 \cdot 10^{-3}$.

En ce qui concerne le courant i_s , il est clair qu'une dynamique plus lente (signal continu) sera obtenue par l'application permanente d'une commande oscillatoire sur les interrupteurs visant à "gommer" la composante fréquentielle $2.f$. C'est pourquoi,

raisonnablement, nous souhaitons imposer un temps de réponse de ce courant régulé deux fois plus rapide que le temps de réponse propre du filtre.

- La **Précision** du système régulé: les courants i_e et i_s doivent correspondre à leurs consignes malgré l'introduction de perturbations. Les références et les grandeurs mesurées étant échantillonnées et bloquées, nous nous sommes fixés un écart nul en régime stationnaire pour des références du type échelon.

A partir de ces deux types de spécification, la conception de chaque régulateur découle directement de la Partie Opérative du modèle de connaissance du redresseur associée au modulateur. La commande du filtre d'entrée du redresseur étudié est présentée dans la partie suivante.

4) Asservissement du courant d'entrée

4.1) Linéarisation dynamique

L'évolution du courant i_e est régie par l'équation (3.22). Ce courant peut être modifié par action sur le produit $m_g(kTe).i_s(kTe)$. Les valeurs de $i_s(kTe)$ étant imposées par la source (inductive), seule la variable $m_g(kTe)$ nous est accessible. Le changement de variable suivant :

$$m_g(k.Te) = \frac{ul(k.Te)}{i_s(k.Te)} \quad (3.32)$$

encore appelé **linéarisation dynamique**, permet d'obtenir une variable de commande unique appelée $ul(kTe)$. Celle-ci affecte le courant i_e selon la relation :

$$i_e(k.Te) = \frac{n_{11}.z^2 + n_{12}.z}{(z-d_1).(z-d_2)}.ul(k.Te) + \frac{n_{21}.z^2 + n_{22}.z}{(z-d_1).(z-d_2)}.ug(k.Te) \quad (3.33)$$

Cette linéarisation n'est applicable que si le courant i_s demeure constant au cours d'une période d'échantillonnage. En appliquant le même changement de variable sur les équations différentielles extraites du système (3.28), nous obtenons un modèle équivalent sous forme d'équations d'état :

$$\begin{bmatrix} \frac{dus}{dt} \\ \frac{die}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{Ce} \\ -\frac{1}{Le} & -\frac{Re}{Le} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} us \\ ie \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{Ce} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot ul + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{Le} \end{bmatrix} \cdot ug \quad (3.34)$$

4.2) Stabilité et Retour d'état

Dans ce paragraphe, nous allons étudier l'effet de la fréquence d'échantillonnage sur le degré de stabilité. Puis, en utilisant la représentation d'état discrétisée du filtre d'entrée, nous allons établir une commande par retour d'état qui fixe ce degré de stabilité à une valeur désirée.

La condition de stabilité exige que le module des racines $d1$ et $d2$ (équation (3.25)) soient situés à l'intérieur du cercle unité du plan \mathbf{Z} . La figure 3.18 représente les variations de ce module pour diverses valeurs de ζ et ω_n à la fréquence d'échantillonnage de 20KHz. Ce module s'approche de la limite de la stabilité pour des faibles valeurs du coefficient d'amortissement et de la pulsation naturelle. Afin d'étudier l'effet de la période d'échantillonnage sur la stabilité, cette courbe a été tracée pour une fréquence $F_e=2\text{KHz}$. Comme le montrent les figures 3.19, le degré de stabilité s'améliore mais la remarque précédente reste valable.

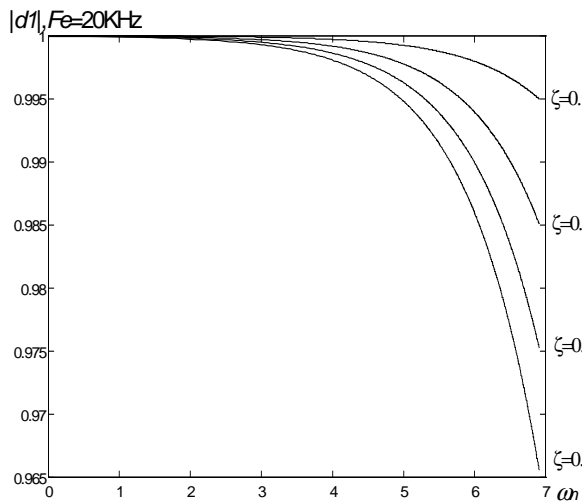


Figure 3.18: Variation de $|d1|$ (20KHz)

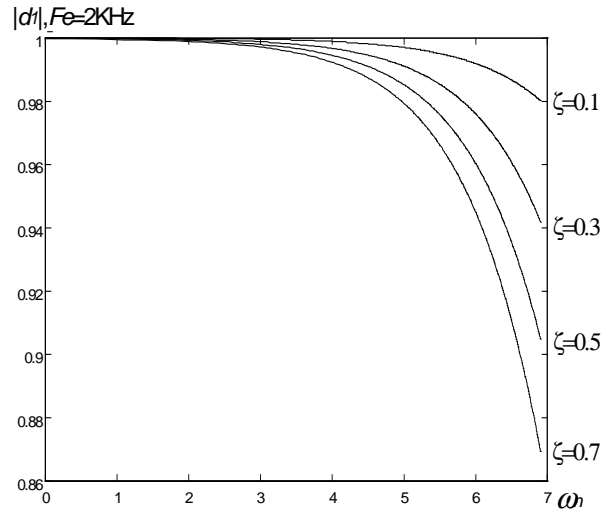


Figure 3.19: Variation de $|d1|$ (2KHz)

Le degré de stabilité n'est donc pas un critère pertinent pour le choix de T_e . Compte tenu de la contrainte $10^{-4} < T_e < 0,5 \cdot 10^{-3}$ (paragraphe 3)), nous avons choisi une fréquence d'échantillonnage de $\frac{1}{T_e} = 5\text{kHz}$. Les pôles $d1$ et $d2$ (3.25) ont alors pour valeurs :

$0,97 \pm 0,23j$. La localisation de ces pôles est représentée figure 3.20. La réponse indicielle (figure 3.21) visualise les difficultés inhérentes au contrôle de ce système par un modulateur assimilable à un bloqueur d'ordre zéro. Ce système en boucle ouverte est donc très proche de l'instabilité et nécessite par conséquent une stabilisation dynamique par la commande. Cette stabilisation a été réalisée en appliquant un bouclage par retour d'état dont nous détaillons le principe ci-après.

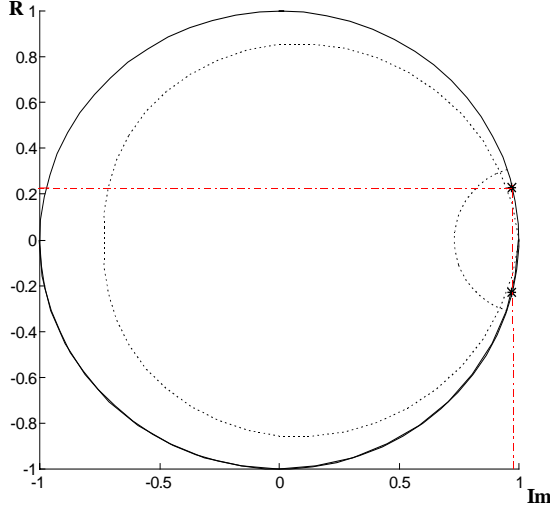


Figure 3.20: Localisation des pôles

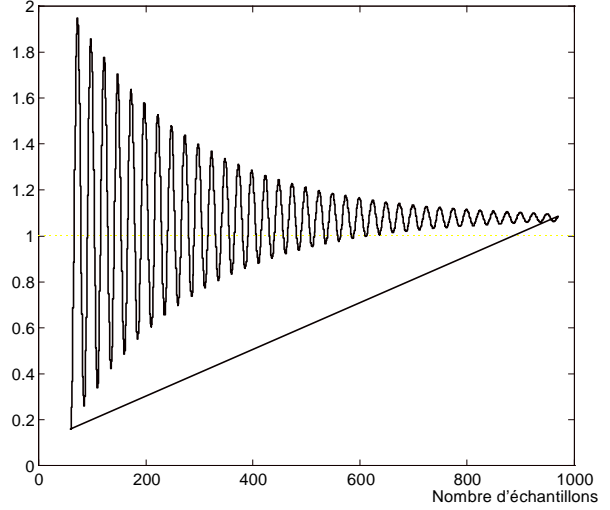


Figure 3.21: Réponse indicielle

Le modèle de commande est obtenu à partir des équations (3.34) en annulant l'effet des perturbations (u_g) :

$$\begin{bmatrix} \frac{dus}{dt} \\ \frac{die}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{Ce} \\ -\frac{1}{Le} & -\frac{Re}{Le} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} us \\ ie \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{Ce} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot ul \quad (3.35)$$

Sous forme récurrente, ce système s'écrit :

$$[\dot{X}_r] = [A_r] \cdot [X_r] + [B1_r] \cdot ul \quad (3.36)$$

En supposant invariantes les valeurs de C_e , R_e et L_e , l'évolution de l'état entre deux instants t_0 et t_1 est donnée par :

$$[X_r(t_1)] = \left[e^{[A_r](t_1-t_0)} \right] \cdot [X_r(t_0)] + \int_{t_0}^{t_1} \left[e^{[A_r](t_1-a)} \right] \cdot [B1_r] \cdot ul(a) da \quad (3.37)$$

En considérant les instants $t_1=(k+1).T_e$ et $t_0=k.T_e$, on obtient les équations récurrentes :

$$[X_r((k+1).T_e)] = \left[e^{[A_r](T_e)} \right] \cdot [X_r(k.T_e)] + \int_{k.T_e}^{(k+1).T_e} \left[e^{[A_r]((k+1)T_e-a)} \right] \cdot [B1_r] \cdot ul(a) da \quad (3.38)$$

Le calcul de l'exponentielle de matrice, développé dans l'annexe 2, donne :

$$\left[e^{[A_r](t)} \right] = \frac{1}{p_1 - p_2} \cdot \begin{bmatrix} -p_2 \cdot e^{p_1 \cdot t} + p_1 \cdot e^{p_2 \cdot t} & \frac{e^{p_1 \cdot t} - e^{p_2 \cdot t}}{C_e} \\ \frac{e^{p_1 \cdot t} - e^{p_2 \cdot t}}{-L_e} & \left(p_1 + \frac{R_e}{L_e} \right) \cdot e^{p_2 \cdot t} - \left(p_2 + \frac{R_e}{L_e} \right) \cdot e^{p_1 \cdot t} \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

Dans le paragraphe 2.4, nous avons montré que le modulateur M.L.I. pouvait être approché par un bloqueur. On pose donc $ul(\alpha) = ul(k.T_e) \forall \alpha \in [k.T_e, (k+1).T_e]$. Ce terme peut être sorti de l'intégrale.

La représentation d'état du système discrétisé devient :

$$[Xr(k+1).T_e] = [Ad]. [Xr(k.T_e)] + [Bd]. [ul(k.T_e)] \quad (3.40)$$

$$\text{avec } [Ad] = [e^{Ar(T_e)}] \text{ et } [Bd] = \frac{1}{(p1-p2).Ce.p1.p2} \cdot \begin{bmatrix} p2^2.(1-e^{p1.T_e}) - p1^2.(1-e^{p2.T_e}) \\ \frac{p2.(1-e^{p1.T_e}) - p1.(1-e^{p2.T_e})}{Le} \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

L'application numérique conduit à :

$$\begin{bmatrix} us((k+1).T_e) \\ ier((k+1).T_e) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,97 & 2,57 \\ -0,02 & 0,97 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} us(k.T_e) \\ ier(k.T_e) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2,59 \\ -0,03 \end{bmatrix} \cdot ul(k.T_e). \quad (3.42)$$

L'exactitude de ce modèle peut être appréciée en vérifiant que les valeurs propres de la matrice $[Ad]$ sont identiques aux pôles $d1$ et $d2$.

La commande par retour d'état [BOR90] consiste à appliquer une contre-réaction dosée par un vecteur ligne $[Kr]$ contenant les poids de chaque composante du vecteur d'état :

$$ul(k.T_e) = -[Kr]. [Xr(k.T_e)] + ur(k.T_e) \quad (3.43)$$

Ces poids sont calculés de façon à ce que la matrice: $[Ad] - [Bd]. [Kr]$ possède les valeurs propres, notées $p1r$ et $p2r$, assurant la stabilité désirée :

$$(z-p1r).(z-p2r) = \det(z.[I] - [Ad] + [Bd]. [Kr]), \quad (3.44)$$

$[I]$ désignant la matrice unité.

Ce calcul est développé en détail dans l'annexe 3. L'application numérique en imposant les pôles $p1r=0,09+0,1j$ et $p2r=0,09-0,1j$ conduit à $[Kr]= [0,6 -22]$.

Le système discret après retour d'état a pour représentation :

$$\begin{bmatrix} us((k+1).T_e) \\ ier((k+1).T_e) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0,58 & 59,3 \\ -0,004 & 0,40 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} us(k.T_e) \\ ier(k.T_e) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2,59 \\ -0,03 \end{bmatrix} \cdot ur(k.T_e).$$

Cette représentation d'état possède une fonction de transfert équivalente. Celle-ci, calculée dans l'annexe 4, a pour expression :

$$\frac{ier(k.T_e)}{ur(k.T_e)} = \frac{-0,0259.z - 0,0258}{(z + 0,09 - 0,1 * j) . (z + 0,09 + 0,1 * j)} = \frac{num(z)}{den(z)} \quad (3.45)$$

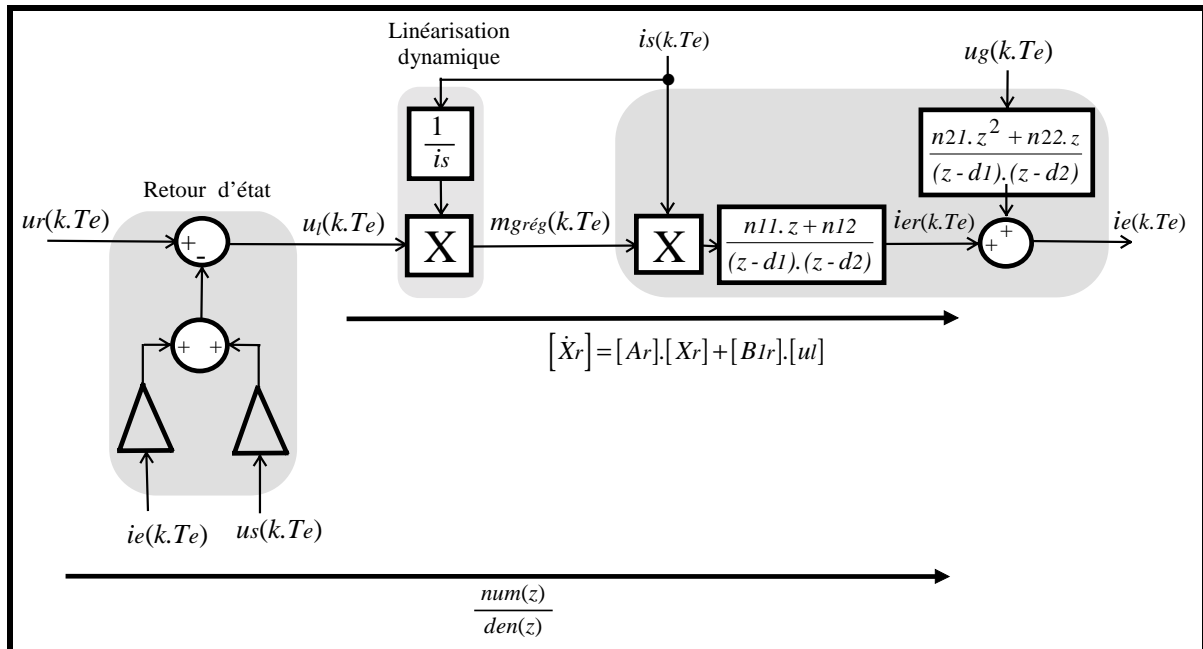


Figure 3.22: Linéarisation dynamique et stabilisation par retour d'état du filtre d'entrée

4.3) Détermination du correcteur de la boucle fermée

Considérons le schéma de la figure 3.23 représentant une commande en boucle fermée.

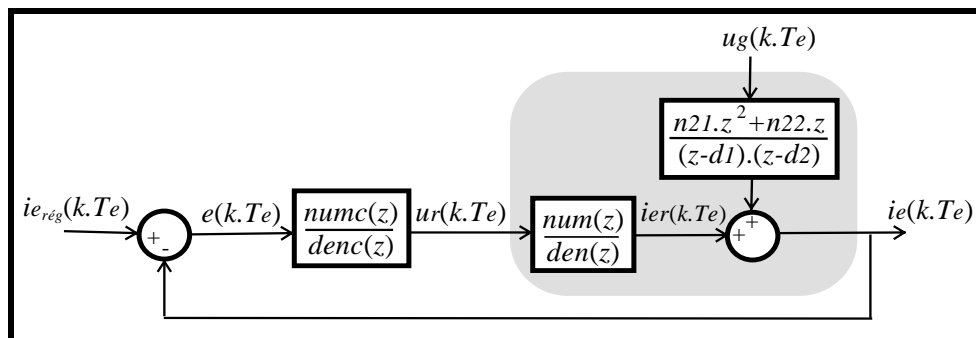


Figure 3.23: Influence de la perturbation sur la sortie

On rappelle que la synthèse d'un correcteur dans le cadre d'un asservissement en boucle fermée doit satisfaire les trois conditions fondamentales suivantes :

- La fonction de transfert en boucle fermée doit être asymptotiquement stable.
- Aucune compensation ne doit s'effectuer dans le domaine instable (condition de grossièreté); les zéros et les pôles des correcteurs ne doivent pas être instables (annexe 5).
- Le correcteur obtenu doit être réalisable (condition de causalité); les degrés des numérateurs doivent être inférieurs à ceux des dénominateurs.

L'ensemble des correcteurs respectant ces trois conditions définit la classe des correcteurs envisageables pour la réalisation de la boucle fermée.

Nous avons négligé, jusqu'à présent, l'influence des grandeurs de perturbation sur la dynamique des variables de sortie du redresseur. Parmi ces perturbations, figurent la perturbation u_g et des perturbations non mesurables (telles que des retards à l'amorçage des interrupteurs, ...). L'effet de ces perturbations peut être intégré au niveau de u_g . C'est pourquoi on considère par la suite que la variable u_g comprend l'ensemble des perturbations qui s'appliquent sur le courant i_e sous la forme : $\frac{n21.z^2 + n22.z}{(z-d1).(z-d2)}.u_g(k.Te)$. L'élimination de ces perturbations sur la sortie va restreindre la classe du correcteur à insérer dans la boucle fermée. Le transfert en boucle fermée entre la perturbation $u_g(k.Te)$ et le signal de sortie $e(k.Te)$ s'écrit :

$$e(k.Te) = \frac{denc(z).(n21.z^2 + n22.z)}{numc(z).num(z) + denc(z).den(z)}.u_g(k.Te) \quad (3.46)$$

Pour réaliser parfaitement la poursuite d'une consigne variable dans le temps, il est nécessaire de déterminer une expression du dénominateur $denc$ qui rejette une perturbation du type rampe: $u_g(k.Te) = \frac{Te.z}{(z-1)^2}$. Le dénominateur doit contenir par conséquent au moins deux intégrations :

$$denc(z)=(z-1)^2 \quad (3.47)$$

Notons $\frac{num_s(z)}{den_s(z)}$, la mise en série de ce double intégrateur avec le modèle de commande :

$$\frac{num_s(z)}{den_s(z)} = \frac{1}{(z-1)^2} \cdot \frac{num(z)}{den(z)} \quad (3.48)$$

Nous introduisons également un gain K_p , afin de disposer d'un degré de liberté pour placer les pôles de la fonction de transfert en boucle fermée (figure 3.24) [BOR93]. L'expression de cette fonction de transfert est donnée par : $\frac{num_f(z)}{den_f(z)} = \frac{K_p . num_s(z)}{den_s(z) + K_p . num_s(z)}$. Le lieu d'Evans (figure 3.25) montre que les pôles

introduits par la double intégration deviennent instables lorsque le gain interne de la boucle augmente.

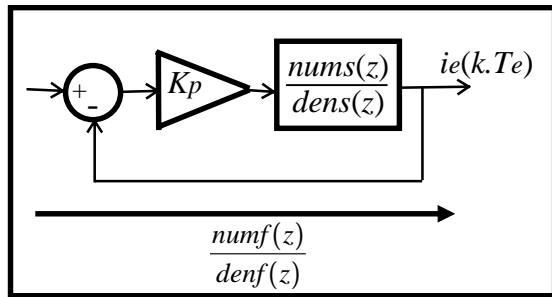


Figure 3.24: Boucle de placement de pôles

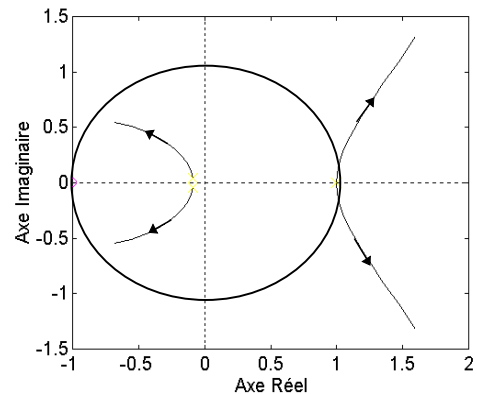


Figure 3.25: Lieu des pôles de la boucle fermée, $Kp \in [0, \infty[$

La trajectoire de ces pôles peut être inversée (figure 3.26) et passer exactement par des valeurs désirées si l'on introduit deux zéros dans le numérateur du correcteur (voir annexe 3). La valeur des pôles dominants va déterminer le comportement de la boucle fermée en régime transitoire. En notant :

$$\frac{numc(z)}{denc(z)} = \frac{(z - z_1) \cdot (z - z_2)}{(z - 1) \cdot (z - 1)}, \quad (3.49)$$

l'expression de la boucle ouverte s'écrit alors :

$$\frac{num_s(z)}{dens(z)} = \frac{numc(z)}{denc(z)} \cdot \frac{num(z)}{den(z)} \quad (3.50)$$

Le choix particulier correspondant à $z_1=0,7$ et $z_2=0,07$ permet d'obtenir un lieu passant par les pôles: $0,16 \pm 0,35j$. Ces pôles, correspondant à un coefficient d'amortissement de 0,7 et à une pulsation naturelle de 200 radians, permettent d'obtenir une réponse unitaire (à 95%) en 3 périodes d'échantillonnage (figure 3.29) conformément aux spécifications (chapitre III paragraphe 3). Ils sont obtenus en fixant à -20 le gain Kp .

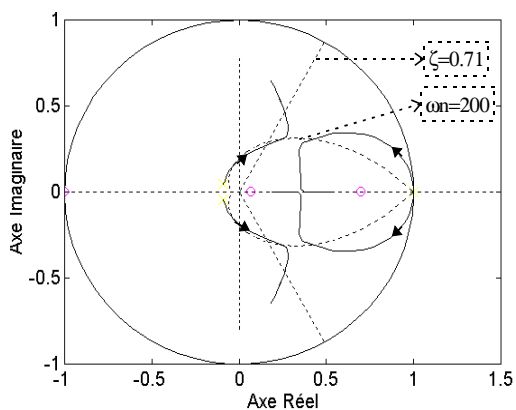


Figure 3.26: Placement des pôles dominants

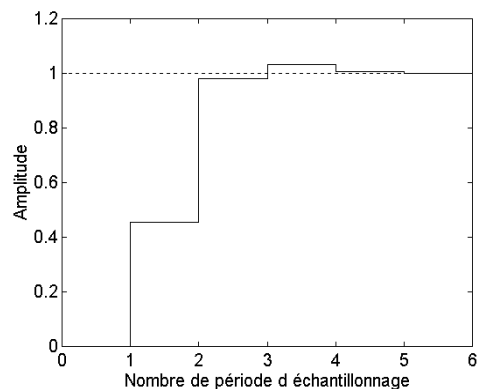


Figure 3.27: Réponse indicielle désirée

La fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$\frac{numf(z)}{denf(z)} = \frac{(z + 0,997).(z - 0,7).(z - 0,07)}{(z - 0,5 + 0,32i).(z - 0,5 - 0,32i).(z - 0,15 + 0,33i).(z - 0,15 - 0,33i)}$$

Afin d'obtenir le dénominateur du second ordre de la fonction de transfert dont la stabilité a été prise comme objectif, les deux pôles supplémentaires (introduits par le correcteur) doivent être compensés par un numérateur placé en amont de la boucle fermée et appelé $numa(z)$.

De plus, puisque que la consigne est sinusoïdale ($ierég(z) = \frac{z \cdot \text{Sin}(\omega \cdot Te)}{z^2 - 2 \cdot z \cdot \text{Cos}(\omega \cdot Te) + 1}$), les

deux zéros de norme minimale (introduit par $numc(z)$) auront pour effet de rejeter asymptotiquement cette entrée. Il est donc nécessaire de compenser également ces zéros par un dénominateur, appelé $dena(z)$.

$$dena(z) = numc(z) \tag{3.51}$$

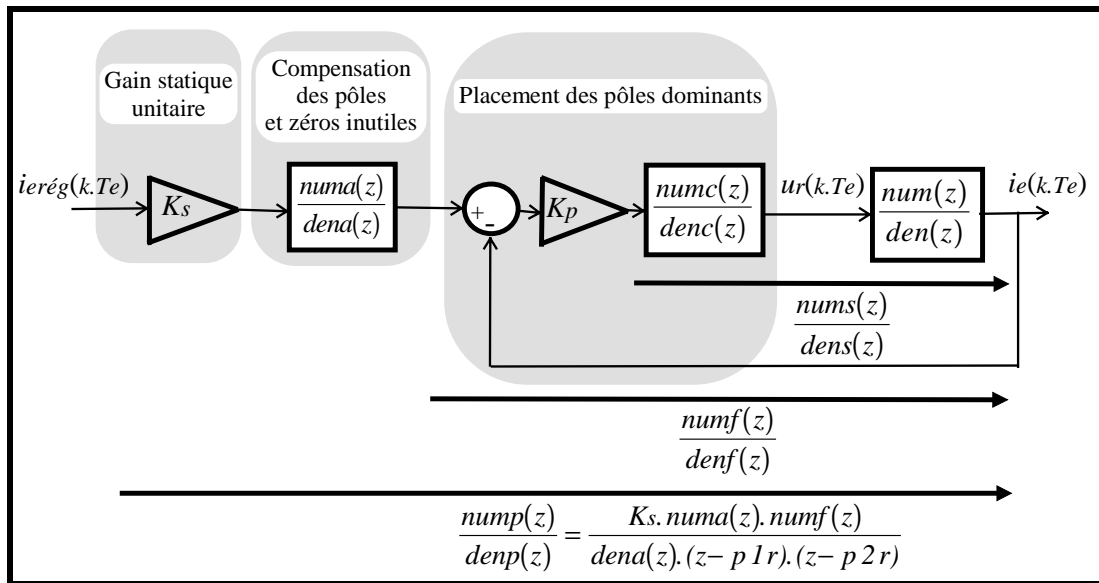


Figure 3.28: Compensation amont de la boucle fermée

Un gain statique unitaire est assuré par l'introduction du gain Ks . La fonction de transfert équivalente a pour expression :

$$\frac{nump(z)}{denp(z)} = Ks \cdot \frac{numa(z)}{dena(z)} \cdot \frac{numf(z)}{denf(z)} \tag{3.52}$$

d'où $\frac{nump}{denp} = Ks \cdot \frac{(z + 0,997)}{(z - 0,15 + 0,33i).(z - 0,15 - 0,33i)}$.

L'association des trois fonctionnalités réalisées par la loi de commande constitue une relation particulière entre les variables d'état, les variables de sortie et la référence $ierég$. Cette relation est appelée R_{ass} .

4.4) Robustesse du correcteur

Cette notion qui correspond au degré de stabilité va nous permettre d'estimer la capacité du système à absorber les erreurs de réglage dues aux inévitables défauts de modélisation (linéarité et ordre du modèle), d'identification (exactitude des paramètres de ce modèle) et de variation structurelle du système (vieillessement des éléments, dérives thermiques ...).

Elle repose sur une mesure de la distance de $\frac{num_s(z)}{dens(z)}$ du point d'instabilité [LAR93].

Cette proximité est mesurée sur le lieu de Nyquist (figure 3.31) par la distance notée M_m entre le point critique $(-j,0)$ et la transmittance $K_p \cdot \frac{num_s(z)}{dens(z)}$. Cette distance, appelée marge de module, est de 0,55 pour notre application.

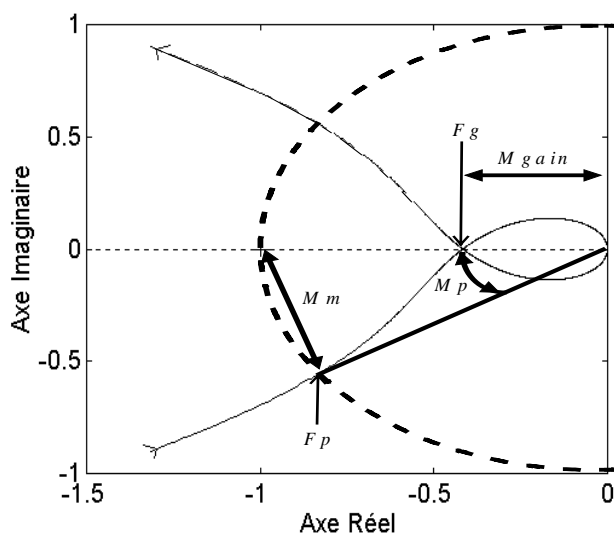


Figure 3.29: Lieu de Nyquist de $K_p \cdot \frac{num_s(z)}{dens(z)}$

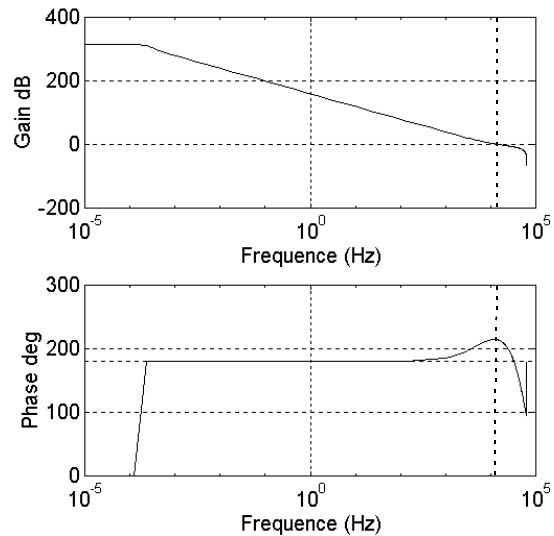


Figure 3.30: Lieu de Bode de $K_p \cdot \frac{num_s(z)}{dens(z)}$

La marge de gain (M_{gain}) est de 2,4 dB (à la fréquence $F_g=3,3$ kHz) et la marge de phase (M_p) est de 0,59 rad (à la fréquence $F_p=1,5$ kHz). La marge de retard, c'est à dire le retard additionnel admissible (en boucle ouverte) assurant la stabilité, est de

: $\frac{Mp}{2 \cdot \pi \cdot Fp} = 6,4 \cdot 10^{-5}$ secondes soit $0,128 \cdot Te$. Nous rappelons, qu'en raison des rotations du

lieu de Nyquist introduites par ce retard, la marge de gain se trouve diminuée dans ce cas.

Il est à noter également que ces marges sont calculées en réduisant le modèle du convertisseur à son filtre d'entrée et en assimilant le modulateur M.L.I. à un bloqueur d'ordre zéro. Il est donc important de valider ces hypothèses en simulant la commande calculée sur le modèle du système réel.

5) Simulation de l'asservissement du filtre d'entrée

5.1) Validation de l'approximation du modulateur par un bloqueur

L'ensemble { *Commande du filtre d'entrée + Bloqueur + Modèle continu du convertisseur* }, représenté figure 3.31, a été simulé pour une consigne alternative de 10 Ampères à l'aide du logiciel SIMULINK fonctionnant sous l'environnement MATLAB.

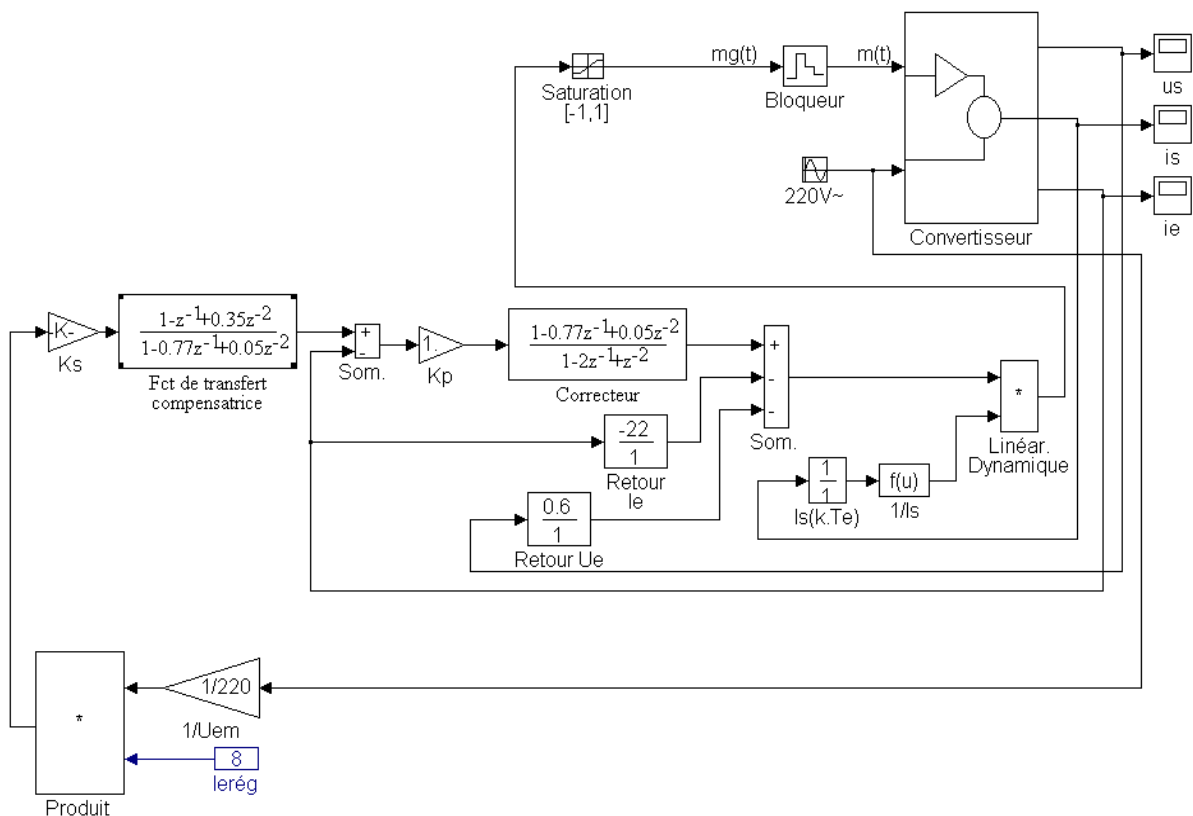


Figure 3.31: Schéma de simulation de la commande calculée incluant un bloqueur

Un bloc de saturation a été ajouté afin que la fonction génératrice demeure dans son domaine de définition quelle que soit l'amplitude des transitoires générés par la commande.

Le modulateur M.L.I. possédant ses propres propriétés dynamiques, il convient maintenant de remplacer le bloqueur d'ordre zéro par ce modulateur afin de vérifier que les performances de la régulation ne sont pas dégradées abusivement. Les résultats obtenus sont représentés figure 3.32 et 3.33 et valident cette approximation. Les simulations seront effectuées par la suite en utilisant un modulateur M.L.I. .

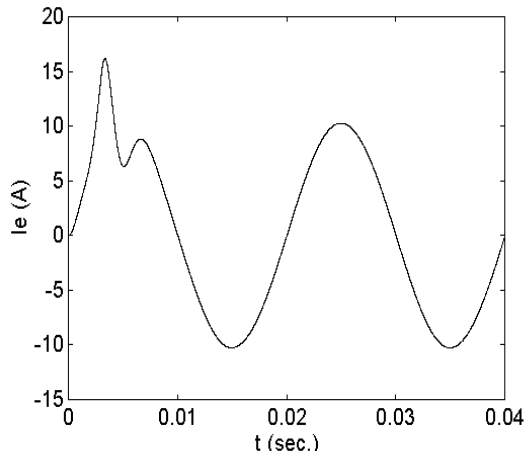


Figure 3.32: Simulation en utilisant un bloqueur

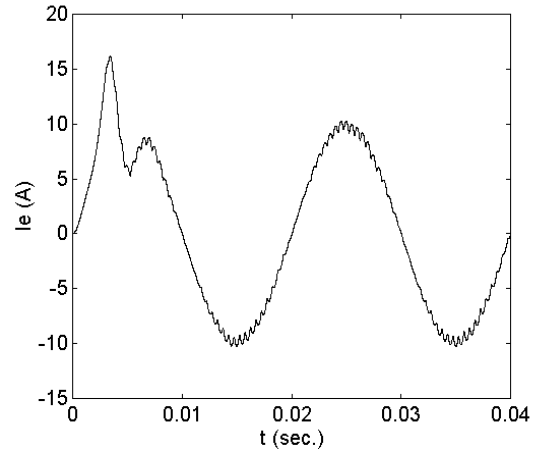


Figure 3.33: Simulation en utilisant un modulateur M.L.I.

5.2) Influence du temps de calcul

En général, le temps de traitement nécessaire au calcul de $mg(k.T_e)$ est très faible par rapport à la période d'échantillonnage T_e , de sorte que le retard (introduit en réalité) peut être négligé. Ce retard dans la détermination de la grandeur de commande est fonction à la fois de la complexité du calcul à réaliser et de la rapidité du calculateur.

En émettant des hypothèses grossières, on a estimé dans le paragraphe 4.4 à $0,128.T_e$ le retard pur conduisant à l'instabilité du système. Les figures 3.34 et 3.35 visualisent l'évolution des déformations du courant d'entrée suite à des retards supérieurs à cette valeur.

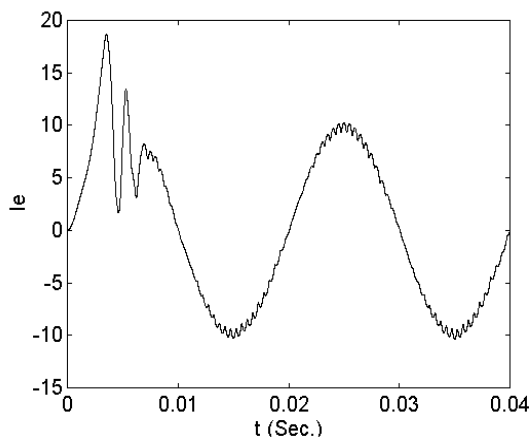


Figure 3.34: Retard pur de $T_e/4$ Sec.

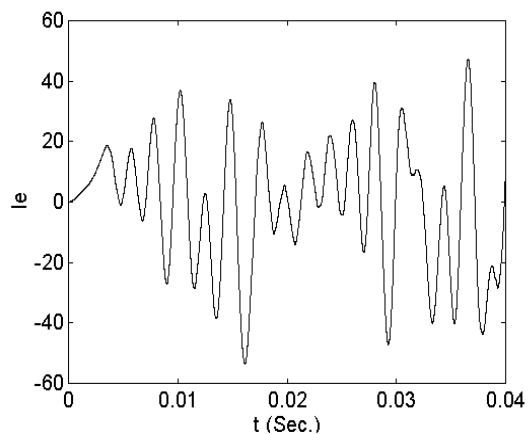


Figure 3.35: Retard pur de $T_e/2,5$ Sec.

Suivant l'importance des dégradations des performances, il peut être nécessaire de prendre en compte ce retard au niveau du modèle échantillonné. Nous évaluons maintenant les dégradations sur la commande .

Comme le montre la figure 3.36, l'impulsion de l'échantillonneur est en réalité décalée de τ_r secondes par rapport aux instants d'échantillonnage.

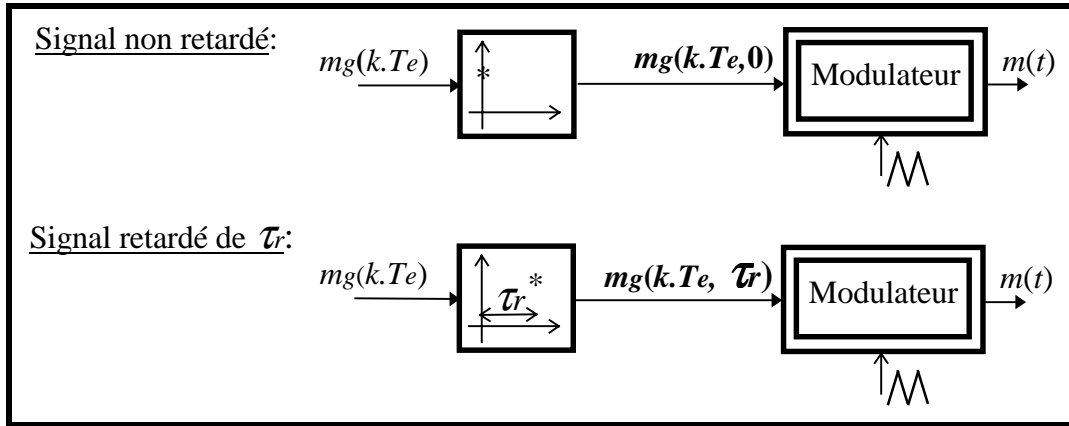


Figure 3.36: Application du retard τ_r sur la fonction génératrice de conversion

Pour tenir compte de ce retard, nous substituons les notations $(k.T_e)$ par $(k.T_e, \tau_r)$ dans l'équation (3.32) :

$$m_g(k.T_e, \tau_r) = \frac{u_l(k.T_e, \tau_r)}{i_s(k.T_e)}. \quad (3.53)$$

En combinant les équations transformées (3.39) et (3.40), on s'aperçoit que les variables d'état ainsi que les matrices sont affectées par ce retard :

$$[Xr(k+1).T_e] = [Ad(\tau_r)] \cdot [Xr(k.T_e)] - [Bd(\tau_r)] \cdot Kr \cdot [Xr(k.T_e, \tau_r)] + [Bd(\tau_r)] \cdot [ur(k.T_e, \tau_r)] \quad (3.54)$$

Les matrices fonction de τ_r se déduisent des équations (3.41) en remplaçant Te par $Te + \tau_r$. L'effet de ce retard sur la fonction de transfert équivalente en amont du retour d'état est déterminé en introduisant ces éléments matriciels dans l'expression donnée dans l'annexe 4.

Arrivé à ce stade, il est important de faire les remarques suivantes. Le calcul mathématique de l'état du système affecté par ce retard :

- devient rapidement fastidieux
- est faussé car le modulateur utilisé n'est pas un bloqueur
- n'est pas de grande utilité. Il est plus judicieux de développer le calcul d'une possible compensation de ce retard pur dans la commande. Cette stratégie est détaillée dans l'annexe 7.

6) Régulation du courant continu

6.1) Bilan de puissance

Le courant ie étant asservi à sa référence ie_{reg} , nous allons maintenant déterminer une commande permettant de réguler le courant redressé is . Le rôle de ce régulateur, dit principal, est alors de modifier la consigne du régulateur auxiliaire chargé d'asservir le courant d'entrée. Cette régulation cascade nécessite un étage d'interface placé entre ces deux boucles de régulation.

L'application de la tension redressée et modulée u sur le filtre de sortie va donner naissance à un courant continu is (figure 3.1). On fait dans le domaine fréquentiel l'hypothèse suivante: le courant continu est de valeur constante sur une demi-période de la sinusoïde ug . Pratiquement, les ondulations provoquées par le hachage à la fréquence $\frac{1}{Te}$ sont inexistantes de part la fréquence de coupure déterminée par la valeur choisie de Ls . Seuls les harmoniques de rang $2.f$, dus au redressement de us , faussent cette hypothèse.

La tension d'entrée est notée $ug(t) = Ug \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega.t)$, où Ug est la valeur efficace du fondamental de la tension réseau considérée comme une constante. La boucle d'asservissement est chargée de réguler le courant d'entrée en phase avec cette tension; on a alors $ie(t) = Ie \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega.t)$ et la puissance consommée sur une demi-période ($Tv=0,5.T$) de $u(t)$ s'écrit :

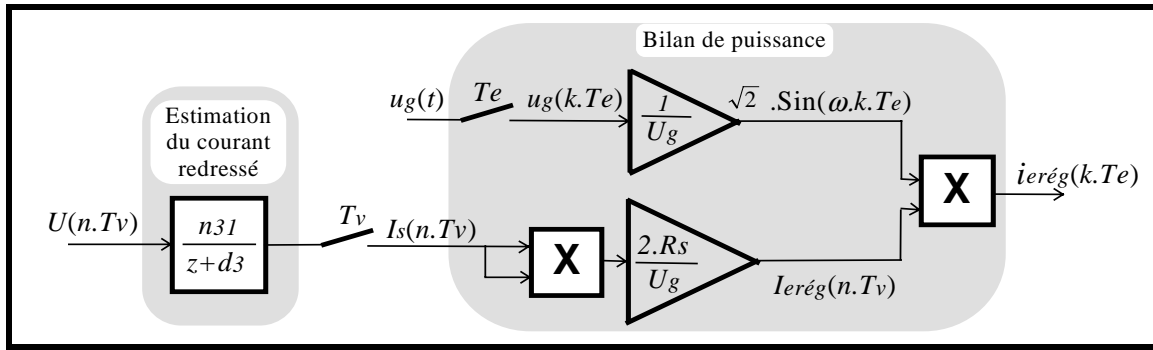
$$\frac{1}{Tv} \cdot \int_{(n+1).Tv}^{n.Tv} ug(t).ie(t) dt = \frac{1}{2} \cdot Ug \cdot Ie \quad (3.55)$$

La puissance dissipée dans la résistance d'entrée: $\left(\frac{1}{2} \cdot Re \cdot Ie^2\right)$ est négligeable devant celle consommée dans le filtre de sortie: $Rs \cdot Is^2$, Is étant la valeur moyenne de $is(t)$.

En régime dynamique, Is et Ie vont varier. On notera $Ie(n.Tv)$, la valeur efficace de $ie(t)$, et $Is(n.Tv)$, la valeur moyenne de $is(t)$, au cours de l'intervalle $(n-1).Tv < t < n.Tv$. En écrivant le bilan de puissance, on détermine la valeur de Ie en fonction du courant moyen de sortie :

$$Ie(n.Tv) = \frac{2 \cdot Rs}{Ug} \cdot Is^2(n.Tv) \quad (3.56)$$

La stratégie de commande consiste alors à réguler le courant moyen Is toutes les Tv secondes par l'intermédiaire de la valeur moyenne de la tension modulée us appliquée sur le filtre de sortie. La valeur maximale de la consigne sinusoïdale du courant alternatif est ensuite déterminée par le bilan de puissance (3.56) (figure 3.37).


 Figure 3.37: Etage d'interface par le bilan de puissance entre les deux boucles: R_{bil}

En considérant que la valeur du courant $is(n.Tv)$ échantillonné toutes les $Tv=10$ millisecondes correspond à sa valeur moyenne $Is(n.Tv)$ au même instant, la fonction de transfert du filtre de sortie échantillonné a pour expression (équation (3.27)) :

$$Is(n.Tv) = \frac{n31}{z+d3} \cdot U(n.Tv) \quad (3.57)$$

$$\text{avec } d3 = -e^{-\frac{R_s T_v}{L_s}} = -0.61 \quad \text{et } n31 = \frac{1-d3}{R_s} = 0.79 \quad (3.58)$$

L'association de cette équation avec le bilan de puissance permet de déterminer la forme désirée du courant appelé au réseau ($ierég$) à partir de la connaissance de la valeur moyenne de la tension redressée $U(n.Tv)$. Cette relation est appelée R_{bil} .

6.2) Détermination de la commande du filtre de sortie

Le bilan de puissance a permis d'obtenir un modèle de commande du filtre de sortie sous la forme d'une fonction de transfert (équation (3.57)). La valeur importante du pôle va provoquer une réponse très lente du courant de sortie (figure 3.40).

Afin d'obtenir une erreur statique nulle entre la consigne, notée $Isrég(n.Tv)$, et la valeur mesurée $Is(n.Tv)$, il est nécessaire d'introduire un intégrateur en cascade avec ce filtre.

Dès lors, il reste à déterminer l'expression du numérateur du correcteur de façon à ce que la fonction de transfert en boucle fermée corresponde à un modèle numérique désiré. Une méthode judicieuse pour définir ce modèle numérique consiste à considérer d'abord un modèle continu normalisé du second ordre permettant d'obtenir un temps d'établissement et un dépassement maximal en concordance avec les spécifications. Le coefficient d'amortissement et la pulsation naturelle sont déterminés à partir d'abaques et le modèle discrétisé s'exprime alors sous la forme :

$$\frac{numm(z)}{denm(z)} = \frac{b_{m1} \cdot z + b_{m0}}{z^2 + a_{m1} \cdot z + a_{m0}} \quad (3.59)$$

$$\text{avec } a_{m0} = \alpha^2, \quad a_{m1} = -2 \cdot \alpha \cdot \cos(\omega_p T_v), \quad (3.60)$$

$$b_{m0} = \alpha^2 + \alpha \cdot \left[\xi \cdot \sqrt{1 - \xi^2} \cdot \text{Sin}(\omega_p \cdot T_v) - \text{Cos}(\omega_p \cdot T_v) \right], \quad (3.61)$$

$$b_{m1} = 1 - \alpha \cdot \left[\xi \cdot \sqrt{1 - \xi^2} \cdot \text{Sin}(\omega_p \cdot T_v) + \text{Cos}(\omega_p \cdot T_v) \right] \quad (3.62)$$

$$\alpha = e^{-\xi \cdot \omega_n \cdot T_v}, \quad \omega_p = \omega_n \cdot \sqrt{1 - \xi^2} \quad (3.63)$$

Les valeurs suivantes $\xi=0,8$ et $\omega_n=78$, conduisant au modèle

$$\frac{\text{numm}(z)}{\text{denm}(z)} = \frac{0,34 \cdot z - 0,08}{z^2 - 0,85 \cdot z + 0,29} \quad (3.64)$$

permettent d'obtenir un temps de réponse deux fois supérieur à celui du filtre (figure 3.39) conformément aux spécifications.

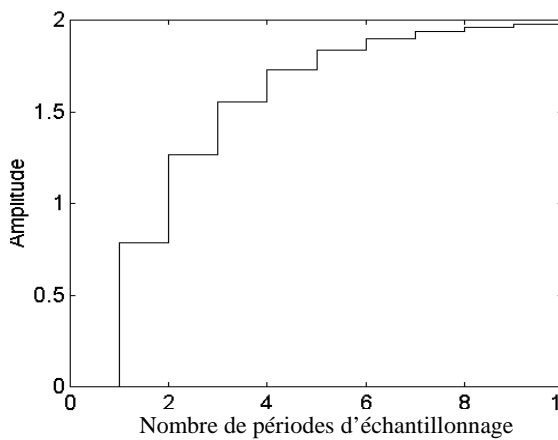


Figure 3.38: Réponse indicielle du filtre de sortie

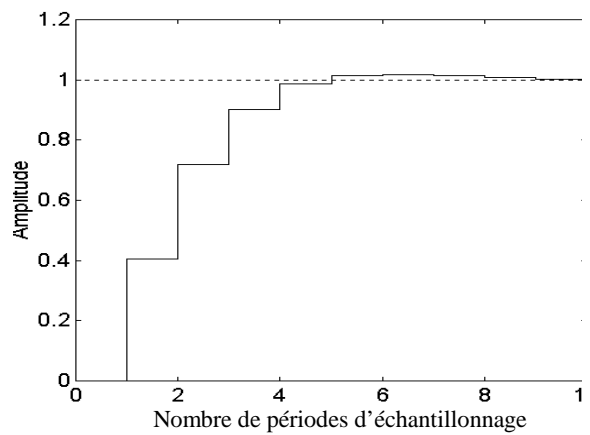


Figure 3.39: Réponse indicielle du modèle

Il reste à identifier les coefficients des polynômes de la fonction de transfert équivalente en boucle fermée avec ceux du modèle numérique choisi. La structure de la régulation est représentée figure 3.40 .

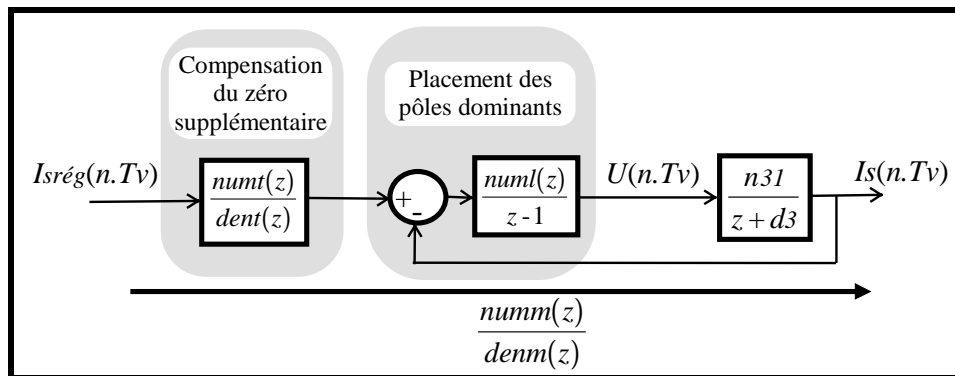


Figure 3.40: Boucle de régulation du courant de sortie

La fonction de transfert du système en boucle fermée s'écrit :

$$\frac{numl(z) \cdot n31}{(z-1) \cdot (z+d3) + numl(z) \cdot n31} \quad (3.65)$$

En choisissant $numl(z) = n1.z+n2$, le dénominateur a pour expression :

$$z^2 + (n1.n31 - 1 + d3).z + (-d3 + n31.n2) \quad (3.66)$$

En identifiant les coefficients de ce polynôme avec ceux du dénominateur du modèle, on trouve :

$$n1=0,82 \quad \text{et} \quad n2=-0,41. \quad (3.67)$$

Etant donné que le zéro de $numl$ est stable, il peut être simplifié en fixant

$$dent(z) = numl(z) \cdot n31 = 0,27.z - 0,02. \quad (3.68)$$

Pour obtenir l'expression complète du modèle (3.64), le dénominateur $numt$ doit donc être égal à :

$$numt(z) = bm1.z + bm0 \quad (3.69)$$

La loi de régulation en valeur moyenne entre $Us(n.Tv)$ et le courant redressé $Is(n.Tv)$ et sa consigne $Isrég(n.Tv)$ est appelée $R_{rég}$.

7) Commande et simulation du système

7.1) Détermination de la commande du système

On suppose, dans un premier temps, que le système complet ne présente pas de retard pur. La commande du système est obtenue en assemblant les schémas blocs des figures 3.30, 3.39, 3.42, c'est à dire les relations R_{ass} , R_{bil} et $R_{rég}$. L'association de ces trois lois de commande est appelée R_{ond} . La variable $Us(n.Tv)$ étant une valeur moyenne, une non-linéarité force son domaine de variation à $[0, \infty[$.

Le schéma fonctionnel de simulation (figure 3.43) est composé de la commande, du modulateur et du convertisseur qui est représenté par son modèle continu alimenté sous une tension efficace de 220V.

Au démarrage, le courant is étant nul, on ne peut effectuer une linéarisation dynamique (équation (3.32)). La solution adoptée consiste à saturer la commande $mg(t)$ sur une période Tm pour s'assurer que le courant is ait atteint une valeur non nulle lorsque l'on appliquera la linéarisation. La valeur saturée de $mg(t)$ dépend à la fois du signe de la consigne $Isrég$ et du signe de la tension aux bornes de la capacité :

$$m_g(t) = \text{Signe}[i_{s_{\text{rég}}}(k.T_e).u_s(k.T_e)] \quad 0 < k.T_e < 2.T_e. \quad (3.70)$$

Cette loi de commande est appelée *Rred*.

Si la consigne $I_{s_{\text{rég}}}$ est nulle, nous sommes alors dans une phase d'extinction du redresseur, la commande à appliquer est donc dans ce cas :

$$m_g(t) = 0. \quad (3.71)$$

Un résumé des différents cas de figure est représenté dans le tableau 3.1 où *Rond* correspond à la commande calculée en régime normal de fonctionnement.

$I_s(k.T_e)$	0	≠0	
$I_{s_{\text{rég}}}(k.T_e)$	0	$m_g(t) = 0$	$m_g(t) = \text{Rond}$
≠0	$m_g(t) = \text{Rred}$	$m_g(t) = \text{Rred}$	$m_g(t) = \text{Rond}$

Tableau 3.1: Résumé des différentes commandes à appliquer

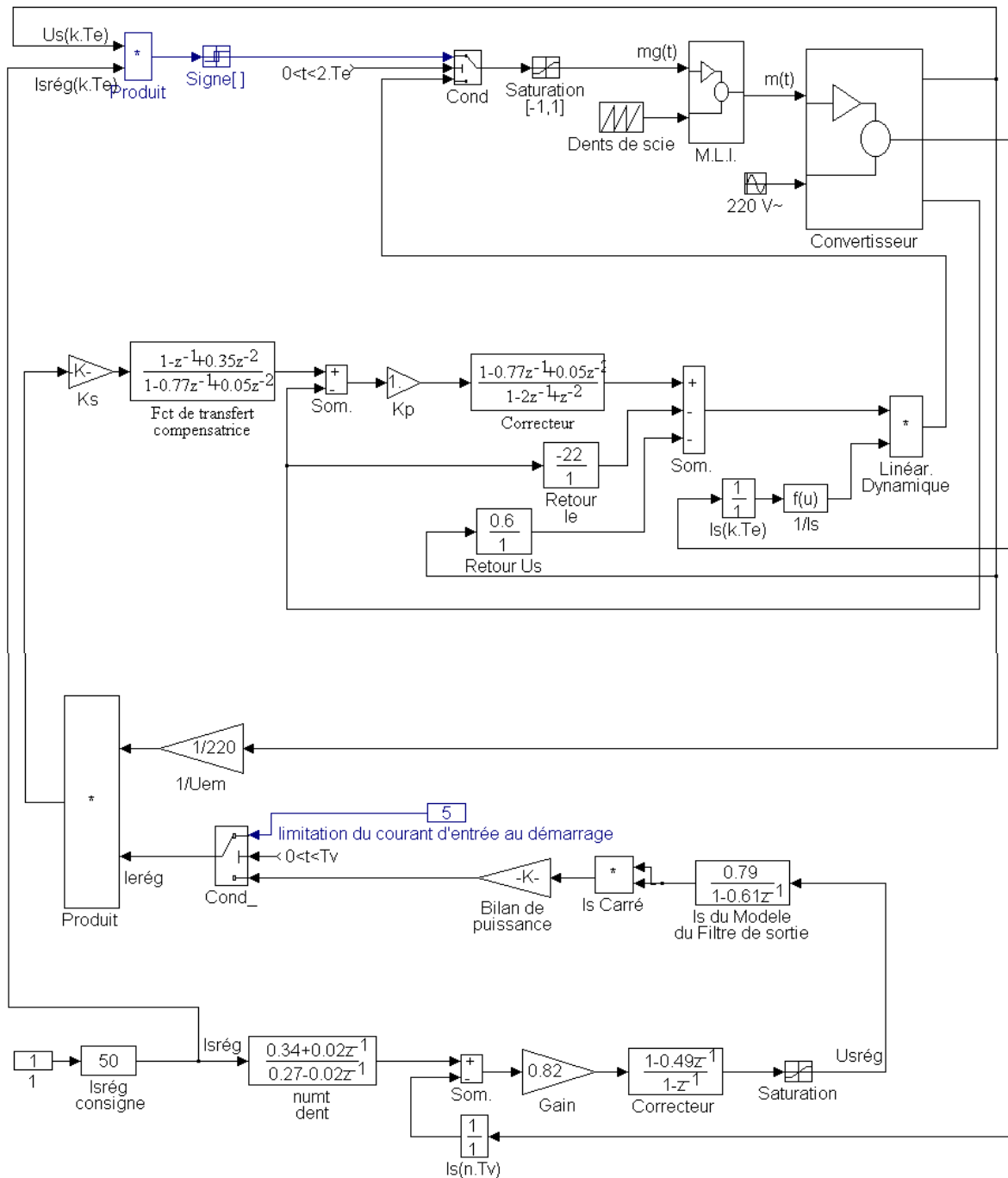


Figure 3.43: Schéma de simulation du convertisseur commandé (doc. Simulink)

7.2) Résultats de la simulation

La commande du filtre de sortie introduit une période T_v de retard (figure 3.41): $U_s(t)=0, 0 < t < T_v$ qui amène deux inconvénients. Tout d'abord, un retard pur de même durée apparaît lors de l'établissement du courant de sortie (figure 3.44). D'autre part, la commande est oscillatoire et va provoquer des commutations inutiles au bon fonctionnement du redresseur (figure 3.45).

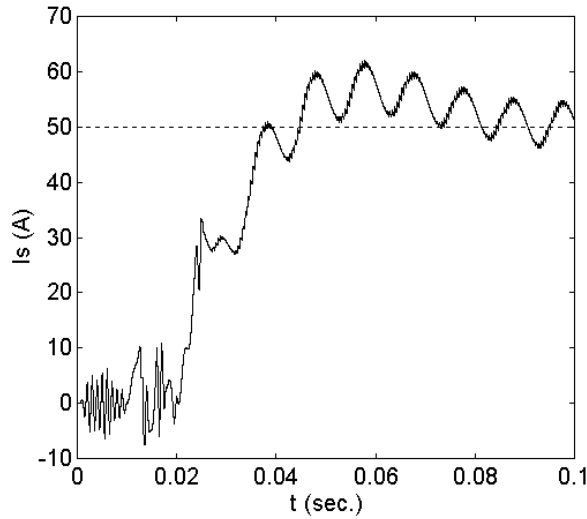


Figure 3.44: i_s sans compensation du retard pur du filtre de sortie

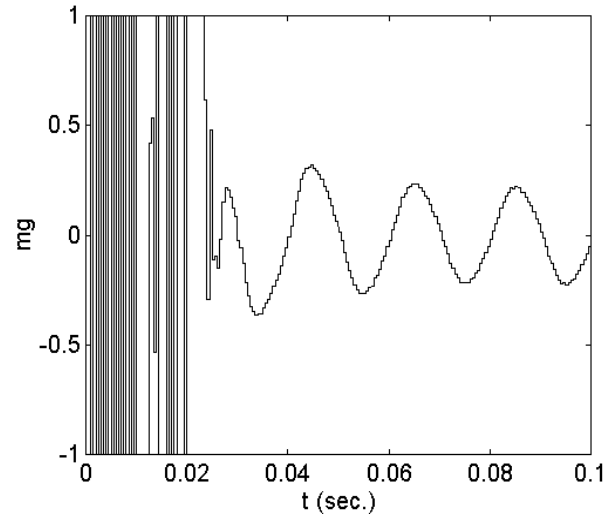


Figure 3.45: m_g sans compensation du retard pur du filtre de sortie

Une solution éventuelle serait de fixer $I_{e_{rég}}$ proportionnellement à $\frac{2 \cdot R_s}{U_e} \cdot I_{s_{rég}}^2$ lorsque ce point de fonctionnement est détecté. Cette solution fonctionne correctement pour des consignes « ni trop faibles, ni trop importantes ». L'application de la commande lors de la sortie de cette zone de fonctionnement est trop lente pour parvenir à réguler le courant i_s . Cette solution présente un autre inconvénient: le courant d'entrée demandé au réseau au démarrage est de deux à trois fois supérieur à celui consommé en régime établi (figure 3.47).

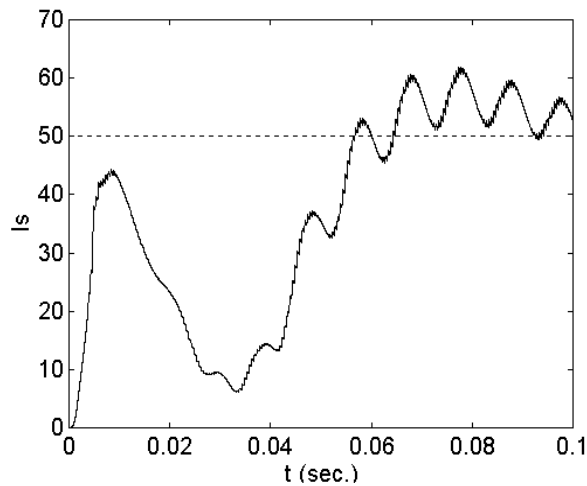


Figure 3.46: evolution de i_s (A) avec compensation du retard pur

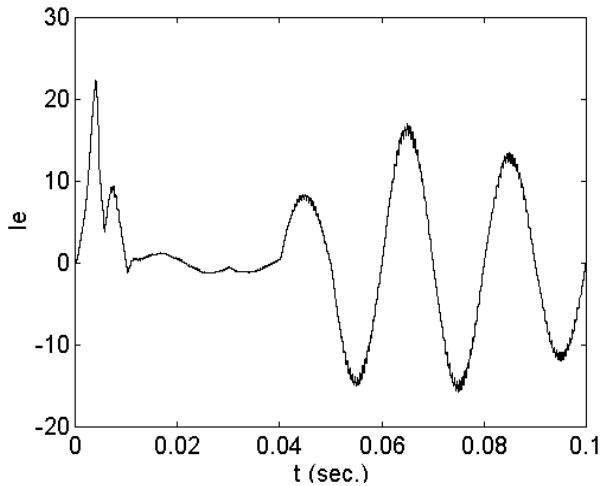


Figure 3.47: Evolution de i_e (A) avec compensation du retard pur

Il est crucial pour les interrupteurs de maîtriser ce courant de démarrage. La solution retenue est de fixer $I_{e_{rég}}(t)$ à 5 A pour $0 < t < T_v$ afin d'obtenir un maximum de courant d'environ 15 A quelle que soit la valeur de la consigne.

L'ensemble constitué de la commande et du convertisseur est simulé pour une consigne de $I_{s_{rég}} = 50$ A. Le courant continu atteint sa consigne au bout de 10 périodes T_v . Sa dynamique est très proche de celle du modèle utilisé pour le calcul de la commande (figure 3.48 et 3.49).

On peut s'apercevoir qu'en régime permanent la tension aux bornes du condensateur est oscillatoire (figure 3.50) et que la commande mg se rapproche d'une forme sinusoïdale (figure 3.51).

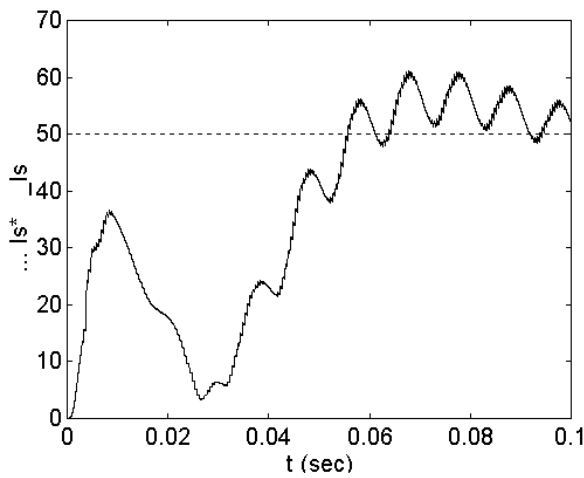


Figure 3.48: Evolution de i_s (A)

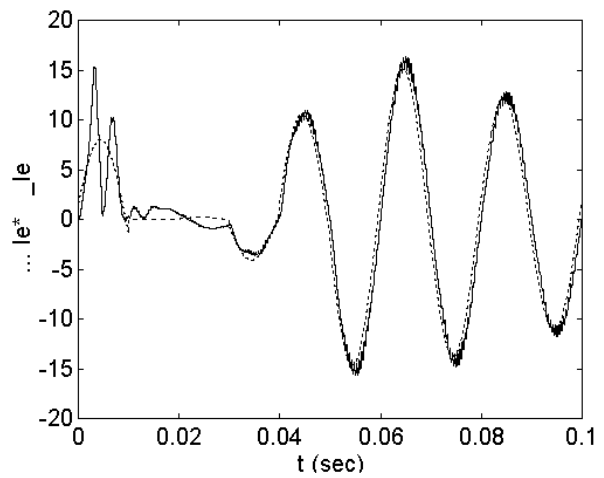


Figure 3.49: Evolution de i_e (A)

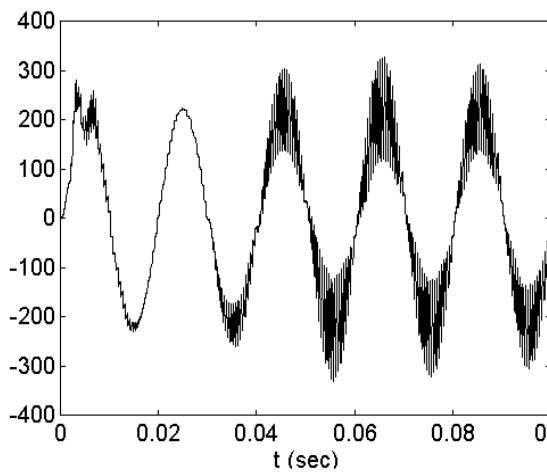


Figure 3.50: Evolution de u_s (V)

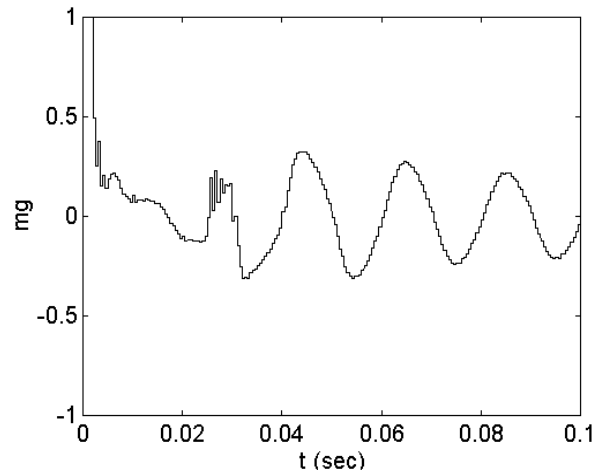


Figure 3.51: Evolution de mg

Cette commande permet d'obtenir un large domaine de fonctionnement: $8A < I_{s\text{rég}} < 395A$, domaine pouvant être augmenté mais la variable mg s'enrichit alors d'harmoniques et le courant d'entrée n'est plus sinusoïdal (figure 3.52 et 3.53).

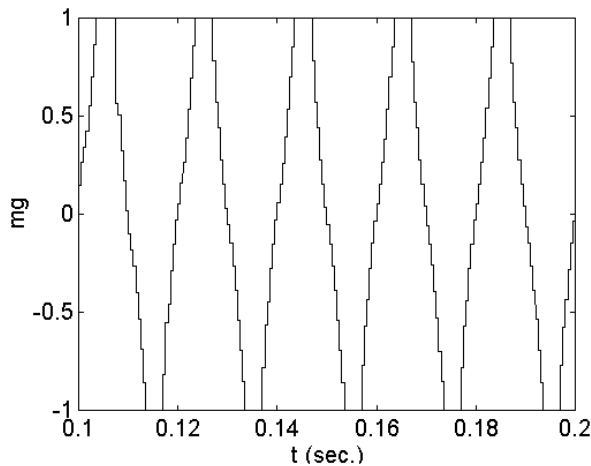


Figure 3.52: Evolution de m_g en régime saturé

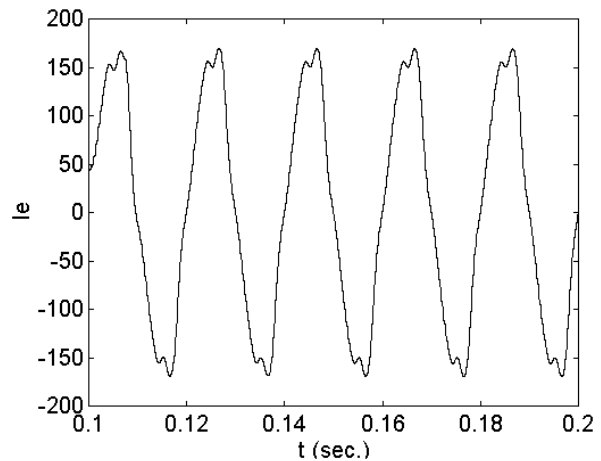


Figure 3.53: Evolution de i_e (A) lorsque m_g est saturé

De même, la consigne minimale peut descendre à 8 A, mais le courant d'entrée n'est plus en phase avec la tension u_g à ce niveau de fonctionnement. Ceci peut s'expliquer par l'apparition de disparités entre le modèle utilisé pour établir la commande et le fonctionnement réel du convertisseur. Pour ce fonctionnement à faible puissance, un modèle précis du convertisseur doit être établi à partir duquel la commande correspondante sera déduite. Ceci est détaillé dans le paragraphe suivant.

8) Fonctionnement à faible puissance

8.1) Origine des déphasages

Si le courant redressé i_s est nul (figure 3.55), il est impossible d'obtenir un courant i_e en phase avec u_g par action sur les interrupteurs. Pour ce point de fonctionnement particulier, l'allure du courant appelé au réseau est alors régi par les équations différentielles (3.4) et (3.5) dans lesquelles il vient $i(t) = m(t).i_s(t) = 0$. Etant donné la valeur de la capacité et de l'inductance d'entrée, la puissance réactive consommée « au repos » (c'est à dire à charge

déconnectée) est de $Q_0 = \frac{C_e \cdot \omega \cdot U_g^2}{1 - L_e \cdot C_e \cdot \omega^2}$. Cette puissance réactive peut être compensée par modulation du courant i si le courant continu i_s est suffisamment important. Ceci correspond à des valeurs particulières de la puissance active consommée dans le filtre continu que nous allons déterminer ci-après.

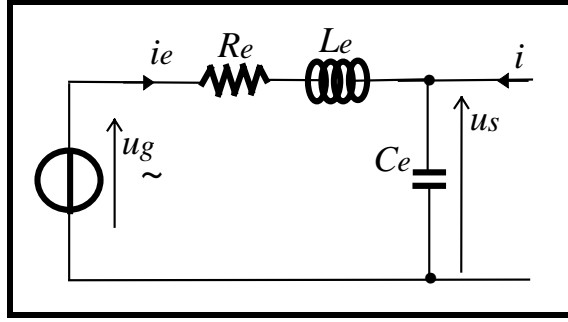


Figure 3.55: Schéma électrique du filtre d'entrée

Afin de simplifier les calculs, nous allons assimiler le courant $i_s(t)$ et la fonction de conversion m à leur premier harmonique :

$$i_s(t) = I_{s0} \quad (3.72)$$

$$m(t) = \rho \cdot \sin(\omega t - \gamma) \quad (3.73)$$

où I_{s0} est la valeur moyenne du courant continu $i_s(t)$ et ρ est le rapport entre la valeur moyenne du courant continu $i_s(t)$ et le fondamental de $i(t)$:

$$i(t) = \rho \cdot I_{s0} \cdot \sin(\omega t - \gamma) \quad (3.74)$$

Par la suite, nous considérons donc le courant $i(t)$ comme un courant alternatif. De plus, la puissance active appelée au réseau est supposée provenir principalement du filtre continu :

$$P = R_s \cdot I_{s0}^2 \quad (3.75)$$

La puissance maximale appelée au réseau est déterminée par la relation :

$$S_{max}^2 = P_{max}^2 + Q_{max}^2 \quad (3.76)$$

et est représentée par un cercle (figure 3.56). Aucun fonctionnement n'est possible en dehors de ce cercle. Le rayon et le centre de ce cercle dépendent de la puissance réactive consommée par le filtre d'entrée (Q_0) et de la puissance active maximale (P_{max}) [PIE94]. La puissance active maximale P_{max} est obtenue quand la tension $u_s(t)$ est redressée et totalement appliquée sur le filtre continu. Nous avons alors $u_s(t) = U_e \cdot \sqrt{2} \cdot |\sin(\omega t)|$. Le diamètre maximum du cercle est donc de :

$$P_{max} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{U_e^2}{R_s} \quad (3.77)$$

Le centre du cercle est par conséquent défini par les coordonnées :

$$Q_0 = \frac{C_e \cdot \omega \cdot U_g^2}{1 - L_e \cdot C_e \cdot \omega^2}, \quad \frac{P_{max}}{2} = \frac{4}{\pi^2} \cdot \frac{U_e^2}{R_s} \quad (3.78)$$

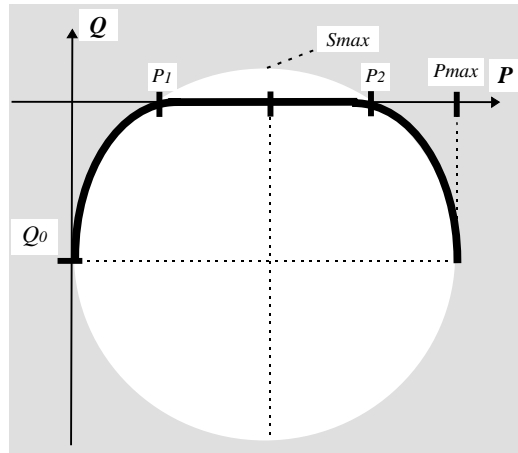


Figure 3.56: Diagramme de puissance

A partir du diagramme de puissance, nous voyons qu'il est possible d'obtenir un facteur de déplacement unitaire sur le domaine $P_1 \leq P \leq P_2$. Les bornes de ce domaine se déterminent en calculant l'intersection de ce cercle avec l'axe des ordonnées ($Q=0$).

$$P_1 = \frac{P_{max}}{2} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot Q_0^2}{P_{max}^2}} \right) \quad \text{et} \quad P_2 = \frac{P_{max}}{2} \cdot \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4 \cdot Q_0^2}{P_{max}^2}} \right) \quad (3.79)$$

Soit, pour notre étude, $P_1 = 20W$ et $P_2 = 78443W$ avec $Q_0 = -1262W$ et $P_m = 78463W$.

Deux autres domaines peuvent être distingués ($0 \leq P \leq P_1$ et $P_2 \leq P \leq P_{max}$) correspondant à un courant sinusoïdal i_e systématiquement déphasé par rapport à la tension réseau u_g . Néanmoins, pour ces domaines, il est possible d'obtenir un facteur de puissance optimal en plaçant le point de fonctionnement du convertisseur sur la circonférence du cercle.

La composante active étant imposée par la régulation du courant continu, l'unique solution pour y parvenir est de déphaser le courant i par l'intermédiaire de la phase (Φ) de la fonction génératrice de modulation (3.71). Ce déphasage doit être variable pour ces domaines de fonctionnement, par contre, il doit demeurer constant à la sortie de ces zones de fonctionnement. Le domaine de forte puissance ($P_2 \leq P \leq P_{max}$) est un domaine pour lequel les caractéristiques technologiques des interrupteurs sont exploitées à leur maximum. En pratique, c'est un domaine qu'il convient d'éviter pour préserver les composants de toute dégradation. C'est pourquoi une modélisation respectueuse au fonctionnement en faible puissance du redresseur est maintenant proposée.

8.2) Modélisation du redresseur fonctionnant en faible puissance

Le déphasage à appliquer dépend de la valeur du courant prélevé sur le réseau, c'est à dire encore du point de fonctionnement. La fonction génératrice doit donc comporter une action respectueuse au point de fonctionnement à atteindre que l'on note $[M_{gréf}]$ et une action $\Delta[M_g]$ qui permet de régler la dynamique (c'est à dire les variations) autour de ce point de fonctionnement. Pour déterminer la commande globale $[M_{gréf}] = [M_{gréf}] + \Delta[M_g]$ à appliquer,

ils nous faut d'abord établir le point de fonctionnement du système ($is_{réf}$, $ie_{réf}$, $us_{réf}$), à partir duquel nous calculerons $[M_{grég}]$ et ensuite un modèle variationnel afin de déterminer $\Delta[M_g]$.

Pour la majeure partie du domaine de fonctionnement du redresseur, il n'existe pas de déphasage sur le courant ie et les variables de sortie correspondent à leurs références. Pour des fonctionnements à faible puissance, on peut extraire, de la valeur de chaque variable, sa valeur de référence à laquelle on ajoute des variations autour de cette valeur. Ainsi, les variables d'état s'écrivent :

$$\begin{aligned} is(t) &= is_{réf}(t) + \Delta is(t) \\ ie(t) &= ie_{réf}(t) + \Delta ie(t) \\ us(t) &= us_{réf}(t) + \Delta us(t) \end{aligned} \quad (3.80)$$

Soit, plus généralement, pour les grandeurs d'état,

$$\begin{aligned} [X] &= [X_{réf}] + \Delta[X] \\ [Y] &= [Y_{réf}] + \Delta[Y] \end{aligned} \quad (3.81)$$

de même les grandeurs de commande s'écrivent:

$$[UM] = [UM_{réf}] + \Delta[UM] \quad (3.82)$$

En remplaçant ces variables dans les équations d'état, (3.30) et (3.31), nous obtenons

- un modèle moyen qui fixe le point de fonctionnement du système :

$$\begin{aligned} [Y_{réf}] &= [C] \cdot [X_{réf}] \\ [\dot{X}_{réf}] &= [A] \cdot [X_{réf}] + [B1] \cdot [UM_{réf}] + [B2] \cdot [W] \end{aligned} \quad (3.83)$$

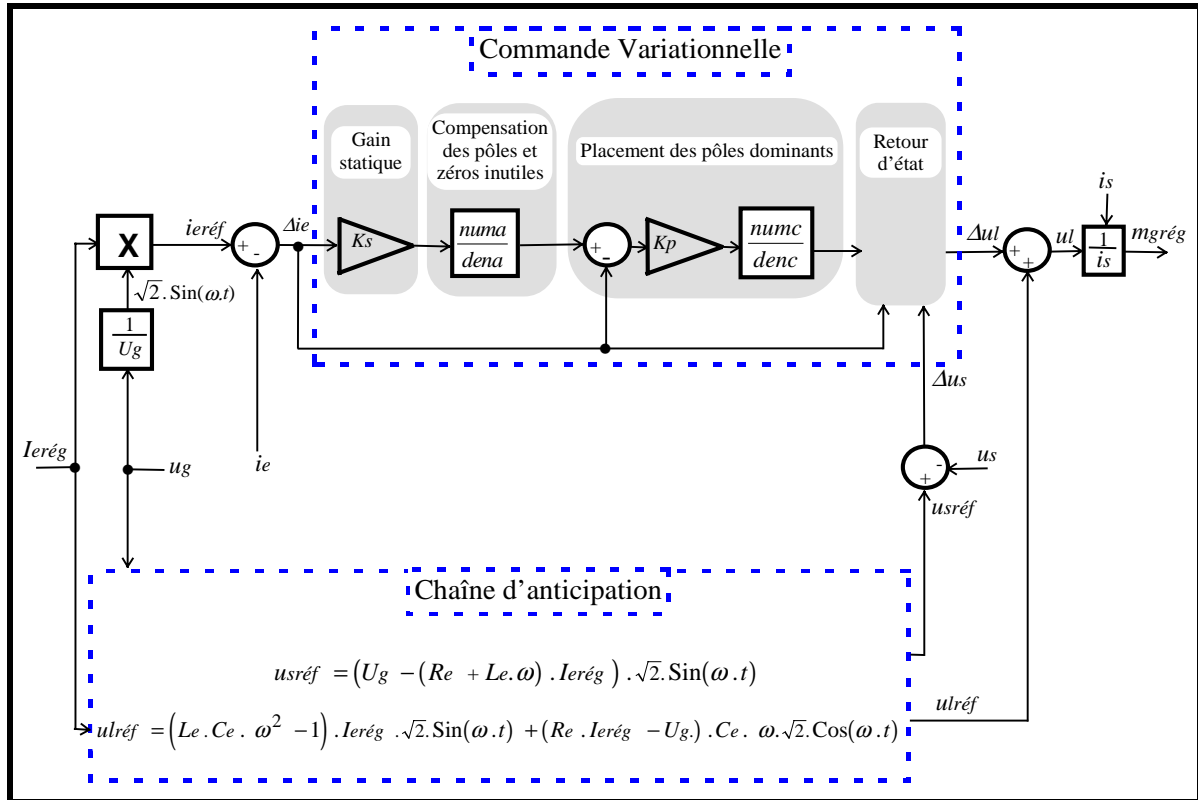
- et un modèle variationnel qui fixe la dynamique des variables autour de ce point :

$$\begin{aligned} \Delta[Y] &= [C] \cdot \Delta[X] \\ \Delta[\dot{X}] &= [A] \cdot \Delta[X] + [B1] \cdot \Delta[UM] \end{aligned} \quad (3.84)$$

Remarque: La grandeur $[W]$ contient les grandeurs électriques délivrées par le réseau. Ces grandeurs ne sont soumises à aucune variation et ne figurent donc pas dans le modèle variationnel.

8.3) Contrôle du déphasage du courant d'entrée

Ces deux modèles vont conduire au calcul de deux commandes (figure 3.57). La première, calculée à partir du modèle variationnel, sera chargée d'éliminer les perturbations sur le courant sinusoïdal. La seconde, issue d'une chaîne d'anticipation, permet de fixer le point de fonctionnement souhaité.


 Figure 3.57: Détermination de la commande variationnelle Δul

Dans le paragraphe 2.5, nous avons montré que la notion de fonction génératrice permettrait de poser la relation: $[M] = [M_g]$ qui est valable en valeur moyenne sur une période de modulation. La loi de commande linéarisante suivante: $mg(k.T_e) = \frac{ul(k.T_e)}{is(k.T_e)}$ a permis

d'obtenir un modèle linéaire (3.35) :

$$\begin{bmatrix} \frac{dus}{dt} \\ \frac{die}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_e} \\ -\frac{1}{L_e} & -\frac{R_e}{L_e} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} us \\ ie \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_e} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot ul + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_e} \end{bmatrix} \cdot ug.$$

La loi de commande ul se décompose en une action notée $ulréf$ qui a pour but de faire correspondre la variable de sortie ie à sa référence $ieréf$ et en une action variationnelle notée Δul chargée de s'opposer aux variations Δie qui s'appliquent sur ie :

$$ul = ulréf + \Delta ul \quad (3.85)$$

L'action Δul est calculée à partir du modèle variationnel suivant :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Delta u_s}{dt} \\ \frac{d\Delta i_e}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_e} \\ -\frac{1}{L_e} & -\frac{R_e}{L_e} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta u_s \\ \Delta i_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_e} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \Delta u_l \quad (3.86)$$

Celui-ci est identique, aux notations près, au modèle (3.35) qui a été utilisé pour calculer l'asservissement de la variable i_e sur la majeure partie du domaine de fonctionnement du redresseur. La démarche qui conduit à l'établissement de la commande Δu_l est, par conséquent, elle-même identique à celle suivie dans le paragraphe 4.2 sous réserve de remplacer toutes les variables captées par leurs variations.

Le contrôle du point de fonctionnement s'établit à partir du modèle suivant :

$$\begin{bmatrix} \frac{dus_{réf}}{dt} \\ \frac{dier_{réf}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_e} \\ -\frac{1}{L_e} & -\frac{R_e}{L_e} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} us_{réf} \\ ier_{réf} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_e} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot ul_{réf} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_e} \end{bmatrix} \cdot ug \quad (3.87)$$

De ce modèle, on extrait l'évolution du courant :

$$\frac{d^2 ier_{réf}}{dt^2} = -\frac{1}{L_e \cdot C_e} \cdot ier_{réf} - \frac{1}{L_e \cdot C_e} \cdot ul_{réf} - \frac{R_e}{L_e} \cdot \frac{dier_{réf}}{dt} + \frac{1}{L_e} \cdot \frac{dug}{dt} \quad (3.88)$$

De cette équation, on détermine l'expression de la commande à appliquer :

$$ul_{réf} = -L_e \cdot C_e \frac{d^2 ier_{réf}}{dt^2} - ier_{réf} - C_e \cdot R_e \cdot \frac{dier_{réf}}{dt} + C_e \cdot \frac{dug}{dt} \quad (3.89)$$

La tension réseau a une forme sinusoïdale: $u_g = U_g \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t)$. De plus, on souhaite obtenir un courant en phase avec cette tension, le courant de référence doit, alors, avoir pour expression: $ier_{réf} = Ier_{ég} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t)$, où $Ier_{ég}$ est la valeur du fondamental du courant d'entrée, imposée par la boucle de régulation du courant redressé i_s (paragraphe 6.1, chapitre III). La loi de commande ne dépend plus que de la valeur du fondamental de la tension réseau (grandeur constante) et du fondamental du courant appelé au réseau, ce dernier constituant la variable d'entrée de la chaîne d'anticipation :

$$ul_{réf} = \left(L_e \cdot C_e \cdot \omega^2 - 1 \right) \cdot Ier_{ég} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t) + \left(R_e \cdot Ier_{ég} - U_g \right) \cdot C_e \cdot \omega \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad (3.90)$$

L'expression de la tension aux bornes de la capacité est trouvée à partir des équations du circuit :

$$us_{réf} = \left(U_g - (R_e + L_e \cdot \omega) \cdot Ier_{ég} \right) \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (3.91)$$

8.4) Résultats

La commande globale est déterminée par l'addition de $ul_{réf}$ avec Δul . Cette expression est obtenue à partir d'une modélisation particulière du convertisseur. La commande Δul ne travaille que sur des variations de l'erreur sur le courant sinusoïdal autour d'un point de fonctionnement fixé par $ul_{réf}$ issu la chaîne d'anticipation. La loi de commande globale: $ul = ul_{réf} + \Delta ul$ a été simulée avec une consigne pour le courant redressé de 6 A. On constate que le courant sinusoïdal obtenu est effectivement déphasé (85°) avec la tension réseau (figure 3.58).

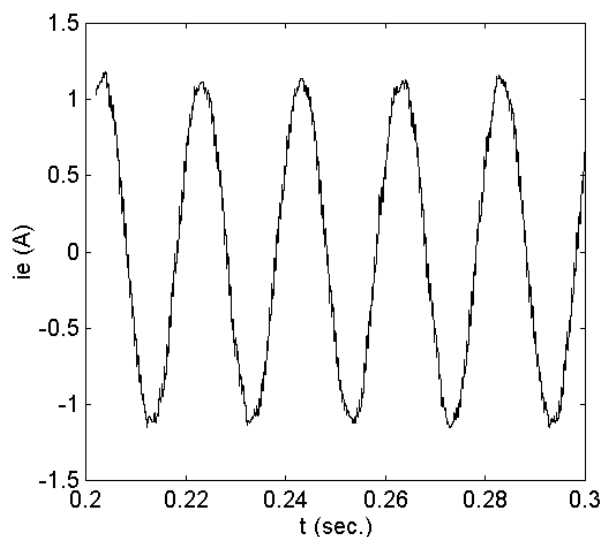


Figure 3.58: Evolution de i_e en fonctionnement faible puissance

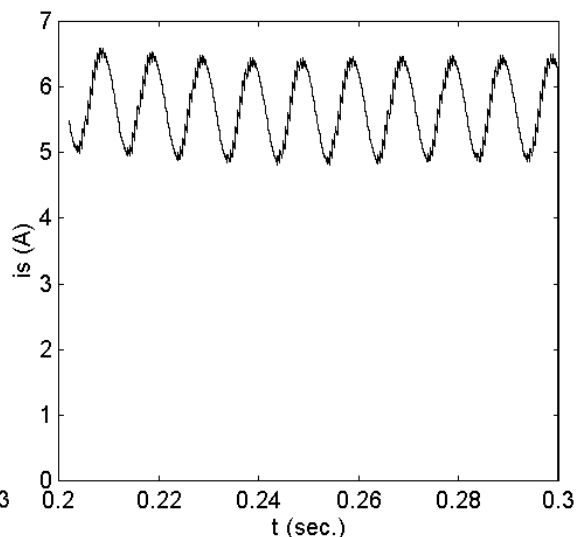


Figure 3.59: Evolution de i_s en fonctionnement faible puissance

Le point de fonctionnement (16W,-186Var) représenté sur un agrandissement du domaine de fonctionnement en faible puissance (figure 3.60) se trouve décalé de la circonférence du cercle; ce dernier ne prenant pas en compte la puissance dissipée dans la résistance R_e . Ces résultats démontrent la possibilité de contrôle du courant sinusoïdal sur une large plage de fonctionnement. Cependant, les problèmes liés à la phase de démarrage du redresseur (figure 3.48) subsistent. C'est à la résolution de cette particularité qu'est consacré le chapitre suivant.

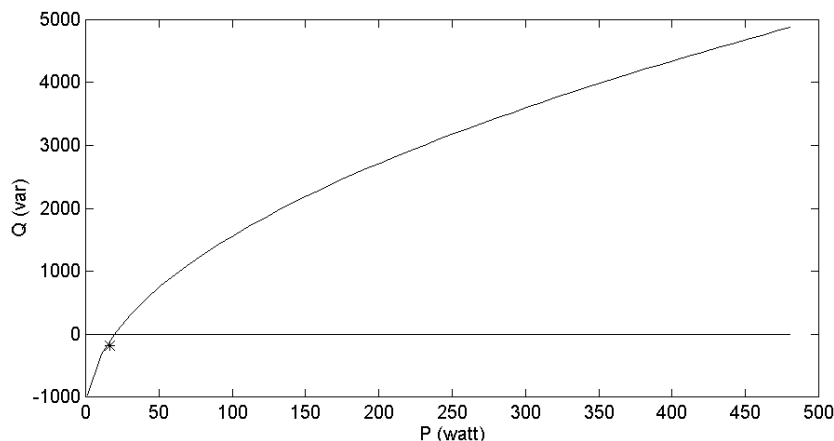


Figure 3.60: Point de fonctionnement simulé en faible puissance

CONCLUSION

L'étude menée dans ce chapitre a permis d'établir une commande algorithmique permettant le contrôle à la fois du courant sinusoïdal appelé au réseau et du courant redressé fourni à la charge.

La conception d'un tel algorithme prend rapidement l'allure d'une randonnée à travers le large domaine qu'est l'automatique. Le plan de route que nous avons suivi (figure 3.61) reste suffisamment général pour être appliqué sur tout type de terrain, c'est à dire toute structure de convertisseur.

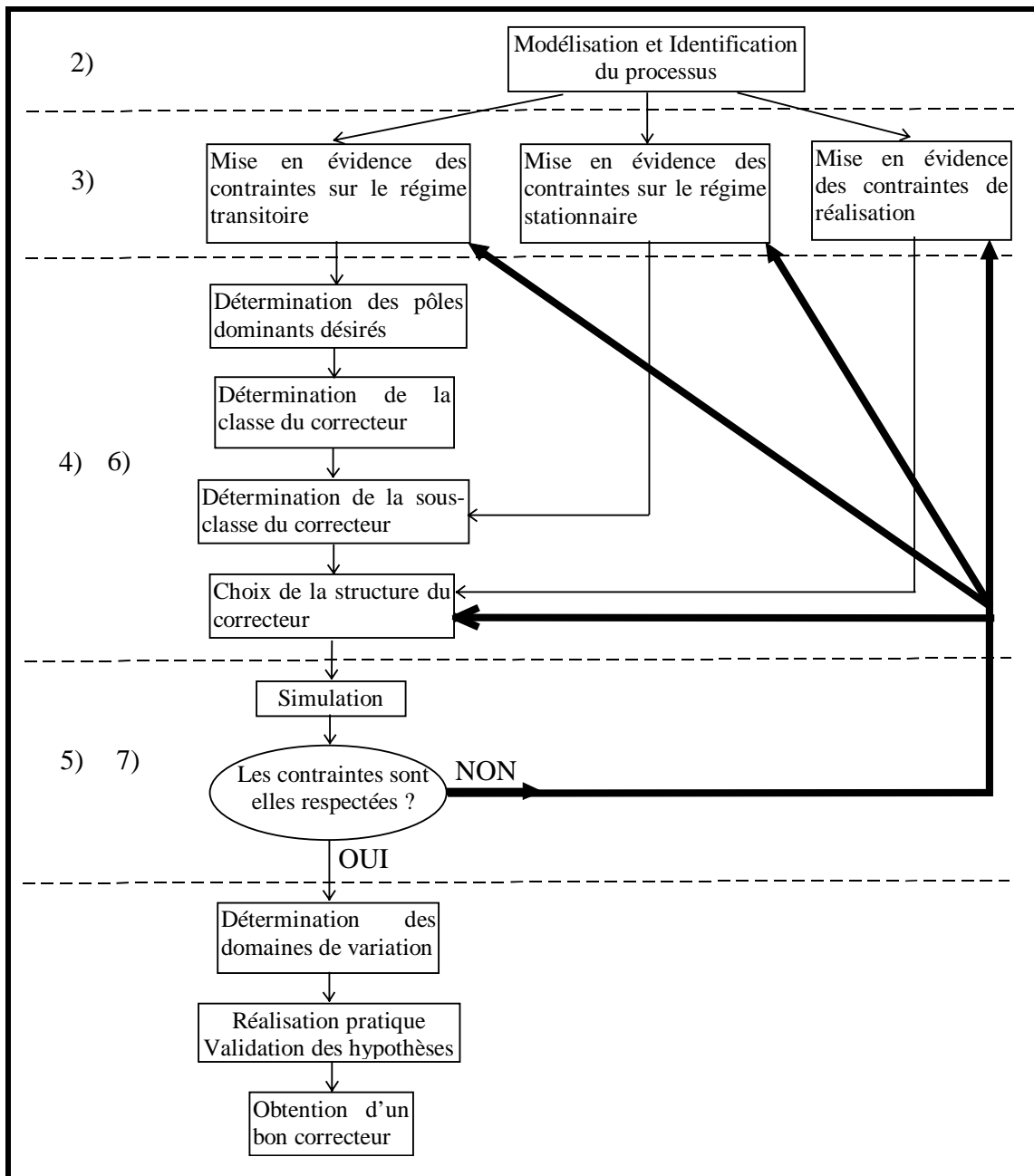


Figure 3.61: Démarche générale de conception de l'algorithme de commande

Tout d'abord, le parcours de reconnaissance a permis d'établir un modèle de fonctionnement du convertisseur étudié. Les contraintes ont été mises en évidence lors de la troisième partie. Au terme du sinueux parcours des méthodes classiques de l'automatique, une loi de commande a été établie suivant les critères de synthèse des correcteurs.

L'étape d'arrivée consiste à valider par simulation le correcteur obtenu. Si éventuellement, les performances réalisées sont en dessous du niveau désiré, on recommence la synthèse avec une nouvelle classe de correcteur.

A ce stade, la simulation de notre loi de commande appliquée au redresseur a fait apparaître des performances insuffisantes lors des fonctionnements à faible puissance. Pour ce régime de fonctionnement particulier, nous avons développé un modèle plus précis du convertisseur et déduit une commande appropriée.

Pour laisser place à ce type de modification, divers itinéraires de contournement, symbolisés par des flèches en gras sur la figure 3.61, peuvent être empruntés. Néanmoins, la commande présentée dans ce chapitre constitue une première approche qui a le mérite d'être un très bon compromis entre le large domaine de variation obtenu des grandeurs de sortie (i_e et i_s) et la complexité de la loi de commande à implanter.

Dans le chapitre IV, nous présenterons une amélioration de ce compromis grâce à l'utilisation d'une commande hiérarchique et d'un réseau de neurones afin d'obtenir de nouvelles propriétés telles que l'adaptation et la généralisation.

CHAPITRE IV

STATÉGIES POUR LE CONTRÔLE DES MODES DE MARCHÉ

« Les conduites organisées des animaux ne sont dues ni à l'instinct ni à une forme de raisonnement analogue à celui de l'humain. Elles sont dues à l'apprentissage par essai et erreur avec succès accidentel. L'animal fait une sélection de ses réponses, c'est à dire qu'à mesure que la sélection se répète, il élimine les comportements inappropriés et ne retient que celui qui produit les résultats désirés. »

THORNDIKE

INTRODUCTION

Le problème majeur du contrôle algorithmique du redresseur est le contrôle simultané de la forme d'onde du courant appelé au réseau et de la valeur du courant continu redressé. Nous avons étudié différents « contrôleurs simples » susceptibles de réduire les interférences mutuelles entre ces deux grandeurs.

L'action d'un « contrôleur simple » ne suffisant pas à lui seul pour réaliser les performances désirées, nous avons eu recours à des correcteurs à actions combinées, obtenus par association de plusieurs « contrôleurs simples ». Chacun d'entre eux est conçu à partir d'un objectif précis qui correspond à un mode de marche particulier du redresseur. Quand une telle association est réalisée, le contrôleur globalement obtenu réunit les avantages de chacun des « correcteurs simples » qui le constituent. A partir de concepts issus de la commande hiérarchique, nous proposons, dans cette partie, de formaliser une telle association définie pour différents domaines de fonctionnement. Ceci est illustré de nouveau par l'exemple simple du redresseur précédent.

L'inconvénient d'une telle méthode est la sensibilité des grandeurs de sortie aux transitions entre les différentes lois de commande appliquées. L'exigence d'une grande précision sur la forme des ondes nécessite de développer une commande unique tout en restant très performante. La seconde partie de ce chapitre est, dans ce sens, consacrée à la conception d'une loi de commande par approximation et interpolation des lois de commande issues des différents « contrôleurs simples ». En excluant toute connaissance a priori de la Partie Opérative, cette loi repose sur l'exploration directe des données captées des grandeurs entrée-sortie du redresseur. Une telle démarche permet d'obtenir une automatisation complète des passages entre modes de marche.

Enfin, la dernière partie de ce chapitre est consacrée au problème des variations paramétriques des éléments du convertisseur (inductances, semi-conducteurs, ...). Ces variations sont bien souvent imprévisibles et difficiles à modéliser. La conservation des performances (forme sinusoïdale, facteur de déplacement optimal, ...) dans de telles conditions constitue alors une préoccupation essentielle. Dans ce contexte, l'adaptation en temps réel des paramètres de la loi de commande permet d'apporter un haut degré de flexibilité indispensable pour faire face aux dérives du convertisseur.

La structure de la loi de commande par approximation plaide en faveur d'une approche connexionniste. Après une présentation générale des réseaux de neurones, une implantation de la loi de commande est réalisée dans l'architecture même du réseau. Enfin, un algorithme d'apprentissage est conçu et permet l'adaptation en temps réel du réseau aux variations des éléments physiques du convertisseur.

1) Contrôle des Modes de Marche par commande hiérarchique

1.1) Structure de la commande hiérarchique

Lorsque l'objectif de la commande est unique, l'ensemble constitué du convertisseur et du système de commande, alors unique, est considéré comme un tout et peut être représenté par un schéma dit « à double niveaux - simple objectif ». La figure 4.1 correspond au contrôle du courant appelé au réseau.

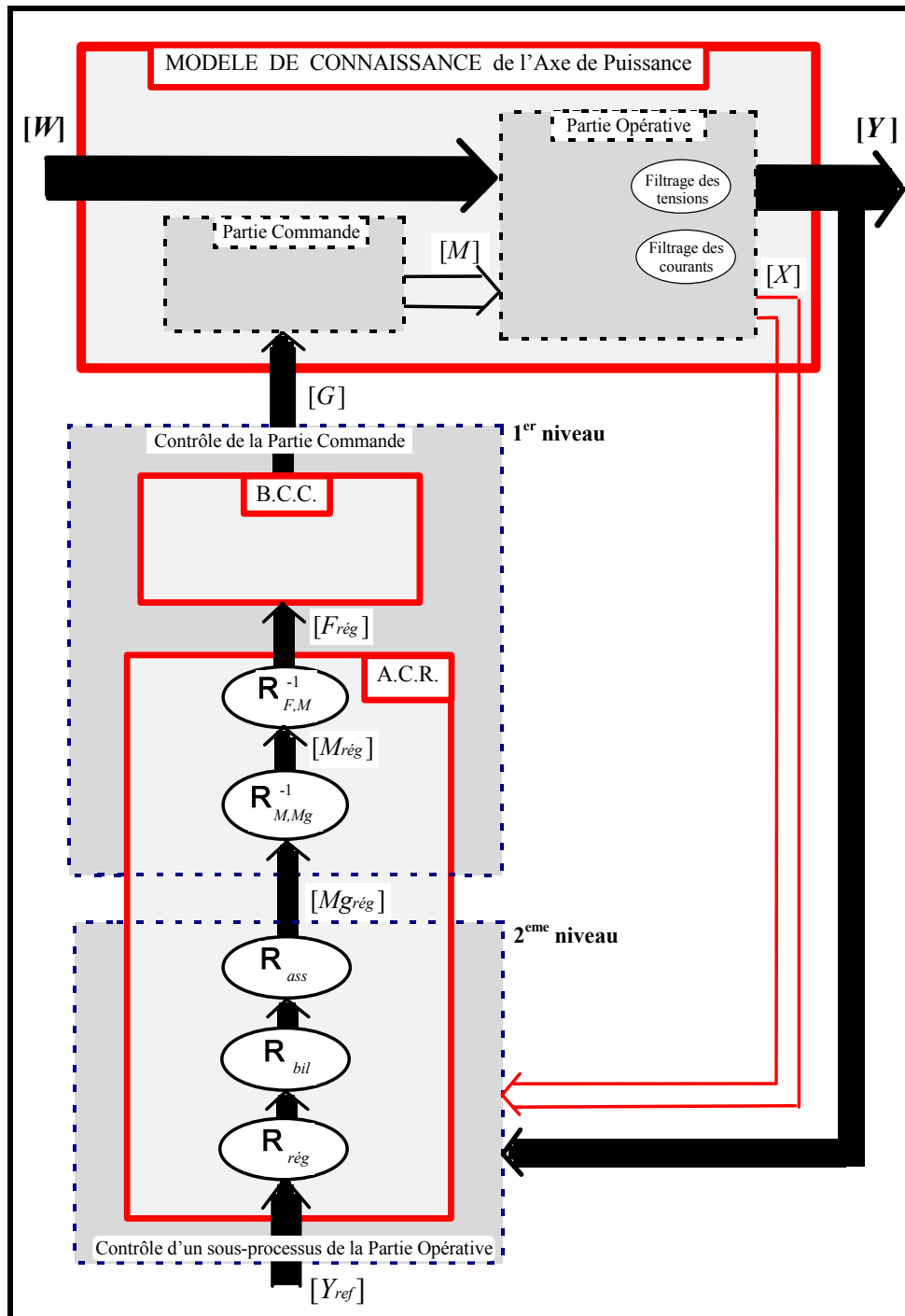


Figure 4.1: Système de commande à double niveaux - simple objectif

Le premier niveau de l'axe de commande est conçu à partir de la connaissance du contenu de la Partie Commande du convertisseur. Ce niveau est constitué d'un modulateur et d'un générateur de connexion chargé d'établir l'équivalence (en valeur moyenne) entre $[M_{grég}]$ et $[M]$.

Le second niveau correspond au contrôle algorithmique de la Partie Opérative qui, dans ce cas, est déterminé de façon à satisfaire l'unique objectif.

La Partie Opérative d'un convertisseur est décomposable en deux ensembles résultant de l'application des conversions sur les courants et sur les tensions. Chaque ensemble est constitué de sous-processus respectifs aux filtres chargés de lisser les grandeurs ainsi modulées de chaque phase.

Des objectifs doivent être fixés pour chaque sous-processus afin d'en établir leurs lois de commande. On peut alors définir un système de commande dit à « double niveaux - objectifs multiples ». Le calcul de ces lois repose sur l'hypothèse que ces sous-processus sont indépendants. Nous mêmes, nous avons conçu l'asservissement du courant réseau en supposant que le courant redressé était constant (paragraphe 4.1 Chapitre III).

Cependant, l'hypothèse d'indépendance n'étant manifestement pas réaliste, la solution obtenue pour le système global est une solution "sous-optimale", d'autant plus approchée de la solution réelle que le couplage entre les sous-systèmes est fort.

Lorsque les interactions entre sous-processus sont fortes, un objectif étant associé à chaque unité de commande, des conflits peuvent apparaître entre ces unités sans qu'aucune d'entre elles n'ait a priori la possibilité de les résoudre. Cette approche n'a alors plus de sens et on doit avoir recours à un troisième niveau de contrôle qui tienne compte de ces interactions et résolve les conflits en fixant des objectifs appropriés à chaque unité de contrôle. Ce niveau correspond au **Contrôle des Modes de Marche** [HAU91].

On en arrive logiquement à définir des systèmes de commande à « triple niveaux - plusieurs objectifs ». Le système de commande est constitué d'unités de contrôle disposées suivant une hiérarchie de sous-systèmes interconnectés d'où l'appellation **commande hiérarchique** (figure 4.2). Chaque unité permet le contrôle d'un sous-processus de la Partie Opérative (une grandeur électrique d'une phase).

Les unités de contrôle qui ont un accès direct à la partie opérative du convertisseur constituent la partie supérieure de l'A.C.R. Elles reçoivent des informations des unités supérieures qui constituent le Contrôleur de Modes de Marche. Ce dernier doit notamment gérer l'accès ou, plus précisément, le multiplexage des unités de contrôle algorithmique de l'A.C.R. .

Le système est appelé à « objectifs multiples » parce que les unités de contrôle issues de l'A.C.R. ont des objectifs différents et parfois même partiellement en conflit. C'est également au Contrôleur de Modes de Marche de résoudre ces conflits.

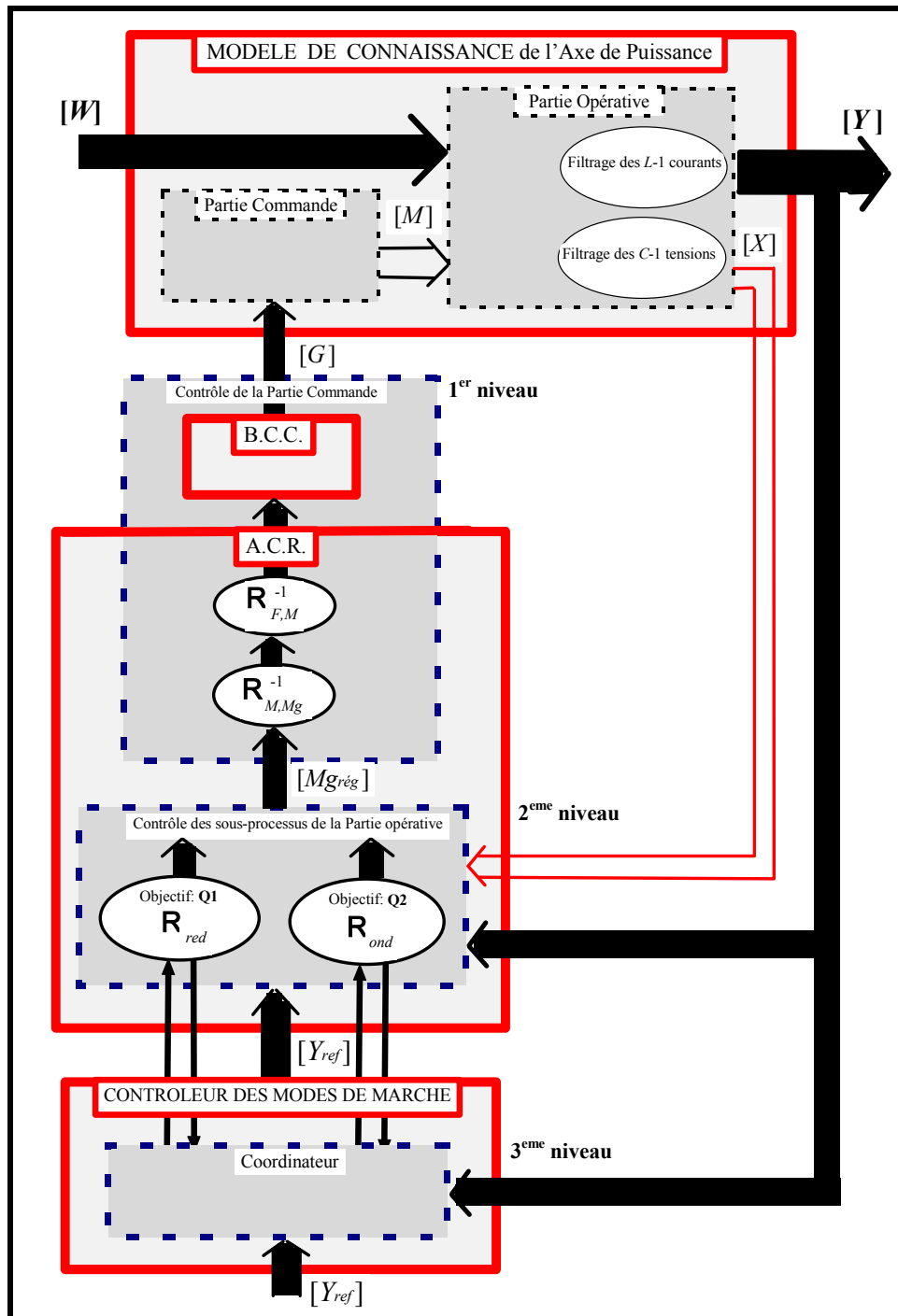


Figure 4.2: Système de commande à triple niveau - objectifs multiples

Le redresseur étudié possède deux modes de marche distincts: *la phase de démarrage et le fonctionnement en puissance*. Ces deux modes impliquent des objectifs différents pour la commande.

Pour le premier mode, le convertisseur est commandé en redresseur de tension et l'objectif est de fixer le courant redressé continu de façon à rendre négligeable la puissance réactive appelée au réseau. L'expression de cette commande est donnée par l'équation (3.70) et cette relation est appelée R_{red} .

Pour le second mode, le convertisseur est commandé en onduleur de courant et l'objectif principal est l'asservissement du courant appelé au réseau à une référence sinusoïdale, en phase avec la tension réseau et dont le fondamental est fixé par l'amplitude souhaitée du courant redressé. Cette commande est constituée des trois relations R_{ass} , R_{bil} et $R_{rég}$ et sera appelée R_{ond} .

L'objectif étant double, il importe au Contrôleur des Modes de Marche de gérer l'application de ces deux commandes.

Deux notions fondamentales sont donc à la base de l'élaboration de la structure de commande hiérarchique :

- La **répartition des tâches**, c'est à dire la détermination des unités de contrôle de l'A.C.R.
- La **coordination**, c'est à dire l'application des lois de commande des unités de contrôle à partir de la considération d'objectifs cohérents (entre eux). Un ensemble de tels objectifs correspond à un mode de marche ou mode de fonctionnement du convertisseur.

La **répartition des tâches** consiste d'abord à décomposer la Partie Opérative en un système couplé de sous-processus ayant chacun une unique variable de sortie. Chaque sous-processus correspond à un filtre résultant de l'adjonction d'éléments réactifs au convertisseur statique matriciel. Nous obtenons donc $L-1$ sous-processus respectifs au filtrage des courants commutés et $C-1$ sous-processus respectifs au filtrage des tensions commutées. Cette décomposition de la Partie Opérative permet de formuler le problème global de la synthèse du contrôle de la Partie Opérative en un certain nombre de problèmes pouvant être traités séparément. Chaque sous-problème, respectif à un objectif unique, est alors sous la responsabilité d'une unité de contrôle locale située dans l'A.C.R. dont les actions sont coordonnées par une unité supérieure [ROS82].

Le redresseur monophasé étudié se décompose en un filtre d'entrée ayant pour variable de sortie le courant i_e et un filtre de sortie lissant la tension redressée en un courant continu i_s . Le premier objectif consiste à réguler le courant i_s à une référence en asservissant le courant i_e à une consigne sinusoïdale et en phase avec u_g . Le second doit empêcher toute annulation du courant i_s lors de la phase de démarrage.

La **coordination** consiste à appliquer les lois de commande issues des unités en considérant d'une part les objectifs cohérents entre eux et d'autre part en instaurant des priorités sur les objectifs antagonistes. En ce qui concerne notre redresseur, la coordination des modes de marche dépend de la valeur de la consigne et de la valeur mesurée du courant redressé. Le fonctionnement en mode redresseur sera appliqué lors de la phase de démarrage ($i_s=0$), le fonctionnement en mode onduleur de courant lorsque le courant i_s aura atteint une valeur suffisamment importante pour permettre la convergence de l'algorithme R_{ond} (paragraphe 7.1 Chapitre III). Cette stratégie est rappelée dans le tableau 4.1.

	$I_s(k.T_e)$	0	$\neq 0$
$I_{s_{\text{rég}}}(k.T_e)$			
0		$m_{\text{grég}}(t)=0$	$m_{\text{grég}}(t)=R_{\text{ond}}$
$\neq 0$		$m_{\text{grég}}(t)=R_{\text{red}}$	$m_{\text{grég}}(t)=R_{\text{ond}}$

Tableau 4.1: Résumé des différentes commandes à appliquer

1.2) Limite de la commande hiérarchique

Le coordinateur impose le passage d'une loi de commande à une autre. Ces passages provoquent des dégradations importantes sur les signaux de sortie, et ceci en dépit des initialisations des récurrences.

En ce qui concerne le redresseur étudié, le passage d'une phase de démarrage à l'application de l'asservissement du courant d'entrée est une illustration de ce phénomène (figures 4.3 et 4.4).

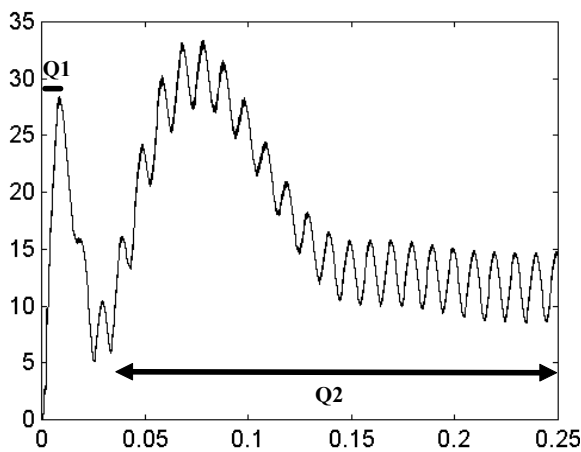


Figure 4.3: Evolution de $i_s(t)$

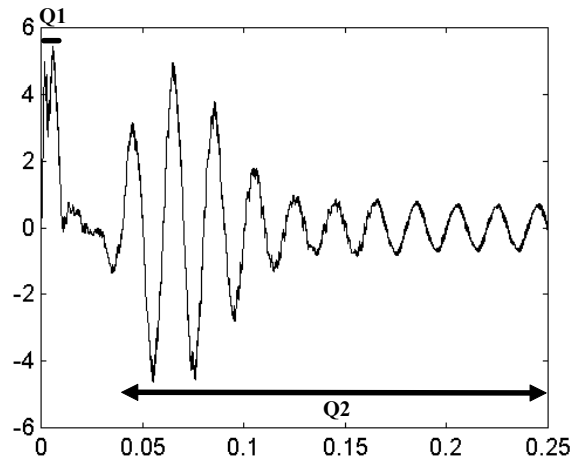


Figure 4.4: Evolution de $i_e(t)$

Lors de la phase de démarrage ($i_s=0$), la commande R_{red} est appliquée et correspond à un objectif Q1. Celui-ci veut que le courant i_s ne s'annule pas (paragraphe 7.1 chapitre III).

Lorsque cette condition est respectée, un asservissement, noté R_{ond} , est appliqué. Celui-ci correspond à un tout autre objectif, appelé Q2, qui veut que le courant i_s soit régulé à une référence et que le courant i_e soit sinusoïdal avec une phase minimale par rapport à u_g (paragraphe 3 chapitre III).

Avant d'atteindre l'espace où cet objectif est respecté, le point de fonctionnement évolue à travers un espace transitoire (figure 4.5). Cet espace transitoire, intermédiaire entre deux modes de marche, se trouve dans un domaine en dehors de toute spécification. Pour ce domaine de variation, il serait souhaitable d'établir une troisième commande avec comme objectif la conduite du point de fonctionnement, d'un domaine à l'autre, en temps minimal et sans perte de qualité sur le courant i_s .

Nous avons représenté (figure 4.5) l'évolution du courant i_s en fonction du courant d'entrée i_e obtenu par l'application successive des deux lois de commande (paragraphe 7.2 du chapitre III). La figure 4.6 visualise approximativement les domaines de spécification des deux objectifs et l'espace intermédiaire.

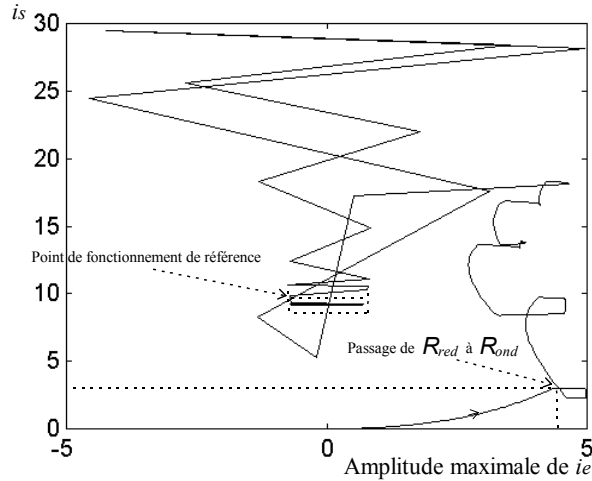


Figure 4.5: Evolution du courant i_s en fonction du courant i_e

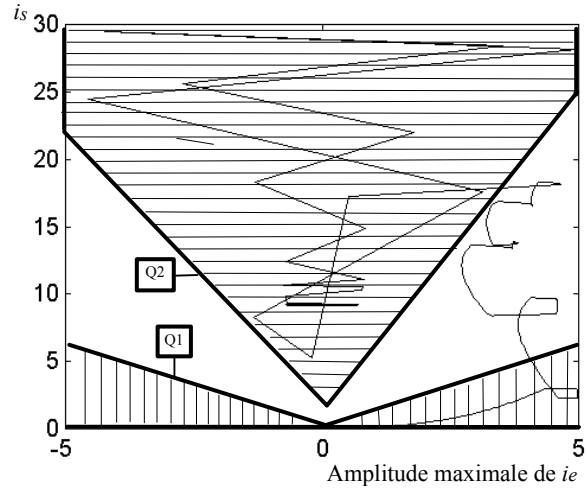


Figure 4.6: Domaines approximatifs des indices de spécification

2) Interpolation par fonctions orthogonales

2.1) Motivation

Pour déterminer une loi de commande unique, il faudrait au préalable effectuer une analyse fine du fonctionnement du redresseur (comme le fait la méthode de l'échantillonneur équivalent [LOU91]). Dès lors, la minimisation d'une fonction de coût établie à partir de ce modèle et des trois objectifs est possible par l'utilisation de la commande optimale [BOR91]. L'automatisation des passages entre modes de marche est immédiate et la loi de commande obtenue est unique. Elle correspond à un système de commande à double niveaux - objectifs multiples (figure 4.7).

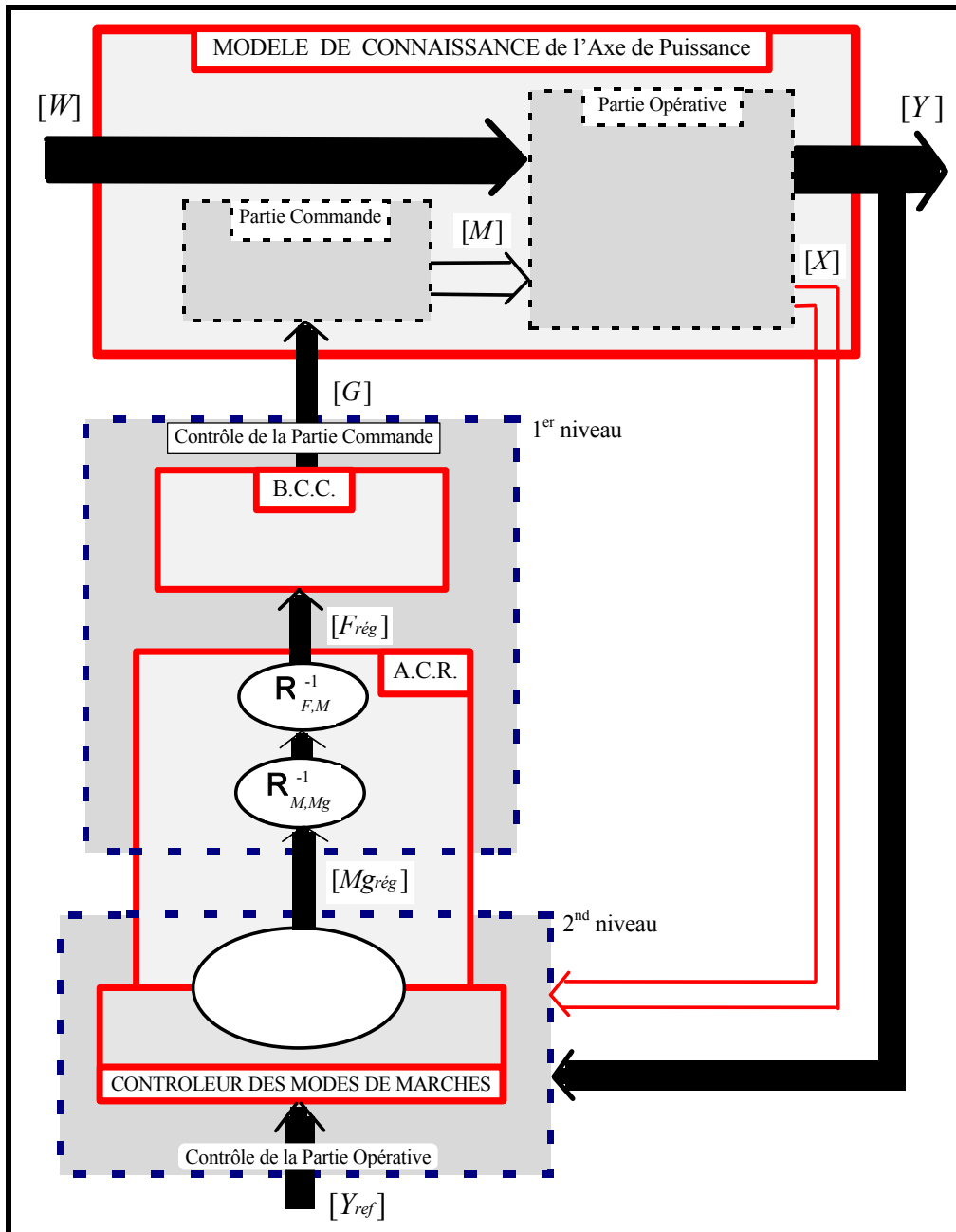


Figure 4.7: Système de commande à double niveaux-objectifs multiples

Cependant, cette orientation conduit inéluctablement vers une explosion d'équations mathématiques à partir desquelles seront établies des lois de commande rigoureuses mais de complexité grandissante.

C'est pourquoi, nous nous sommes posés la question suivante :

A partir de la connaissance de deux lois de commande simples issues de modèles linéaires, est-il possible de déterminer une commande capable d'approcher exactement ces deux lois sur leur domaine de validité distinct et, de généraliser ces deux lois à un domaine de fonctionnement intermédiaire ?

La conception d'une telle commande tombe dans le champ d'application de la théorie de l'approximation de fonctions, où les deux fonctions à approcher sont les deux lois de commande. Cette approximation est représentée sous la forme d'une équation non-linéaire qui doit décrire comment sont reliées les variables de sortie et d'état de la Partie Opérative à la fonction génératrice de conversion. La détermination de cette approximation est abordée dans le paragraphe suivant.

2.2) Expression mathématique de l'approximation

L'objet de ce paragraphe est la détermination d'une fonction non-linéaire dont on ignore la forme analytique mais dont on connaît un certain nombre de valeurs échantillonnées des entrées et des sorties. Ces valeurs ont été obtenues à partir de la commande hiérarchique développée dans le paragraphe 2.1. Elles résultent de l'application des deux lois de commande. Cet échantillon de valeurs doit être évidemment représentatif du domaine de fonctionnement désiré.

En posant l'égalité suivante: $m=mrég=mg rég$, le graphe informationnel de l'A.C.R. issu de la commande hiérarchique (figure 4.2) se simplifie (figure 4.8).

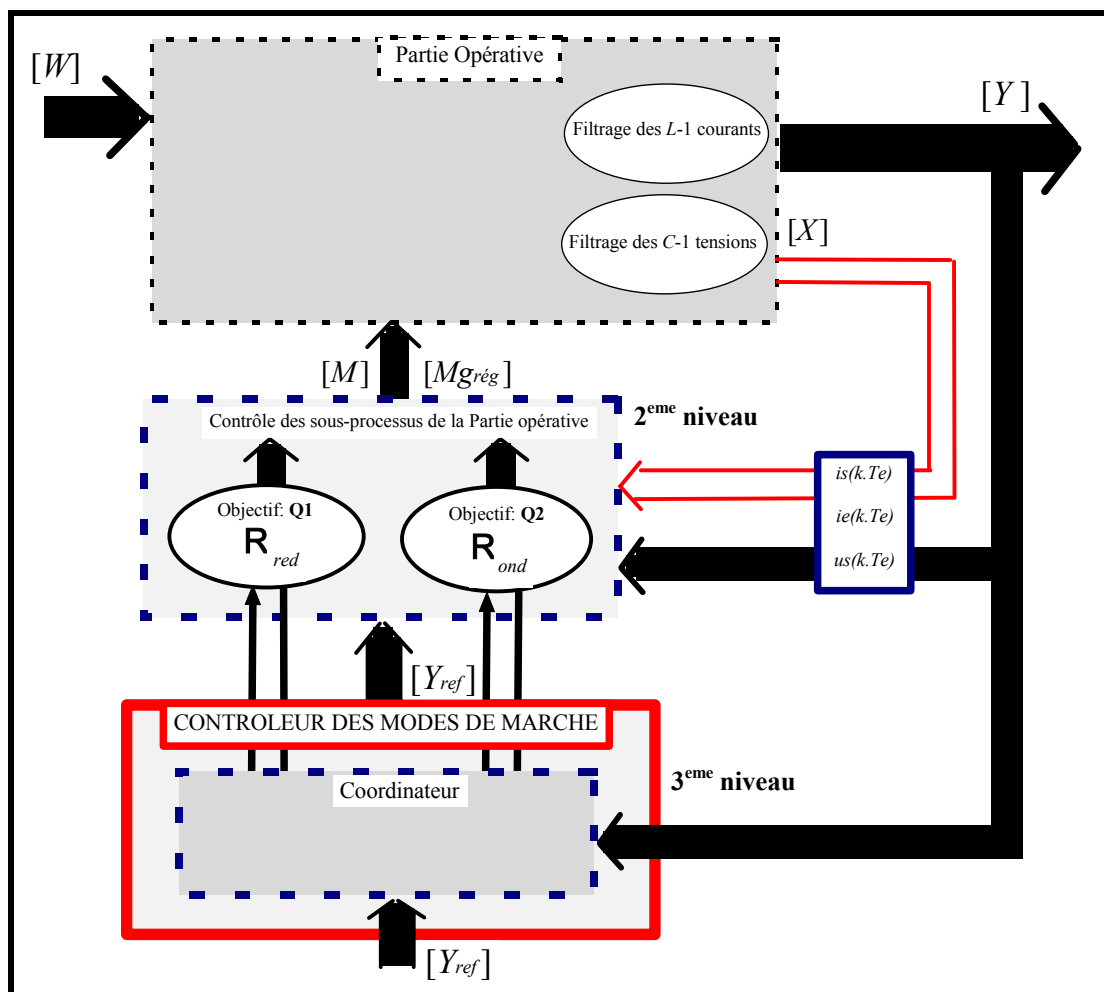


Figure 4.8: Graphe informationnel simplifié du contrôle de la Partie Opérative

A partir de l'examen des commandes \mathbf{R}_{ond} et \mathbf{R}_{red} , on voit que la loi de commande que l'on souhaite approcher est une relation particulière possédant comme entrées les grandeurs de référence et les grandeurs d'état captées et comme sortie la fonction génératrice. Le nombre de grandeurs d'entrée est donc de quatre et sera noté N_I . Dans la suite de cette étude, la fonction génératrice de conversion désignera indifféremment \mathbf{R}_{ond} ou \mathbf{R}_{red} .

Considérons une approximation linéaire de la fonction génératrice, celle-ci s'écrit :

$$\tilde{m}g(k.Te) = W_{1I}^H \cdot isréf(k.Te) + W_{2I}^H \cdot ie(k.Te) + W_{3I}^H \cdot is(k.Te) + W_{4I}^H \cdot us(k.Te) \quad (4.1)$$

Les termes ($W_{1I}^H, W_{2I}^H, W_{3I}^H, W_{4I}^H$) sont les paramètres de l'approximation linéaire, à déterminer pour réaliser $\hat{m}g(k.Te) = mg(k.Te)$.

Cependant, la loi de commande \mathbf{R}_{ond} à approcher étant non-linéaire (de par la division par $is(k.Te)$), une approximation linéaire sera nécessairement insuffisante pour obtenir des performances comparables. Nous allons donc déterminer une approximation non-linéaire dont la forme choisie est une somme de N_H fonctions non-linéaires des entrées :

$$\tilde{m}g(k.Te) = W_{0I}^O \cdot \varphi_0 + \dots + W_{jI}^O \cdot \varphi_j + \dots + W_{N_H I}^O \cdot \varphi_{N_H}, \quad (4.2)$$

où $\varphi_j[isréf(k.Te), ie(k.Te), is(k.Te), us(k.Te)]$. (4.3)

Remarque: L'exposant ^H se réfère aux paramètres d'une série de fonctions linéaires, l'exposant ^O aux paramètres d'une série de fonctions non-linéaires.

Afin de considérer un cas général, on notera $\varphi_j[I_1, \dots, I_{N_I}]$, où N_I vaut 4 pour notre application. Nous allons, dans un premier temps, établir le type de non-linéarité à choisir pour ces fonctions, puis, les paramètres (W_{ij}^O) associés à cette expression.

2.3) Développement en série de fonctions orthogonales

Afin d'établir la forme des fonctions non-linéaires φ_j , nous allons rendre minimale l'erreur d'approximation entre la série de fonctions $\tilde{m}g$ et la fonction génératrice. Cette série a pour expression :

$$\tilde{m}g(I_1 \dots I_{N_I}) = \sum_{j=0}^{N_H} W_{jI}^O \cdot \varphi_j(I_1 \dots I_{N_I}) \quad (4.4)$$

L'erreur d'approximation s'écrit :

$$E(I_1 \dots I_{N_I}) = \left[mg(I_1 \dots I_{N_I}) - \tilde{m}g(I_1 \dots I_{N_I}) \right]^2 \quad (4.5)$$

L'annexe 7 détaille la détermination de la forme des fonctions non-linéaires φ_j et le calcul des paramètres W_{jl}^O par minimisation de cette erreur pour une variation continue des entrées $I_1 \dots I_{N_I}$. Les résultats établis dans cette annexe montrent que :

La fonction génératrice se développe en une série limitée à l'ordre N_H de fonctions orthogonales :

$$\tilde{m}g = \sum_{j=0}^{N_H} W_{jl}^O \cdot \varphi_j$$

et dont les paramètres sont donnés par :

$$W_{jl}^O = \frac{\int \dots \int_{\Delta I_1 \quad \Delta I_{N_I}} mg(I_1 \dots I_{N_I}) \cdot \varphi_j(I_1 \dots I_{N_I}) dI_1 \dots dI_{N_I}}{\int \dots \int_{\Delta I_1 \quad \Delta I_{N_I}} dI_1 \dots dI_{N_I}} \quad (4.6)$$

Comme exemples de fonctions orthogonales, on peut citer les fonctions sinus et cosinus à l'origine des développements en série de Fourier et les polynômes de Legendre que nous avons retenus pour notre application. Ces polynômes ont pour expression :

$$\varphi_0[S_j^H] = 1 \quad , \quad \varphi_1[S_j^H] = S_j^H \quad \text{et} \quad \varphi_{n+1}[S_j^H] = \frac{2 \cdot n + 1}{n + 1} \cdot S_j^H \cdot \varphi_n[S_j^H] - \frac{n}{n + 1} \cdot \varphi_{n-1}[S_j^H] \quad (4.7)$$

Ils sont définis pour des variations de leur entrée S_j^H sur le domaine de définition $\Delta S_j = [-1, 1]$.

Le calcul des paramètres W_{jl}^O fait intervenir l'expression de la fonction génératrice que l'on souhaite approcher. Deux expressions de mg établies pour deux objectifs sont connus (paragraphe 7.1 chapitre III, paragraphe 1.3 chapitre IV). Dès lors, la relation entre la fonction génératrice et les grandeurs d'entrée pourrait être trouvée et utilisée pour le calcul des paramètres de l'approximation. Cependant, nous n'avons pas poursuivi cette démarche qui pourrait notamment s'avérer inutile si les éléments du convertisseur se mettaient à dériver du modèle retenu.

Pour fixer la valeur des paramètres W_{j1}^O , nous avons donc choisi d'utiliser la connaissance des valeurs échantillonnées de mg et des grandeurs d'entrées par minimisation discrète de \bar{E} . Au préalable, cette méthode requiert une formulation vectorielle des données que nous exposons ci-après.

2.4) Acquisition des données et Formulation vectorielle

Lors de l'expérimentation (figures 4.3 et 4.4 paragraphe 1.2), ces entrées, ainsi que la fonction génératrice, ont été échantillonnées et stockées. On ne conserve que l'ensemble des échantillons respectifs aux deux domaines pour lesquels les objectifs sont satisfaits. Le but recherché est maintenant de déterminer les paramètres W_{j1}^O pour que la série de fonctions orthogonales approche (numériquement) au plus près la fonction génératrice pour un même échantillon des entrées (figure 4.9).

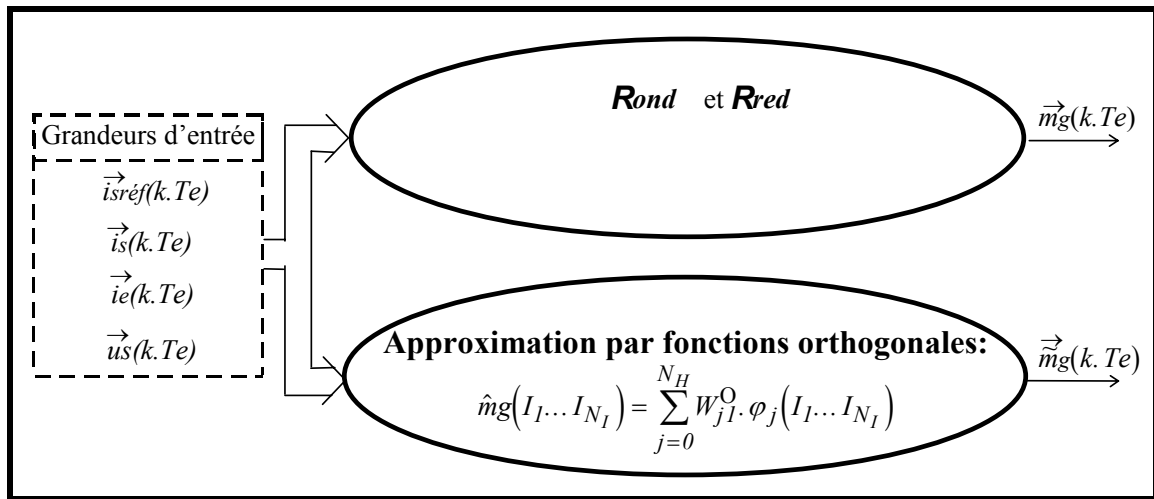


Figure 4.9: Approximation discrète d'une relation définie par un ensemble de points prélevés sur les domaines où les objectifs sont satisfaits.

Lorsque des valeurs numériques (des grandeurs d'entrée) hors de ces deux domaines seront présentées, la série déterminera par interpolation la valeur de la fonction génératrice. Cette propriété de généralisation est obtenue grâce au principe d'orthogonalité (continue) de l'approximation (annexe 7).

Ces échantillons sont rangés dans les vecteurs suivants :

$$\vec{I}_1 = \vec{i}sréf(k.Te) = [isréf(Te) \dots isréf(k.Te)]^T \quad (4.8)$$

$$\vec{I}_2 = \vec{i}e(k.Te) = [ie(Te) \dots ie(k.Te)]^T \quad (4.9)$$

$$\vec{I}_3 = \vec{i}_s(k.Te) = [is(Te) \dots is(k.Te)]^T \quad (4.10)$$

$$\vec{I}_4 = \vec{u}_c(k.Te) = [us(Te) \dots us(k.Te)]^T. \quad (4.11)$$

La valeur numérique du premier échantillon d'un vecteur \vec{I}_i , correspondant à la première valeur rangée dans ce vecteur, est notée $I_i(1)$, et plus généralement la valeur d'un échantillon quelconque α correspondant à la $\alpha^{\text{ième}}$ valeur est appelée $I_i(\alpha)$. On note n le nombre total d'échantillons retenus: $1 \leq \alpha \leq n$.

Pour une valeur particulière des entrées $\{I_1(\alpha) \dots I_{N_I}(\alpha)\}$, on peut associer la valeur de la fonction génératrice correspondante $mg(\alpha)$. L'ensemble des valeurs de cette grandeur de sortie est rangé dans le vecteur noté :

$$\vec{R} = \vec{m}g(k.Te) = [mg(1) \dots mg(k.Te)]^T. \quad (4.12)$$

Ce vecteur est une fonction de la base définie par l'ensemble des vecteurs d'entrée $[\vec{I}_1 \dots \vec{I}_{N_I}]$. La relation qui existe entre la base $[\vec{I}_1 \dots \vec{I}_{N_I}]$ et le vecteur de sortie \vec{R} est identique à la relation d'asservissement qui existe entre l'ensemble des grandeurs d'entrée et la fonction génératrice (figure 4.9) à l'intérieur du domaine de fonctionnement sur lequel ont été échantillonnés ces vecteurs.

Dans un premier temps, considérons une approximation linéaire de la fonction génératrice, celle-ci s'écrit :

$$\vec{m}g(k.Te) = W_{11}^H \cdot isr\acute{e}f(k.Te) + W_{21}^H \cdot ie(k.Te) + W_{31}^H \cdot is(k.Te) + W_{41}^H \cdot us(k.Te) \quad (4.13)$$

Lorsque l'on affecte aux grandeurs d'entrée les n échantillons des entrées représentatifs du domaine de fonctionnement, nous obtenons n valeurs estimées que l'on range dans le vecteur :

$$\vec{\tilde{m}}g(k.Te) = [\hat{m}g(1) \dots \hat{m}g(k.Te)]^T. \quad (4.14)$$

Ce vecteur est lié aux vecteurs d'entrée par la relation linéaire suivante :

$$\vec{\tilde{m}}g(k.Te) = W_{11}^H \cdot \vec{I}_1 + W_{21}^H \cdot \vec{I}_2 + W_{31}^H \cdot \vec{I}_3 + W_{41}^H \cdot \vec{I}_4.$$

Dès lors, l'approximation linéaire de $mg(k.Te)$ consiste à déterminer les paramètres ($W_{11}^H, W_{21}^H, W_{31}^H, W_{41}^H$) de façon à ce que $\vec{\tilde{m}}g(k.Te) = \vec{m}g(k.Te)$ sur le domaine échantillonné des vecteurs d'entrée.

Remarque : Ce problème ne possède de solution exacte que si le nombre d'échantillons est égal au nombre de paramètres à déterminer (qui est le nombre d'entrées) : $n = N_I$.

Nous avons vu que la loi de commande était nécessairement non-linéaire. En réalité, l'expression de l'approximation non-linéaire est donc de la forme :

$$\tilde{m}g(k.Te) = W_{0I}^O \cdot \vec{\varphi}_0 + \dots + W_{jI}^O \cdot \vec{\varphi}_j + \dots + W_{N_H I}^O \cdot \vec{\varphi}_{N_H}, \quad (4.15)$$

où les vecteurs $\vec{\varphi}_j$ contiennent les valeurs numériques issues des polynômes orthogonaux de Legendre.

2.5) Représentation des données

Lorsque l'on manipule un ensemble de données (ici les vecteur d'entrées \vec{I}_i), il est d'usage de centrer les données (à valeur moyenne nulle) par rapport à leur valeur moyenne \bar{I}_i , afin de supprimer toute composante continue parasite :

$$\bar{I}_i = \frac{1}{n} \cdot \sum_{\alpha=1}^n I_i(\alpha), \quad (4.16)$$

De plus, pour représenter au mieux la dynamique de ces grandeurs, l'analyse statistique [BOU80] recommande de les diviser par leur variance σ_i (figure 4.10) :

$$\sigma_i = \sum_{\alpha=1}^n (I_i(\alpha) - \bar{I}_i)^2. \quad (4.17)$$

En notant

$$W_{ii}^I = \frac{1}{\sqrt{\sigma_i}} \quad \text{et} \quad B_i^I = \frac{-\bar{I}_i}{\sqrt{\sigma_i}}, \quad (4.18)$$

cette manipulation effectuée sur une grandeur d'entrée s'écrit :

$$\begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ O_i^I(\alpha) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ B_i^I \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} + W_{ii}^I \cdot \begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ I_i(\alpha) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} \quad \text{avec } 1 \leq k \leq n. \quad (4.19)$$

Plus généralement, un vecteur \vec{I}_i quelconque contenant les valeurs échantillonnées d'une entrée, est transformé en un vecteur \vec{O}_i^I contenant ces mêmes valeurs traitées numériquement par la transformation vectorielle suivante :

$$\vec{O}_i^I = \vec{B}_i^I + W_{ii}^I \cdot \vec{I}_i \quad (4.20)$$

Cette opération doit être effectuée sur toutes les variables d'entrées, c'est à dire pour $1 \leq i \leq 4$ et est représentée par la figure 4.11.

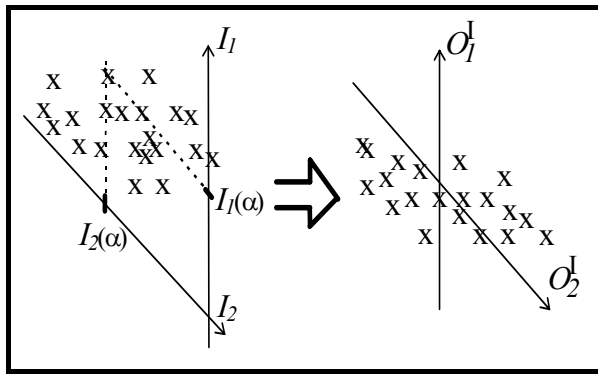


Figure 4.10: Représentation de deux ensembles de données après traitement statistique

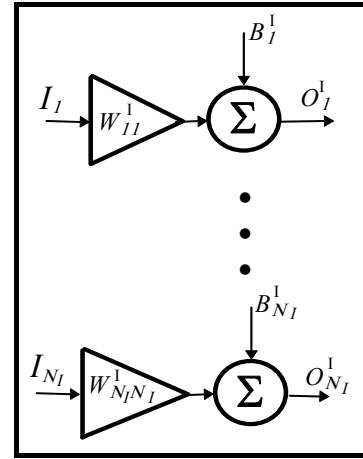


Figure 4.11: Traitement statistique

2.6) Orientation spatiale des entrées

2.6.1) *Dépendance linéaire entre les entrées*

Sur ces échantillons centrés et dynamiquement normalisés, nous devons maintenant appliquer une transformation non-linéaire φ_j . On peut choisir d'appliquer une transformation non-linéaire sur chaque entrée: $\{\varphi_1(O_1), \varphi_2(O_2), \dots\}$, ou une transformation non-linéaire sur la somme de toutes les entrées $\{\varphi_1(O_1 + \dots + O_8), \varphi_2(O_1 + \dots + O_8), \dots\}$. Plus généralement, cette transformation s'applique sur une somme pondérée des entrées que l'on note $S_j^H(I_1 \dots I_8)$:

$$S_j^H(I_1 \dots I_8) = W_{1j}^H \cdot O_1^I(I_1) + \dots + W_{ij}^H \cdot O_i^I(I_i) + \dots + W_{8j}^H \cdot O_8^I(I_8) \quad (4.21)$$

$$\varphi_j[S_j^H(I_1 \dots I_4)] \quad (4.22)$$

L'influence de chaque entrée $O_i^I(I_i)$ est donc paramétrée par le coefficient W_{ij}^H respectif au polynôme $\varphi_j[\dots]$, cette somme pondérée générant une valeur numérique $S_j^H(I_1 \dots I_4)$ sur laquelle sera appliquée la transformation non-linéaire.

N_H sommes pondérées sont alors à considérer pour réaliser une série de N_H fonctions orthogonales.

Dans un premier temps, nous allons considérer $N_H \leq 4$. L'ensemble de ces sommes constitue une projection linéaire des 4 entrées (dont les valeurs numériques sont contenues dans les 4 vecteurs \bar{O}_i^I) en N_H sous-espaces (caractérisés par les N_H vecteurs \bar{S}_j^H). Les expressions de ces vecteurs sont déterminées en écrivant la somme pondérée pour ($1 \leq \alpha \leq n$):

$$\begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ S_j^H(\alpha) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} = W_{1j}^H \cdot \begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ O_1^I(\alpha) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} + \dots + W_{4j}^H \cdot \begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ O_4^I(\alpha) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{O}_1^I & \dots & \bar{O}_4^I \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} W_{1j}^H \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ W_{4j}^H \end{bmatrix},$$

$$\bar{S}_j^H = \begin{bmatrix} O^I \end{bmatrix} \cdot \bar{W}_j^H \tag{4.2}$$

Le vecteur \bar{W}_j^H extrait des n échantillons (des 4 entrées regroupées dans la matrice $\begin{bmatrix} O^I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{O}_1^I \dots \bar{O}_4^I \end{bmatrix}$), n valeurs $S_j^H(\alpha)$ qui seront appliquées à la fonction orthogonale $\varphi_j[\dots]$ (figure 4.12).

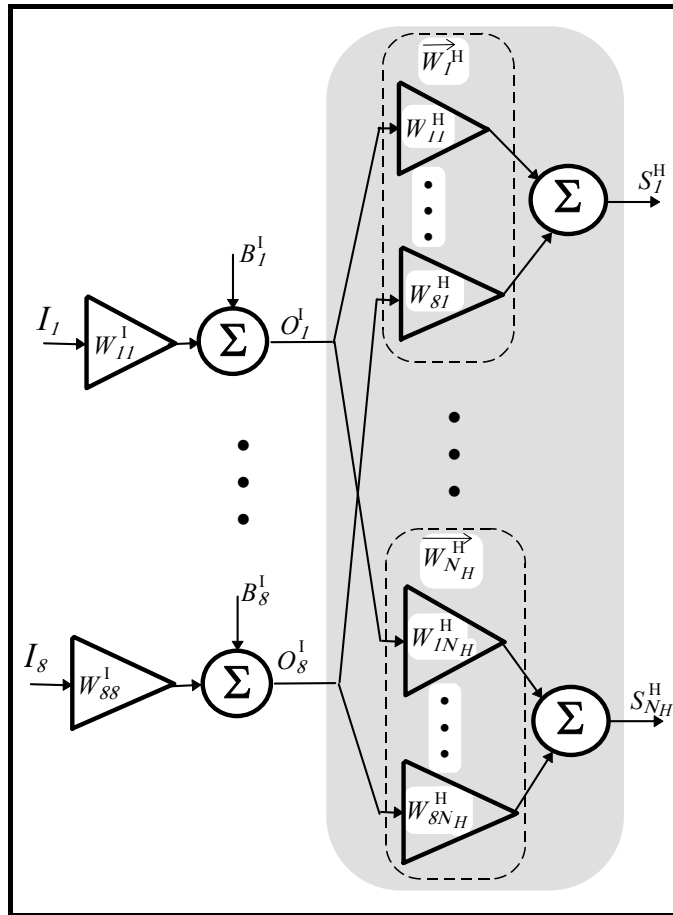


Figure 4.12: Extraction des relations linéaires entre les grandeurs d'entrée

2.6.2) Application de l'Analyse par Composante Principale à la généralisation

La relation $S_j^H(I_1 \dots I_4)$ fixe une relation linéaire (indépendante de α) entre les entrées. Lorsque des valeurs numériques hors de l'échantillon seront présentées, on souhaite que la série de fonctions orthogonales effectue une généralisation. Celle-ci sera d'autant meilleure que la combinaison linéaire effectuée sur les entrées aura séparé au préalable les échantillons entre eux. En effet, les nouvelles valeurs à considérer se trouveront ainsi placées directement entre les échantillons utilisés pour calculer l'interpolation.

Ceci revient à déterminer les poids (contenus dans \vec{W}_j^H) qui feront apparaître la plus grande variance sur les points contenus dans le vecteur \vec{S}_j^H . Ce vecteur particulier s'appelle la composante principale pour laquelle la distance de projection du nuage de points est minimale (figure 4.13).

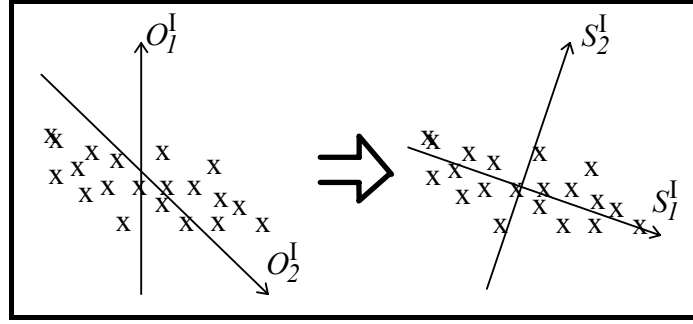


Figure 4.13: Extraction des composantes principales

En appliquant cette remarque aux N_H vecteurs projetés, la diagonale de la matrice de covariance $[\bar{S}_I^H \dots \bar{S}_{N_H}^H]^T \cdot [\bar{S}_I^H \dots \bar{S}_{N_H}^H]$ doit comporter des éléments d'amplitude maximale. En développant cette matrice de covariance, on fait apparaître les N_H vecteurs poids :

$$[\bar{S}_I^H \dots \bar{S}_{N_H}^H]^T \cdot [\bar{S}_I^H \dots \bar{S}_{N_H}^H] = [\dots \bar{W}_j^H \dots] \cdot [O^I]^T \cdot [O^I] \cdot [\dots \bar{W}_j^H \dots]. \quad (4.24)$$

Comme $[O^I]^T \cdot [O^I]$ est une matrice symétrique (de dimension 4x4), elle admet la décomposition suivante [KOS92] :

$$[O^I]^T \cdot [O^I] = [V] \cdot [\Delta] \cdot [V]^T, \quad (4.25)$$

où $[\Delta]$ est une matrice diagonale contenant les valeurs propres de $[O^I]^T \cdot [O^I]$ par ordre décroissant $\lambda_1^2 \geq \lambda_2^2 \geq \dots \geq \lambda_4^2 \geq 0$.

$$[\Delta] = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \lambda_4 \end{bmatrix}. \quad (4.26)$$

Et, $[V] = [\bar{V}_1 \dots \bar{V}_4]$ est une matrice contenant les vecteurs propres respectifs à ces valeurs propres.

Par conséquent, si l'on choisit des vecteurs poids \bar{W}_j^H colinéaires aux vecteurs propres de $[O^I]^T \cdot [O^I]$, alors on obtient $[\bar{S}_I^H \dots \bar{S}_{N_H}^H]^T \cdot [\bar{S}_I^H \dots \bar{S}_{N_H}^H] = [\Delta]$ qui est effectivement une matrice possédant sur sa diagonale des éléments d'amplitude maximale décroissante:

$$\boxed{\bar{W}_j^H = K_j \cdot \bar{V}_j} \quad (4.27)$$

Remarque: La propriété de colinéarité, et non pas d'égalité, apparaît car les valeurs projetées doivent appartenir aux domaines de définition des polynômes de Legendre.

2.7) Détermination des paramètres de l'approximation non-linéaire

2.7.1) Transformation non-linéaire

Chaque valeur $S_j^H(\alpha)$ de \bar{S}_j^H est transformée par la fonction non-linéaire $\varphi_j[S_j^H(\alpha)]$. L'ensemble des valeurs transformées est rangé dans le vecteur $\bar{\varphi}_j$: $\bar{\varphi}_j = [\dots \varphi_j(\alpha) \dots]^T$ ($1 \leq j \leq N_H$). Ensuite, une somme pondérée par les paramètres W_{0j}^O est appliquée sur les N_H valeurs des fonctions non-linéaires (figure 4.14) :

$$\boxed{\tilde{m}g(\alpha) = W_{0I}^O \cdot \varphi_0(\alpha) + \dots + W_{N_H I}^O \cdot \varphi_{N_H}(\alpha)} \quad (4.28)$$

$$\begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \tilde{m}g(\alpha) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} = W_{0I}^O \cdot \begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \varphi_0(\alpha) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} + \dots + W_{N_H I}^O \cdot \begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \varphi_{N_H}(\alpha) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

En écrivant cette équation pour $1 \leq \alpha \leq n$, on détermine la relation vectorielle liant les sorties des fonctions non-linéaires aux valeurs estimées de la fonction de conversion génératrice:

$$\tilde{m}g = W_{0I}^O \cdot \bar{\varphi}_0 + \dots + W_{N_H I}^O \cdot \bar{\varphi}_{N_H} \quad (4.30)$$

$$\tilde{m}g = [\bar{\varphi}_0 \dots \bar{\varphi}_{N_H}] \cdot \begin{bmatrix} W_{0I}^O \\ \vdots \\ W_{N_H I}^O \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

$$\tilde{m}g = [\Phi] \cdot \bar{W}_I^O \quad (4.32)$$

où $\vec{W}_I^O = [W_{0I}^O \dots W_{N_H I}^O]^T$ contient les paramètres de l'approximation et $[\Phi]$ est une matrice de dimension $(n \times N_H)$.

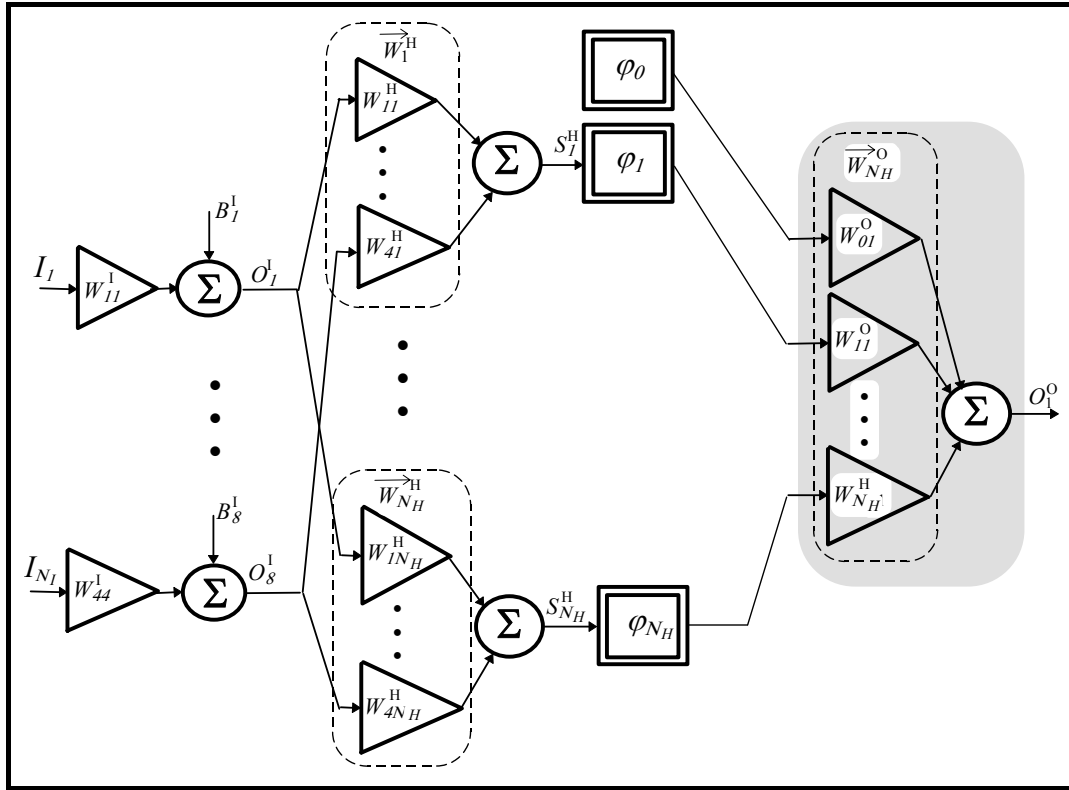


Figure 4.14: Application des transformations non-linéaires

2.7.2) Minimisation discrète de l'erreur d'approximation par pseudo inverse

Dans ce paragraphe, nous allons déterminer le vecteur paramètre \vec{W}_I^O de façon à obtenir $\vec{m}_g = [\Phi] \cdot \vec{W}_I^O$. Ce problème est linéaire par rapport au vecteur \vec{W}_I^O . Nous avons déjà vu qu'un problème de ce type ne possède pas de solution exacte si $[\Phi]$ n'est pas carrée et de rang maximal (paragraphe 2.2.2 Chapitre II). Par contre, on peut déterminer un vecteur \vec{W}_I^O qui minimise la distance Euclidienne: $\| \vec{m}_g - [\Phi] \cdot \vec{W}_I^O \|$.

Le vecteur solution de norme minimale est

$$\boxed{\vec{W}_I^O = [\Phi]^+ \cdot \vec{m}_g} \quad (4.33)$$

où $[\Phi]^+$ est la pseudo inverse de $[\Phi]$ et est donnée par la relation :

$$\boxed{[\Phi]^+ = [\Phi]^T \cdot ([\Phi] \cdot [\Phi]^T)^{-1}} \quad (4.34)$$

2.8) Résumé et mise en oeuvre

La forme de l'approximation non-linéaire que nous avons déterminée se décompose en trois traitements mathématiques.

La premier procède à un centrage des entrées et à une normalisation de leurs dynamiques.

$$O_i^I(\alpha) = B_i^I + W_{ii}^I \cdot I_i(\alpha)$$

$$\text{avec } \bar{I}_i = \frac{1}{n} \cdot \sum_{\alpha=1}^n I_i(\alpha), \quad \sigma_i = \sqrt{\sum_{\alpha=1}^n (I_i(\alpha) - \bar{I}_i)^2}, \quad W_{ii}^I = \frac{1}{\sqrt{\sigma_i}} \quad \text{et} \quad B_i^I = \frac{-\bar{I}_i}{\sqrt{\sigma_i}}.$$

Le second projette ces points sur les directions principales des entrées et permet d'extraire les caractéristiques significatives des entrées.

$$S_j^H(I_1 \dots I_{N_I}) = W_{1j}^H \cdot O_1^I(I_1) + \dots + W_{ij}^H \cdot O_i^I(I_i) + \dots + W_{4j}^H \cdot O_4^I(I_4)$$

$$\bar{W}_j^H = [W_{1j}^H \dots W_{4j}^H]^T, \quad \bar{W}_j^H = K_j \cdot \bar{V}_j \quad \text{où } \bar{V}_j \text{ sont les vecteurs propres de } [O^I]^T \cdot [O^I]$$

Le troisième détermine une estimation de la fonction génératrice à partir d'une transformation non-linéaire.

$$\tilde{m}_g(\alpha) = W_{01}^O \cdot \varphi_0(S_j^H(I_1 \dots I_4)) + \dots + W_{N_H 1}^O \cdot \varphi_{N_H}(S_{N_H}^H(I_1 \dots I_4))$$

$$\text{avec } \bar{W}_I^O = [W_{01}^O \dots W_{N_H 1}^O]^T, \quad \bar{W}_I^O = [\Phi]^+ \cdot \bar{m}_g, \quad [\Phi]^+ = [\Phi]^T \cdot [\Phi] \cdot [\Phi]^T^{-1},$$

$$[\Phi] = [\bar{\varphi}_0 \dots \bar{\varphi}_{N_H}].$$

Le nombre total d'échantillons retenus sur les deux domaines à approcher est de $n=1500$ par grandeur. Pour une série de $N_H=8$ termes, les paramètres de l'approximation de m_g valent :

$$W_{11}^I = 0.0471, \quad W_{22}^I = 0.8975, \quad W_{33}^I = 0.0687, \quad W_{44}^I = 0.0064.$$

Les entrées étant initialement centrées, les paramètres B_i^I sont tous nuls. Les vecteurs propres ont pour valeur :

$$\bar{W}_1^H = [0.1108 \quad 0.1155 \quad 0.1164 \quad 0.0965]^T$$

$$\bar{W}_2^H = [-0.1501 \quad 0.1420 \quad -0.1413 \quad 0.1728]^T$$

$$\bar{W}_3^H = [0.2303 \quad -0.2152 \quad -0.1896 \quad 0.2218]^T$$

$$\bar{W}_4^H = [0.1975 \quad 0.2151 \quad -0.2366 \quad -0.1986]^T.$$

Enfin, le vecteur paramètre respectif à l'estimation non-linéaire est le suivant:

$$\vec{W}_j^O = [-0.0489 \quad 0.3007 \quad -0.0354 \quad 0.0742 \quad -0.0526]^T.$$

L'allure de la fonction génératrice pour l'échantillon retenu est représenté figure 4.15 ainsi que la fonction génératrice estimée pour ce même échantillon (figure 4.16).

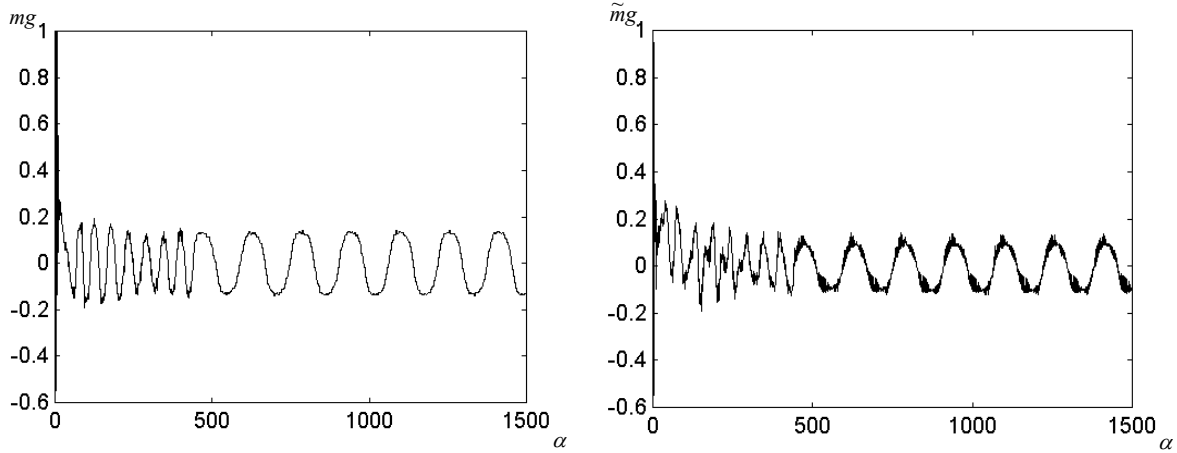


Figure 4.15: Valeurs des échantillons de mg Figure 4.16: Valeurs estimées des échantillons

Les graphes 4.15 et 4.16 montrent que l'estimation est très proche de la courbe réelle. La valeur de la distance Euclidienne est de 9,1. L'erreur d'approximation moyenne par échantillon est donnée par:

$$\mathcal{E}_{min} = \sqrt{\frac{\bar{E}_{min}}{1500}} = 0,0779.$$

La distance Euclidienne peut être encore diminuée en augmentant l'ordre de la série N_H . Dans ce cas, on fixe les vecteurs $\vec{W}_j^H = \vec{W}_{j-4}^H$, pour $j > 4$. Cette distance Euclidienne est représentée figure 4.17 en fonction de l'ordre N_H de la série.

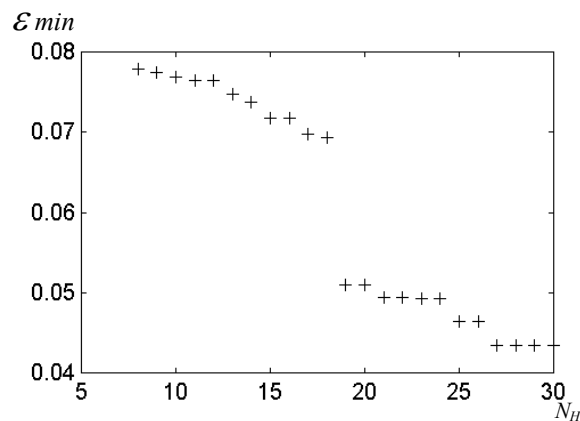


Figure 4.17: Evolution de l'erreur d'approximation en fonction de l'ordre de la série

On vérifie que la précision s'améliore au fur et à mesure que N_H augmente. Néanmoins, nous conserverons une série de quatre termes afin d'obtenir un nombre raisonnable de calculs à effectuer en temps réel.

Cette série de fonctions orthogonales a été implantée comme loi de commande dans la structure de commande représentée figure 4.7. Elle a été simulée pour une référence de 12 Ampères. En comparant les résultats (figure 4.18 et figure 4.19) avec les figures 4.3 et 4.4, on vérifie effectivement que le courant is ne subit pas de discontinuité lors du démarrage du convertisseur.

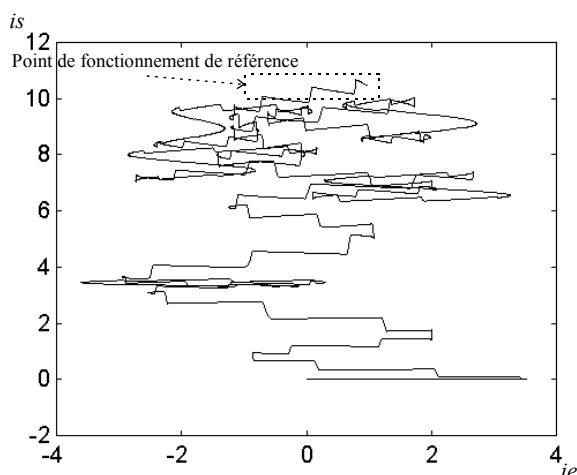


Figure 4.18: Evolution du courant $is(t)$ en fonction du courant $ie(t)$

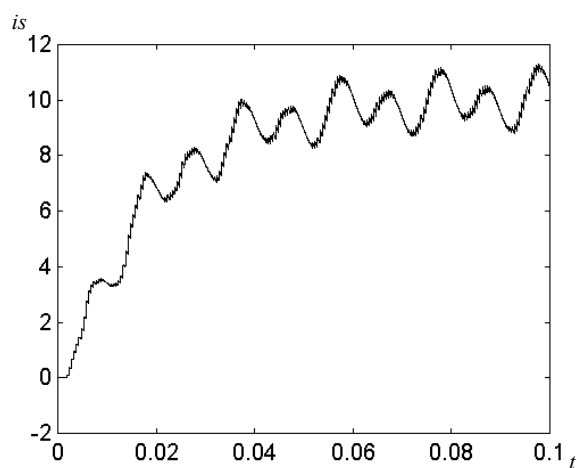


Figure 4.19: Evolution du courant $is(t)$ en utilisant la série comme fonction génératrice

Les fonctions d'approximation peuvent donc tout à fait convenir pour concevoir un Contrôleur de Modes de Marche totalement automatisé. Cette technique permet de préserver les grandeurs de sortie de dégradations apparaissant lors de l'utilisation de la commande hiérarchique.

Cependant cette approche, comme toutes les autres présentées auparavant, ne peut prendre en compte les variations des caractéristiques des éléments du convertisseur (inductances, capacités, interrupteurs, ...). Ce problème est traité dans le paragraphe suivant.

3) Commande adaptative par réseaux de neurones artificiels

3.1) Introduction

Pour réaliser le contrôle des grandeurs de sortie du redresseur (ie et is), on a tout d'abord commencé par concevoir des boucles de régulation simples agissant spécifiquement grâce à un coordonnateur sur ces grandeurs. Très vite, on a constaté que la conception des boucles simples et indépendantes est insuffisante pour répondre aux besoins de précision demandés sur les grandeurs de sortie. Ceci est en partie dû à la complexité du système **{CONVERTISSEUR + AXE DE CONTROLE}** et à un nombre important de variables dépendantes les unes des autres. Nous avons donc été obligés d'introduire une nouvelle

structure de commande unique fondée sur *l'approximation* des lois de commande à l'intérieur de leur domaine de validité et *l'interpolation* entre ces lois pour des domaines intermédiaires.

La montée continue des niveaux de performances nous amène à considérer maintenant la propriété *d'adaptation*. Celle-ci apparaît indispensable dans notre application pour les raisons suivantes :

- D'une part, les " unités de contrôle " ont été conçues à partir de modèles simplifiés et découplés des convertisseurs. Ces unités sont rendues effectives de façon à établir une cohésion entre leurs objectifs. Pour certains fonctionnements dynamiques rapides (notamment les variations brusques de consignes), les couplages jouent un rôle prépondérant. On atteint ainsi les limites de fonctionnement d'un tel système de commande de par la " pauvreté " des modèles utilisés. Plutôt que de mener une étude visant la détermination de modèles complexes, on préférera concevoir un système de commande auto-adaptatif qui détermine par lui-même la loi de commande à appliquer.
- D'autre part, en pratique, une dérive apparaît systématiquement entre la valeur des éléments physiques et la valeur utilisée pour le calcul des modèles.

En effet, dans un milieu magnétique, tel que celui constitué par un noyau de fer, par suite de la saturation magnétique avec un courant croissant, la valeur de l'inductance n'est plus constante et diminue; ceci explique la non-constance des caractéristiques des inductances. De plus, à cette non-linéarité due à la saturation, s'ajoutent des pertes par hystérésis et par courants de Foucault. Il faut considérer également la variation de la résistance des bobines avec la fréquence. En effet, l'effet pelliculaire fait que la densité de courant n'est pas uniforme dans la section d'un conducteur mais qu'elle se porte d'autant plus vers sa périphérie que la fréquence croît. Dans la gamme de 50 Hz, cet effet est très peu marqué mais il n'en est pas de même si l'on considère la fréquence de modulation de 5 kHz.

En ce sens, une commande adaptative permettrait de minimiser les dérives des éléments réactifs mais aussi les perturbations en présence de larges variations (thermiques ou de vieillissement) sur les caractéristiques statiques et dynamiques des interrupteurs.

La commande adaptative regroupe un certain nombre de techniques permettant d'ajuster automatiquement en temps réel les paramètres d'un correcteur dans les boucles de commande. Elle maintient donc un certain niveau de performances quand les paramètres du procédé varient.

Les réseaux de neurones artificiels font partie de cette famille de contrôleurs. La loi de commande par approximation peut être considérée comme un réseau de neurones artificiels figé. C'est à dire, en quelque sorte, un réseau qui possède lui-même une connaissance suffisante pour commander le redresseur, mais, incapable d'exploiter cette connaissance lorsque les données du problème (les éléments physiques du convertisseur) changent. Les réseaux de neurones artificiels apparaissent donc comme la technique auto-adaptative adéquate pour notre réalisation que nous aborderons dans le paragraphe suivant.

3.2) Généralités

On peut considérer un réseau de neurones comme une "boîte noire" comportant des entrées et des sorties. Leur principal intérêt réside en leurs trois propriétés intelligentes; *l'approximation, la généralisation et l'adaptation.*

Résoudre un problème par la technique neuronale consiste d'abord à formuler ce problème sous la forme d'une relation reliant des variables d'entrée à des variables de sortie. Le principe d'un réseau de neurones consiste ensuite à modéliser cette relation ou sa relation inverse par apprentissage de valeurs connues des variables d'entrée et de sortie. *L'approximation de cette relation sur des valeurs discrètes* est réalisée si le réseau de neurones est capable d'associer la bonne valeur de la sortie à chaque valeur connue des variables d'entrée. A partir de cette base représentative d'exemples du problème donné, le réseau de neurones est capable de *généraliser* son expérience à des échantillons nouveaux. De plus, les réseaux peuvent s'optimiser au fur et à mesure de la présentation d'échantillons qui viennent compléter la base d'exemples. Cette propriété *d'adaptation* permet de modifier leur comportement à tout moment en procédant à un nouvel apprentissage. C'est évidemment cette dernière propriété qui nous intéresse.

3.3) Mise en garde

Actuellement, les réseaux de neurones connaissent un regain d'intérêt et nous assistons à une multiplicité de réalisations neuronales. L'opinion courante voudrait qu'il s'agisse d'une nouvelle méthode issue des sciences cognitives permettant la résolution de tâches telles que l'identification, la commande, la classification, la prédiction ... par simple apprentissage d'exemples concrets évitant ainsi les calculs complexes des solutions données par les méthodes de l'automatique classique. Cependant, cette argumentation n'est pas tout à fait exacte.

En effet, la paternité du premier neurone artificiel revient aux savants Mac Culloch et Pitts, qui *en 1943 ont décrit son fonctionnement comme une somme pondérée de ses entrées suivie de l'application d'une non-linéarité de type seuil.* Des recherches concernant le couplage de ces neurones en réseau montrèrent leurs limites. En ce qui concerne les problèmes de séparation, elles prouvèrent que ces réseaux ne pouvaient apprendre la fonction logique du OU EXCLUSIF. Cette technique fut alors ignorée par la communauté scientifique jusqu'à ce que l'on découvre que l'utilisation d'une sigmoïde comme non-linéarité pouvait résoudre ce principe de séparation.

Dès lors, de tels réseaux se trouvent bien loin des réseaux de neurones biologiques mais conservent tout de même leur appellation que nous qualifierons d'artificiels afin d'être plus proche de la réalité.

Enfin, un argument souvent mis en jeu en faveur des réseaux de neurones artificiels est l'affirmation qu'il est possible de faire de la commande sans avoir besoin d'aucune notion, que ce soit en automatique ou en traitement du signal. De telles considérations conduisent irrémédiablement à des durées d'apprentissage exorbitantes et incompatibles avec les contraintes de coût de développement imposées par les industriels. De plus, ces réalisations

proposent des architectures de réseaux pour lesquelles la convergence de l'algorithme d'apprentissage n'est jamais assurée. Pour des performances meilleures sinon équivalentes, on peut toujours envisager des architectures plus simples, nécessitant moins de calculs en temps réel et, par conséquent, plus rapides lors de la phase d'exploitation sur site.

Des recherches actuelles visent à déterminer complètement le réseau de neurones à partir d'échantillons des grandeurs d'entrée et de sortie. Elles montrent, qu'en aucun cas, les résultats établis par les techniques classiques ne doivent être mis de côté. Bien au contraire, **les techniques classiques s'avèrent indispensables pour mener à bien une réalisation à base de réseaux de neurones dans des délais raisonnables**. Ces techniques permettent de pallier la très grande lenteur de convergence des algorithmes d'apprentissage et, d'autre part, de concevoir une architecture optimale assurant le maximum de précision.

Après avoir rappelé les principes élémentaires des réseaux de neurones, nous allons montrer comment incorporer dans ce réseau l'étude menée sur la commande par approximation. Puis nous vérifierons par simulation les capacités d'adaptation de ce réseau.

3.4) Présentation du réseau de neurones utilisé

3.4.1) *Le neurone artificiel*

Un neurone "j" issu d'une couche ^a (figure 4.20) peut être considéré comme un processeur élémentaire effectuant deux tâches:

- une transformation linéaire de ses entrées :

$$S_j^a = \sum_{i=1}^{N_p} W_{ij}^a \cdot O_i^p + B_j^a \quad (4.35)$$

- une transformation non-linéaire de cette somme par une fonction φ_j :

$$O_j^a = \varphi_j[S_j^a]. \quad (4.36)$$

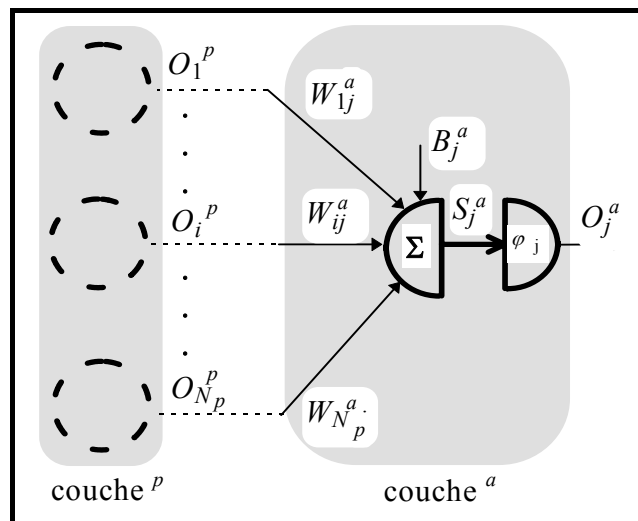


Figure 4.20: Description fonctionnelle d'un neurone

L'état d'un neurone j est actualisé en fonction des états (O_i^p) des N_p neurones qui lui sont connectés. Ces états sont les entrées du neurone j . A chaque entrée du neurone j est associée un poids synaptique W_{ij}^a reliant le neurone "i" de la couche précédente p et le neurone "j" de la couche a . La comparaison entre la somme pondérée des N_p entrées du neurone j et son seuil (B_j^a) détermine son degré d'activation (S_j^a) qui par la fonction d'activation φ_j génère son état.

3.4.2) Topologie du réseau

De nombreuses architectures de réseau existent selon la façon dont sont assemblés les neurones entre eux. Les réseaux considérés dans cette étude sont de type multicouches. Les neurones d'une couche reçoivent des informations de la couche précédente et envoient des informations à la suivante mais ne communiquent pas entre eux sur une même couche. Un tel réseau de trois couches de neurones comportant N_I entrées $I_1 \dots I_{N_I}$, N_H neurones dans la couche cachée et une seule sortie R est représenté figure 4.21.

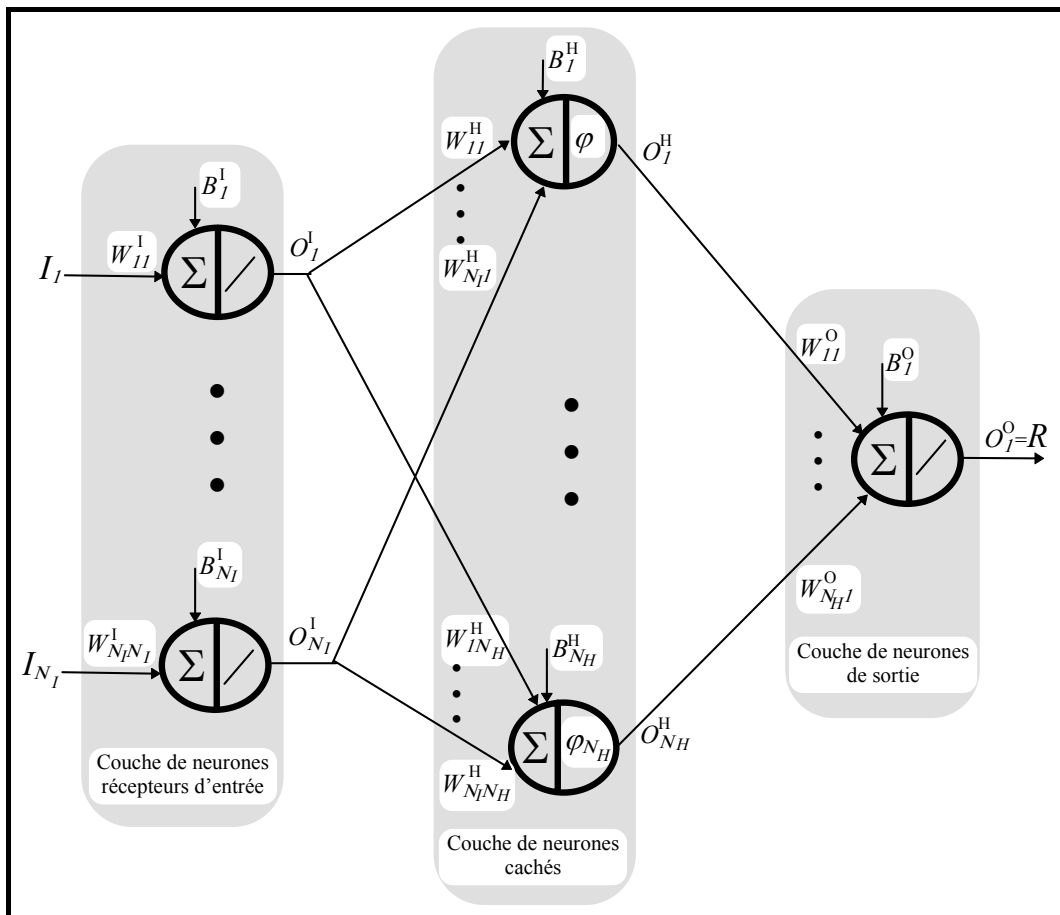


Figure 4.21: Architecture d'un réseau multicouche

Un tel réseau peut se mettre sous forme d'équations mathématiques reliant les entrées I_i à la sortie R . Les neurones de la couche d'entrée I ont une fonction linéaire φ_j , leurs états sont une copie pondérée et seuillée de leurs entrées I_i ($1 \leq i \leq N_I$) :

$$O_i^I(I_i) = S_i^I = B_i^I + W_{ii}^I \cdot I_i \quad (4.37)$$

Ces états O_i^I sont pondérés par les poids des connexions cachées W_{ij}^H selon

$$S_j^H(I_1 \dots I_{N_I}) = B_j^H + \sum_{i=1}^{N_I} W_{ij}^H \cdot O_i^I(I_i) \quad (4.38)$$

et sont affectés par la fonction non-linéaire φ_j :

$$O_j^H(I_1 \dots I_{N_I}) = \varphi_j \left[S_j^H(I_1 \dots I_{N_I}) \right] \quad (4.39)$$

Le neurone de la couche de sortie possède une fonction linéaire φ_j . Son état vaut

$$O_l^O(I_1 \dots I_{N_I}) = S_l^O(I_1 \dots I_{N_I}) = B_l^O + \sum_{j=1}^{N_H} W_{jl}^O \cdot O_j^H(I_1 \dots I_{N_I}) \quad (4.40)$$

Par conséquent, la sortie du réseau s'exprime sous la forme d'une somme limitée à l'ordre N_H de fonctions non-linéaires :

$$R(I_1 \dots I_{N_I}) = \sum_{j=0}^{N_H} W_{j0}^O \cdot \varphi_j \left[S_j^H(I_1 \dots I_{N_I}) \right] \quad (4.41)$$

avec $\varphi_0[\dots] = 1$ et $W_{0l}^O = B_l^O$.

Après avoir rappelé la structure interne d'un réseau de neurones, nous allons maintenant passer à sa mise en oeuvre.

3.5) Mise en oeuvre du réseau de neurones dans le système de commande

3.5.1) Incorporer la connaissance dans le réseau de neurones

La mise en oeuvre d'un réseau passe grossièrement par trois étapes principales :

- le choix d'une architecture du réseau
- l'initialisation des poids et des seuils
- l'apprentissage des exemples

La première et la seconde étape sont de loin les plus importantes. Le succès d'une réalisation neuronale se situe au niveau de l'extraction des données. Celle-ci est implantée dans l'architecture même du réseau. Il importe donc de choisir une architecture et une initialisation adéquate avec la forme de la relation à approcher [FRA93].

Ces deux caractéristiques permettent de conditionner le réseau à l'apprentissage; c'est à dire d'une part à fixer le degré de précision théorique du réseau (la distance entre l'équation du réseau et la relation à approcher) et, d'autre part, à établir une configuration des poids et des seuils correspondant à ce degré de précision (placement de ce réseau dans le bassin attractif de la distance minimale). L'apprentissage est ensuite réalisé de façon à configurer et à adapter le réseau.

La raison de ce conditionnement est double: réduire le temps nécessaire à l'apprentissage qui constitue l'essentiel du temps de développement de l'application neuronale, obtenir une loi de commande la plus précise possible.

3.5.2) Détermination de l'architecture du réseau

Il existe de nombreuses stratégies pour intégrer un réseau neuronal dans un système de commande adaptative [FRA92]. Nous avons choisi d'apprendre à un réseau les lois de commande des sous-processus de la Partie Opérative (R_{ass} et R_{red}), la finalité étant de substituer une commande adaptative unique (le réseau de neurones) à ces deux lois et au contrôleur de modes de marche.

Le nombre de neurones dans les couches d'entrée et de sortie correspond respectivement au nombre de variables d'entrée et de sortie des relations à apprendre (figure 4.22).

Deux problèmes majeurs subsistent dans la conception d'un réseau ; le choix des fonctions cachées φ_j et l'initialisation des poids et des seuils.

Les techniques classiques consistent à initialiser aléatoirement les poids, à effectuer ensuite un apprentissage sur la base d'exemples, puis, à recommencer cette procédure pour des réseaux de tailles différentes afin de comparer leurs précisions. En ajustant le nombre de neurones cachés, on modifie la forme de l'erreur entre la relation à estimer et le réseau de neurones dans le but d'obtenir un minimum global plus faible. Cependant, l'expansion de la couche cachée provoque l'apparition de nouveaux minimums locaux qui faussent la comparaison sur les précisions des différents réseaux.

En fait, pour résoudre ce problème, il faut déterminer une architecture ne comportant qu'un seul minimum et permettant d'approcher n'importe quelle fonction avec un degré de précision souhaité.

L'expression de la sortie du réseau de neurones est identique à l'expression d'un développement en série de fonctions (4.19). Or, nous avons vu (paragraphe 2.3 Chapitre IV) que, pour minimiser l'erreur d'approximation entre la fonction génératrice et un développement de ce type, les fonctions non-linéaires devaient être orthogonales et que le minimum était unique et dépendait de l'ordre de la série. Ce sont donc des polynômes de Legendre qui seront choisis comme fonctions φ_j .

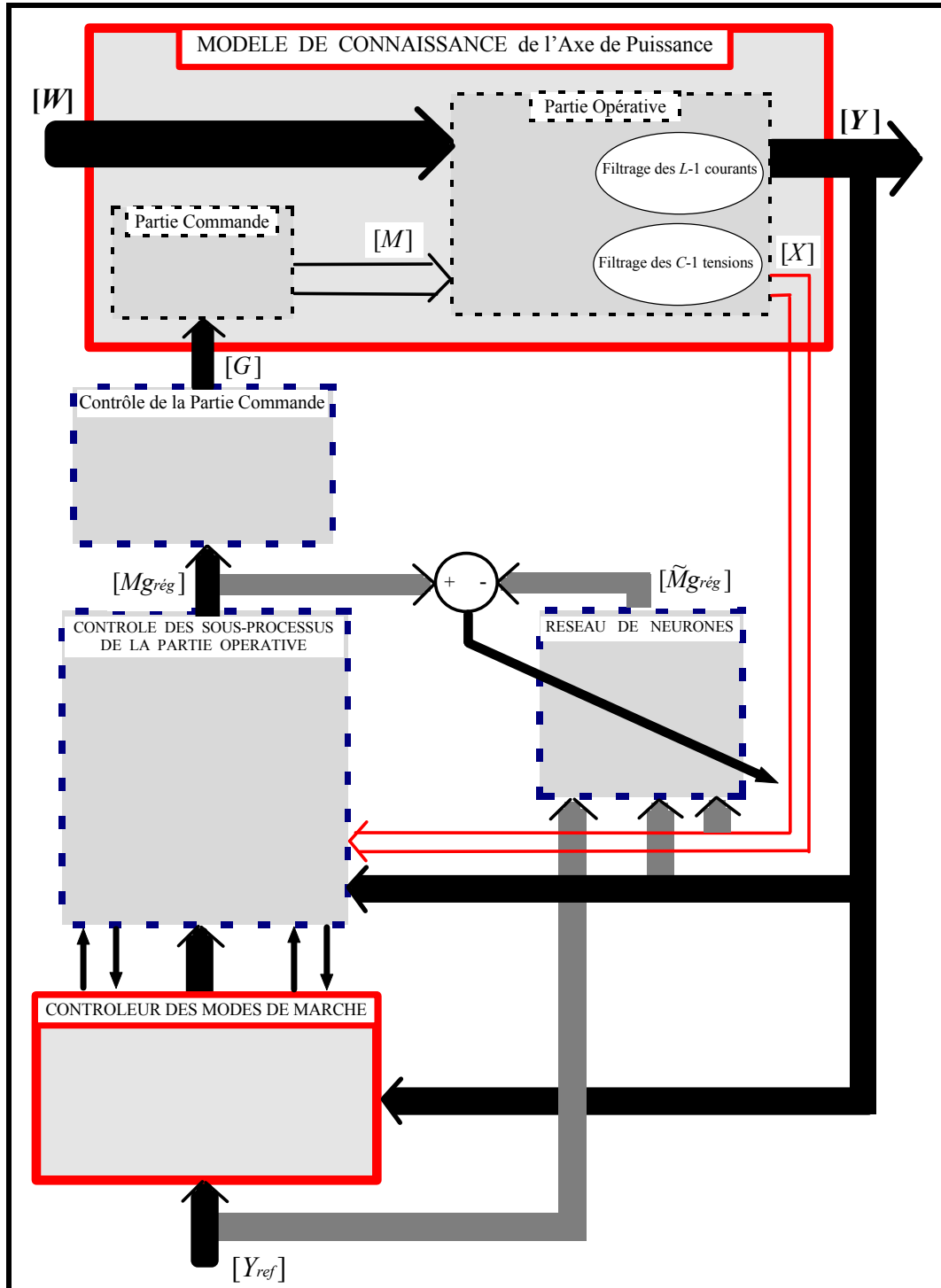


Figure 4.22: Apprentissage du contrôle algorithmique de la Partie Opérative

3.5.2) *Initialisation*

En ce qui concerne l'initialisation des poids W_{ij}^a et des biais B_j^a ($a \in \{I, H, O\}$), une étude identique à celle développée dans le paragraphe 2.4 de ce chapitre peut être à nouveau menée [FRA96]. En effet, à la condition de poser $B_j^H=0$ pour $1 < j < N_H$ et $B_I^O = W_{N_H}^O$, les figures 4.14 et 4.21 sont identiques.

Nous rappelons que cette initialisation effectue directement une approximation discrète des échantillons disponibles pour l'apprentissage. Les échantillons choisis doivent être représentatifs de la relation à approcher. En effet, ces exemples sont directement implantés dans les connexions du réseau. Il convient donc de les choisir dans le domaine de définition des fonctions à estimer ou dans le domaine de fonctionnement du processus à commander.

Les paramètres d'entrée W_{ij}^I centrent les entrées et normalisent leurs dynamiques (paragraphe 2.5). Les paramètres cachés W_{ij}^H permettent de projeter les entrées sur des directions orthogonales supportées par la couche cachée (paragraphe 2.6). L'initialisation des paramètres de sortie W_{ij}^O , grâce à l'utilisation de la théorie de la pseudo-inverse, place l'erreur d'approximation dans le bassin attractif de la distance minimale entre les valeurs générées par le réseau et les échantillons de la relation (paragraphe 2.7).

3.6) Apprentissage

3.6.1) *Principe*

L'apprentissage est la caractéristique dynamique qui distingue le réseau de neurones de la commande par approximation. Celle-ci ne possède que des paramètres constants et effectue une transformation statique non-linéaire entre ses entrées et sa sortie. Les poids des connexions du réseau de neurones correspondent aux paramètres de l'approximation. L'algorithme d'apprentissage doit permettre d'ajuster ces paramètres en fonction des informations (c'est à dire des échantillons des entrées et de la sortie) qu'il reçoit en temps réel de manière à ce que la sortie du réseau soit la plus proche de celle désirée.

On discerne deux phases dans le fonctionnement interne du réseau :

- Les entrées sont d'abord échantillonnées et les sorties des neurones sont calculées, couche par couche, depuis celle d'entrée à celle de sortie, selon les relations exposées dans le paragraphe 3.4.2.
- La valeur de la sortie du réseau est comparée avec la valeur de la relation à estimer et l'erreur d'approximation est exploitée par un algorithme d'apprentissage qui a pour but de modifier les poids des connexions de façon à minimiser cette erreur.

C'est la conception de cette seconde phase que nous détaillons maintenant.

L'algorithme d'apprentissage utilisé ici est l'*algorithme de rétropropagation du gradient* [RUM86]. Son principe consiste à *rétropropager l'erreur d'approximation* obtenue en sortie du réseau dans les autres couches afin de modifier les poids de toutes les connexions du réseau.

Le critère choisi pour mesurer la qualité des réponses du réseau est la distance Euclidienne suivante: $\frac{1}{2}E(\alpha)^2$. Si le réseau commet une erreur sur une sortie alors celle-ci doit provoquer un réajustement des poids proportionnellement à cette erreur et de manière à la diminuer,

$$\boxed{\text{Nouveau } W_{ij}^a = \text{Ancien } W_{ij}^a + \eta \cdot \Delta W_{ij}^a}, \quad (4.42)$$

où ΔW_{ij}^a est le gradient,

$$\boxed{\Delta W_{ij}^a = \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial E(\alpha)^2}{\partial W_{ij}^a}}, \quad (4.43)$$

et η est le pas de convergence qui permet à l'utilisateur d'augmenter la vitesse d'apprentissage.

3.6.2) Adaptation des poids des connexions de la couche de sortie

Pour les connexions de la couche de sortie, le gradient se simplifie en :

$$\Delta W_{i1}^O = \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial E(\alpha)^2}{\partial S_1^O} \cdot \frac{\partial S_1^O}{\partial W_{i1}^O} \quad (4.44)$$

$$\boxed{\Delta W_{i1}^O = -E(\alpha) \cdot O_i^H}. \quad (4.45)$$

3.6.3) Adaptation des poids des connexions de la couche cachée

Pour les autres connexions, on répercute le signal d'erreur (mesuré sur la dernière couche) sur chacune des connexions des couches cachées en faisant apparaître une cascade de dérivées (figure 4.23) :

$$\Delta W_{ij}^H = \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial E(\alpha)^2}{\partial S_j^H} \cdot \frac{\partial S_j^H}{\partial W_{ij}^H} \quad (4.46)$$

$$\Delta W_{ij}^H = \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial E(\alpha)^2}{\partial \mathcal{S}_l^O} \cdot \frac{\partial \mathcal{S}_l^O}{\partial \mathcal{O}_j^H} \cdot \frac{\partial \mathcal{O}_j^H}{\partial \mathcal{S}_j^H} \cdot \frac{\partial \mathcal{S}_j^H}{\partial W_{ij}^H} \quad (4.47)$$

$$\boxed{\Delta W_{ij}^H = -E(\alpha) \cdot W_{jl}^O \cdot \varphi_j'(S_j^H) \cdot O_i^I} \quad (4.48)$$

L'expression $\varphi_j'(S_j^H)$ est la dérivée du polynôme de Legendre $\varphi_j(S_j^H)$.

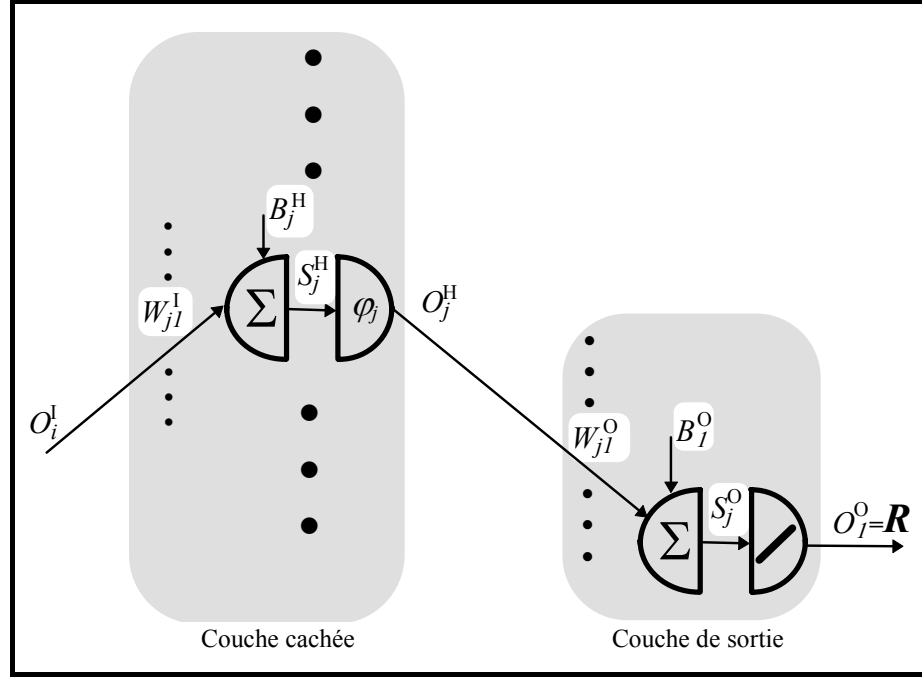


Figure 4.23: Détermination des variables influençant un poids de la couche cachée

3.6.4) Adaptation des poids des connexions de la couche d'entrée

L'écriture de la cascade de dérivée pour obtenir le gradient respectif aux connexions de la couche d'entrée est plus délicate car on doit faire apparaître la rétropropagation de l'erreur sur l'ensemble de la couche cachée (figure 4.24) :

$$\Delta W_{ij}^1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial E(\alpha)^2}{\partial \mathcal{S}_j^I} \cdot \frac{\partial \mathcal{S}_j^I}{\partial W_{ij}^1} \quad (4.49)$$

$$\Delta W_{ii}^1 = \left[\sum_{j=1}^{N_H} \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{\partial E(\alpha)^2}{\partial \mathcal{S}_j^H} \cdot \frac{\partial \mathcal{S}_j^H}{\partial \mathcal{O}_i^I} \cdot \frac{\partial \mathcal{O}_i^I}{\partial \mathcal{S}_j^I} \right] \right] \cdot \frac{\partial \mathcal{S}_j^I}{\partial W_{ij}^1} \quad (4.50)$$

$$\boxed{\Delta W_{ii}^1 = \left[\sum_{j=1}^{N_H} \left[-E(\alpha) \cdot W_{jl}^H \right] \right] \cdot O_i^I} \quad (4.51)$$

La sommation porte sur les N_H neurones sur lesquels le neurone j envoie des connexions et propage l'erreur de la couche de sortie vers la couche cachée.

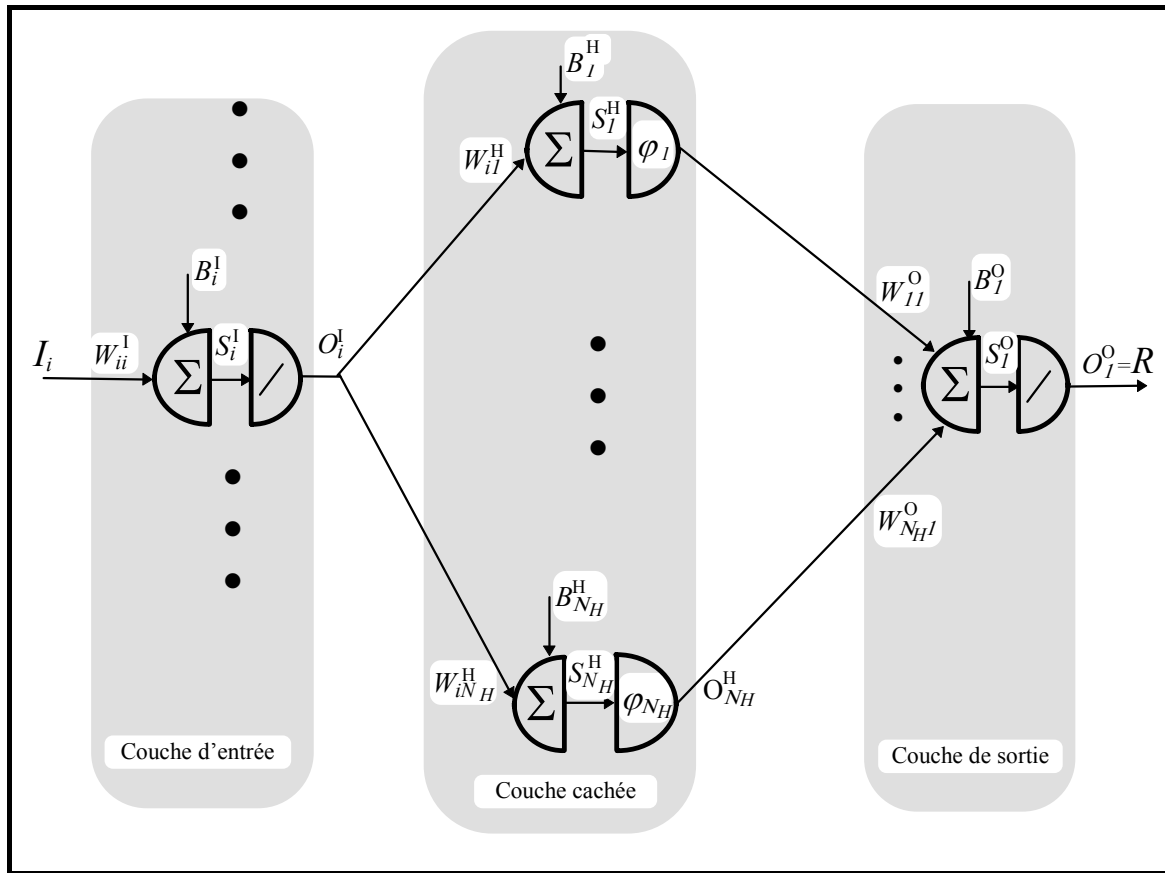


Figure 4.24: Détermination des variables influençant un poids de la couche d'entrée

3.6.5) Amélioration de la précision

Dans un premier temps, nous allons utiliser la commande hiérarchique pour contrôler le redresseur et effectuer une modification des poids par apprentissage de façon à améliorer la précision du réseau. Puis, seul le réseau sera utilisé pour le contrôle et nous étudierons les capacités à absorber des variations paramétriques sur les éléments physiques du convertisseur.

Conformément à la figure 4.22, la simulation consiste à placer en parallèle sur la commande algorithmique et le contrôleur des Modes de Marche un réseau de neurones équivalent à la commande par approximation, c'est à dire possédant les même entrées, le même ordre $N_H=4$ et ayant pour valeur des poids les valeurs des paramètres de la simulation (paragraphe 2.8 Chapitre IV).

Pour chaque échantillon des entrées, l'erreur entre la réponse du réseau de neurones et la fonction génératrice de conversion générée par les unités de contrôle est introduite dans l'algorithme d'apprentissage et les poids des connexions sont ajustés. Nous avons représenté figure 4.25 l'évolution de l'erreur d'approximation moyenne au cours de l'apprentissage des 300 premiers échantillons. Cette erreur chute brutalement lors de l'apprentissage des 100 premiers échantillons, puis demeure constante.

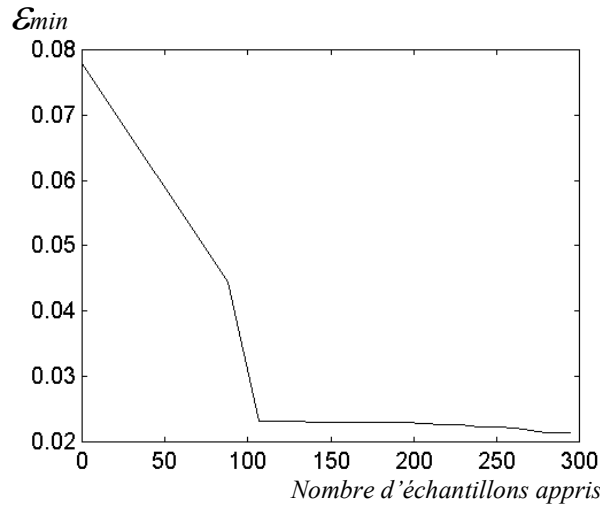


Figure 4.25: Evolution de l'erreur d'approximation moyenne lors de l'apprentissage

Au terme de cet apprentissage, le réseau de neurones est parfaitement configuré. La partie algorithmique ainsi que le contrôleur de modes de marche sont donc maintenant ôtés de l'Axe de Commande et le contrôleur neuronal peut piloter seul la Partie Opérative (figure 4.26).

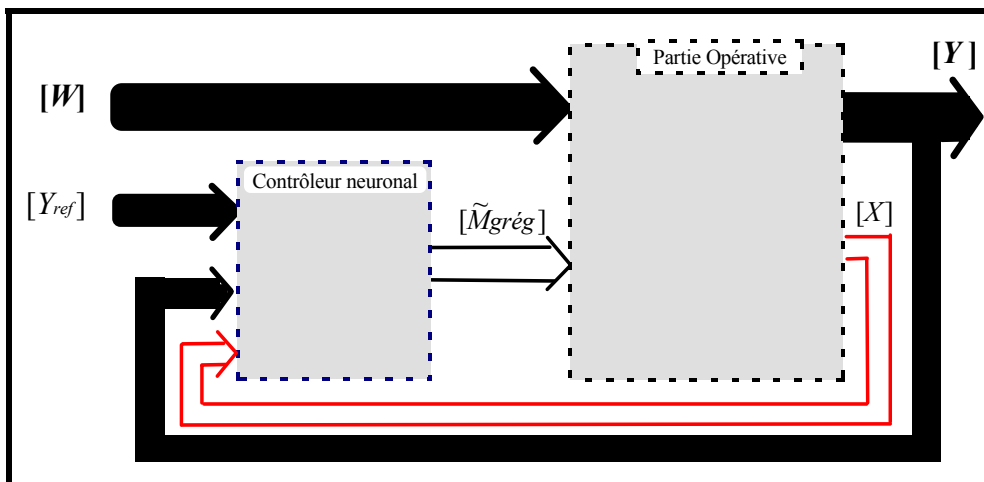


Figure 4.26: Représentation simplifiée d'un contrôleur neuronal non adaptatif

Cependant, si l'on veut que ce réseau soit adaptatif, il faut reconstruire l'erreur entre la sortie du réseau et la valeur théorique de la fonction génératrice pour l'utiliser dans l'algorithme d'apprentissage. En vertu du principe de causalité, il n'existe pas de relation inverse permettant de déterminer la valeur théorique de la fonction génératrice à partir de la connaissance de l'état et des sorties de la Partie Opérative.

Pour pallier à ce problème, la stratégie retenue a été de placer en parallèle avec la Partie Opérative un second réseau de neurones. Ce dernier est utilisé comme émulateur neuronal, c'est à dire qu'il va estimer la variable de sortie is à partir de la connaissance de la fonction génératrice, de l'état, et des sorties de la Partie Opérative.

La démarche suivie pour déterminer l'architecture de cet émulateur neuronal et son initialisation est identique à celle suivie pour la détermination du contrôleur neuronal, seules les grandeurs d'entrée et de sortie changent (figure 4.27).

L'apprentissage de ce réseau est effectué par comparaison des grandeurs de sortie de la Partie Opérative et des sorties estimées par le réseau. Cette erreur est rétro propagée à travers l'émulateur neuronal et apparaît sur la dernière couche du contrôleur neuronal. Elle peut donc être utilisée pour adapter le réseau.

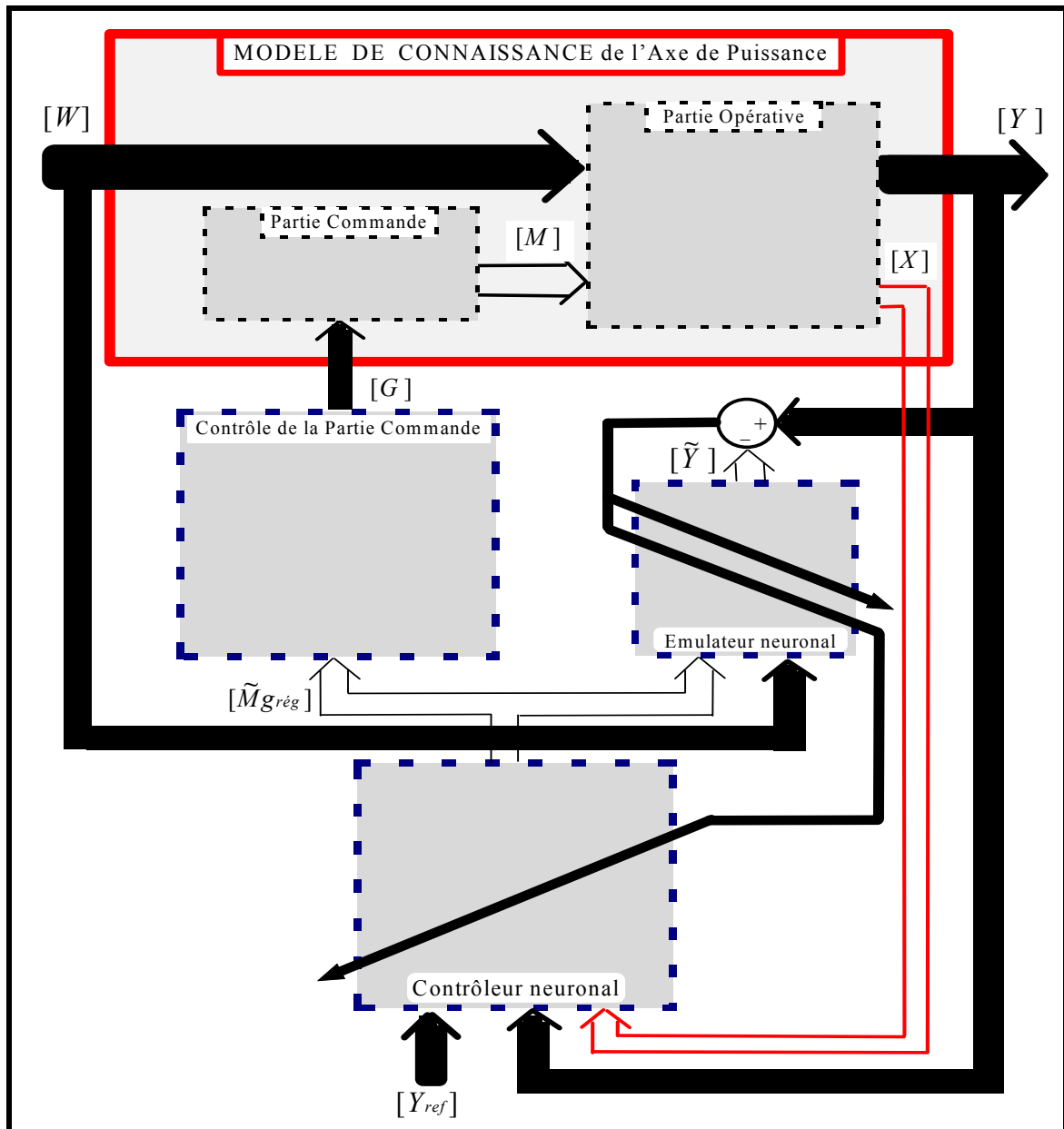


Figure 4.27: Contrôle de la Partie Opérative par réseaux de neurones

Les résultats des simulations effectuées toujours dans les mêmes conditions sont présentés figures 4.28 et 4.29. Ils montrent un bon comportement des variables de sortie.

Afin de tester la propriété d'apprentissage, nous modifions l'inductance de sortie (L_s) de -50%. Cette modification entraîne une dégradation immédiate des courants ie et is (figures 4.28 et 4.29).

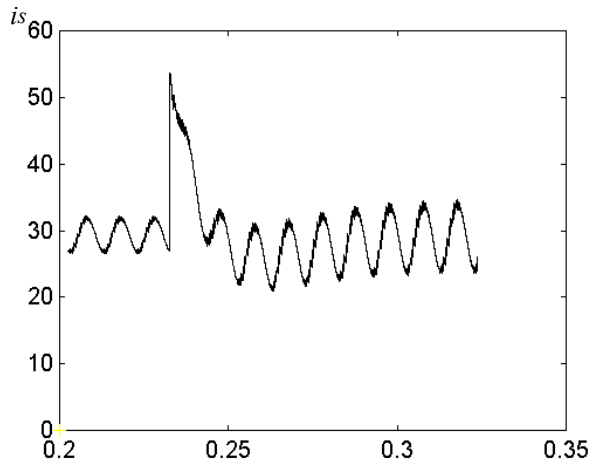


Figure 4.28: Evolution de is lors d'une variation de L_s

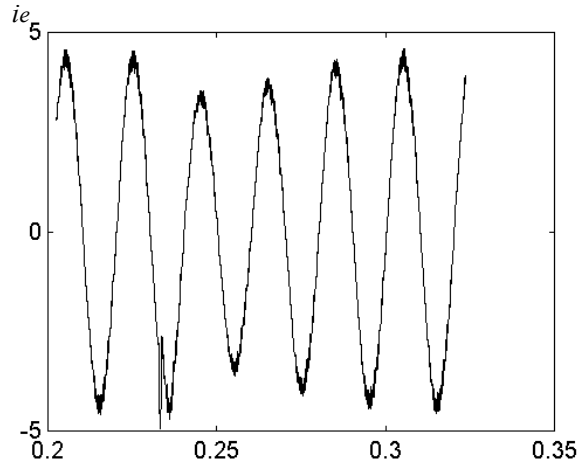


Figure 4.29: Evolution de ie lors d'une variation de L_s

Cependant, la dégradation structurelle du convertisseur est détectée par les réseaux de neurones et l'adaptation des poids permet de compenser aisément cette variation structurelle du convertisseur. A titre d'exemple, nous avons représenté sur la figure 4.30 l'adaptation effectuée sur le poids W_{21}^O .

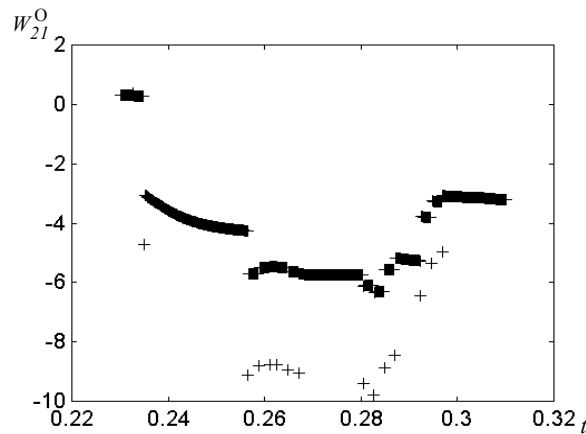


Figure 4.30: Variation de W_{21}^O lors de l'adaptation

Cette figure témoigne de l'évolution extrêmement importante des poids du réseau rendue nécessaire pour le maintien des performances.

Nous avons également étudié les effets de modifications apportées sur la valeur de la capacité, de l'inductance d'entrée, et de la résistance d'entrée. De manière identique, on assiste à chaque fois à une totale modification des poids du réseau et ensuite à un retour des courants au voisinage de leurs consignes.

CONCLUSION

Ce chapitre a fait l'objet d'une présentation de différentes structures de Contrôleurs de Mode de Marche en mettant l'accent sur leur conception. Ces contrôleurs sont caractérisés par une automatisation complète de leur fonctionnement.

Les différents modes de fonctionnement d'un redresseur monophasé ont été étudiés, chacun mettant en jeu sa propre unité de contrôle. Ces unités sont gérées par un coordinateur suivant une décomposition hiérarchique de l'axe de commande.

Nous avons vu que ce type de commande engendrait des discontinuités indésirables sur les grandeurs de sortie. Pour remédier à ce problème, une loi de commande a été conçue par approximation de ces unités sur leurs domaines de validité. La fonction d'approximation est un développement en série de fonctions orthogonales. Celles-ci présentent la particularité de ne provoquer la formation que d'un seul minimum global dans l'expression de l'erreur d'approximation. Les paramètres de l'approximation sont déterminés à partir de la connaissance des échantillons des entrées et des sorties.

La prise en compte d'une évolution temporelle et structurelle du redresseur a été réalisée par l'introduction de réseaux de neurones. Un premier réseau utilisé comme émulateur reproduit le comportement entrée-sortie de la Partie Opérative. Un second réseau exploite la connaissance de l'erreur d'approximation rétro propagée à travers le précédent réseau pour effectuer un contrôle adaptatif grâce à un algorithme d'apprentissage.

En conclusion d'un ouvrage sur la commande prédictive [RIC93], M. RICHALET faisait une remarque applicable pour toutes méthodes nouvelles de commande " *De même que le laser n'a pas remplacé le chauffage central, de même que le chauffage central n'a pas lui-même éliminé le feu de bois dans la cheminée, toute introduction d'une technique nouvelle doit être en général considérée comme une extension de nos moyens d'action, un outil de plus qu'il va falloir utiliser à bon escient, sans pour autant rejeter les outils anciens là où ils sont efficaces* ".

Par ailleurs, il serait bien difficile de comparer les performances des autres techniques de commande à celles de la commande par réseau de neurones. La mise en oeuvre d'une commande par réseau de neurones nécessite au préalable la mise à disposition de données entrée-sortie de la Partie Opérative. Celles-ci sont obtenues par application d'une loi de commande "classique" qu'il aura fallu auparavant déterminer. L'effort à investir dans la conception d'une commande neuronale est donc bien plus important que pour une commande classique. C'est le prix à payer pour obtenir des performances meilleures avec toujours plus de contraintes.

CHAPITRE V

RÉALISATION EXPÉRIMENTALE

« Le réel que nous percevons ou que nous concevons n'est jamais que le réel tel que nous le percevons ou le concevons. »

PIAGET

INTRODUCTION

Afin de valider expérimentalement les lois de commande déterminées dans le chapitre précédent, une maquette a été réalisée. Ce chapitre en décrit sa composition et présente les résultats obtenus. D'une manière générale, toute réalisation expérimentale passe par l'analyse des besoins matériels et la définition des spécifications techniques de l'application en terme de coût et d'encombrement; à cela s'ajoutent, pour tout traitement numérique, les critères de rapidité, d'exécution et de précision. Les solutions déjà existantes sur le marché doivent être examinées attentivement afin d'éviter toute fausse route lors des choix technologiques et économiques; Ce sont donc ces considérations qui nous ont guidés pour la réalisation d'un redresseur M.L.I. monophasé tension / courant.

Nous commençons d'abord par préciser le dimensionnement et les caractéristiques technologiques de l'axe de puissance.

Nous décrivons ensuite, l'axe de commande; la partie matérielle de cet axe repose sur l'utilisation d'un D.S.P., la partie logicielle comprend l'algorithme de commande et des modules chargés de gérer les communications entre le D.S.P. et l'environnement extérieur.

Le choix d'une solution à base de D.S.P. s'explique par la nécessaire rapidité des calculs exigée par l'application (fréquence d'échantillonnage = 5KHz) et par la chute de leur prix depuis ces cinq dernières années. En 1994, on a vu apparaître des boîtiers D.S.P. incorporant de l'ordre de 4 millions de transistors et réalisant des multiplications en point flottant de mots de 32 bits en 40 nanosecondes [MAR94]. Ces performances, en partie obtenues par une architecture spéciale du processeur, mettaient "hors de course" les cartes PC pour lesquelles la rapidité est une grandeur critique [TOR94].

Après une description succincte des particularités du processeur utilisé et des diverses fonctions qui lui sont confiées, l'intégration de la carte D.S.P. dans l'axe de commande est abordée. Des cartes périphériques doivent être conçues pour relier le D.S.P. à un système de commande (Cartes entrées/sorties, gestion des synchronisations ...) puis pour relier ces cartes de commande au processus (CAN, CNA, générateur M.L.I., ...). Pour réaliser ceci, nous avons effectué une approche modulaire afin de maintenir une meilleure cohérence entre l'étude des problèmes d'implantation et le développement. Le nombre de liaisons internes a été limité afin de réduire les coûts en câbles et connecteurs et diverses évolutions futures ont été également envisagées lors de la conception des cartes périphériques. Il est à noter que les contraintes temporelles dues à la circulation des données ont une incidence directe sur le choix des composants.

Enfin, des résultats expérimentaux pour quelques points de fonctionnement sont présentés.

1) Description du circuit de puissance

1.1) Nature des interrupteurs

Nous avons placé cette étude dans le cadre des convertisseurs en mode commandable. Lors du chapitre I, nous avons expliqué qu'en utilisant des interrupteurs bidirectionnels bicommandables, la condition de commandabilité est toujours vérifiée. Cependant, dans le cadre de cette application, la réversibilité en courant n'est pas nécessaire pour les interrupteurs. La matrice d'interrupteurs est donc constituée de quatre associations transistor MOS/diode en série (figure 5.1). Les signaux de commande des interrupteurs ainsi synthétisés sont appelés g_{ic} .

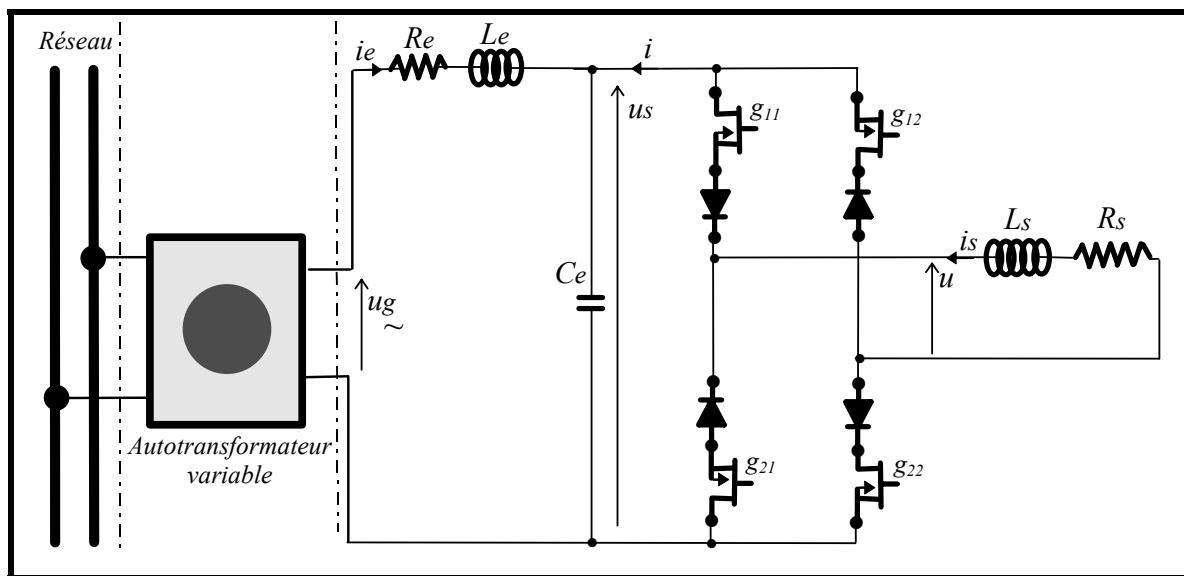


Figure 5.1: Schéma électrique du redresseur

Le courant redressé étant de signe constant, la commande externe appliquée sur un transistor se confond avec l'état idéalisé de l'interrupteur synthétisé.

Nous rappelons que l'inductance du filtre d'entrée, mesurée à la fréquence de 50Hz, a pour valeur 10mH et présente une résistance de 0,4Ω. La capacité C_e de 76,7μF a été obtenue par association de trois condensateurs en parallèle de technologie polypropylène. Le filtre de sortie est, quant à lui, constitué d'une inductance de 96mH et d'une charge résistive de 8Ω. La valeur résistive plus importante permet d'élargir le domaine de fonctionnement en faible de puissance afin de faciliter les mesures (il n'était que de 20W lors les essais de simulation paragraphe 8.3 Chapitre III). Les correcteurs (3.67), (3.68) et (3.69) ont été modifiés en conséquence.

Ces éléments ont été placés dans un coffret métallique (Annexe 9) afin de limiter la propagation des champs électriques et magnétiques vers l'extérieur (proximité des calculateurs numériques).

1.2) Cartes de mesures et d'acquisition

Ce paragraphe est consacré à la conversion sous forme numérique des grandeurs analogiques captées.

Le traitement et la mise en forme des deux courants ainsi que des deux tensions captées ont été réunis sur une carte spécifique implantée dans l'armoire de puissance. La mesure des courants i_e et i_s est effectuée par deux capteurs de courant à effet Hall, les tensions sont, quant à elles, captées par deux transformateurs. Ces signaux sont ensuite filtrés pour éliminer tout bruit parasite résiduel et amplifiés de façon à ce que leur excursion maximale corresponde au niveau d'entrée (0V 10V) maximal du convertisseur analogique-numérique (C.A.N.).

Le C.A.N. utilisé est un convertisseur 12 bits avec échantillonneur bloqueur intégré (AD 7874 AN), l'erreur de quantification est donc de 2.4 millivolts (tension maximale captée 10V). Ce C.A.N. permet l'acquisition simultanée de quatre entrées en un temps de conversion de 32 millisecondes. Il est implanté sur une seconde carte placée dans un "rack" à l'extérieur du coffret afin de limiter la superposition des bruits sur les données numériques.

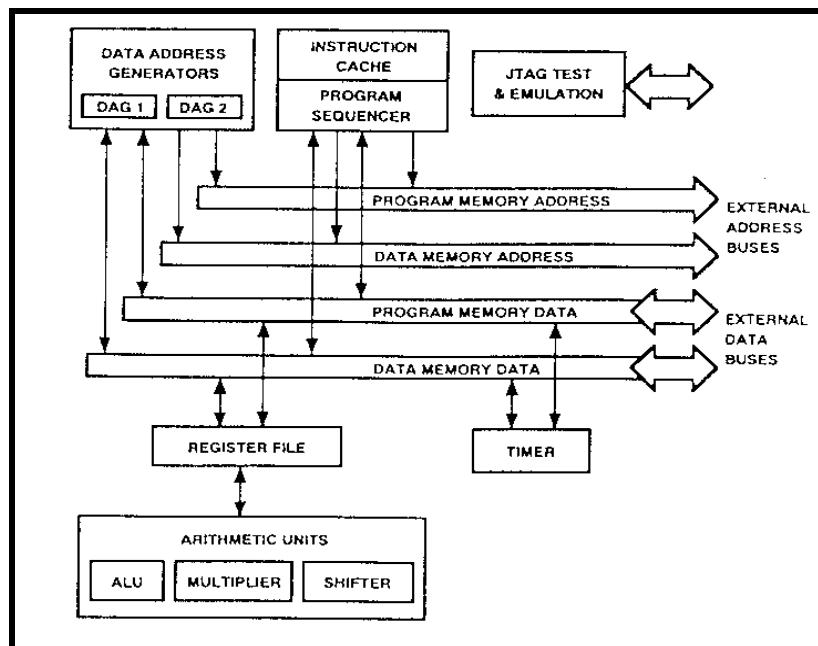


Figure 5.2: Synoptique de la carte d'acquisition

2) Présentation du système de commande

2.1) Décomposition du système de commande par modules

La réalisation matérielle de l'axe de commande (figure 1.6) consiste dans un premier temps à regrouper les diverses fonctionnalités sur des cartes spécialisées. Cet arrangement doit tenir compte de l'encombrement de la connectique d'une part, de la proximité entre les composants sensibles aux bruits extérieurs et les éléments de l'axe de puissance d'autre part.

C'est pourquoi nous avons extrait du *Bloc de Contrôle des Commutations* les fonctions d'isolement et d'application des commandes sur les transistors MOS pour les implanter sur une carte placée dans l'armoire au plus près des transistors MOS. L'introduction des temps d'empiètement à la fermeture sur les états idéalisés (fonctions de connexion) est réalisée sur une carte appelée *générateur de connexion* et comprenant les fonctionnalités de modulation M.L.I. et de synthèse des fonctions de connexion issues de *l'Automate de Commande Rapprochée*.

Les algorithmes de commande étant exécutés par un D.S.P., des cartes d'interface entrées/sortie (I/O) et de bus viennent s'ajouter dans l'axe de commande. Les cartes d'interface ont été réunies dans un "rack" (Annexe 9). L'ensemble de la maquette est représenté sur le synoptique de la figure 5.3 .

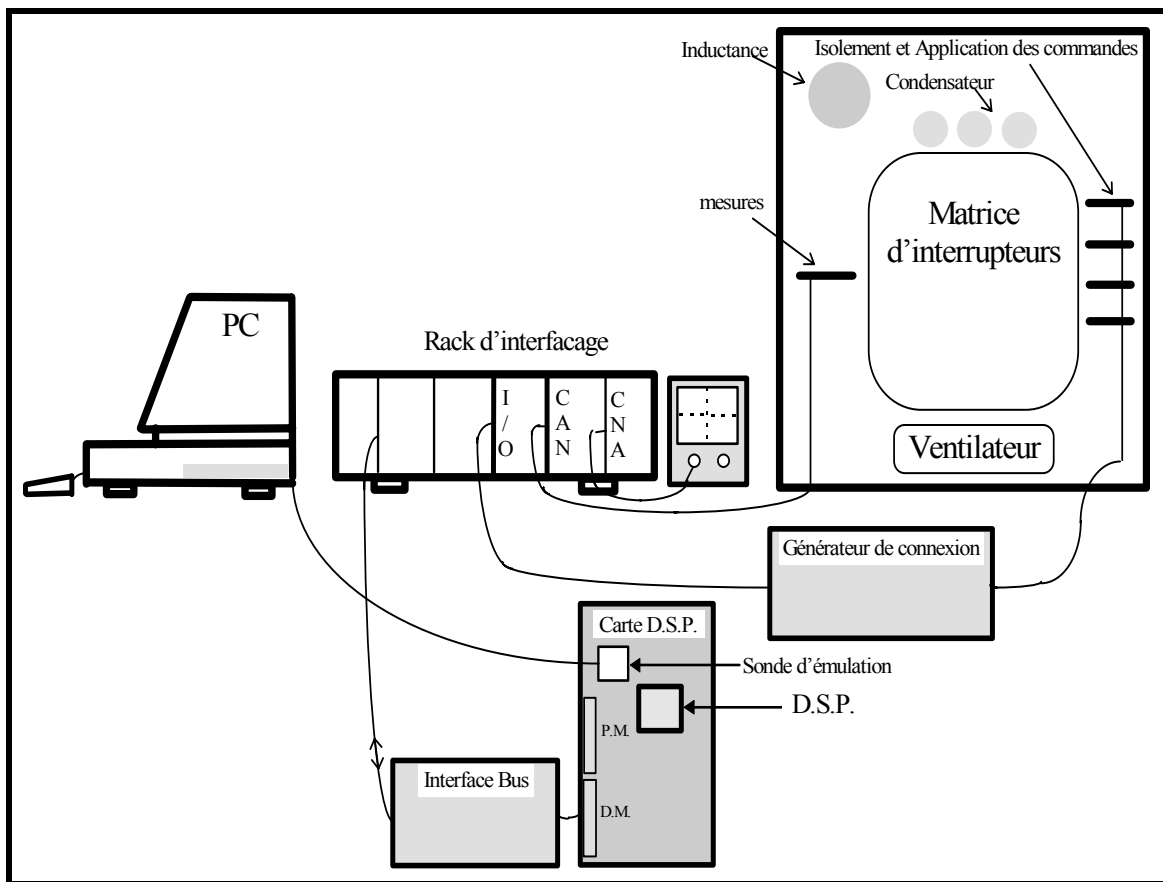


Figure 5.3: Vue d'ensemble du système de commande et du convertisseur

2.2) Cartes d'isolement et d'application des commandes

Le Bloc de Contrôle des Commutations a pour rôle de générer les commandes des transistors à partir de la connaissance des états représentés sous la forme de signaux normalisés (0V 5V). Il se compose d'un étage de " drivers " chargés d'appliquer les niveaux de tension (-5V et +15V, 1A) assurant l'ouverture et la fermeture correcte des MOS à partir de signaux logiques (0 et 5V, 10mA). Il comporte également un étage d'optocoupleurs chargés d'isoler la matrice d'interrupteurs des cartes dédiées à la commande algorithmique. Afin de réduire l'encombrement de la connectique, nous avons regroupé ces deux fonctionnalités en

une même carte sur laquelle figurent également les alimentations auxiliaires de chaque interrupteur.

2.3) Le générateur de connexions

Ce module constitue le plus bas niveau de l'Automate de Commande Rapprochée. Il doit, à partir de la connaissance de la fonction génératrice de conversion, moduler celle-ci et déterminer les quatre états idéalisés des fonctions de connexions.

A la différence de l'interrupteur idéalisé, le transistor MOS possède un temps de fermeture et un temps d'ouverture dus principalement à la charge de sa capacité d'entrée. Cette disparité est la cause d'une possible conduction simultanée des deux interrupteurs d'une même cellule de commutation. Par conséquent, l'envoi de la commande complétée telle qu'elle a été théoriquement établie par $R_{FC,F} (f_{1c} = \bar{f}_{2c})$ peut provoquer l'ouverture simultanée des deux interrupteurs d'une même cellule et ainsi la mise en circuit ouvert de l'inductance. Pour résoudre cette difficulté, nous avons choisi d'augmenter, par rapport à leur forme théorique, la durée du niveau haut des créneaux de la commande g_{1c} d'un temps supérieur aux durées de fermeture et d'ouverture. L'ensemble de ces deux commandes constitue un motif particulier comportant un "temps mort" (τ_m). Un exemple de deux motifs à générer est représenté figure 5.4.

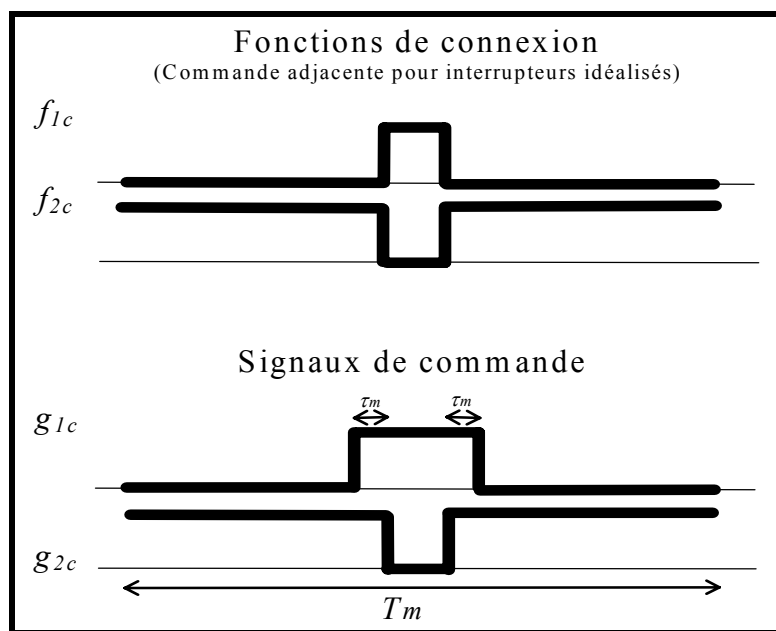


Figure 5.4: Déplacement des fronts de commutation dans un motif

Nous avons décomposé le générateur de connexion en deux modules identiques, chargés de générer les deux motifs respectifs aux deux cellules de commutation (FC_1, FC_2). La génération d'un motif est confiée à un modulateur numérique [DEG94] dont nous expliquons maintenant le principe de fonctionnement.

Le fonctionnement du modulateur numérique repose sur la décomposition d'un motif en 200 intervalles de temps. De par le libre choix de la forme des motifs, divers types de

modulation peuvent être implantés. Une modulation simplifiée peut être déterminée si l'on fixe le paramètre β . Par exemple, pour $\beta=2$ (figure 5.5), les équations conduisent à :

- $f_{11}(t) = f_{22}(t) = m(t)$ et $f_{21}(t) = f_{12}(t) = 0$ si $\text{Signe}(m_g(t)) = -1$, c'est à dire si $m_g(t) > 0$
- $f_{11}(t) = f_{22}(t) = 0$ et $f_{21}(t) = f_{12}(t) = m(t)$ si $\text{Signe}(m_g(t)) = 1$, c'est à dire si $m_g(t) < 0$

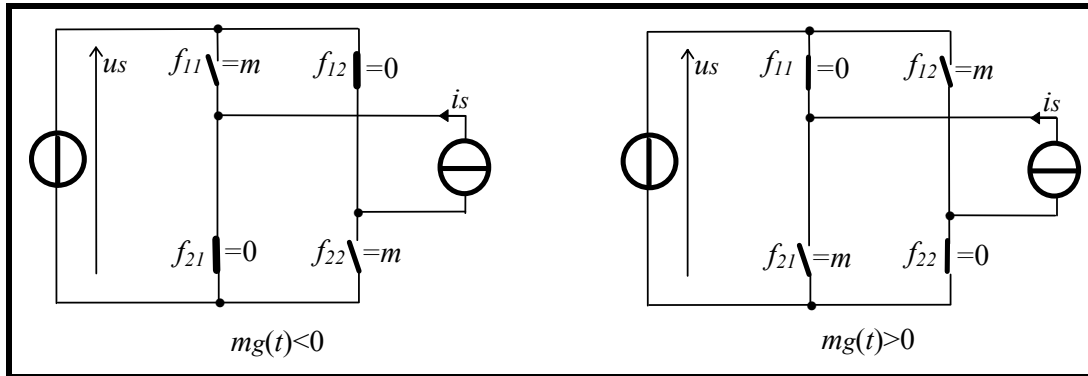


Figure 5.5: Exemple de modulation

Pour cette réalisation, un motif est constitué de deux impulsions centrées dont le rapport cyclique est fixé par la fonction génératrice de conversion. Pour chaque intervalle, les deux sorties (g_{1c} et g_{2c}) peuvent prendre pour valeurs 01 ou 11 ou 10. L'ensemble des 200 valeurs symétriques (2x100 valeurs) est implanté dans une table programmée et constitue une page d'EPROM (figure 5.6). Chaque page d'EPROM contient donc une représentation numérique d'un motif relatif à une largeur d'impulsion particulière.

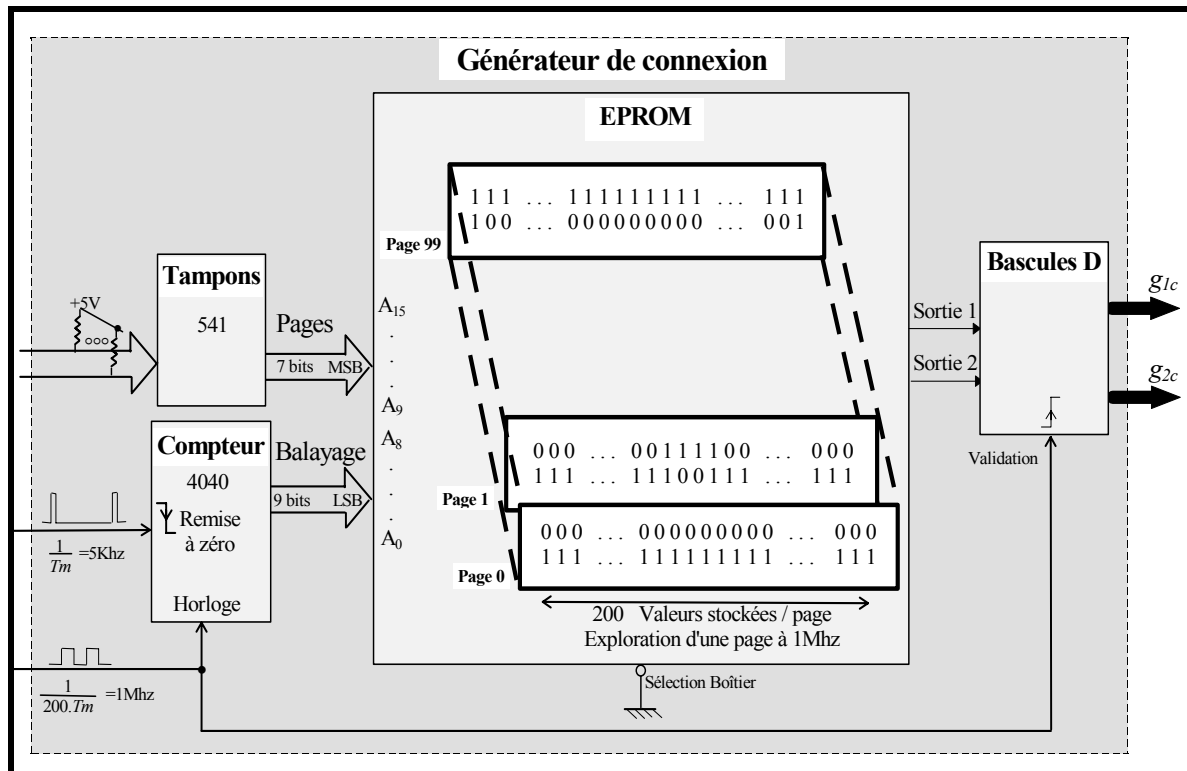


Figure 5.6: Schéma de principe du modulateur numérique

Pour générer un motif, il faut adresser la page correspondante à la largeur de l'impulsion désirée et balayer les 200 adresses suivantes: celles ci sont codées sur 8 bits (255 valeurs théoriques possibles). Cette exploration gérée par un compteur doit donc être effectuée à une fréquence de $1/5000/200\text{Hz} = 1\text{Mhz}$. Sur un front négatif de ce signal, le compteur s'incrémente et explore une page de l'EPROM. Les EPROMs utilisées sont des 27C512 (Thomson) ayant une capacité de 64 Koctets (dont 20Koctets sont seulement utilisés pour notre application) et possédant un temps d'accès de 150 nanosecondes. Au front positif du signal, les sorties de l'EPROM sont transmises à la carte "driver".

Etant donné que l'on utilise des motifs symétriques, nous avons au total 100 largeurs possibles. La précision du rapport cyclique est donc de $1\%T_m$ (figure 5.7). Autour de l'impulsion du signal f_{2c} , nous introduisons un temps mort de $0,5\%T_m$ (pour notre application $T_m = 5\text{Khz}$). Ce temps est supérieur au temps de décharge de la capacité d'entrée des transistors MOS (temps d'ouverture et de fermeture).

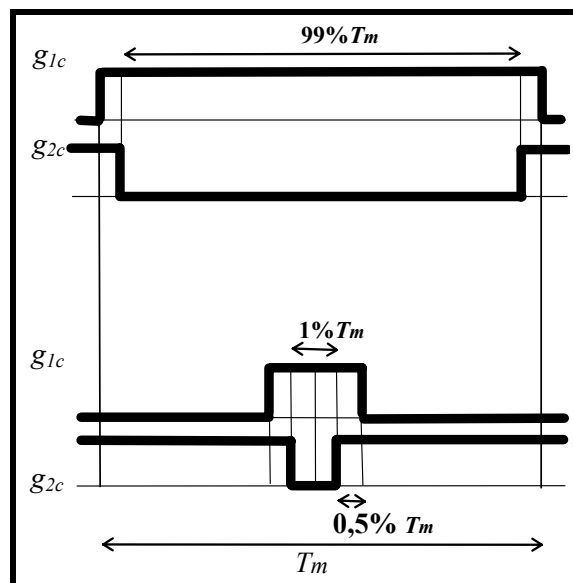


Figure 5.7: Signaux générés suite au balayage des pages 1 et 99

2.4) Le processeur de signaux discrets

2.4.1) *Généralités et Particularités de l'ADSP-21020*

Les processeurs de signal sont des microprocesseurs spécialisés ultra-rapides, dont l'architecture a été conçue spécialement pour le calcul des algorithmes typiques au traitement du signal. Cette architecture, appelée "Hardware", caractérisée par une séparation physique des mémoires de programme (P.M.) et de données (D.M.), permet d'obtenir une simultanéité totale lors des phases de lecture et de décodage des instructions [BED94]. L'espace mémoire (P.M.) est réservé pour le chargement du programme exécuté par le D.S.P. (mots de 48 bits pour les instructions et mots de 32/40 bits pour les constantes du programme), la mémoire de données (D.M.) permet le stockage de mots de 32/40 bits. Le fait que le flux de données ne soit pas interrompu lors de la lecture d'une instruction est une particularité intéressante quand on sait que, dans les applications temps réel, le flux des informations est un point critique. L'architecture interne comprend une A.L.U. (unité arithmétique et logique), un M.A.C. (multiplieur et additionneur) et un registre de décalage, le tout câblé en parallèle. Ceci permet

au D.S.P. d'effectuer ces trois opérations en un seul cycle d'horloge. Ces trois unités ainsi que les bus de données (P.M., D.M.) sont accessibles grâce à des générateurs d'adresses D.A.G.1 et D.A.G.2 (Data Address Generator). Le cycle machine est de 40 nanosecondes et cette unité arithmétique et logique travaille en virgule flottante avec une mantisse codée sur 24 bits, un exposant codé sur 8 bits. La rapidité de ce processeur est de 20 Mips (Millions d'instructions par seconde) et 60 Mflops (Millions d'opérations par seconde exécutées en flottant). Concrètement, une transformée bidimensionnelle de Fourier sur 1024 points est effectuée en 852 nanosecondes, une racine carrée en 400 nanosecondes, une division en 240 nanosecondes [ANA93].

Pour bénéficier pleinement du parallélisme, il est nécessaire d'organiser les diverses opérations de l'algorithme (pour ne pas casser le "pipeline"). Cette optimisation est effectuée à partir du code « C » par un compilateur (g21k) fourni par Analog Devices.

De plus, il est à noter que les séquenceurs de programmes génèrent les appels des sous-programmes sans ajouter de temps de cycle. Le saut à la nouvelle adresse (où se situe le sous-programme appelé) est fait pendant l'exécution des deux instructions suivantes (mode Delayed Branch).

Cette technologie présente donc des caractéristiques intéressantes pour pallier aux contraintes temporelles imposées par les algorithmes de traitement de contrôle qui sont répétitifs par nature.

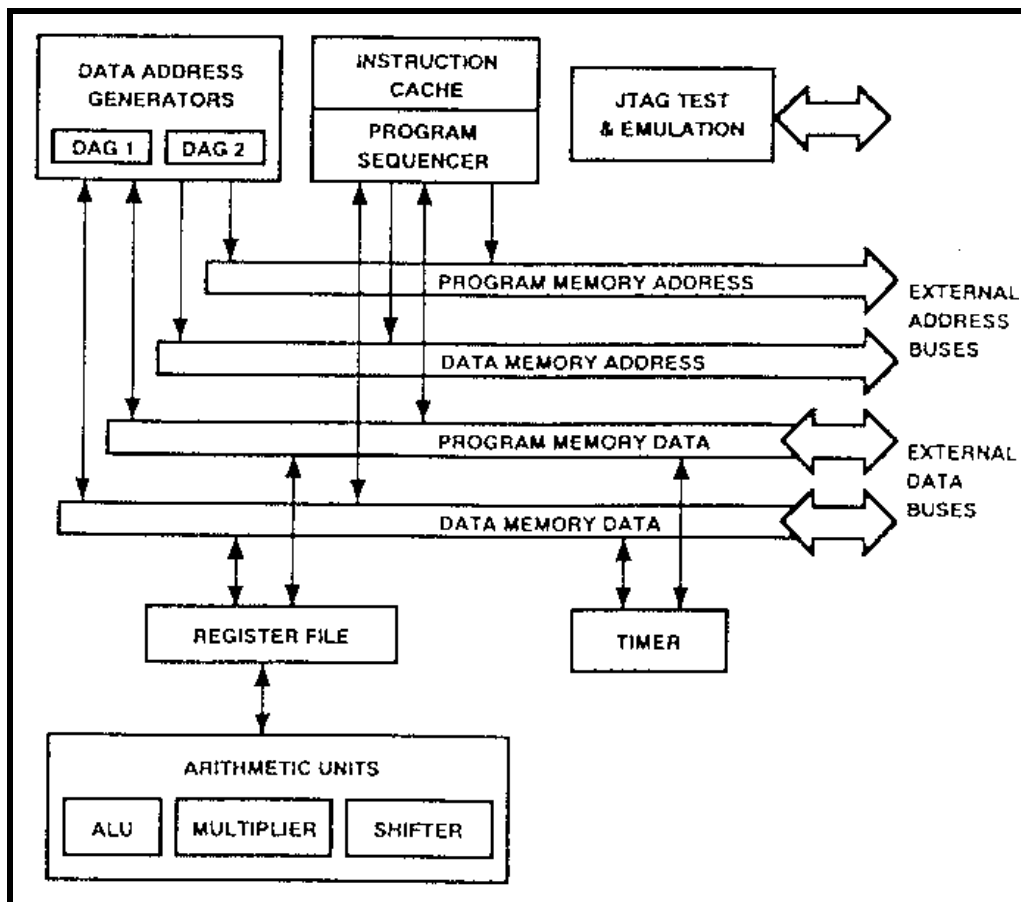


Figure 5.8: Architecture de l'ADSP-21020 (doc. Analog Devices)

2.4.2) Présentation générale des cartes périphériques du D.S.P.

Les deux ports D.M. et P.M. sont disponibles pour les communications extérieures. Cependant, pour notre réalisation pratique, nous avons organisé la circulation des informations avec l'extérieur autour du port D.M. à partir duquel les bus de données, les bus d'adresses et les lignes de contrôle du "rack" sont extraits via des registres tampon qui assurent ainsi une liaison bidirectionnelle des informations. L'ensemble est regroupé sur une carte appelée Interface Bus (figure 5.9). La communication entre cartes peut s'effectuer à la vitesse de 20 Megabytes. Cependant, cette vitesse est beaucoup trop rapide pour permettre un établissement correct des signaux des composants extérieurs (EPROM, circuits logiques, ...). Nous l'avons donc réduite à 5 Megabytes par configuration logicielle des temps d'attente (Wait States) du D.S.P.

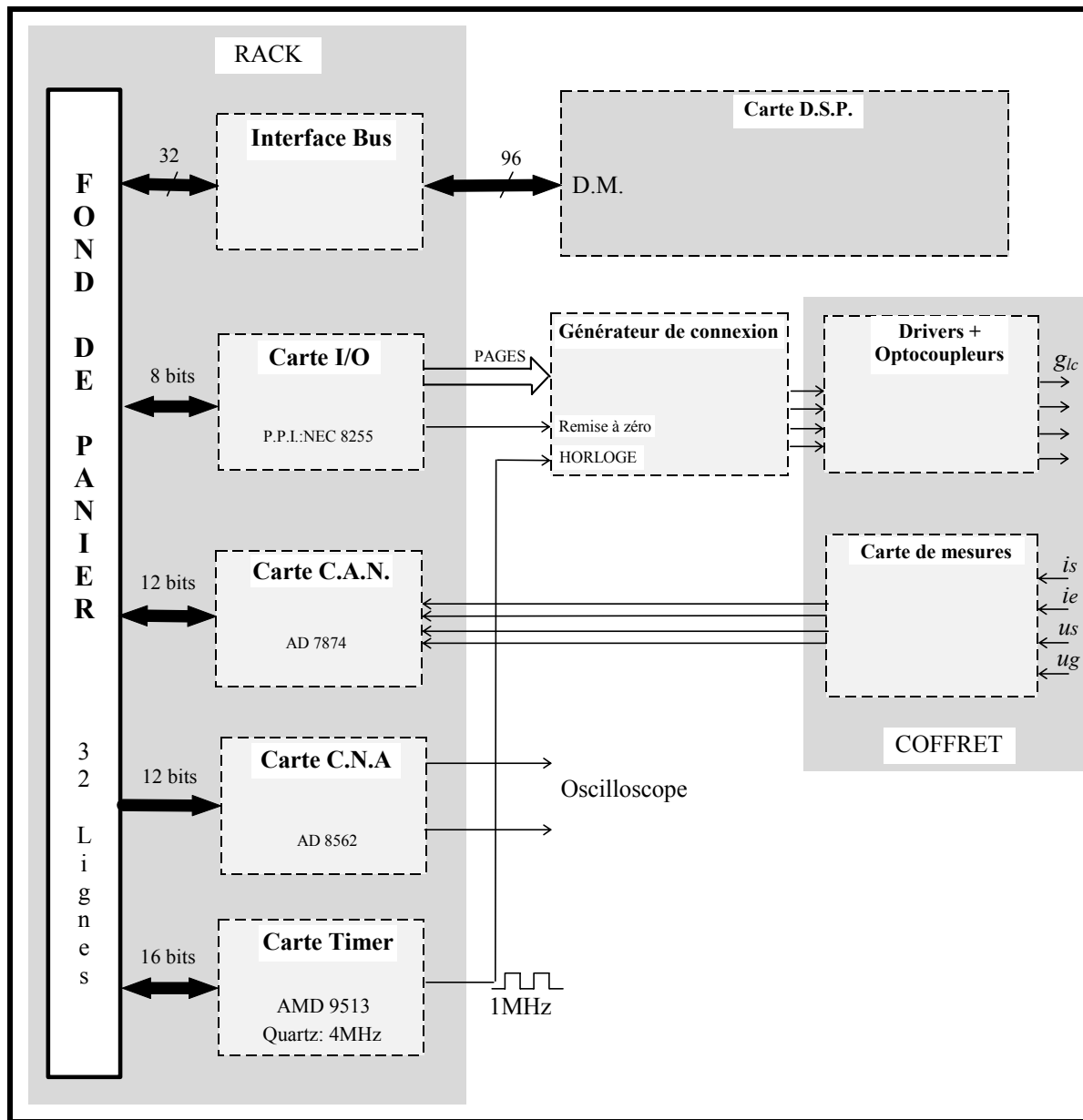


Figure 5.9: Synoptique des cartes d'interface avec le bus DM

L'horloge de 1MHz nécessaire pour permettre l'exploration de l'EPROM est générée à partir d'un temporisateur programmable AM9513 (AMD) contenant 5 compteurs indépendants, chacun d'eux possédant 20 modes de fonctionnement; leur configuration est effectuée par le D.S.P.

Les grandeurs calculées par le D.S.P. peuvent être visualisée par l'intermédiaire de convertisseurs numériques analogiques (DAC 8562, Analog Devices).

L'ensemble des circuits utilisés présentant une consommation en courant non négligeable, nous avons utilisé un système d'alimentation indépendant (+5V, -15V, +15V) afin de ne pas charger les cartes périphériques.

2.3.3) Démarche générale de programmation

Le jeu d'instructions constitue le complément indispensable au fonctionnement du D.S.P. . Il est bien évidemment hors de question de commenter cette bibliothèque de programme dans le cadre de ce travail. Nous nous contenterons de détailler la démarche générale qui doit être suivie pour écrire, valider et implanter un programme.

Tous les modules de l'algorithme de commande sont écrits en langage « C » sous l'éditeur du DOS. Ils sont compilés pour générer le code machine correspondant au processeur. Ce code est ensuite « lié » avec les codes nécessaires à la configuration matérielle du D.S.P. et à la configuration des communications avec l'extérieur. A ce stade, le programme est converti en codes directement exécutables par le D.S.P.

Ce code est ensuite testé et « déverminé » par un émulateur en temps réel. Le programme est ainsi exécuté instruction par instruction ce qui permet la visualisation des différentes variables et leur localisation dans les deux mémoires et les registres internes. En cas d'erreur, on retourne par un procédé de conversion inverse au programme d'origine, on corrige et on reprend la phase de test.

2.3.4) Fonctionnalité générale du logiciel

A la mise sous tension, la configuration matérielle des cartes d'interface initialise tous les circuits logiques et adresse la page de l'EPROM qui positionne les états des interrupteurs réalisant $m(t)=0$ (figure 5.10). Quant au D.S.P., il se met en attente de l'ordre d'exécution qui correspond à la fermeture d'un microinterrupteur placé sur la carte D.S.P. .

En réponse à cet ordre, le pointeur de programme entre dans une boucle sans fin dans laquelle aucune instruction n'est exécutée. Cette boucle est interrompue 5000 fois par seconde pour exécuter l'algorithme de commande. C'est l'horloge temps réel (H.T.R.) interne au D.S.P. qui génère ces interruptions à une fréquence précise de 5KHz. L'algorithme de commande est ainsi synchronisé sur ce signal d'évaluation du temps.

La première tâche confiée à l'algorithme est de collecter les informations délivrées par les capteurs. Le temps nécessaire au protocole (demande de conversion, fin de conversion) et à la réalisation des conversions analogiques numériques est de 60 microsecondes (figure 5.11).

Ces données sont traduites en unités convenables par multiplication. Ensuite, selon la valeur du courant redressé, l'équation R_{red} ou R_{ond} détermine la fonction génératrice de conversion conformément à la structure de la commande hiérarchique. A partir de cette fonction, les deux rapports cycliques sont calculés ainsi que les deux pages à adresser. Ces opérations sont effectuées en 12 microsecondes.

Le transfert des pages (du D.S.P. à la carte chargée de générer les signaux des interrupteurs (g_c)) est de 8 microsecondes. Les grandeurs de commande intermédiaires sont envoyées sur les convertisseurs numérique analogique afin de permettre leur visualisation en cours de fonctionnement.

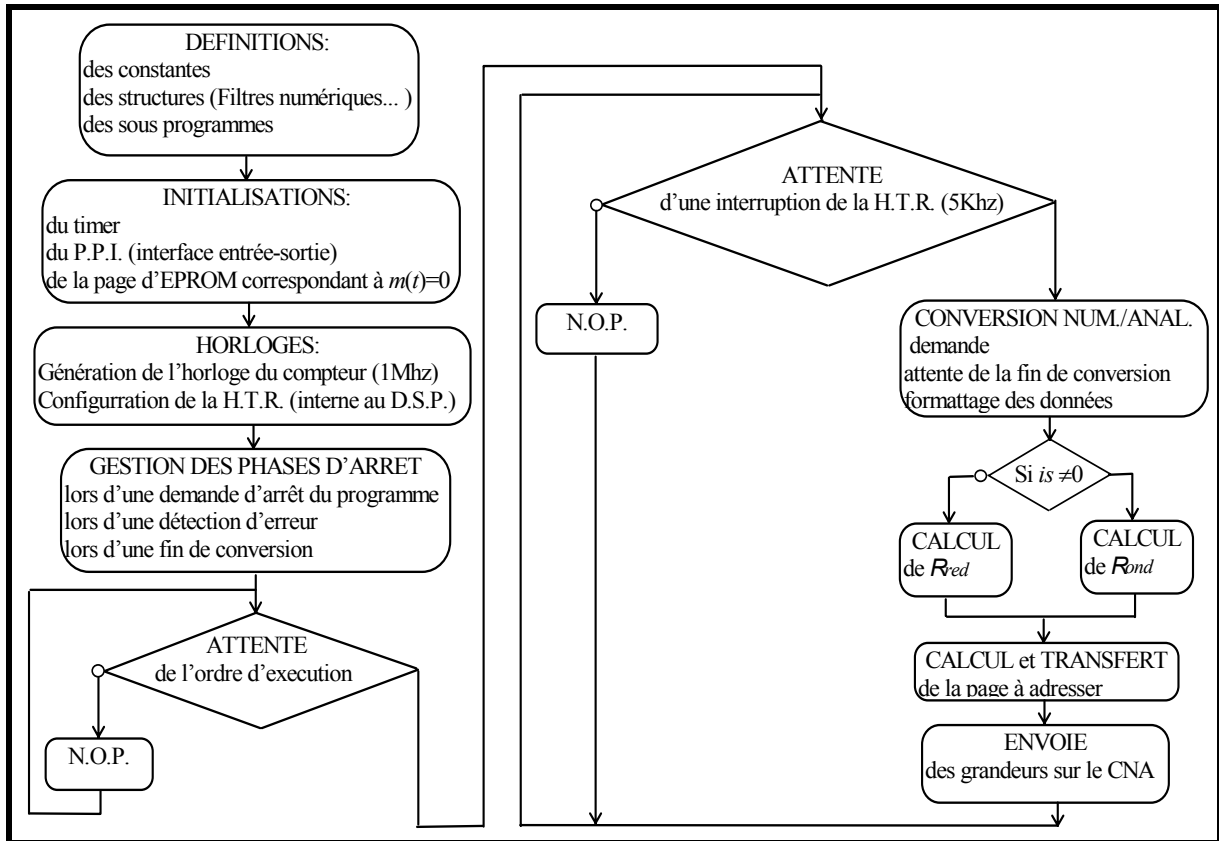


Figure 5.10: Fonctionnalités générale du logiciel

Le retard pur nécessaire à la détermination de l'algorithme de commande est donc de 80 microsecondes. On voit que la diminution de ce retard repose sur le choix d'un convertisseur analogique numérique plus rapide mais, en contre partie, nécessairement plus onéreux (Le AD7874 vaut 800 francs, Novembre 1995).

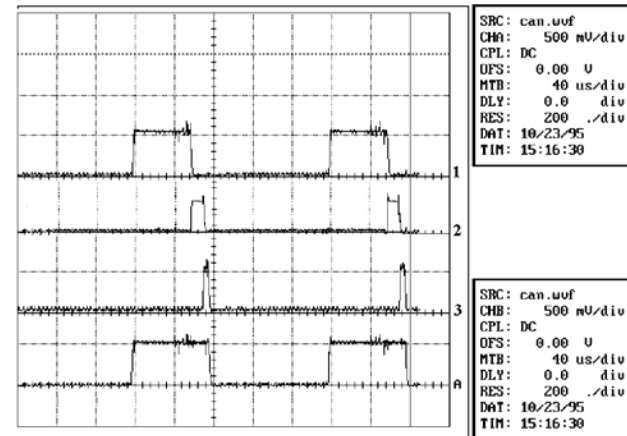


Figure 5.11: 1 Temps nécessaire au CAN: 5V/carreau
 2 Calcul de $mg(k.Te)$: 5V/carreau
 3 Temps de transfert des données: 5V/carreau
 A Temps d'exécution de l'algorithme de commande: 5V/carreau
 Base de temps: 40 μ s/carreau

3) Etude de la commande en boucle ouverte

Tous les essais expérimentaux présentés dans ce chapitre sont effectués sous une tension réduite $U_g = 100$ Volts. Les données expérimentales présentées dans ce chapitre ont été d'abord mémorisées sur oscilloscope numérique (Philips PM3335) puis transférées sur PC via le logiciel DSOCOMTM. Les fichiers ASCII générés sont traités par le logiciel MATLABTM avec lequel sont effectuées les analyses spectrales.

L'oscillogramme de la figure 5.12 visualise l'allure de la tension réseau (courbe du bas) et du courant consommé par le filtre (L_e, C_e) lorsqu'aucune modulation n'est envoyée sur les transistors. Ce courant est appelé « courant de repos ».

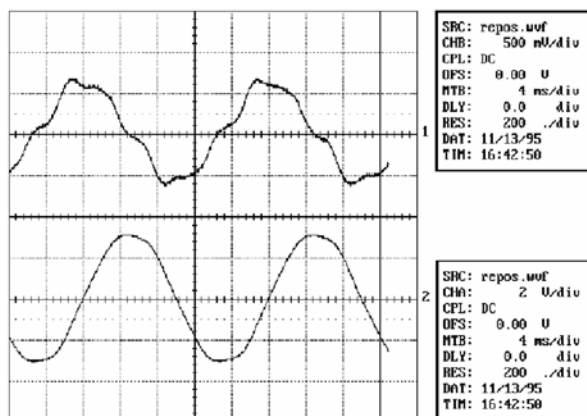


Figure 5.12: Evolution du courant de repos

- 1 i_e : 1A/carreau
- 2 u_g : 100V/carreau

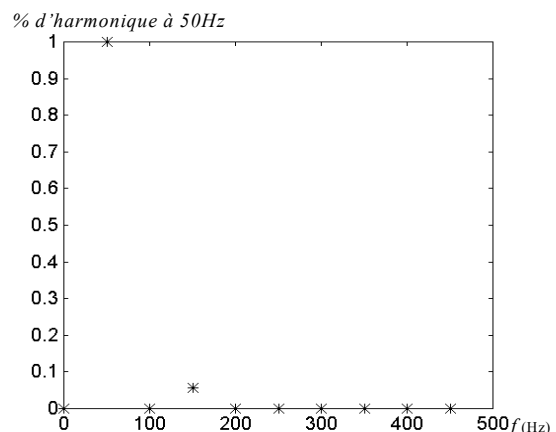


Figure 5.13: Spectre fréquentiel du courant de repos

Ce courant de repos présente un déphasage de 75 degrés par rapport à la tension réseau (au lieu de 89 degrés, valeur théorique calculée à partir de (3.7)) et a pour valeur efficace 0,5 ampère (au lieu de 0,91). Cet écart avec les valeurs théoriques s'explique par le contenu harmonique du courant. Le spectre fréquentiel de ce courant est représenté en grandeurs réduites sur la figure 5.13; les amplitudes des harmoniques sont toutes divisées par l'amplitude de l'harmonique du fondamental. Ce spectre fréquentiel contient un harmonique d'amplitude non négligeable de fréquence 150 Hz. Cet harmonique est lié à la saturation de l'inductance L_e . Cette caractéristique non-linéaire n'a pas été prise en compte lors de la conception des algorithmes de commande. Elle va permettre d'apprécier l'aptitude du système de commande à absorber les erreurs de modélisation (paragraphe 4.4 Chapitre III).

Dans un premier temps, nous allons faire fonctionner ce convertisseur comme un redresseur à diodes. Nous lui imposons donc la loi de commande suivante: $mg(k.T_e)=\text{Signe}[us(k.T_e)]$. La valeur efficace du courant appelé au réseau est de 4,3 ampères. Ce courant est dégradé (courbe du bas figure 5.14). Il contient principalement des harmoniques de rang 3 (17%) et de rang 7 (figure 5.16).

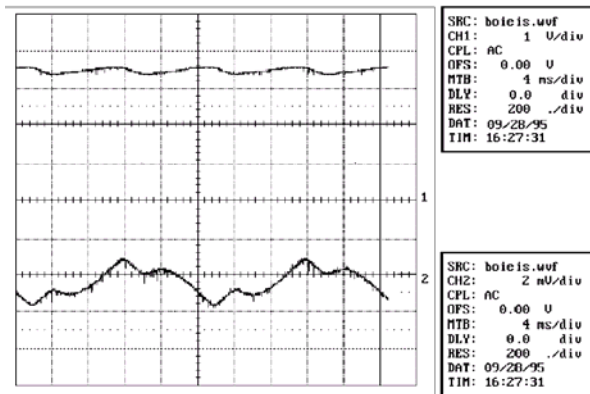


Figure 5.14: Evolution des courants en fonctionnement redresseur de tension
 1 i_s : 2A/carreau
 2 i_e : 10A/carreau
 Base de temps: 4ms/carreau

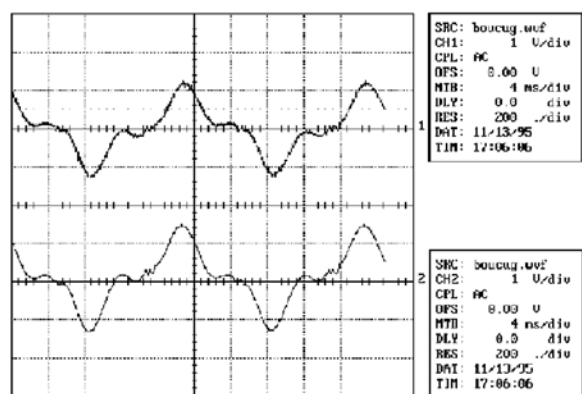


Figure 5.15: Evolution des tensions en fonctionnement redresseur de tension
 1 u_g : 120V/carreau
 2 u_s : 120V/carreau
 Base de temps: 4ms/carreau

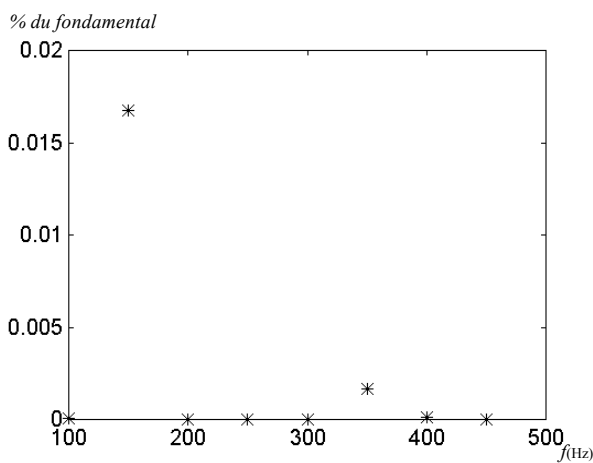


Figure 5.16: Spectre fréquentiel du courant i_e exprimé en pourcentage du fondamental

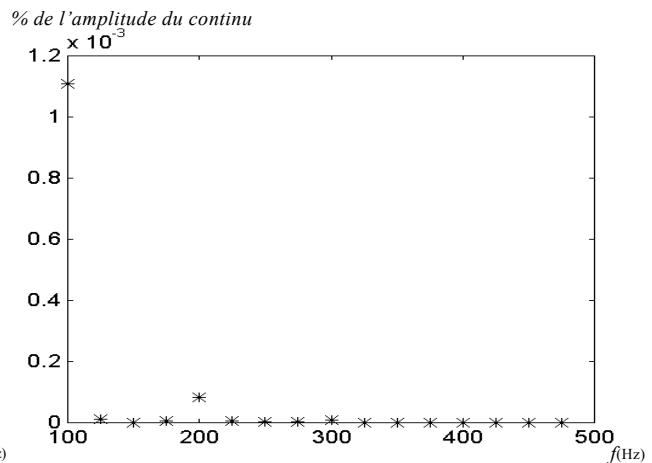


Figure 5.17: Spectre fréquentiel du courant i_s exprimé en pourcentage de sa valeur continue

La figure 5.14 (courbe du haut) visualise la forme d'onde du courant redressé, ce dernier a une valeur moyenne de 7,1 ampères par rapport au niveau « 0 » repéré par le numéro de la voie 1 de l'oscilloscope. Ce courant présente des harmoniques (figure 5.17) dont les amplitudes sont cependant négligeables. Le taux d'ondulation de ce courant est de 3%; il est calculé de la manière suivante:

$$\Delta i_s = \frac{i_{s \max} - i_{s \min}}{2 \cdot \langle i_s \rangle}$$

avec:

$i_{s \min}$ courant minimal sur une période réseau

$i_{s \max}$ courant maximal sur une période réseau

$\langle i_s \rangle$ courant moyen sur une période réseau

La tension réduite u_g est très affectée par cette modulation; sa forme est très éloignée d'une sinusoïde (courbe du haut figure 5.15). Ceci est dû à l'insertion d'un autotransformateur. Cette tension constitue une source de perturbation très riche qui va permettre de tester les capacités d'intégration numérique du correcteur de la boucle fermée (paragraphe 4.3 Chapitre III).

4) Etude de la commande hiérarchique

L'ensemble des points de fonctionnement théoriquement réalisables est représenté figure 5.18. Sur cette même figure, nous avons noté A et B les points de fonctionnement correspondant aux résultats expérimentaux présentés dans ce paragraphe.

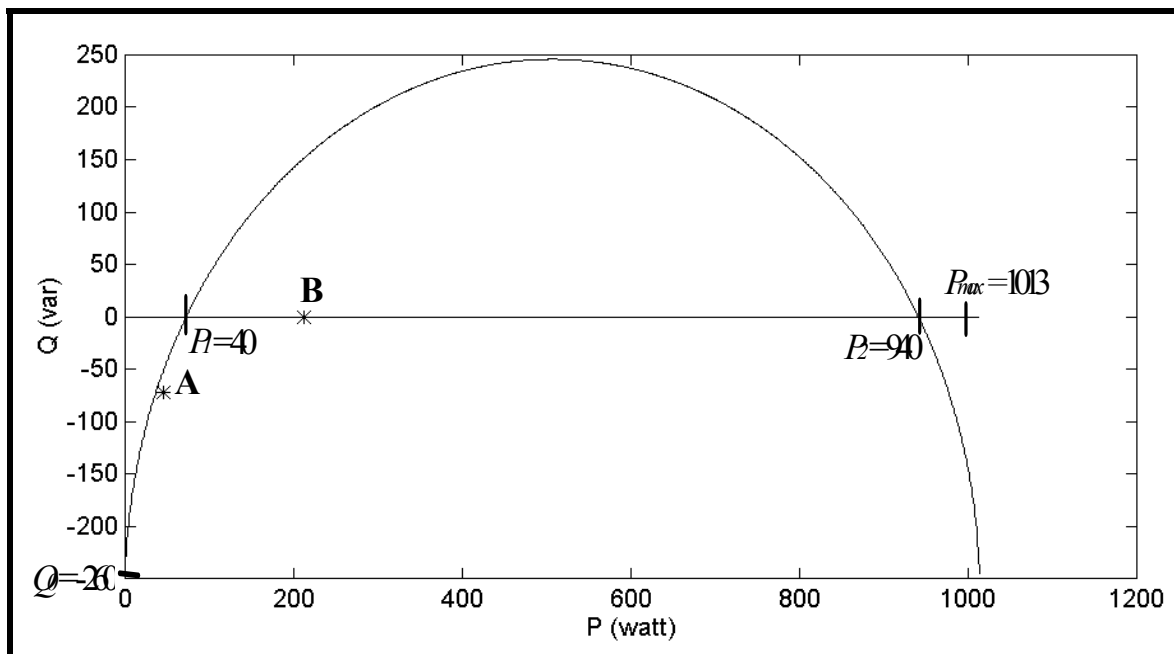


Figure 5.18: Diagramme de puissance

Le point A est spécifique à un fonctionnement pour lequel la consommation de puissance active (40W) ne peut s'accompagner que d'une création de puissance réactive ($P < P_1$). Pour ce point de fonctionnement, la consigne à fixer au courant continu est donc

de 2,2A (figure 5.19). Le courant appelé au réseau (i_e) est déphasé (60°) et vaut 0,85 ampères (valeur efficace), soit une puissance active consommée légèrement supérieure à celle attendue ($100.0,85.\cos(60^\circ)=43W$). Ce courant est sinusoïdal (figure 5.20) ce qui montre que la boucle est suffisamment robuste pour surmonter, d'une part, la non-linéarité de Le , d'autre part, le retard dû au temps de calcul ($80\mu s$. figure 5.11).

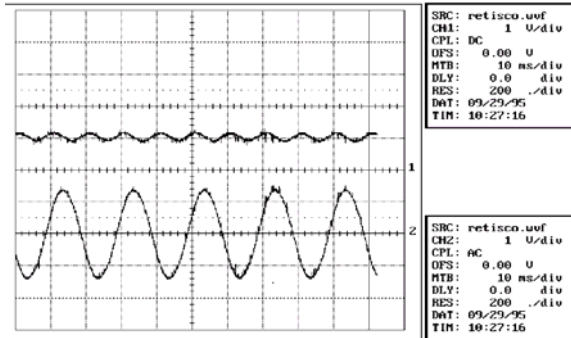


Figure 5.19: A i_s : 2A/carreau
 B m_g : 25%/carreau
 Base de temps: 10ms/carreau

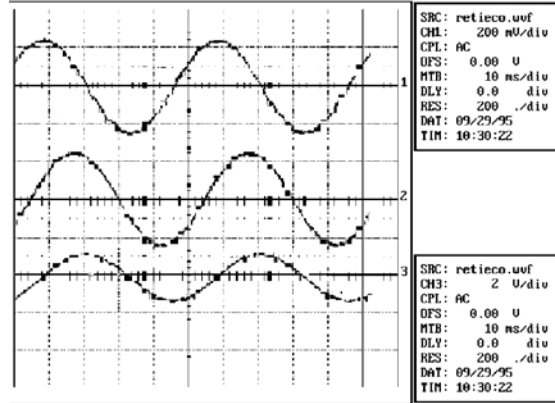


Figure 5.20: 1 i_e : 1A/carreau
 2 u_g : 120V/carreau
 3 u_s : 240V/carreau
 Base de temps: 4ms/carreau

Le second essai présenté correspond au point B (390W) pour lequel un fonctionnement à facteur de déplacement unitaire est réalisé ($P1 < P < P2$). Le courant continu correspond en valeur moyenne à sa valeur de consigne de 7 ampères (figure 5.21). Le courant appelé au réseau est en phase avec la tension réseau. La valeur mesurée du fondamental s'élève à 4,2 ampères en valeur efficace (figure 5.22).

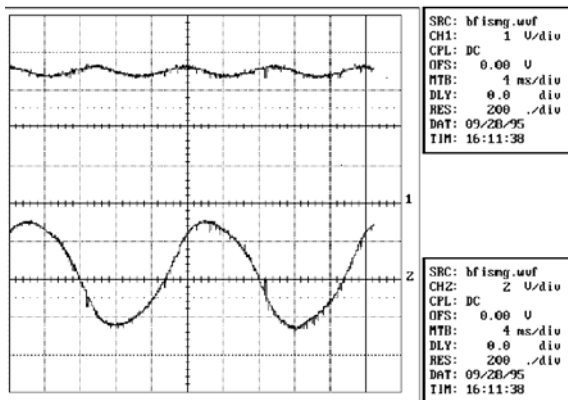


Figure 5.21: 1 i_s : 2A/carreau
 2 m_g : 50%/carreau
 Base de temps: 4ms/carreau

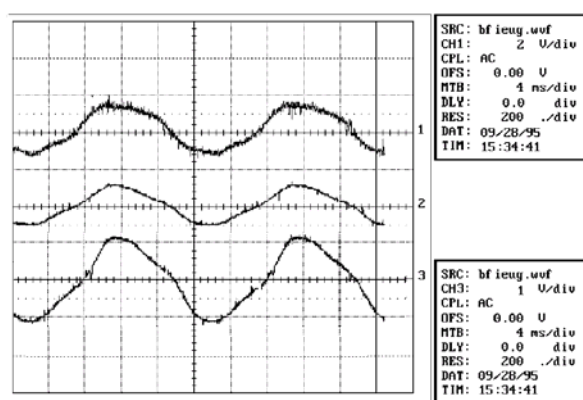


Figure 5.22: 1 i_e : 10A/carreau
 2 u_g : 240V/carreau
 3 u_s : 120V/carreau
 Base de temps: 4ms/carreau

Pour ce point de fonctionnement, le convertisseur consomme la même puissance active qu'en boucle ouverte mais avec un facteur de déplacement unitaire. Cependant, le courant subit des déformations de même nature que celles constatées sur la tension u_g . Etant donné que la consigne de ce courant (issue de u_g et filtrée par une carte analogique) est parfaitement

sinusoïdale, c'est une limitation du correcteur de la boucle fermée que nous mettons ici en évidence.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons décrit la réalisation expérimentale d'un redresseur de tension M.L.I. . Nous avons présenté la structure matérielle de l'axe de puissance et de l'axe de contrôle, ce dernier étant conçu à partir d'un processeur de signaux discrets afin d'obtenir une puissance de calcul suffisante (vitesse et précision) pour un fonctionnement à 5KHz.

Deux points de fonctionnement qui correspondent à des modes de marche différents ont fait l'objet d'essais.

Dans les deux cas, on constate que la régulation du courant continu s'opère convenablement.

En revanche, en ce qui concerne la forme d'onde du courant pris au réseau, celle-ci est dégradée pour l'essai à moyenne puissance. Les résultats théoriques reposant sur l'hypothèse d'une source de tension idéale et parfaitement sinusoïdale ne sont pas validés dans notre contexte expérimental mettant en oeuvre un auto-transformateur.

CONCLUSION GÉNÉRALE

“ L’extrême limite de la sagesse, voilà ce que le public baptise folie. ”

J. COCTEAU

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre de l'étude et du développement de commandes numériques pour les convertisseurs de l'électronique de puissance. L'objectif était d'établir une décomposition universelle de leur axe de commande et d'exprimer sous une forme analytique les diverses relations qui le constituent.

Dans le chapitre I, la division du convertisseur sous forme de sous systèmes a permis de déduire un modèle de connaissance généralisé. Cette démarche fait appel à des outils de description tels que :

- les réseaux de Petri (pour les grandeurs discrètes)
- les représentations sous forme de schémas blocs et les représentations d'état (pour les grandeurs continues)
- les graphes informationnels (concernant particulièrement l'ordonnancement des diverses relations entre grandeurs)

Dans ce cadre, l'outil Bond-Graph est adapté à la description à la fois des grandeurs discrètes et continues et permet une détermination systématique des causalités et de nombreuses propriétés concernant la commande du processus ainsi modélisé [BOR92b]. En particulier, son champ d'application concerne les systèmes complexes tels que l'association convertisseur machine [DUC94].

Dans le chapitre II, l'étude du fonctionnement en commutation des convertisseurs a abouti à la synthèse de lois de commande généralisables à des convertisseurs matriciels de dimension quelconque. En outre, les expressions analytiques de ces lois dépendent d'un paramètre (β) exploitable pour l'optimisation de diverses contraintes (minimisation du nombre de commutations, minimisation du bruit acoustique ...).

Les convertisseurs à résonance constituent une autre classe de systèmes pour lesquels de nombreuses études ont été menées [BAC93], [MID76], [SAN91], [FER94]. L'adaptation de notre démarche à ces dispositifs conduirait ainsi à une généralisation à des convertisseurs quelconques.

Nous avons vu dans le chapitre III que le contrôle des grandeurs continues de la partie opérative du convertisseur reposait avant tout sur la spécification précise des objectifs décrits dans un cahier des charges. Les convertisseurs de l'électronique de puissance se présentent, en tant que modulateurs de puissance, comme des actionneurs bien particuliers dans le domaine des processus industriels. Leur structure demeurant identique (filtre ac + matrice d'interrupteurs + filtre dc), des redondances dans les objectifs vont apparaître et ceci pour des

utilisations variées. L'utilisation d'un langage formel, tel que par exemple S.A.D.T. (Structured Analysis and Design Technique [ROS85]), permettrait, d'une part, de formuler ces objectifs de manière rigoureuse et, d'autre part, de discerner les incompatibilités entre objectifs lorsque ceux-ci sont multiples. La synthèse de la commande qui en découle en serait grandement facilitée.

En outre, dans cette partie, la conception de l'algorithme de commande d'un redresseur de tension a permis de mettre en évidence diverses tâches incontournables: test de commandabilité/observabilité, modélisation du(des) modulateur(s), imposition des dynamiques de régulation, détermination des propriétés de robustesse ...

Dans le chapitre IV, la notion de modes de fonctionnement liée au contrôle des grandeurs éloignées (propres à la charge et à la source) a abouti à une structure particulière de l'A.C.R. et du M.C.P. Cette structure consiste en une mise en parallèle d'algorithmes, chaque algorithme étant conçu à partir du modèle continu de la partie à contrôler et des objectifs souhaités (modes de fonctionnement). Cette orientation nous a amenés à considérer un module supérieur, l'A.C.M.M., chargé de superviser l'application de ces algorithmes en imposant une cohérence dans les objectifs à réaliser. Plusieurs défauts, tels que des apparitions de discontinuités lors des passages entre algorithmes, la nécessité d'adaptation, ... sont apparus lors de la synthèse de ce module. Des solutions originales et de complexité croissante ont été proposées et validées par simulation. En ce qui concerne ce domaine novateur, toutes les pistes n'ont pas été explorées, d'autant que d'année en année, de nouvelles techniques issues de l'automatique apparaissent: on peut citer le contrôleur flou pour l'interpolation de lois de commande à domaines de validité mal définis ou encore les algorithmes génétiques pour l'adaptation.

Enfin, les performances requises à la matérialisation de l'axe de commande sous forme numérique ont nécessité un système de commande bâti autour d'un processeur de signal. L'implémentation des différentes relations et les choix technologiques à effectuer en regard de la rapidité du transit des informations conditionnent le succès d'une telle réalisation. Cette matérialisation a permis de vérifier les divers modes de fonctionnement du redresseur considéré et s'avère très prometteuse en ce qui concerne l'implantation d'algorithmes plus complexes.

Le formalisme que nous avons développé conduit à l'association des relations généralisées du contrôle de la partie commande et de la partie opérative. Il peut être la base d'un outil informatique de Conception Assistée par Ordinateur propre à la commande des convertisseurs.

Au regard de la multiplicité toujours croissante des objectifs d'une part et des difficultés qui s'en suivent d'autre part, il n'est pas concevable de réaliser une loi de commande numérique sans posséder de connaissances dans des domaines divers tels que l'automatique, l'informatique, le traitement de signal ... Ce sont les ingrédients complémentaires nécessaires et indispensables à la synthèse d'une loi de commande numérique pour les convertisseurs de l'électronique de puissance.

Conclusion générale

ANNEXES

« Je n'aime pas les gens qui troublent l'eau pour faire croire qu'elle est profonde. »

CONFUCIUS

ANNEXE 1

Application d'une méthode simple de synthèse des fonctions de connexion sur l'exemple d'un convertisseur triphasé en tension / hexaphasé en courant

Pour la configuration des interrupteurs représentés figure a.1 d'un convertisseur triphasé en tension / hexaphasé en courant, nous allons établir la valeur des fonctions de conversion. Puis, à partir de ces valeurs, nous allons appliquer la méthode présentée dans le chapitre II paragraphe 2.2.1 afin de déterminer directement les fonctions de connexion à partir de la connaissance des fonctions de conversion.

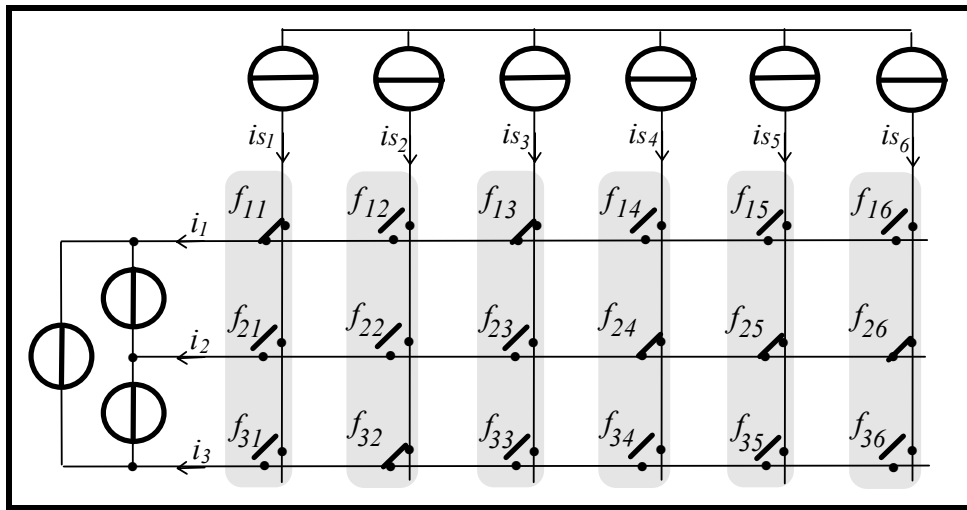


Figure a.1: Représentation d'un convertisseur triphasé en tension / hexaphasé en courant.

La matrice de connexion est de dimension (3x6), on considère le cas particulier où celle-ci vaut :

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} is_1 \\ is_2 \\ is_3 \\ is_4 \\ is_5 \\ is_6 \end{bmatrix}$$

A partir de la relation (1.7), on détermine l'expression de la matrice de conversion $[M]$:

$$[M] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

On vérifie que les courants convertis s'écrivent effectivement :

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} is_1 \\ is_2 \\ is_3 \\ is_4 \\ is_5 \end{bmatrix}$$

Plaçons nous dans le cadre d'une conversion en courant. On désire déterminer les fonction de connexion à partir de la connaissance de la matrice $[M]$. On écrit alors :

$$[\tilde{F}] = [Q] \cdot [M^I] \cdot [P]$$

avec

$$[Q] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \quad [P] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

En développant $[\tilde{F}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$, on

obtient :

$$[\tilde{F}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Sur la figure a1, on vérifie effectivement que :

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} is_1 \\ is_2 \\ is_3 \\ is_4 \\ is_5 \end{bmatrix}$$

La deuxième ligne de $[\tilde{F}]$ comprend une somme négative $-is_1 - is_2 - is_3$ qui correspond au courant i_2 . Cette somme est équivalente à $is_4 + is_5 + is_6$. On en déduit donc la modification de $[\tilde{F}]$ permettant de déterminer $[F]$:

$$[F] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

ANNEXE 2

Calcul des équations d'état discrétisées

$$\left[\dot{X}_r((k+1).Te) \right] = [Ar] \cdot [X_r(k.Te)] + [B1r] \cdot [Ul(k.Te)]$$

Détermination de $[Ar] = \left[e^{[Ar(t)]} \right]$

Le calcul de l'exponentielle de matrice a été effectué en utilisant le théorème de Cayley-Hamilton. Ce calcul nécessite la connaissance des valeurs propres de la matrice $[Ar]$ qui sont les pôles notés $p1$ et $p2$. Le théorème s'écrit: $\left[e^{[Ar(t)]} \right] = C0(t) \cdot [I] + C1(t) \cdot [Ar(t)]$.

La forme diagonalisée permet de faire apparaître l'expression de $C0(t)$ et $C1(t)$:

$$\begin{bmatrix} e^{p1.t} & 0 \\ 0 & e^{p2.t} \end{bmatrix} = C0(t) \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + C1(t) \cdot \begin{bmatrix} p1 & 0 \\ 0 & p2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} e^{p1.t} \\ e^{p2.t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & p1 \\ 1 & p2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} C0(t) \\ C1(t) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} C0(t) \\ C1(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{p2 - p1} \cdot \begin{bmatrix} (p2 \cdot e^{p1.t} - p1 \cdot e^{p2.t}) \\ (-e^{p1.t} + e^{p2.t}) \end{bmatrix}$$

En remplaçant $C0(t)$ et $C1(t)$ dans l'expression du théorème, on obtient :

$$\left[e^{[Ar(t)]} \right] = \frac{1}{p1 - p2} \cdot \begin{bmatrix} -p2 \cdot e^{p1.t} + p1 \cdot e^{p2.t} & \frac{e^{p1.t} - e^{p2.t}}{Ce} \\ \frac{e^{p1.t} - e^{p2.t}}{-Le} & \left(p1 + \frac{Re}{Le} \right) \cdot e^{p2.t} - \left(p2 + \frac{Re}{Le} \right) \cdot e^{p1.t} \end{bmatrix}$$

Détermination de [Bd]

$$\begin{aligned}
[Bd] &= \int_{k.Te}^{(k+1).Te} \left[e^{A.((k+1)Te-a)} \right] \cdot [B1r] \, da \\
[Bd] &= \frac{1}{(p1-p2)} \int_{k.Te}^{(k+1).Te} \left[\frac{p2.e^{p1.((k+1).Te-a)} - p1.e^{p2.((k+1).Te-a)}}{-Ce} \right. \\
&\quad \left. \frac{e^{p1.((k+1).Te-a)} - e^{p2.((k+1).Te-a)}}{-Le.Ce} \right] \cdot d\alpha \\
[Bd] &= \frac{-1}{(p1-p2).Ce} \left[\frac{p2.e^{p1.(k+1).Te} \cdot e^{-p1.a}}{-p1} - \frac{p1.e^{p2.(k+1).Te} \cdot e^{-p2.a}}{-p2} \right]_{k.Te}^{(k+1).Te} \\
&\quad \left[\frac{e^{p1.(k+1).Te} \cdot e^{-p1.a}}{-Le.p1} - \frac{e^{p2.(k+1).Te} \cdot e^{-p2.a}}{-Le.p2} \right]_{k.Te} \\
[Bd] &= \frac{-1}{(p1-p2).Ce} \cdot \left[\frac{-\frac{p2}{p1} \cdot (1 - e^{p1.Te}) + \frac{p1}{p2} \cdot (1 - e^{p2.Te})}{\frac{-1}{Le.p1} \cdot (1 - e^{p1.Te}) + \frac{1}{Le.p2} \cdot (1 - e^{p2.Te})} \right] \\
[Bd] &= \frac{1}{(p1-p2).Ce.p1.p2} \cdot \left[\frac{p2^2 \cdot (1 - e^{p1.Te}) - p1^2 \cdot (1 - e^{p2.Te})}{Le} \right]
\end{aligned}$$

ANNEXE 3

Détermination du retour d'état stabilisant

Le but du calcul développé dans cette annexe est de déterminer le retour Kr à appliquer sur un système décrit par $\{[Ad], [Bd]\}$, $[Ad] \in (2 \times 2)$ et $[Bd] \in (2 \times 1)$, afin que le système résultant $[Ad] - [Bd] \cdot [Kr]$ possède le degré de stabilité caractérisé par les pôles $p1r$ et $p2r$.

Le retour d'état est constitué de deux composantes Ku et Ki correspondant respectivement aux retours des grandeurs us et ie . On notera:

$$[Ad] - [Bd] \cdot [Kr] = \begin{bmatrix} ad_{11} & ad_{12} \\ ad_{21} & ad_{22} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} bd_1 \\ bd_2 \end{bmatrix} \cdot [Ku \quad Ki]$$

$$[Ad] - [Bd] \cdot [Kr] = \begin{bmatrix} (ad_{11} - bd_1 \cdot Ku) & (ad_{12} - bd_1 \cdot Ki) \\ (ad_{21} - bd_2 \cdot Ku) & (ad_{22} - bd_2 \cdot Ki) \end{bmatrix}$$

En identifiant $(z - p1r) \cdot (z - p2r)$ au déterminant $dét [z \cdot [I] - ([Ad] - [Bd] \cdot [Kr])]$, on trouve les relations :

$$\begin{aligned} -p1r - p2r &= ad_{11} - bd_1 \cdot Ku + ad_{22} - bd_2 \cdot Ki \\ p1r \cdot p2r &= (ad_{11} - bd_1 \cdot Ku) \cdot (ad_{22} - bd_2 \cdot Ki) - (ad_{12} - bd_1 \cdot Ki) \cdot (ad_{21} - bd_2 \cdot Ku) \end{aligned}$$

Ce système à deux équations et deux inconnues se met sous la forme :

$$\begin{bmatrix} bd_1 & bd_2 \\ (-bd_1 \cdot ad_{22} + bd_2 \cdot ad_{12}) & (-bd_2 \cdot ad_{11} + bd_1 \cdot ad_{21}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Ku \\ Ki \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p1r + p2r + ad_{11} + ad_{22} \\ p1r \cdot p2r - ad_{11} \cdot ad_{22} + ad_{12} \cdot ad_{21} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} Ku \\ Ki \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} bd_1 \cdot ad_{21} \cdot (p1r + p2r + ad_{11} + ad_{22}) - bd_2 \cdot (ad_{11} \cdot (p1r + p2r + ad_{11} + ad_{22}) + p1r \cdot p2r + ad_{12} \cdot ad_{21} - ad_{11} \cdot ad_{22}) \\ bd_1 \cdot (ad_{22} \cdot (p1r + p2r + ad_{11} + ad_{22}) + p1r \cdot p2r - ad_{11} \cdot ad_{22} + ad_{12} \cdot ad_{21}) - bd_2 \cdot ad_{12} \cdot (p1r + p2r + ad_{11} + ad_{22}) \end{bmatrix}}{1 - bd_1 \cdot bd_2 \cdot ad_{11} + bd_1^2 \cdot ad_{21} + bd_1 \cdot bd_2 \cdot ad_{22} - bd_2^2 \cdot ad_{12}}$$

En remplaçant les termes ad_{11} , ad_{12} , ad_{21} , ad_{22} , bd_1 et bd_2 par leurs valeurs numériques (3.41) ainsi que la valeur désirée des pôles $p1r$ et $p2r$, on détermine l'expression du retour d'état en fonction de la valeur de la capacité et de l'inductance d'entrée. Ceci peut constituer une première approche programmable d'aide à la conception de la commande des

ANNEXES

redresseurs. Par cette approche, la valeur des éléments passifs et réactifs ainsi que le degré de stabilité désiré en boucle ouverte sont les données du problème. Le retour d'état $\begin{bmatrix} K_u \\ K_i \end{bmatrix}$ constitue le paramètre de sortie.

ANNEXE 4

Détermination de la fonction de transfert équivalente

en amont du retour d'état

Les grandeurs d'état du filtre d'entrée, après retour d'état, ont pour expression :

$$\begin{bmatrix} us((k+1).Te) \\ ier((k+1).Te) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (ad_{11}-bd_1.Ku) & (ad_{12}-bd_1.Ki) \\ (ad_{21}-bd_2.Ku) & (ad_{22}-bd_2.Ki) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} us(k.Te) \\ ier(k.Te) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} bd_1 \\ bd_2 \end{bmatrix} \cdot ul(k.Te)$$

En remplaçant $us((k+1).Te)$ par $z.us(k.Te)$, on trouve :

$$us(k.Te) = \frac{(ad_{12}-bd_1.Ki)}{z-(ad_{11}-bd_1.Ku)} . ier(k.Te) + \frac{bd_1}{z-(ad_{11}-bd_1.Ku)} . ul(k.Te)$$

De même, on trouve pour la variable ier :

$$z . ier(k.Te) = (ad_{21}-bd_2.Ku) \cdot \left(\frac{(ad_{12}-bd_1.Ki)}{z-(ad_{11}-bd_1.Ku)} . ier(k.Te) + \frac{bd_1}{z-(ad_{11}-bd_1.Ku)} . ul(k.Te) \right) + (ad_{22}-bd_2.Ki) . ier(k.Te) + bd_2 . ul(k.Te)$$

$$z . ier(k.Te) = \left(\frac{(ad_{21}-bd_2.Ku) . (ad_{12}-bd_1.Ki)}{z-(ad_{11}-bd_1.Ku)} + (ad_{22}-bd_2.Ki) \right) . ier(k.Te) + \left(\frac{(ad_{21}-bd_2.Ku) . bd_1}{z-(ad_{11}-bd_1.Ku)} + bd_2 \right) . ul(k.Te)$$

$$\frac{ier(k.Te)}{ul(k.Te)} =$$

$$\frac{z . bd_2 + (ad_{21}-bd_2.Ku) . bd_1 - bd_2 . (ad_{11}-bd_1.Ku)}{z^2 + z . (-ad_{11}+bd_1.Ku - ad_{22}+bd_2.Ki) + (ad_{11}-bd_1.Ku) . (ad_{22}+bd_2.Ki) - (ad_{21}-bd_2.Ku) . (ad_{12}+bd_1.Ki)}$$

ANNEXE 5

Conditions de Grossièreté

Ces conditions permettent de déterminer les limites de la modification possible des propriétés du système global (représenté figure a.2) par l'introduction d'un correcteur [BOZ83].

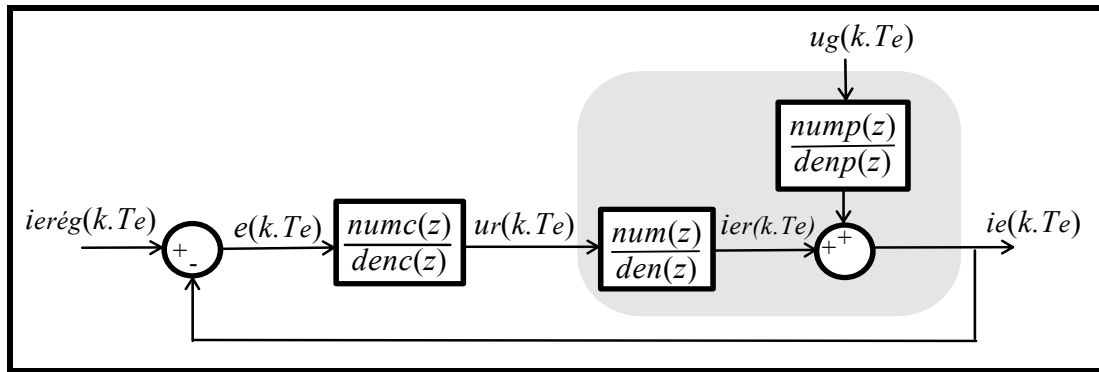


Figure a.2: Influence de la perturbation sur la sortie

On appelle D^+ le domaine correspondant à l'extérieur du cercle unité (de rayon $|z|=1$), et D^- le domaine défini par l'intérieur de ce cercle unité et sa frontière. On peut décomposer la fraction rationnelle $\frac{num}{den}$ en produits de la forme: $num=num^+ \cdot num^-$ et $den=den^+ \cdot den^-$. Les polynômes indexés par $^+$ comportent les racines de module supérieur à 1 (racines appartenant à D^+). De même, les polynômes indexés par $^-$ comportent les racines de module inférieur à 1.

Remarque: Dans le paragraphe 4.3, on a calculé le polynôme den pour que $den^- = 0$. Ici, on traite le cas général en supposant $den^- \neq 0$.

On considère le correcteur $\frac{numc}{denc}$ tel que $numc=numc^+ \cdot numc^-$ et $denc=denc^+ \cdot denc^-$. La fonction de transfert entre le courant d'entrée et la perturbation ug s'écrit :

$$\frac{ie}{ug} = \frac{\frac{nump}{denp}}{1 + \frac{num}{den} \cdot \frac{numc}{denc}} = \frac{den \cdot denc}{den \cdot denc + num \cdot numc} \cdot \frac{nump}{denp}$$

$$\frac{ie}{ug} = \frac{den^+ \cdot den^- \cdot denc}{den^+ \cdot den^- \cdot denc + num \cdot numc^+ \cdot numc^-} \cdot \frac{nump}{denp}$$

Si l'on réalise la compensation d'un pôle instable ($numc^+ = den^+$), cette fonction de transfert est déstabilisée par la mise en facteur de den^+ au dénominateur.

$$\frac{ie}{ug} = \frac{den \cdot denc}{den^+ \cdot (den^- \cdot denc + num \cdot numc^-)} \cdot \frac{nump}{denp}$$

Toute compensation de pôles instables est donc à proscrire.

La fonction de transfert entre l'entrée de commande ur et la consigne s'écrit :

$$\frac{ur}{ierég} = \frac{\frac{numc}{denc} \cdot \frac{num}{den}}{1 + \frac{num}{den} \cdot \frac{numc}{denc}} = \frac{numc \cdot num}{den \cdot denc + num \cdot numc} = \frac{numc \cdot num}{den \cdot denc^+ \cdot denc^- + num^+ \cdot num^- \cdot denc}$$

Cette fonction de transfert peut être également déstabilisée par la compensation d'un zéro instable ($denc^+ = num^+$).

Les conditions de grossièreté imposent donc que la structure du correcteur à mettre en oeuvre ne compense pas les zéros et les pôles instables du système à commander.

ANNEXE 6

**Détermination du correcteur permettant l'asservissement
du courant d'entrée**

L'objectif de cette annexe est de déterminer l'expression générale du numérateur du correcteur à introduire dans la boucle fermée.

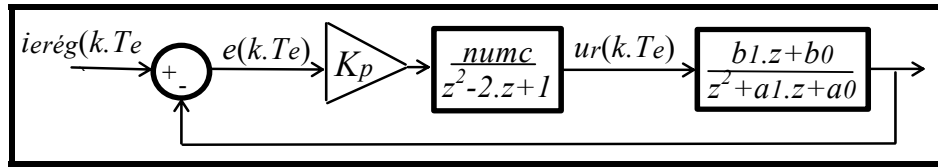


Figure a.3: Détermination du numérateur du correcteur

L'expression de la fonction de transfert équivalente en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{K_p \cdot \text{numc} \cdot (b_1 \cdot z + b_0)}{K_p \cdot \text{numc} \cdot (b_1 \cdot z + b_0) + (z^2 - 2 \cdot z + 1) \cdot (z^2 + a_1 \cdot z + a_0)}$$

Pour fixer les coefficients du dénominateur, il faut que le terme *numc* soit d'ordre 2. On note donc $\text{numc} = z^2 + r_1 \cdot z + r_0$.

Nous allons maintenant calculer les coefficients r_0 , r_1 et K_p de manière à assigner les quatre pôles du dénominateur à des valeurs désirées. Ce dénominateur s'écrit :

$$z^4 + z^3 \cdot (b_1 \cdot K_p - 2 + a_1) + z^2 \cdot (K_p \cdot (b_0 + r_1 \cdot b_1) + 1 - 2 \cdot a_1 + a_0) + z \cdot (K_p \cdot (r_0 \cdot b_1 + r_1 \cdot b_0) + a_1 - 2 \cdot a_0) + K_p \cdot r_0 \cdot b_0 + a_0 \quad (A.1)$$

L'expression du dénominateur désiré s'écrit :

$$(z - z_1) \cdot (z - z_1^*) \cdot (z - z_2) \cdot (z - z_2^*) = z^4 + d_3 \cdot z^3 + d_2 \cdot z^2 + d_1 \cdot z + d_0 \quad (A.2)$$

L'expression des coefficients d_3 , d_2 , d_1 et d_0 en fonction des pôles est donnée par le théorème de Viète :

$$d_0 = z_1 \cdot z_1^* \cdot z_2 \cdot z_2^*$$

$$\begin{aligned}
d1 &= -\left(z_1 \cdot z_1^* \cdot (z_2 + z_2^*) + z_2 \cdot z_2^* \cdot (z_1 + z_1^*)\right) \\
d2 &= \left((z_1 + z_1^*) \cdot (z_2 + z_2^*) + z_1 \cdot z_1^* + z_2 \cdot z_2^*\right) \\
d3 &= -(z_1 + z_1^* + z_2 + z_2^*)
\end{aligned}$$

En posant les variables réduites suivantes :

$$s1 = z_1 + z_1^*, \quad s2 = z_2 + z_2^*, \quad p1 = z_1 \cdot z_1^* \quad \text{et} \quad p2 = z_2 \cdot z_2^*,$$

on obtient :

$$\begin{aligned}
d0 &= p1 \cdot p2 \\
d1 &= -(p1 \cdot s2 + p2 \cdot s1) \\
d2 &= (s1 \cdot s2 + p1 + p2) \\
d3 &= -(s1 + s2)
\end{aligned}$$

l'expression du dénominateur souhaité (A.2) devient alors :

$$z^4 - (s1 + s2) \cdot z^3 + (s1 \cdot s2 + p1 + p2) \cdot z^2 - (p1 \cdot s2 + p2 \cdot s1) \cdot z + p1 \cdot p2$$

En remplaçant ces coefficients dans le dénominateur (A.2), on trouve :

$$\begin{bmatrix} b0 & 0 & 0 \\ b1 & b0 & 0 \\ 0 & b1 & b0 \\ 0 & 0 & b1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Kp.r0 \\ Kp.r1 \\ Kp \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a0 + p1 \cdot p2 \\ 2 \cdot a0 - a1 - p1 \cdot s2 - p2 \cdot s1 \\ -1 + 2 \cdot a1 - a0 + s1 \cdot s2 + p1 + p2 \\ 2 - a1 - s1 - s2 \end{bmatrix} \quad (A.3)$$

Ce système est surdéterminé (plus d'équations que d'inconnues). On choisit de fixer la dynamique de la boucle fermée en imposant les pôles z_1 et z_1^* (soit $s1$ et $p1$). Dès lors, la valeur des pôles z_2 et z_2^* (soit $s2$ et $p2$) peut être choisie arbitrairement.

Pour réduire le système (A.3), on fixe $s2$ par l'équation de la quatrième ligne de (A.3)

$$s2 = -b1 \cdot Kp + 2 - a1 - s1 - s2.$$

En remplaçant cette expression dans les trois autres lignes de (A.3), on obtient le système réduit suivant :

$$\begin{bmatrix} b0 & 0 & 0 \\ b1 & b0 & -p1 \cdot b1 \\ 0 & b1 & b0 + b1 \cdot s1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Kp.r0 \\ Kp.r1 \\ Kp \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a0 + p1 \cdot p2 \\ 2 \cdot a0 - a1 - p1 \cdot (2 - a1 - s1 - s2) - p2 \cdot s1 \\ -1 + 2 \cdot a1 - a0 + s1 \cdot (2 - a1 - s1 - s2) + p1 + p2 \end{bmatrix} \quad (A.4)$$

qui a pour solution :

$$\begin{bmatrix} K_{p.r0} \\ K_{p.r1} \\ K_p \end{bmatrix} = \frac{1}{b_0 \cdot (b_0^2 + b_0 \cdot b_1 \cdot s_1 + p_1 \cdot b_1^2)} \cdot \begin{bmatrix} (b_0^2 + b_0 \cdot b_1 \cdot s_1 + p_1 \cdot b_1^2) \cdot (-a_0 + p_1 \cdot p_2) \\ (b_0^2 + b_0 \cdot b_1 \cdot s_1 + p_1 \cdot b_1^2) \cdot (-p_2 \cdot s_1) + b_1^2 \cdot (-s_1 \cdot a_0) + \\ b_0^2 \cdot (p_1 \cdot (a_1 - 2 + s_1 + s_2) - a_1 - a_0) + b_0 \cdot b_1 \cdot (p_1 \cdot (-1 + 2 \cdot a_1 - a_0) + a_0 + s_1 \cdot (2 \cdot a_0 - a_1)) \\ b_0 \cdot b_1 \cdot (p_1 \cdot (+2 - a_1 - s_1 - s_2) + s_1 \cdot p_2 - 2 \cdot a_0 + a_1) \\ b_1^2 \cdot (p_2 \cdot p_1 - a_0) + b_0^2 \cdot (s_1 \cdot (2 - a_1 - s_1 - s_2) - 1 + 2 \cdot a_1 - a_0 + p_1 + p_2) \end{bmatrix} \quad (A.5)$$

Pour que z_2 et z_2^* soient stables, il faut que $|p_2| < 1$. Cette contrainte n'est pas suffisante pour déterminer p_2 . Ce terme est fixé de façon à rendre maximales les marges de gain et de phase. Celles-ci, normalisées par rapport à leurs extrêmes, sont représentées figure a.4.

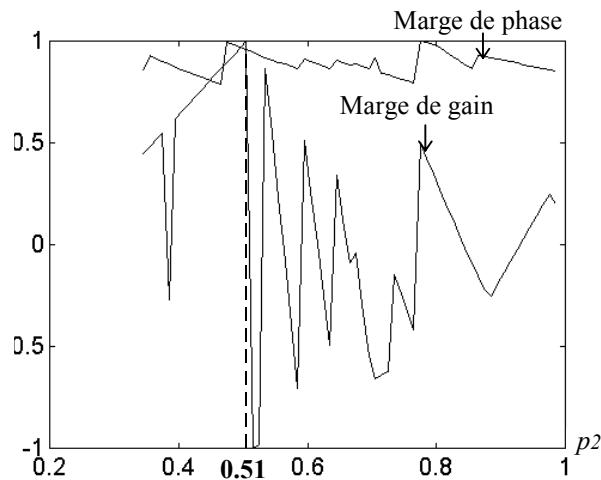


Figure a.4: Variation des marges de gain et de phase par rapport à p_2

Partant du principe que ces deux marges sont « équitablement » maximales aux intersections des deux courbes représentées, on choisit la variable p_2 correspondant à l'intersection d'amplitude maximale. Soit $p_2 = 0,51$ d'où $s_2 = 1,0791$, $r_1 = -0,7$ et $r_0 = 0,07$. La marge de gain correspondante est de $20 \log(1,07)$ et la marge de phase est de $-10,7^\circ$.

ANNEXE 7

Compensation des retards purs par un prédicteur numérique de Smith

On a vu dans le paragraphe 5.2 du chapitre III que le calculateur introduisait systématiquement un retard pur sur la commande du redresseur. D'autres retards purs peuvent provenir du centrage des impulsions par le modulateur M.L.I., ainsi que des différents capteurs. Lorsque la somme de ces retards purs, notée τ_r , devient inférieure à un quart de la période d'échantillonnage, la commande développée précédemment ne peut être appliquée sur le redresseur.

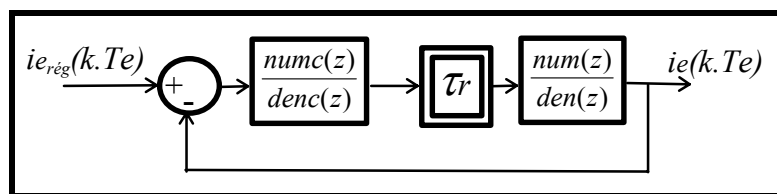


Figure a.5: Schéma bloc du système comprenant le retard pur

Si le temps de calcul est prépondérant dans la somme des retards purs, deux solutions se présentent :

- soit utiliser un calculateur plus rapide si son prix reste acceptable avec le coût de l'asservissement
- soit diminuer la fréquence d'échantillonnage, en prenant soin de vérifier qu'elle respecte toujours le théorème de Shannon, puis recalculer la commande.

Si aucune de ces deux solutions n'est envisageable, la prise en compte du retard pur dans le calcul de la commande est indispensable. Celle-ci peut être réalisée par la méthode de Smith [FAR86] fondée sur le principe suivant : on place l'ensemble des retards purs τ_r hors de la boucle (figure a.6) et on applique ensuite les méthodes classiques de l'automatique pour déterminer le correcteur $\frac{numd}{dend}$.

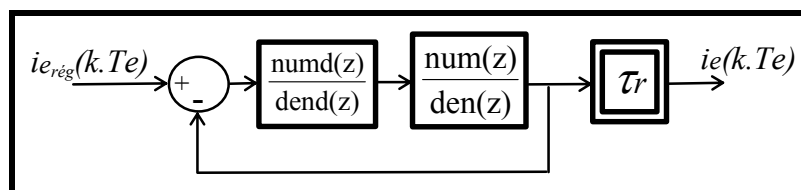


Figure a.6: Schéma bloc du système après déplacement du retard pur hors de la boucle

La démarche suivie (paragraphe 4.3) avait conduit à l'expression (3.49) que nous transposons à notre problème: $\frac{numd}{dend} = Kp \cdot \frac{(z-z1).(z-z2)}{(z-1).(z-1)}$. La sortie utilisée pour le bouclage étant non accessible, le correcteur que nous avons trouvé est fictif. Pour obtenir le correcteur à implanter $\left(\frac{numc}{denc}\right)$, on égalise les fonctions de transfert en boucle fermée des systèmes visualisés sur les figures a.5 et a.6 et on obtient :

$$\frac{numc(z, \tau_r). num(z, \tau_r)}{denc(z). den(z) + numc(z, \tau_r). num(z, \tau_r)} = \frac{numd(z, \tau_r). num(z, \tau_r)}{dend(z). den(z) + numd(z). num(z)}$$

En développant et en ordonnant cette égalité, on trouve :

$$numc(z, \tau_r). (dend(z). den(z) + numd(z). num(z) - num(z, \tau_r). numd(z, \tau_r)) = denc(z). den(z). numd(z, \tau_r)$$

Cette expression peut être réécrite comme la fonction de transfert suivante :

$$\frac{numc(z, \tau_r)}{denc(z)} = \frac{\frac{numd(z, \tau_r)}{dend(z)}}{1 + \frac{numd(z)}{dend(z)} \cdot \frac{num(z)}{den(z)} \cdot \left(1 - \frac{num(z, \tau_r)}{num(z)} \cdot \frac{numd(z, \tau_r)}{numd(z)}\right)}$$

Le schéma bloc du système, avec le correcteur $\frac{numc}{denc}$, est représenté sur la figure a.7 .

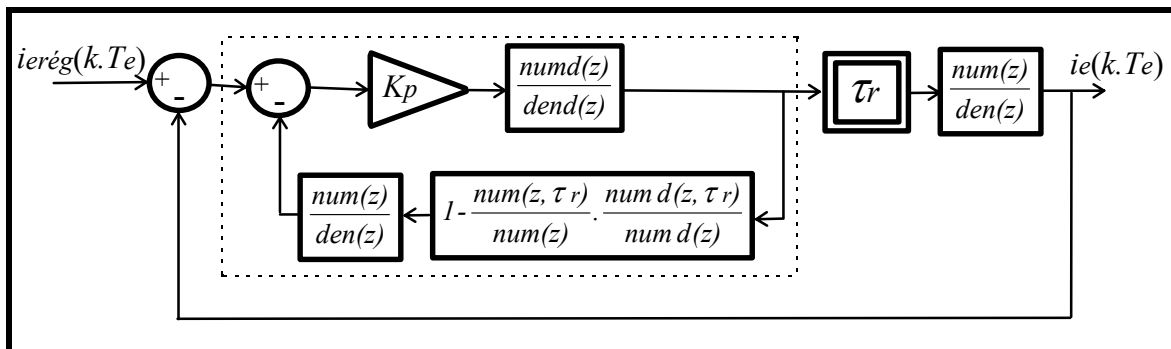


Figure a.7: Correcteur de Smith

L'expression $num(z, \tau_r)$ est déterminée en substituant Te par $Te - \tau_r$ dans les expressions de $n11$ et $n12$. (équation 3.23 paragraphe 2.5).

Ce type de commande a été simulé en fixant le retard pur à $1/2000/2.5$ secondes. Le courant d'entrée obtenu est représenté figure a.8 et est à comparer avec celui de la figure 3.37. L'amélioration de la forme d'onde est évidente, cependant le prédictiveur numérique de Smith reste un recours à n'utiliser que lorsque aucune des deux solutions envisagées en début d'annexe n'est possible. En effet, il nécessite un nombre de calculs plus important et par conséquent doit compenser un temps de calcul supérieur à τ_r .

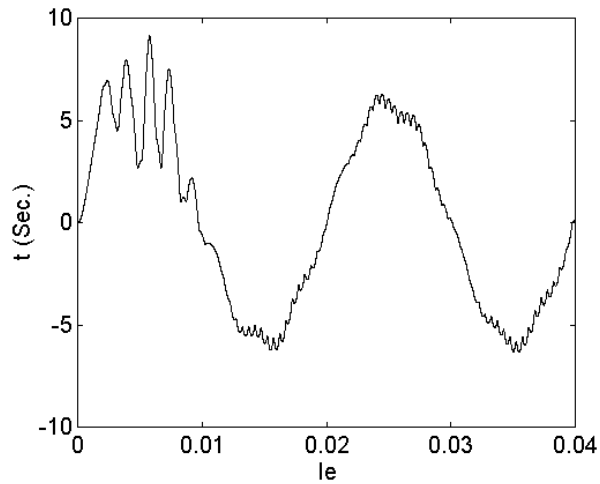


Figure a.8: Courant d'entrée obtenu après compensation du retard pur par un prédictiveur de Smith

ANNEXE 8

Développement en série de fonctions orthogonales

Afin d'établir la forme des fonctions non-linéaires φ_j , nous allons rendre minimale l'erreur d'approximation entre la série de fonctions $\hat{m}g$ et la fonction génératrice mg . Cette série a pour expression:

$$\hat{m}g(I_1 \dots I_{N_t}) = \sum_{j=0}^{N_H} W_{j1}^O \cdot \varphi_j(I_1 \dots I_{N_t})$$

La distance Euclidienne permet de mesurer la précision entre les valeurs numériques générées par cette série et la fonction génératrice. Elle s'écrit :

$$\begin{aligned} E(I_1 \dots I_{N_t}) &= \left[mg(I_1 \dots I_{N_t}) - \hat{m}g(I_1 \dots I_{N_t}) \right]^2 \\ &= mg^2(I_1 \dots I_{N_t}) - 2 \cdot \sum_{j=0}^{N_H} W_{j1}^O \cdot mg(I_1 \dots I_{N_t}) \cdot \varphi_j(I_1 \dots I_{N_t}) \\ &\quad + \sum_{j=0}^{N_H} \sum_{k=0}^{N_H} W_{j1}^O \cdot W_{k1}^O \cdot \varphi_j(I_1 \dots I_{N_t}) \cdot \varphi_k(I_1 \dots I_{N_t}) \end{aligned}$$

Pour une variation continue des variables d'entrée $I_1 \dots I_{N_t}$ dans leurs domaines de variation $\Delta I_1 \dots \Delta I_{N_t}$, la somme continue de cette distance définit la norme L_2 :

$$\begin{aligned} \bar{E} &= \int_{\Delta I_1} \dots \int_{\Delta I_{N_t}} mg(I_1 \dots I_{N_t})^2 dI_1 \dots dI_{N_t} - 2 \cdot \sum_{j=0}^{N_H} W_{j1}^O \cdot C_j \\ &\quad + \sum_{j=0}^{N_H} \sum_{k=0}^{N_H} W_{j1}^O \cdot W_{k1}^O \cdot \int_{\Delta I_1} \dots \int_{\Delta I_{N_t}} \varphi_j(I_1 \dots I_{N_t}) \cdot \varphi_k(I_1 \dots I_{N_t}) dI_1 \dots dI_{N_t} \end{aligned}$$

où

$$C_j = \int_{\Delta I_1} \dots \int_{\Delta I_{N_t}} mg(I_1 \dots I_{N_t}) \cdot \varphi_j(I_1 \dots I_{N_t}) dI_1 \dots dI_{N_t}$$

Nous déterminons maintenant les paramètres W_{j1}^O et les fonctions non-linéaires φ_j qui minimisent cette norme. La minimisation de \bar{E} par rapport aux paramètres W_{j1}^O consiste à trouver les N_H paramètres qui annulent la dérivée de cette norme :

$$\frac{\partial \bar{E}}{\partial W_{j1}^O} = 0.$$

Celle-ci conduit à la résolution d'un système de N_H équations qui ont pour expression :

$$C_j = \sum_{k=0}^{N_H} W_{k1}^O \int_{\Delta I_1} \dots \int_{\Delta I_{N_i}} \varphi_j(I_1 \dots I_{N_i}) \cdot \varphi_k(I_1 \dots I_{N_i}) dI_1 \dots dI_{N_i} \quad 1 \leq j \leq N_H$$

Ce système se résout facilement si toutes les fonctions non-linéaires φ_j sont orthogonales :

$$\int_{\Delta I_1} \dots \int_{\Delta I_{N_i}} \varphi_j(I_1 \dots I_{N_i}) \cdot \varphi_k(I_1 \dots I_{N_i}) dI_1 \dots dI_{N_i} = \delta_{jk} \cdot \int_{\Delta I_1} \dots \int_{\Delta I_{N_i}} dI_1 \dots dI_{N_i},$$

où δ_{jk} est le symbole de Kronecker ($\delta_{jk} = 0$ si $j \neq k$, $\delta_{jj} = 1$).

On extrait alors du système d'équations la valeur des paramètres W_{j1}^O :

$$W_{j1}^O = \frac{C_j}{\int_{\Delta I_1} \dots \int_{\Delta I_{N_i}} dI_1 \dots dI_{N_i}} \quad \text{avec } 0 \leq j \leq N_H.$$

En remplaçant la valeur de ces paramètres dans l'expression de la norme, nous trouvons la valeur de l'unique minimum (global) :

$$\bar{E}_{min} = \int_{\Delta I_1} \dots \int_{\Delta I_{N_i}} mg(I_1 \dots I_{N_i})^2 dI_1 \dots dI_{N_i} - \sum_{j=0}^{N_H} (W_{j1}^O)^2 \cdot \int_{\Delta I_1} \dots \int_{\Delta I_{N_i}} dI_1 \dots dI_{N_i}$$

Ce minimum décroît si l'ordre de la série (N_H) augmente [SPI80]. De plus si l'espace des entrées est normé, $\left(\int_{\Delta I_1} \dots \int_{\Delta I_{N_i}} dI_1 \dots dI_{N_i} = 1 \right)$, l'expression de ce minimum conduit à la célèbre identité de Parseval.

ANNEXE 9

Dispositif expérimental

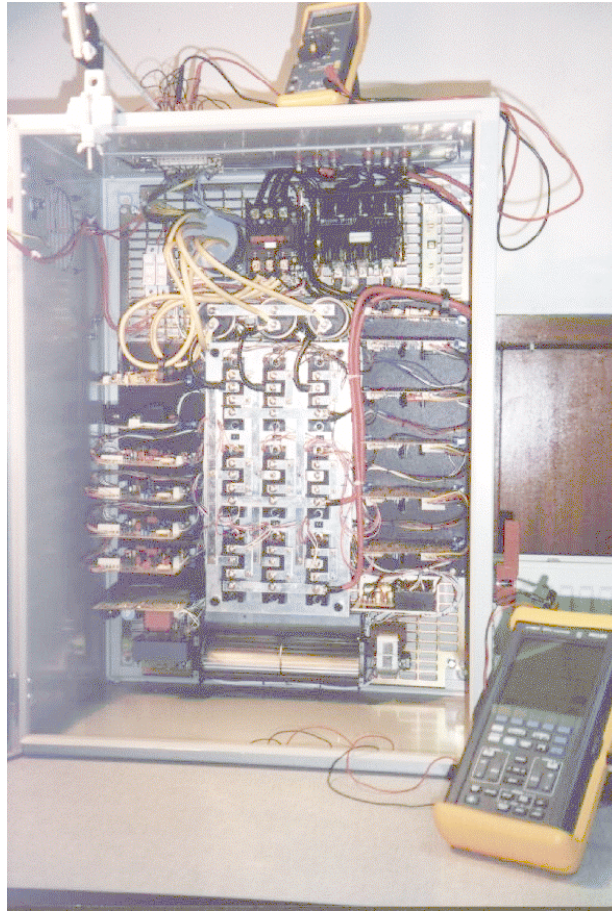


Figure a.9: Dispositif expérimental de l'axe de puissance

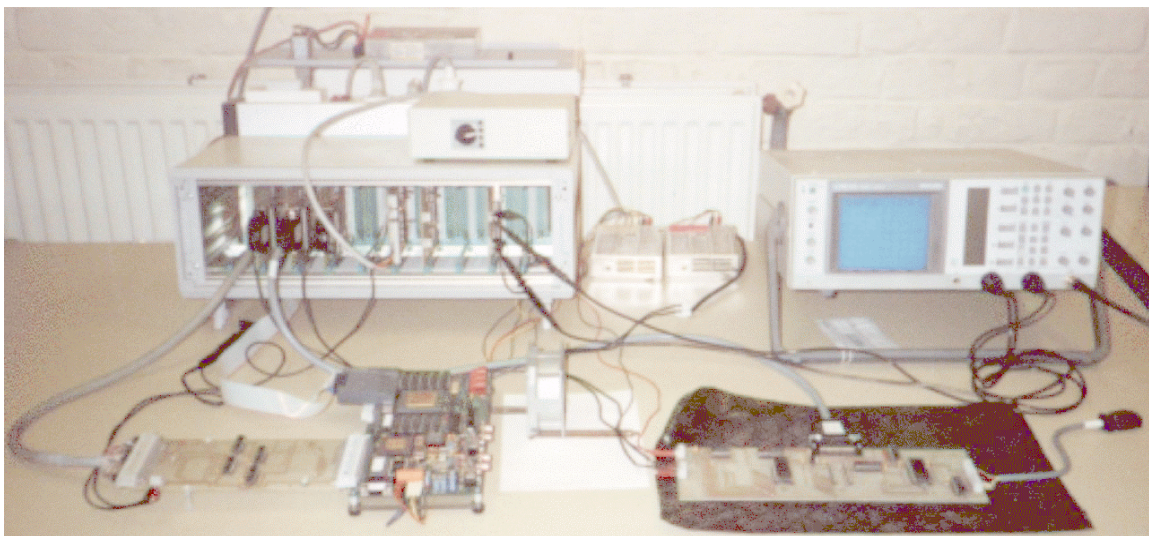


Figure a.10: Dispositif expérimental de l'axe de commande

ANNEXES

BIBLIOGRAPHIE

« Sur la terre, deux choses sont simples : raconter le passé et prédire l'avenir. Y voir clair au jour le jour est une autre entreprise. »

A. SALACROU

BIBLIOGRAPHIE

- [ANA93] ANALOG DEVICES Inc.
« The ADSP-21020 User's Manual », ©Analog Devices, One Technology Way P.O. Box 9106, Norwood, MA, Norwood 02062 USA
- [BAC93] S. BACHA
« Sur la modélisation et la commande des alimentations à découpage symétrique », Thèse de Doctorat, Spécialité Génie Electrique, Institut Polytechnique de Grenoble, 29 01 1993
- [BED94] J.Y. BEDU
« Les DSP, processeurs numériques de signal », Electronique Radio Plan, No 540, p.93-96, 1994
- [BOR90] P. BORNE, G. DAUPHIN-TANGUY, J.P. RICHARD, F. ROTELLA, I. ZAMBETTAKIS
« Commande et optimisation des processus industriels », 1990, Editons Technip, Chap. 2
- [BOR92a] P. BORNE, G. DAUPHIN-TANGUY, J.P. RICHARD, F. ROTELLA, I. ZAMBETTAKIS
« Modélisation et identification des processus », tome 1, 1992, Editons Technip, Chap. 4
- [BOR92b] P. BORNE, G. DAUPHIN-TANGUY, J.P. RICHARD, F. ROTELLA, I. ZAMBETTAKIS
« Modélisation et identification des processus », tome 2, 1992, Editons Technip, Chap. 5
- [BOR93] P. BORNE, G. DAUPHIN-TANGUY, J.P. RICHARD, F. ROTELLA, I. ZAMBETTAKIS
« Analyse et régulation des processus industriels: Régulation numérique », tome 2, 1993, Editons Technip, chap. 13
- [BOU] J.M. BOUROCHE, G. SAPORTA
« L'analyse des données », Que Sais-je ?, 1980
- [BOZ83] Claude A. BOZZO
« Compléments sur la synthèse des systèmes de commande linéaires discrets Méthode des équations polynomiales », Chap. 2, 1983, Librairies Lavoisier
- [DAV70] R. DAVID
« Etude des systèmes à modulation de largeur et constante de temps variable », Thèse de Doctorat, Faculté des Sciences de Paris, 28-09-1970, No 10094.TH
- [DEG94] Philippe DEGOBERT, Jean Paul HAUTIER
« Sur une commande numérique de la machine asynchrone à flux statorique orienté », G.D.R. CNRS, Déc.1994
- [DUC94] J.P. DUCREUX
« Modélisation des associations convertisseurs-machines pour le calcul des pertes électromagnétiques dans les moteurs à grande vitesse », Thèse de Doctorat, Spécialité Génie Electrique, Université des Sciences et Techniques de Lille, 08 12 1994
- [EQU 93] Equipe « Gestion des systèmes énergétiques », L.A.A.S. Toulouse
« Modélisation et commande des convertisseurs statiques », G.D.R. Conception de Dispositifs et Systèmes Electrotechniques, 21-01-93, Paris
- [FAR 86] C. FARGEON
« Commande numérique des systèmes; applications aux engins mobiles et aux robots », Chap. 2, 1986, Ouvrage collectif publié sous l'égide de la D.R.E.D., MASSON
- [FAU91] J. FAUCHER, M. GRANDPIERRE
« Quelques aspects de l'étude de la commande des machines électriques et des convertisseurs statiques à partir des schémas informationnels », Journées du Club EEA, Toulouse, Mars 1991

Bibliographie

- [FAU92] J. FAUCHER, M. GRANDPIERRE
« Les graphes informationnels de causalité. Application à la simulation des systèmes électriques », Journées du Club EEA, Paris, Mars 1992
- [FER94] J.P. FERRIEUX, F. FOREST
« Alimentations à découpage et convertisseurs à résonance », Masson, Collection technologies, 2^{ème} édition 1994
- [FOC89] H. FOCH, R. ARCHES, F. BORDRY, Y. CHERON, B. ESCAUT, P. MARTY, M. METZ
« Eléments constitutifs et synthèse des convertisseurs statiques », Techniques de l'ingénieur, traité de génie Electrique, 1989, D3152, p. 1-17
- [FRA92] B. FRANCOIS
« Les réseaux de neurones utilisés en commande intelligente de processus », Mémoire de D.E.A., L.A.I.L. Ecole Centrale de Lille, Lille, 3 Juillet 1992
- [FRA93] B. FRANCOIS, P. BORNE
« Design and initialization of a multilayer neural network applied to function approximation », III IMACS Int. Workshop on Qualitative Reasoning and Decision Technologies, Barcelona, Spain, June 16-18 1993
- [FRA95] B. FRANCOIS, J.P. CAMBRONNE, J.P. HAUTIER
« A new approach for synthesizing logic connection controller in power converters », EPE'95, Sevilla, Spain, p. 693-398, September 17-21 1995
- [FRA96] B. FRANCOIS
« Orthogonal considerations in the design of neural networks for function approximation », Mathematics and Computers in Simulation 41 (5-6), Elsevier, July 1996
- [GLA92] C. GLAIZE, J.J. HUSELSTEIN, C. JAUNAY
« Etude d'une cellule de commutation à interrupteurs bidirectionnels bicommandables », Revue Générale d'Electricité, no18, p. 59-65, 1992
- [GUI92] X. GUILLAUD
« Sur la modélisation et la commande des redresseurs de courant à interrupteurs bi-commandables », Thèse de Doctorat, Spécialité Génie Electrique, Université des Sciences et Techniques de Lille, 1992
- [GUI94] X. GUILLAUD, J.P. HAUTIER
« Concepts de modélisation pour la commande des convertisseurs statiques », Journal de physique III, Avril 1994, p. 805-819
- [HAU89] J.P. HAUTIER
« Contribution à la conception des commandes dans les systèmes à convertisseurs statiques », Rapport de synthèse d'Habilitation, No H16, Université des Sciences et Techniques de Lille, 1989
- [HAU91] J.P. HAUTIER, M. GRANDPIERRE
« Dispositifs de commande dans les systèmes électrotechniques, Méthodes et Solutions », Journée du Club EEA, Toulouse, 14-15 Mars 1991
- [HAU93] J.P. HAUTIER, C. ROMBAUT, X. GUILLAUD, J.P. CAMBRONNE, Ph. LEMOIGNE, B. FRANCOIS
« Concepts pour la synthèse des commandes de convertisseurs », G.D.R. "Conception de dispositifs et systèmes électrotechniques", Modélisation des convertisseurs statiques, 21 01 1993
- [HAU94] J.P. HAUTIER, X. GUILLAUD
« Formalisme et modèles pour systèmes à convertisseurs statiques électroniques », Symposium Automatisation Des Processus Mixtes '94, 23-24 Nov. 1994, Bruxelles, Belgique
- [ISR74] Adi BEN-ISRAEL, Thomas N.E. GREVILLE
« Generalized Inverses, Theory & Applications », a Wiley-interscience Publication, 1974, New York

Bibliographie

- [HAN86] Hansruedi BUHLER
« Réglage par mode de glissement », Presses Polytechniques Romanes, 1986
- [HOL92] Donald G. HOLMES, Thomas A. LIPO
« Implementation of a Controlled Rectifier using AC-AC Matrix Converter Theory », IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.7, No1, January 1992, p. 240-250
- [KOS92] B. KOSKO
« Neural Networks and Fuzzy Systems », Chap.5, Prentice Hall International, 1992
- [LAR93] Philippe DE LARMINAT
« Automatique: Commande des systèmes linéaires », Hermès, 1993, Chap.5
- [LEA91] Kevin W. LEARY, Chris CAVIGIOLI
« The ADSP-21020: An IEEE Floating Point DSP for High Level Language Programming », ICASSP 91, Vol.2, p.1077-1080, May 14-17 1991, Toronto CANADA
- [LOU91] Jean Paul LOUIS
« Actionneurs électriques : de la modélisation à la commande », Journée du Club EEA, 14-15 Mars 1991, Toulouse
- [MAR94] Graig MARVEN, Gillian EWERS
« A simple approach to DIGITAL SIGNAL PROCESSING », ©Texas Instrument, Alden Press Limited, 1994, Oxford, Great Britain
- [MAT92] ©Matlab
« MATLAB Reference Guide », The MathWorks Inc., Mass. USA, 1992
- [MID76] R.D. MIDDLEBROOK, S. CUK
« A general unified approach to modelling switching power converter stages », IEEE PESC Rec., p. 18-34, 1976
- [OUK93] A. OUKAOU, B. LE PIOUFLE, J.P. LOUIS, F. FOREST
« Modelling and control of variable frequency converters », IMACS TC1'93, Ecole Polytechnique de Montréal, July 7-9 1993, p. 111-116
- [PIE94] Xavier PIERRE
« Contribution à l'étude des redresseurs de forte puissance commandés en M.L.I. », Thèse de Doctorat, Spécialité Génie Electrique, Université des Sciences et Techniques de Lille, 16-01-1994
- [RIC93] Jacques RICHALET
« Pratique de la commande prédictive », Série Automatique, Hermès, Paris, 1993
- [ROS82] Denis ROSE, Pierre LOPEZ
« La commande optimale hiérarchisée des processus industriels », Le Nouvel Automatismes, Avril 1982, p. 81-88
- [ROS85] D. ROSS
« SADT and extensions », IEEE Computer, Avril 1985
- [ROT95] Frédéric ROTELLA, Pierre BORNE
« Théorie et pratique du calcul matriciel », Chap.4, Editions Technip, 1995
- [RUM86] D. RUMELHART, G. HINTON, R. WILLIAMS
« Parallel Distributed Processing », Vol. 1, Chap. 8, Cambridge, MA: MIT Press, 1986
- [SAN91] S.R. SANDERS, G.C. VERGHESE
« Synthesis of averaged circuit models for switched power converters », IEEE Trans. on circuits and systems, Vol.38 No8., p. 905-915, Aug. 1991

Bibliographie

- [SEI88] Paulo Fernando SEIXAS
« Commande numérique d'une machine synchrone auto pilotée », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 11 07 1988, No d'ordre 183
- [SPI80] Murray R. SPIEGEL
« Analyse de Fourier », Série Schaum, 1980, FRANCE
- [TOR94] Steffen TORP, Peter Magnus NORGAARD, Anders CHRISTENSEN, Ole RAVN
« Implementation Issues in CACSD », IEEE/IFAC Joint Symposium on Computer Aided Control System Design, March 7-9 1994, Tucson, USA

Bibliographie

INDEX DES NOTATIONS

« Rien n'est plus semblable à l'identique que ce qui est pareil à la même chose. »

P. DAC

1) Remarques générales

Les chiffres entre parenthèses écrits en italique sont respectifs aux formules. Le premier chiffre correspond au numéro du chapitre où se trouve la formule, le second est son ordre d'apparition. Les numéros des figures et des tableaux sont codés selon le même principe

Toute lettre écrite en italique est une variable. Les lettres en italique écrites en majuscule et entre crochets sont soit des vecteurs soit des matrices. L'élément d'un vecteur est désigné par la lettre minuscule correspondante suivie d'un indice. L'élément d'une matrice est désigné par la lettre minuscule correspondante suivie d'un premier indice, l , respectif au numéro de la ligne, puis d'un second, c , respectif au numéro de la colonne.

2) Variables scalaires

u	tension
i	courant
I	valeur efficace du courant i
U	valeur efficace de la tension u
u_s	tension imposée par une source
U_s	valeur efficace de la tension u_s
i_s	courant imposé par une source
I_s	valeur efficace du courant i_s
u_g	tension réseau
U_g	valeur efficace de la tension réseau
i_e	courant appelé au réseau
I_e	valeur efficace du courant appelé au réseau

Remarque: Les lettres suivies de la notation *réf* sont respectives à un point de fonctionnement désiré; ces mêmes lettres précédées du signe Δ expriment les variations de cette variable autour du point de fonctionnement.

Ex: $i_e(t)$ allure du courant appelé au réseau $i_e(t) = i_{e\text{réf}}(t) + \Delta i_e(t)$
 $i_{e\text{réf}}(t)$ allure de ce courant correspondant au point de fonctionnement désiré
 $\Delta i_e(t)$ variation de ce courant autour du point de fonctionnement désiré

f	fonction de connexion, à ne pas confondre avec la grandeur physique f fréquence
g	commande externe d'un interrupteur
C	nombre total de courants de phase imposés par les sources de courant
L	nombre total de potentiels de phase imposés par les sources de tension
β	indique la ligne où l'on souhaite que tous les interrupteurs soient fermés ($\beta \in \{1, \dots, L\}$)
T	période de la tension réseau
T_v	demi-période de la tension réseau
n	nombre de périodes T_v
F_e	fréquence d'échantillonnage
T_e	période d'échantillonnage
T_m	période de modulation

k	nombre de périodes Te
Lk	largeur de l'impulsion générée au cours d'une période de modulation ($Lk \in [0, Tm]$)
Hk	hauteur de l'impulsion générée au cours d'une période de modulation ($Hk \in \{-1, 1\}$)
Pk	position de l'impulsion à l'intérieur de la période de modulation ($Pk \in [0, (Tm - Lk)]$)

3) Notation matricielle

us_l	différence de potentiel entre les lignes l et L imposée par la(les) source(s)
u_c	différence de potentiel entre la colonne c et C
is_c	courant circulant dans la colonne c imposé par la(les) source(s)
i_l	courant circulant dans la ligne l
$[Is]$	vecteur regroupant les C courants imposés par les sources (courant commutés)
$[I]$	vecteur regroupant les L courants modulés
$[Us]$	vecteur regroupant les L tensions imposées par les sources (tensions commutées)
$[U]$	vecteur regroupant les C tensions modulées
$[X]$	vecteur d'état
$[Y]$	vecteur de sortie
$[UC]$	vecteur regroupant l'ensemble des variables commutées
$[UM]$	vecteur regroupant l'ensemble des variables modulées
$[W]$	vecteur regroupant les sources d'énergie issues du réseau
$[Xr]$	vecteur des variables d'état respectives aux grandeurs discrétisées du filtre d'entrée
g_{lc}	commande externe de l'interrupteur situé à l'intersection de la ligne l et de la colonne c
$[G]$	matrice des commandes externes
f_{lc}	fonction de connexion ($f_{lc} \in \{0, 1\}$)
$[F]$	matrice de connexion regroupant les fonctions de connexion
m_{lc}	fonction de conversion ($m_{lc} \in \{-1, 0, 1\}$)
$[M]$	matrice de conversion regroupant les fonctions de conversion
FC_c	fonction de commutation ($FC_c \in \{1, \dots, L\}$)
$[FC]$	vecteur de commutation regroupant les C fonctions de commutation
mg_{lc}	fonction génératrice de conversion ($m_{lc} \in [-1, 1]$)
$[Mg]$	matrice génératrice de conversion regroupant les fonctions génératrice de conversion
m_{lc}^I	fonction respective à l'influence du courant issu de la phase c dans la conversion du courant issu de la phase l
$[M^I]$	matrice de conversion des courants en ligne
m_{lc}^U	fonction respective à l'influence du potentiel de la phase l dans la conversion du potentiel issu de la phase c
$[M^U]$	matrice de conversion des tensions
$[M^{I,Js}]$	matrice de conversion des courants polygonaux
$[M^{U,Vs}]$	matrice de conversion des tensions simples

$[\tilde{F}]$	matrice des fonctions de connexion approchées
$[Meq]$	matrice des fonctions de conversion équivalentes
$[P], [Q], [R], [S]$	matrices de passage

Remarque: Ces variables sont respectives au modèle de connaissance de l'axe de puissance; les variables de réglage (issues de l'axe de commande) portent le même nom suivi de l'extension *rég.*

$[A]$	matrice d'état
$[B1]$	matrice d'application des grandeurs modulées
$[B2]$	matrice d'application des grandeurs issues des sources d'énergie
$[C]$	matrice d'observabilité
$[D1]$	matrice d'incidence des grandeurs modulées sur les sorties
$[D2]$	matrice d'incidence des grandeurs issues des sources d'énergie sur les sorties
$C_{(A,B)}$	matrice de commandabilité
$O_{(A,C)}$	matrice d'observabilité
$[Ar]$	matrice d'état réduite correspondant aux grandeurs respectives au filtre d'entrée
$[B1r]$	matrice d'application réduite des grandeurs modulées réduites correspondant aux grandeurs respectives au filtre d'entrée
$[Ad]$	matrice d'état discrétisée correspondant aux grandeurs respectives au filtre d'entrée
$[Bd]$	matrice d'application discrétisée des grandeurs modulées réduites correspondant aux grandeurs respectives au filtre d'entrée
$[0]$	matrice ne comportant que des éléments nuls
$[I]$	matrice unité comportant des éléments unitaires sur sa diagonale

4) Eléments physiques

Rb	résistance présentée par un interrupteur à l'état bloqué
Rp	résistance présentée par un interrupteur à l'état passant
Le	inductance du filtre d'entrée
Re	résistance du filtre d'entrée
Ce	capacité du filtre d'entrée
Ls	inductance du filtre de sortie
Rs	résistance du filtre de sortie

5) Relations

\mathbf{R}	relation liant l'ensemble des entrées aux sorties
$\mathbf{R}_{F,M}$	relation liant les fonctions de connexion aux fonctions de conversion
$\mathbf{R}_{M,Y}$	relation liant les fonctions de conversion aux variables de sortie
$\mathbf{R}_{M,Mg}$	relation liant les fonctions de conversion aux fonctions génératrices de conversion
$\mathbf{R}_{Mg,Y}$	relation liant les fonctions génératrices de conversion aux variables de sortie
\mathbf{R}_{ass}	relation d'asservissement liant les grandeurs de référence aux grandeurs de sortie
\mathbf{R}_{ond}	relation d'asservissement respective à la fonction onduleur
\mathbf{R}_{bil}	bilan de puissance
\mathbf{R}_{red}	relation d'asservissement respective à la fonction redresseur

6) Notations propres à la commande algorithmique

f	fréquence, à ne pas confondre avec la grandeur discrète f fonction de connexion
ω	pulsation
ω_n	pulsation naturelle
ζ	amortissement
$h(\omega)$	fonction de transfert d'un interpolateur
$n11, n21, n22, n31$	coefficients respectifs au numérateur des fonctions de transfert échantillonnées du filtre d'entrée
$d1, d2, d3$	coefficients respectifs au dénominateur des fonctions de transfert échantillonnées du filtre d'entrée
bm_1, bm_0	coefficients respectifs au numérateur de la fonction de transfert échantillonnée du filtre de sortie
am_1, am_0	coefficients respectifs au dénominateur de la fonction de transfert échantillonnée du filtre de sortie
α, ω_p	paramètres respectifs à la dynamique de la boucle lente
$ul(k.T_e)$	loi de commande linéarisante
$ur(k.T_e)$	loi de commande par retour d'état
$[Kr]$	vecteur contenant les coefficients de la contre réaction d'état
$p1, p2$	valeurs des pôles (continus) du filtre d'entrée
$p1r, p2r$	valeurs des pôles (discrets) placés par le retour d'état
$num(z), den(z)$	expression polynomiale (en z) du numérateur et du dénominateur de la fonction de transfert équivalente (du filtre d'entrée) après stabilisation par retour d'état
$numc(z), denc(z)$	expression polynomiale (en z) du numérateur et du dénominateur de la fonction de transfert du correcteur de la boucle rapide
$num_s(z), den_s(z)$	expression polynomiale (en z) du numérateur et du dénominateur de la fonction de transfert du système après mise en série du correcteur
$numf(z), denf(z)$	expression polynomiale (en z) du numérateur et du dénominateur de la fonction de transfert de la boucle fermée

$numa(z), dena(z)$	expression polynomiale (en z) du numérateur et du dénominateur de la fonction de transfert permettant la compensation des pôles et des zéros inutiles
$nump(z), denp(z)$	expression polynomiale (en z) du numérateur et du dénominateur de la fonction de transfert équivalente au système régulé
M_{gain}	marge de gain
M_p	marge de phase
M_m	marge de module
τ_r	retard pur du système
$numl(z), denl(z)$	expression polynomiale (en z) du numérateur et du dénominateur du correcteur de la boucle lente
$numt(z), dent(z)$	expression polynomiale (en z) du numérateur et du dénominateur de la fonction de transfert permettant la compensation des zéros et pôles inutiles de la boucle lente
n_1, n_2	coefficients respectifs au numérateur du correcteur de la boucle lente
P	puissance active consommée par le redresseur
Q	puissance réactive consommée par le redresseur
P_{max}	puissance active maximale consommée par le redresseur
Q_{max}	puissance réactive maximale consommée par le redresseur
S_{max}	puissance maximale consommée par le redresseur
$[P_1, P_2]$	domaine de variation de la puissance active pour lequel un fonctionnement à facteur de puissance unitaire est possible
Q_0	puissance réactive consommée par le filtre d'entrée
ρ	amplitude de la fonction génératrice
γ	déphasage de la fonction génératrice par rapport à la tension réseau

7) Notation propre au contrôle des modes de marche

\bar{m}_g	vecteur regroupant des valeurs discrétisées de la fonction génératrice
\hat{m}_g	estimation de la fonction génératrice de conversion
\tilde{m}_g	vecteur des valeurs discrétisées de la fonction génératrice approchée
I_i	variables d'entrée de l'approximation non-linéaire variables d'entrée d'un neurone
N_I	Nombre de variables d'entrées de l'approximation non-linéaire Nombre d'entrées d'un neurone
\bar{I}_i	vecteur d'entrée regroupant des valeurs discrétisées de l'entrée N_I
σ	variance des données issues du vecteur \bar{I}_i
n	nombre d'échantillons utilisés pour réaliser l'approximation non-linéaire discrète
α	indice d'une valeur numérique issue d'un vecteur
W_{ii}^I	gain à affecter aux données issues de l'entrée I_i poids de la connexion entre l'entrée I_i et le neurone i de la couche ¹
B_i^I	biais à affecter aux données issues de l'entrée I_i

	biais (ou seuil) du neurone i de la couche ^I
O_i^I	sortie du neurone i de la couche ^I
\vec{O}_i^I	vecteur regroupant les valeurs numériques de \vec{I}_i après traitement numérique
$[O^I]$	matrice regroupant les vecteurs \vec{O}_i^I
\vec{V}_i	vecteurs propres de $[O^I]$
$[\vec{V}]$	matrice regroupant les vecteurs propres \vec{V}_i
λ_i	valeurs propres de $[O^I]$
N_H	ordre de la série de fonctions non-linéaires
	nombre de neurones cachés
W_{ij}^H	paramètres respectifs à l'influence de chaque entrée sur une fonction non-linéaire
	poids de la connexion placée entre le neurone i de la couche ^I et le neurone j de la couche ^H
\vec{W}_{ij}^H	vecteur regroupant les paramètres W_{ij}^H
S_j^H	somme pondérée des entrées
	transformation linéaire effectuée dans le neurone j de la couche ^H
ΔS_j^H	domaine de variation de la somme pondérée des entrées
W_{jl}^O	paramètres respectifs à l'approximation non-linéaire de \hat{m}_g
	poids de la connexion placée entre le neurone j de la couche ^H et le neurone l de la couche ^O
\vec{W}_l^O	vecteur regroupant les paramètres W_{jl}^O
φ_j	fonction non-linéaire de l'approximation
	fonction non-linéaire du neurone j
$\vec{\varphi}_j$	vecteur regroupant les valeurs numériques générées par la fonction φ_j
$[\Phi]$	matrice regroupant les vecteurs $\vec{\varphi}_j$
E	erreur entre la fonction génératrice et son approximation en fonction des paramètres W_{jl}^O
$\bar{E} \min$	valeur du minimum de E
\mathcal{E}_{min}	erreur d'approximation moyenne
a	indice de couche { $a=I$ -> couche d'entrée, $a=H$ -> couche cachée, $a=O$ -> couche de sortie}
p	indice de la couche précédant la couche considérée ^a
N_p	nombre de neurones dans la couche précédente
R	sortie d'un réseau de neurones
ΔW_{ij}^a	gradient de l'erreur E par rapport au poids W_{ij}^a

φ'_j	dérivée de la fonction non-linéaire φ_j
η	pas de convergence de l'algorithme d'apprentissage

8) Symboles et opérations mathématiques

L'exposant ^T correspond à l'opération mathématique de transposition, l'exposant ⁻¹ à l'inversion matricielle, l'exposant ⁺ à la pseudo-inversion.

j	symbole mathématique respectif aux quantités imaginaires
R	partie réelle
Im	partie imaginaire
p	opérateur de Laplace
L [...]	transformée de Laplace de l'expression entre crochets
F [...]	transformée de Fourier de l'expression entre crochets
z	opérateur d'échantillonnage
Z [...]	transformée échantillonnée de l'expression entre crochets
Pos[x]	fonction pas: Pos[x]=1 si $x>1$ sinon Pos[x]=0
Signe [x]	SIGNE [x] = -1 si $x<1$, SIGNE [x]=0 si $x=0$, SIGNE [x]>1 si $x>1$
δ	impulsion de Dirac
\mathfrak{R}^3	espace à trois dimensions
\mathfrak{R}^2	espace à deux dimensions
τ	variable d'intégration
A	ampère
V	volt

9) Abréviations

B.C.C.	Bloc de Contrôle des Commutations
A.C.R.	Automate de Commande Rapprochée
M.C.P.	Micro Calculateur de Processus
A.C.M.M.	Automate de Contrôle des Modes de Marche
M.L.I.	Modulateur/Modulation de Largeur d'Impulsions
D.S.P.	Processeur de Signaux Discrets
C.A.N.	Convertisseur Analogique Numérique
C.N.A.	Convertisseur Numérique Analogique
M.O.S.	Semi-conducteur Metal Oxyde
E.P.R.O.M.	Mémoire morte effaçable et programmable
P.M.	Mémoire Programme
D.M.	Mémoire Donnée
A.L.U.	Unité Arithmétique et Logique
M.A.C.	Multiplieur Accumulateur
D.A.G	Générateur d'adresses
Mips	Million d'instructions par seconde

TABLE DES MATIERES

« Celui qui vient au monde pour ne rien troubler ne mérite ni égards ni patience. »

René CHAR

AVANT-PROPOS

AVANT-PROPOS	II
---------------------------	-----------

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE	1
------------------------------------	----------

Chapitre I:

**CARACTERISATION DES CONVERTISSEURS
A STRUCTURE MATRICIELLE**

INTRODUCTION	6
1) LES INTERRUPTEURS STATIQUES	7
1.1) CARACTERISTIQUES DES INTERRUPTEURS.....	7
1.2) BIDIRECTIONNALITE ET COMMANDABILITE	8
1.3) DEFINITION DE LA FONCTION DE CONNEXION	9
2) LE CIRCUIT ELECTRIQUE ET LA FONCTION DE COMMUTATION	10
2.1) CARACTERISATION DES SOURCES	10
2.2) LA MATRICE D'INTERRUPTEURS	11
2.2.1) <i>Principe</i>	11
2.2.2) <i>Représentation formelle</i>	12
2.3) LA FONCTION DE COMMUTATION.....	13
3) LES GRANDEURS ELECTRIQUES ET LEURS FONCTIONS DE CONVERSION	13
3.1) DEFINITION DE LA MATRICE DE CONVERSION	13
3.1.1) <i>Conversion des courants</i>	13
3.1.2) <i>Conversion des tensions</i>	15
3.2) DEFINITION DE LA FONCTION DE CONVERSION.....	16
4) LE MODELE DE CONNAISSANCE	17
4.1) PARTIE OPERATIVE, PARTIE COMMANDE.....	17
4.2) LA FONCTION GENERATRICE.....	19
4.3) GRAPHE INFORMATIONNEL.....	19
5) MODELE DE COMMANDE	21
6) L'AUTOMATE DE COMMANDE RAPPROCHEE	22
CONCLUSION	24

Chapitre II:

METHODE DE SYNTHESE DES FONCTIONS DE CONNEXION

INTRODUCTION.....	26
1) GENERATION DES FONCTIONS DE CONNEXION	28
1.1) EXISTENCE DE LA RELATION INVERSE.....	28
1.2) RELATION ENTRE FONCTIONS DE COMMUTATION ET FONCTIONS DE CONNEXION.....	28
2) CONVERSION DES COURANTS.....	30
2.1) EXISTENCE DE LA RELATION INVERSE.....	30
2.2) LA MATRICE DE CONVERSION N'EST PAS NULLE	31
2.2.1) <i>Une méthode simple</i>	31
2.2.2) <i>Une méthode générale</i>	35
2.3) LA MATRICE DE CONVERSION EST NULLE.....	41
2.4) PASSAGE DE LA MATRICE DE CONVERSION A LA MATRICE DE COMMUTATION	42
3) CONVERSION DES TENSIONS	42
4) APPLICATION AUX CONVERTISSEURS USUELS.....	43
4.1) TRANSFORMATION MONOPHASEE / MONOPHASEE	43
4.1.1) <i>Représentation</i>	43
4.1.2) <i>Génération des connexions</i>	44
4.1.3) <i>Conversion des courants</i>	45
4.1.4) <i>Conversion des tensions</i>	47
4.1.5) <i>Détermination du paramètre β</i>	48
4.1.5.1) Principe	48
4.1.5.2) Passage de $[M] \neq 0$ à $[M]=0$	48
4.1.5.3) Etude d'une séquence.....	49
4.1.5.4) Répartition des commutations	49
4.2) TRANSFORMATION MONOPHASEE / TRIPHASEE	51
4.2.1) <i>Transformation monophasée en tension / triphasée en courant</i>	51
4.2.1.1) Représentation.....	51
4.2.1.2) Génération des connexions.....	51
4.2.1.3) Conversion des courants.....	52
4.2.1.4) Conversion des tensions	55
4.2.1.5) Détermination du paramètre β	56
4.2.1.5.1) Passage de $[M] \neq 0$ à $[M]=0$	56
4.2.1.5.2) Etude des séquences	56
4.2.1.5.3) Répartition des commutations	57
4.2.2) <i>Transformation triphasée en tension / monophasée en courant</i>	58
4.2.2.1) Représentation.....	58
4.2.2.2) Génération des connexions.....	58
4.2.2.3) Conversion des courants.....	59
4.2.2.4) Conversion des tensions	62
4.2.2.5) Détermination du paramètre β	62
4.2.2.5.1) Passage de $[M] \neq 0$ à $[M]=0$	62
4.2.2.5.2) Etude des séquences	63
4.2.2.5.3) Répartition des commutations	64

5) GENERALISATION A D'AUTRES REPRESENTATIONS DES GRANDEURS ELECTRIQUES.....	64
5.1) PRINCIPE.....	64
5.2) SOURCES DE COURANT EN POLYGONE	65
5.3) CONVERSION DE SOURCES DE COURANT TRIPHASEES POLYGONALES.....	67
5.4) SOURCES DE TENSION EN ETOILE	69
5.5) CONVERSION DE SOURCES DE TENSION TRIPHASEES EN ETOILE	72
6) LE MODULATEUR ET SA FONCTION GENERATRICE	74
6.1) PRINCIPE.....	74
6.2) MODULATEURS DE PERIODE CONSTANTE.....	74
6.2.1) <i>Principe</i>	74
6.2.2) <i>Modulation sinusoïdale</i>	75
6.3) MODULATEURS DE PERIODE VARIABLE.....	78
6.3.1) <i>Principe</i>	78
6.3.2) <i>Le relais à hystérésis</i>	78
6.3.3) <i>Le modulateur intégral</i>	81
6.4) LE MODULATEUR DE LARGEUR ET DE POSITION D'IMPULSIONS	81
CONCLUSION	83

Chapitre III:

COMMANDE ALGORITHMIQUE POUR LA FONCTION REDRESSEUR DE TENSION

INTRODUCTION.....	85
1) LE CONVERTISSEUR TENSION/COURANT _ PRESENTATION.....	87
1.1) DESCRIPTION DU CIRCUIT DE PUISSANCE	87
1.2) CONSIDERATIONS SUR LA DIMENSION DES FILTRES.....	88
1.2.1) <i>Filtre de sortie</i>	88
1.2.2) <i>Filtre d'entrée</i>	88
2) MODELISATION DU REDRESSEUR.....	89
2.1) PRINCIPE.....	89
2.2) MODELISATION ET CONTROLE DE LA PARTIE COMMANDE	90
2.3) MODELISATION DE LA PARTIE OPERATIVE PAR SCHEMA BLOC	91
2.4) MODELISATION DU MODULATEUR	92
2.5) MODELISATION DE L'ENSEMBLE MODULATEUR ET CONVERTISSEUR.....	97
2.6) MODELISATION DE LA PARTIE OPERATIVE PAR FORMALISME D'ETAT	101
2.61) <i>Equations d'état</i>	101
2.62) <i>Commandabilité et Observabilité</i>	102
3) OBJECTIFS DE LA COMMANDE.....	103
4) ASSERVISSEMENT DU COURANT SINUSOÏDAL.....	105
4.1) LINEARISATION DYNAMIQUE	105
4.2) STABILITE ET RETOUR D'ETAT.....	106
4.3) DETERMINATION DU CORRECTEUR DE LA BOUCLE FERMEE	109
4.4) ROBUSTESSE DU CORRECTEUR.....	113
5) SIMULATION DE L'ASSERVISSEMENT DU FILTRE D'ENTREE.....	114
5.1) VALIDATION DE L'APPROXIMATION DU MODULATEUR PAR UN BLOQUEUR	114
5.2) INFLUENCE DU TEMPS DE CALCUL	115
6 REGULATION DU COURANT CONTINU	117
6.1) BILAN DE PUISSANCE.....	117
6.2) DETERMINATION DE LA COMMANDE DU FILTRE DE SORTIE	118
7 COMMANDE ET SIMULATION DU SYSTEME	120
7.1) DETERMINATION DE LA COMMANDE DU SYSTEME	120
7.2) RESULTATS DE LA SIMULATION	122

Table des matières

8 FONCTIONNEMENT A FAIBLE PUISSANCE	125
8.1) ORIGINE DES DEPHASAGES	125
8.2) MODELISATION DU REDRESSEUR FONCTIONNANT EN FAIBLE PUISSANCE.....	127
8.3) CONTROLE DU DEPHASAGE DU COURANT D'ENTREE.....	128
8.4) RESULTATS.....	131
CONCLUSION	132

Chapitre IV:

STRATÉGIES POUR LE CONTRÔLE DES MODES DE MARCHES

INTRODUCTION.....	135
1) CONTROLE DES MODES DE MARCHÉ PAR COMMANDE HIERARCHIQUE	136
1.1) STRUCTURE DE LA COMMANDE HIERARCHIQUE	136
1.2) LIMITE DE LA COMMANDE HIERARCHIQUE.....	140
2) INTERPOLATION PAR FONCTIONS ORTHOGONALES	141
2.1) MOTIVATION	141
2.2) EXPRESSION MATHÉMATIQUE DE L'APPROXIMATION.....	143
2.3) DÉVELOPPEMENT EN SÉRIE DE FONCTIONS ORTHOGONALES	144
2.4) ACQUISITION DES DONNÉES ET FORMULATION VECTORIELLE.....	146
2.5) REPRÉSENTATION DES DONNÉES.....	148
2.6) ORIENTATION SPATIALE DES ENTRÉES	149
2.6.1) <i>Dépendance linéaire entre les entrées</i>	149
2.6.2) <i>Application de l'Analyse par Composante Principale à la généralisation</i>	151
2.7) DÉTERMINATION DES PARAMÈTRES DE L'APPROXIMATION NON-LINÉAIRE	153
2.7.1) <i>Transformation non-linéaire</i>	153
2.7.2) <i>Minimisation discrète de l'erreur d'approximation par pseudo inverse</i>	154
2.8) RÉSUMÉ ET MISE EN ŒUVRE	155
3) COMMANDE ADAPTATIVE PAR RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS	157
3.1) INTRODUCTION	157
3.2) GÉNÉRALITÉS	159
3.3) MISE EN GARDE	159
3.4) PRÉSENTATION DU RESEAU DE NEURONES UTILISÉ	160
3.4.1) <i>Le neurone artificiel</i>	160
3.4.2) <i>Topologie du réseau</i>	161
3.5) MISE EN ŒUVRE DU RESEAU DE NEURONES DANS LE SYSTÈME DE COMMANDE	162
3.5.1) <i>Incorporer la connaissance dans le réseau de neurones</i>	162
3.5.2) <i>Détermination de l'architecture du réseau</i>	163
3.5.2) <i>Initialisation</i>	165
3.6) APPRENTISSAGE	165
3.6.1) <i>Principe</i>	165
3.6.2) <i>Adaptation des poids des connexions de la couche de sortie</i>	166
3.6.3) <i>Adaptation des poids des connexions de la couche cachée</i>	166
3.6.4) <i>Adaptation des poids des connexions de la couche d'entrée</i>	167
3.6.5) <i>Amélioration de la précision</i>	168
CONCLUSION	172

Chapitre V:

RÉALISATION EXPERIMENTALE

INTRODUCTION.....	174
1) DESCRIPTION DU CIRCUIT DE PUISSANCE	175
1.1) NATURE DES INTERRUPTEURS.....	175
1.2) CARTE DE MESURES ET D'ACQUISITION	176
2) PRESENTATION DU SYSTEME DE COMMANDE.....	176
2.1) DECOMPOSITION DU SYSTEME DE COMMANDE PAR MODULES	176
2.2) CARTE D'ISOLEMENT ET D'APPLICATION DES COMMANDES	177
2.3) LE GENERATEUR DE CONNEXIONS	178
2.4) LE PROCESSEUR DE SIGNAUX DISCRETS	180
2.4.1) Généralités et Particularités de l'ADSP-21020.....	180
2.4.2) Présentation générale des cartes périphériques du D.S.P.....	182
2.4.3) Démarche générale de programmation	183
2.4.4) Fonctionnalité générale du logiciel	184
3) ETUDE DE LA COMMANDE EN BOUCLE OUVERTE.....	185
4) ETUDE DE LA COMMANDE HIERARCHIQUE	187
CONCLUSION	189

CONCLUSION GÉNÉRALE

CONCLUSION GENERALE	191
----------------------------------	------------

ANNEXES

ANNEXE 1	194
APPLICATION D'UNE METHODE SIMPLE DE SYNTHÈSE DES FONCTIONS DE CONNEXION SUR L'EXEMPLE D'UN CONVERTISSEUR TRIPHASE EN TENSION / HEXAPHASE EN COURANT.....	194
ANNEXE 2	196
CALCUL DES EQUATIONS D'ETAT DISCRETISEES.....	196
ANNEXE 3	198
DETERMINATION DU RETOUR D'ETAT STABILISANT.....	198
ANNEXE 4	200
DETERMINATION DE LA FONCTION DE TRANSFERT EQUIVALENTE EN AMONT DU RETOUR D'ETAT.....	200
ANNEXE 5	201
CONDITIONS DE GROSSIERETE.....	201
ANNEXE 6	203
DETERMINATION DU CORRECTEUR PERMETTANT L'ASSERVISSEMENT DU COURANT D'ENTREE.....	203
ANNEXE 7	206
COMPENSATION DES RETARDS PURS PAR UN PREDICTEUR NUMERIQUE DE SMITH.....	206
ANNEXE 8	209
DEVELOPPEMENT EN SERIE DE FONCTIONS ORTHOGONALES.....	209
ANNEXE 9	211
DISPOSITIF EXPERIMENTAL.....	211

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE	213
----------------------------	------------

INDEX DES NOTATIONS

INDEX DES NOTATIONS	217
----------------------------------	------------

FORMALISME DE MODELISATION ET DE SYNTHESE DES COMMANDES APPLIQUE AUX CONVERTISSEURS A STRUCTURE MATRICIELLE

Bruno FRANCOIS

Mots clés :

convertisseur statique, modélisation, commande, modulation, réseau de neurones, processeur de signal, redresseur de tension, convertisseur matriciel, interpolation orthogonale

Résumé :

Un convertisseur statique de puissance constitue généralement l'articulation de deux axes, l'un comprenant les sources et les charges, l'autre l'ensemble des organes de commande disposés selon une hiérarchie fonctionnelle.

Les travaux rassemblés dans ce mémoire concernent une méthode de conception systématique de l'axe de commande.

Des concepts de modélisation déjà établis par ailleurs sont enrichis dans un objectif de généralisation d'une part, de formalisation d'autre part.

L'inversion du modèle de connaissance ainsi obtenu conduit à déterminer la fonction devant être remplie par *l'Automate de Commande Rapprochée* : asservissement des grandeurs électriques rapides, modulation, génération des connexions. Cette dernière fonctionnalité fait l'objet de propositions originales dans l'art et la manière de synthétiser une séquence optimisée de commande des interrupteurs. Les ordres de fermeture et d'ouverture sont à définir selon la nature de la conversion à réaliser ; la méthode proposée, d'abord appliquée à une structure monophasée est ensuite présentée dans le cadre des structures triphasées / monophasées usuelles. Une technique particulière de modulation est nécessaire pour la réalisation d'optimisations : le modulateur de largeur et de position d'impulsions.

L'étage hiérarchique supérieur est désigné *Micro Calculateur de Processus*. Il est chargé d'élaborer les consignes des grandeurs électriques internes au convertisseur. Les algorithmes requis sont parfois différents selon le niveau de puissance ou la multiplicité des fonctionnements du convertisseur concerné.

Dans ces conditions, un étage de supervision du système, *l'Automate de Contrôle des Modes de Marche*, en assure la coordination par l'introduction d'une cohérence dans les objectifs issus du cahier des charges. Cette ressource décisionnelle est indispensable à l'optimisation des performances lors des transitions entre algorithmes. A cette fin, l'auteur propose des solutions originales, par interpolation et par réseaux de neurones.

Des validations expérimentales, mettant alors en oeuvre une architecture matérielle reposant sur un processeur de signal illustrent quelques unes des solutions exposées et prouvent le bien-fondé du formalisme de synthèse.