

gen 2000 2497

S0376
1997
83

N° d'ordre: 2000

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : GENIE ELECTRIQUE

par

Arnaud DELEU

Ingénieur E.N.S.A.M.



Méthodologie de description fonctionnelle
pour la synthèse des commandes des
convertisseurs bidirectionnels.
Contrôle des commutations et algorithmes.

le 6 mai 1997, devant la commission d'examen :

MM. G. SEGUIER	Président
C. GLAIZE	Rapporteur
G. MANESSE	Rapporteur
J.P. HAUTIER	Directeur de thèse
P. DELARUE	Examineur
X. GUILLAUD	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 Nationale d'Arts et Métiers (E.N.S.A.M.) de Lille, sous la direction de Monsieur le Professeur J.P. HAUTIER, responsable du Groupe Commande.

Je suis très honoré que Monsieur Glaize, Professeur à l'Université des Sciences et Techniques du Languedoc et directeur du Laboratoire d'Electrotechnique de Montpellier, et Monsieur Manesse, Professeur au Conservatoire National d'Arts et Métiers (C.N.A.M.), aient accepté la charge de rapporteur malgré leurs nombreuses activités.

J'exprime mes remerciements à Monsieur le Professeur Séguier qui a bien voulu examiner mon travail et présider ce jury.

Je remercie également Monsieur P. Delarue, Maître de Conférence à l'Université des Sciences et Technologies de Lille pour avoir bien voulu examiner mon travail et participer au jury.

Je tiens à remercier très vivement Monsieur le Professeur J.P. HAUTIER de l'Ecole Nationale d'Arts et Métiers de Lille pour la direction technique de cette thèse.

Mes remerciements vont également :

à Monsieur X. GUILLAUD, Maître de Conférence à l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers de Lille, pour le temps qu'il m'a consacré, pour ses conseils des plus utiles et son esprit de synthèse qui fut indispensable à l'aboutissement de ce travail.

à Monsieur le Professeur C. ROMBAUT, de l'Ecole Centrale de Lille, Directeur du L2EP, pour les moyens qu'il met à la disposition des doctorants afin de mener à bien leurs travaux.

à tout mes collègues du LGES et particulièrement à Monsieur D. Loriol pour la chaleureuse et amicale ambiance dans laquelle se sont déroulés ces années.

Enfin, je ne peux terminer sans témoigner toute mon affection envers ma famille qui m'a permis d'aller au bout de mes études dans les meilleures conditions.

Introduction générale

La conversion d'énergie électrique est une adaptation d'une source à une autre (générateur et récepteur), réalisée selon une stratégie définie en fonction de l'utilisation.

Le champ d'application est très vaste et couvre la plupart des domaines de l'industrie moderne : chargeurs de batteries, alimentations sans coupure, variation de vitesse des machines électriques, compensation et dépollution des réseaux... Les puissances contrôlées vont de quelques watts à quelques mégawatts.

Ces transformations, autrefois réalisées par des convertisseurs électromécaniques, essentiellement des machines tournantes, sont aujourd'hui effectuées par des convertisseurs statiques moins lourds et plus performants.

Un convertisseur statique est constitué d'un ensemble d'interrupteurs statiques formant un réseau maillé réalisant un organe de liaison, d'adaptation ou de transformation entre le générateur et le récepteur. Dans le cas idéal, il permet de contrôler le transfert d'énergie électrique du générateur vers le récepteur avec un rendement unitaire.

Il est généralement accompagné d'éléments réactifs : condensateurs, inductances (et transformateurs) assurant le stockage et le transfert de l'énergie électrique, mais également le filtrage des ondes de tension et de courant. Ils sont généralement lourds, encombrants, coûteux, donc facteurs de réduction de la puissance massique.

L'ensemble des convertisseurs statiques à semi-conducteurs de puissance est très étendu en raison, d'une part, de nombreux types de conversion à réaliser (alternatif/continu, fréquence fixe/fréquence variable, ...) et, d'autre part, des différents éléments semi-conducteurs (diodes, transistors, thyristors). Cette diversité des fonctions a conduit naturellement à associer des noms à chacune d'entre elles. Des études remarquables ont été menées sur les principes fondamentaux de la conversion statique dans l'objectif de rendre systématique la synthèse de structures [FOC 89].

La dénomination usuelle des convertisseurs en est un exemple flagrant, puisqu'il y a une confusion évidente entre le convertisseur lui-même et la fonction principale pour laquelle il est prévu. Citons l'exemple de l'*onduleur de tension* : on lui associe naturellement une structure à six interrupteurs disposés entre une source de tension et trois sources de courant (les phases d'une machine électrique triphasée, par exemple). Or, cette même topologie connectée à un réseau électrique triphasé peut prendre le nom de *redresseur*, *filtrage actif*, ... Par

ailleurs, même dans le cas d'entraînements électriques, l'onduleur, par sa nature bidirectionnelle, est susceptible de fonctionner en redresseur lors des phases de récupération d'énergie. Remarquons enfin que, si ce convertisseur *ondule* effectivement la tension, il *redresse*, tout autant, les courants de source en raison de sa nature de double modulateur. Cet exemple très connu montre à l'évidence la confusion réalisée dans le choix du nom de ce convertisseur entre sa topologie et sa fonction. Les exemples de ce type sont fréquents en Electronique de puissance. Il est donc nécessaire de définir un vocabulaire, des notations cohérentes et des méthodes d'analyse claires.

Le travail présenté ici est une contribution à ces objectifs : description des fondements de la conversion d'énergie électrique au travers de dispositifs à semi-conducteurs, proposition de terminologie, vocabulaire et méthodes adaptées. Il s'inscrit dans la continuité des travaux initiés au laboratoire depuis de nombreuses années [HAU 85], [MAN 87], [GUI 92], [FRA 96].

Dans un premier temps, cette démarche s'attache à décrire les interrupteurs élémentaires (diode, transistor, thyristor) puis leurs différentes associations à l'aide des réseaux de Petri, outils particulièrement précis de description (fonctionnement des interrupteurs) et même de synthèse (nouvelles fonctionnalités d'interrupteur). Le fonctionnement complet de l'Interrupteur Bidirectionnel et BiCommandable (I.B.B.C.) est l'aboutissement de cette première étape. Le réseau de Petri, appliqué à la description du fonctionnement d'une cellule de commutation élémentaire, conduit, à partir d'une analyse sans a priori, à une véritable démarche de conception de la commande de la cellule en fonction des interrupteurs qui la composent. On définit ainsi les deux premiers niveaux de commande que sont :

- le Bloc de Caractérisation Fonctionnelle (B.C.F.) qui permet de synthétiser une fonctionnalité particulière d'un interrupteur en modifiant sa commande en fonction de son environnement électrique,
- le Bloc de Contrôle des Commutations qui traite les ordres logiques de commande en assurant la sécurité de fonctionnement ; c'est en général à ce niveau que se situent les problèmes technologiques les plus aigus.

Le convertisseur est ensuite présenté comme un assemblage de n_c cellules de commutation à n_k interrupteurs : il en découle une dénomination de *convertisseur* n_c/n_k exclusivement liée à sa topologie et non à sa fonction. La modélisation, basée sur un système de représentation minimale, est facilitée par l'usage du Graphe Informationnel Causal (G.I.C.) [FAU 92] qui permet une présentation graphique, concise et complète, de l'ensemble des éléments constitutifs de l'Axe de Puissance. L'inversion du graphe [HAU 96] établit de

manière rigoureuse toutes les étapes de la commande algorithmique décomposée en trois niveaux :

- l'Automate de Commande Rapprochée (A.C.R.) : il convertit les résultats du M.C.P. en ordres compatibles avec la commande des composants,
- le Micro Calculateur de Processus (M.C.P.) : il assure la régulation du processus et le contrôle de l'ensemble A.C.R. - convertisseur - charge,
- l'Automate de Contrôle de Modes de Marche (A.C.M.M.) : c'est le niveau hiérarchique le plus élevé de la commande ; il gère les différents modes de fonctionnement du système et le dialogue avec l'extérieur.

La figure 1 regroupe les cinq niveaux de commande d'un système électrotechnique ainsi que les liens existants entre ces différents niveaux, bus d'observation (informations analogiques), bus de contrôle (informations logiques de sécurité et de changement de mode) et bus de commande. Cette structuration ne correspond pas systématiquement à une matérialisation mais constitue, avant tout, un découpage séparant clairement les fonctionnalités propres à la commande.

La seconde partie est une application de la démarche proposée précédemment dans le cas de la conception et de la réalisation d'une source de courant continu bidirectionnelle à facteur de puissance quasi unitaire, sur un réseau monophasé ou triphasé. Outre la commande des interrupteurs proprement dits, l'intérêt principal réside dans l'exploitation complète de la fonctionnalité du convertisseur en privilégiant, suivant le cas de figure, la modulation du courant redressé ou la modulation des tensions alternatives. La complémentarité de ces deux types de commandes permet de résoudre clairement le problème complexe du fonctionnement de ce convertisseur pour les faibles valeurs de courants redressés (cas du démarrage ou du changement de signe).

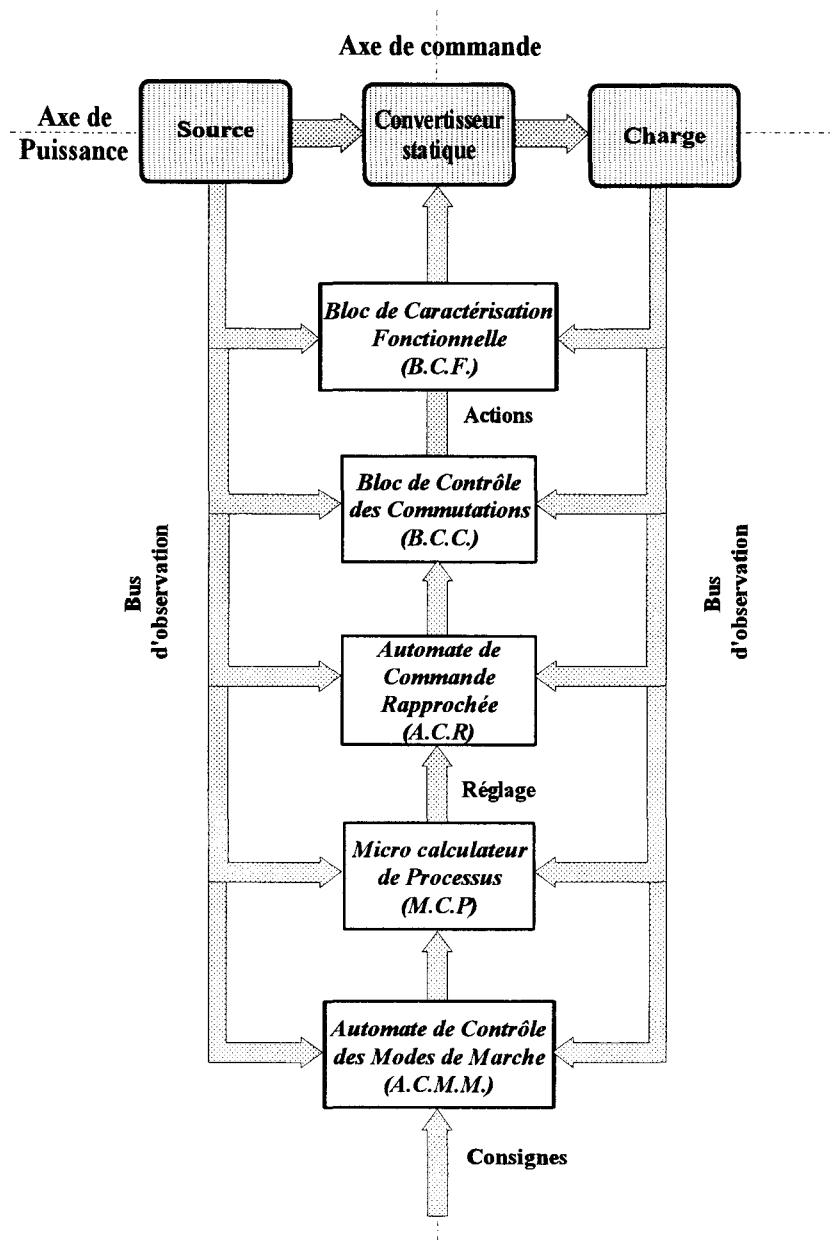


Figure 1 : Structure générale d'un système électrotechnique.

Partie I

Synthèse fonctionnelle d'une structure de conversion

Dans cette première partie, divisée en deux chapitres, nous présentons une démarche rigoureuse d'élaboration de la commande d'un convertisseur dans son environnement.

Celle-ci débute par la présentation des différents types d'interrupteurs (simples et formés de l'association de semi-conducteurs). Ceux-ci sont ensuite associés au sein d'une cellule de commutation à deux interrupteurs dont on déduit les règles de fonctionnement à partir d'une analyse *sans a priori* des mécanismes de commutation, grâce aux réseaux de Petri. Cette étude est généralisée à une cellule à n interrupteurs où n'interviennent plus que deux types de B.C.C. en fonction de la bidirectionnalité des interrupteurs.

La démarche se poursuit par la modélisation de tous les éléments constitutifs d'un Axe de Puissance type, utilisé en électronique de puissance. Il en résulte un modèle global, unifié et adapté à l'élaboration de la commande ainsi qu'un vocabulaire approprié. Le Graphe Informationnel Causal semble l'outil le plus adéquat pour cette modélisation.

1. Programmation fonctionnelle d'une cellule de commutation bidirectionnelle

INTRODUCTION

Ce chapitre décrit finement les mécanismes de commutation entre interrupteurs en vue de l'élaboration de leur commande.

Nous présentons, d'abord, les différents types d'interrupteurs :

- simples : constitués d'un seul composant semi-conducteur (diode, transistor, thyristor),
- association de semi-conducteurs comme, par exemple, l'Interrupteur Bidirectionnel et BiCommandable (I.B.B.C.),
- interrupteurs dont la fonctionnalité est synthétisée par intervention sur la commande (ex : le thyristor dual).

Ce dernier point fait l'objet d'une attention toute particulière puisqu'il conduit à définir le premier niveau de la commande appelé *Bloc de Caractérisation Fonctionnelle* (B.C.F.).

Dans un second temps, nous décrivons l'association élémentaire d'interrupteurs, appelée cellule de commutation. Les règles de bon fonctionnement de cette cellule sont déduites d'une analyse sans a priori des mécanismes de commutation dans une cellule à deux interrupteurs, grâce aux réseaux de Petri. Il en découle alors la nécessité de définir un deuxième niveau de commande appelé *Bloc de Contrôle des Commutations* (B.C.C.) [GUI 94], [HAU 89] qui permet de respecter, à tout instant, les lois définies précédemment.

Dans les applications à des cas particuliers, on s'attache tout particulièrement aux cellules à Interrupteurs Bidirectionnels et BiCommandables [GUI 96-1], [GUI 92], [GLA 92], [GLA 90], [HAU 90] qui sont utilisées dans la suite.

La dernière partie du chapitre propose des solutions pour le Bloc de Contrôle des Commutations d'une cellule à n interrupteurs.

1.1 L'INTERRUPTEUR IDEALISE

1.1.1 DEFINITION

Un interrupteur idéalisé possède deux états distincts : connexion ouverte ou connexion fermée.

On suppose que :

- les commutations entre les états sont instantanées,
- la chute de tension est nulle à l'état passant,
- le courant est nul à l'état bloqué.

Compte tenu de ces caractéristiques idéalisées, il n'est le siège d'aucune perte d'énergie.

La caractéristique statique de cet interrupteur idéalisé se confond donc dans le plan tension-courant avec les axes non bornés.

1.1.2 DESCRIPTION PAR RESEAU DE PETRI

1.1.2.1 PRESENTATION

Le fonctionnement dynamique de l'interrupteur idéalisé peut être décrit au moyen d'un réseau de Petri (cf. figure 1.1) interprété à deux places correspondant à ses deux états possibles. Les conditions de transition à l'ouverture (*CO*) et à la fermeture (*CF*) sont définies à partir d'une fonction logique entre la *commande interne* (*CI*) (grandeurs électriques propres à la Partie Opérative) et la *commande externe* (*CE*) (commande rapprochée).

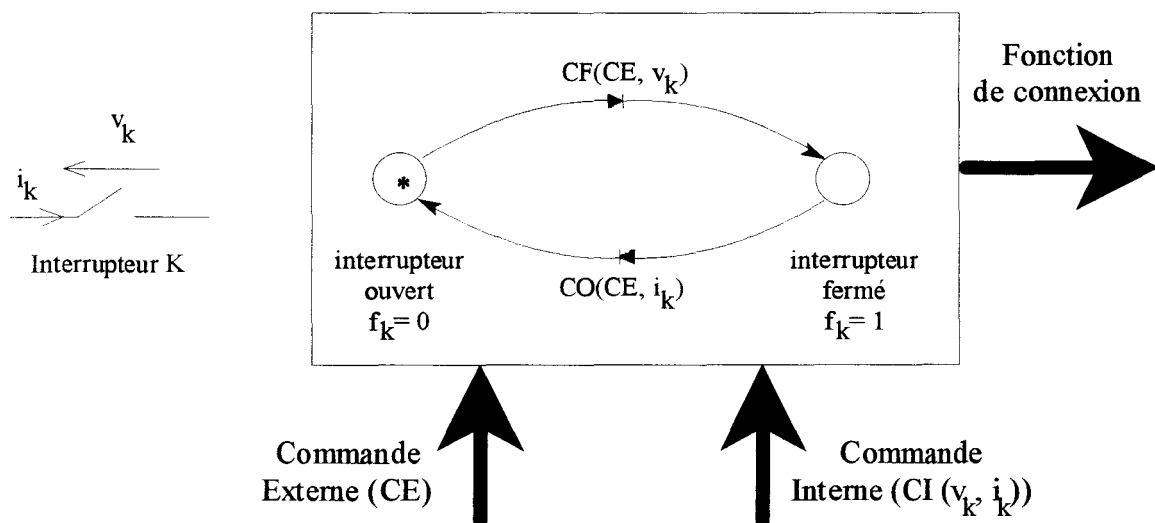


Figure 1.1 : réseau de Petri d'un interrupteur idéal.

En ce qui concerne CF , seule une condition sur la tension v_k aux bornes de l'interrupteur peut intervenir dans la commande interne. Pour CO , seule une condition sur le courant i_k dans l'interrupteur peut intervenir dans la commande interne. L'analyse de ces conditions de transition permet de caractériser l'interrupteur considéré.

Remarque : l'ensemble de l'étude qui suit est basé sur des interrupteurs idéaux afin d'en simplifier la présentation, mais reste valable pour des interrupteurs non idéalisés à condition d'y ajouter des états intermédiaires décrivant les mécanismes de la commutation.

1.1.2.2 MODE DE COMMUTATION

Si le changement d'état d'un interrupteur est attaché au changement d'état de la commande interne (CI) (par exemple $v_k \uparrow 0$), la commutation est dite *spontanée*. Celle-ci peut être conditionnée par la commande externe (CE) (par exemple $(v_k \uparrow 0).B$).

Si le changement d'état d'un interrupteur est attaché au changement d'état de la commande externe (CE), la commutation est dite *commandée*. Celle-ci peut être conditionnée par la commande interne (CI) (par exemple $B.(v_k > 0)$).

1.1.2.3 DEFINITION DE LA FONCTION DE CONNEXION

On définit la *fonction de connexion* f_k comme l'état de l'interrupteur :

$f_k = 1$: interrupteur fermé

$f_k = 0$: interrupteur ouvert

On peut alors dire qu'un réseau de Petri a deux champs d'entrée (commande externe, commande interne) et un champ de sortie (fonction de connexion).

1.1.3 CARACTERISATION DES INTERRUPTEURS

1.1.3.1 MODE DE COMMANDE

Si la condition de transition à la fermeture (CF) d'un interrupteur est indépendante de la commande interne (CI), celui-ci peut être défini comme *inconditionnellement commandable à la fermeture*.

Si la condition de transition à l'ouverture (CO) d'un interrupteur est indépendante de la commande interne (CI), celui-ci peut être défini comme *inconditionnellement commandable à l'ouverture*.

1.1.3.2 BIDIRECTIONNALITE EN COURANT

Un interrupteur est *unidirectionnel en courant* si, et seulement si, le *changement de signe du courant impose l'ouverture* de celui-ci. La condition d'ouverture peut alors se décomposer de la manière suivante :

$$CO = CO' + (i_k \downarrow 0) \quad \text{ou} \quad CO = CO' + (i_k \uparrow 0) \quad (1.1)$$

CO' : condition d'ouverture faisant intervenir la commande externe.

Réciproquement, on dit qu'un interrupteur est bidirectionnel en courant si le changement de signe du courant n'entraîne pas nécessairement l'ouverture de celui-ci.

Remarque : la formulation $(i_k \uparrow 0)$ ou $(i_k \downarrow 0)$ (resp. $(v_k \uparrow 0)$ ou $(v_k \downarrow 0)$) signifie que le courant (resp. la tension) passe par zéro par valeur positive ou négative.

1.1.3.3 BIDIRECTIONNALITE EN TENSION

Par dualité, on dit qu'un interrupteur est *unidirectionnel en tension* si, et seulement si, le *changement de signe de la tension impose la fermeture* de celui-ci :

$$CF = CF' + (v_k \downarrow 0) \quad \text{ou} \quad CF = CF' + (v_k \uparrow 0) \quad (1.2)$$

CF' : condition de fermeture faisant intervenir la commande externe.

Réciproquement, on dit qu'un interrupteur est *bidirectionnel en tension* si le changement de signe de la tension n'entraîne pas nécessairement la fermeture de celui-ci.

1.1.3.4 INTERRUPTEUR BIDIRECTIONNEL BICOMMANDABLE (I.B.B.C.)

Un interrupteur est dit *bidirectionnel et bicommandable* si, et seulement si :

- il est *bidirectionnel en courant et en tension*,
- il est *commandable à l'ouverture et à la fermeture*.

1.1.4 INTERRUPTEURS ELEMENTAIRES

La présentation des réseaux de Petri décrivant le fonctionnement dynamique des différents composants élémentaires mis à la disposition de l'utilisateur est maintenant nécessaire pour pouvoir choisir ultérieurement le composant répondant aux besoins.

1.1.4.1 DIODE

La diode est un élément à commutations spontanées tant à l'ouverture qu'à la fermeture, donc unidirectionnel en tension et courant.

La figure 1.2 présente le réseau de Petri qui lui est associé.

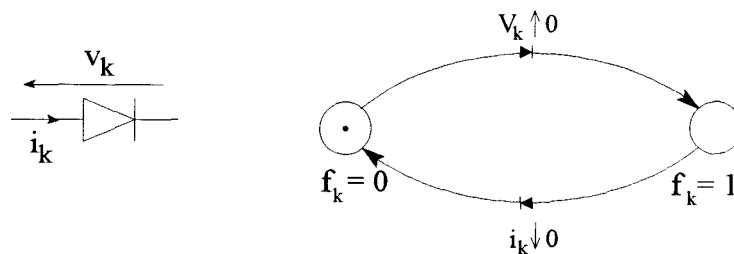


Figure 1.2 : réseau de Petri associé à la diode.

1.1.4.2 THYRISTOR

Le thyristor est un élément à fermeture commandée mais à ouverture spontanée ; compte tenu des définitions données aux paragraphes 1.1.3.2 et 1.1.3.3, il est bidirectionnel en tension et unidirectionnel en courant.

Le réseau de Petri qui lui est associé est présenté figure 1.3.

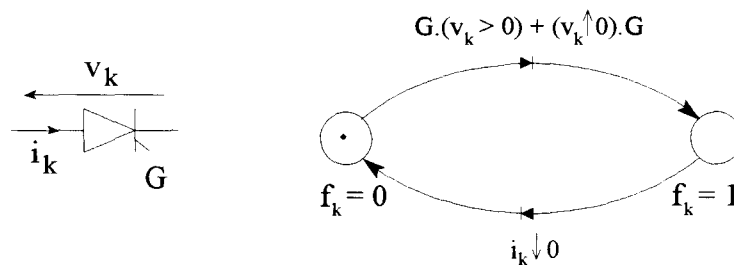


Figure 1.3 : réseau de Petri associé au thyristor.

1.1.4.3 TRANSISTOR

Le transistor est un élément bicommandable (à la fermeture et à l'ouverture).

La figure 1.4 présente le réseau de Petri associé au transistor.

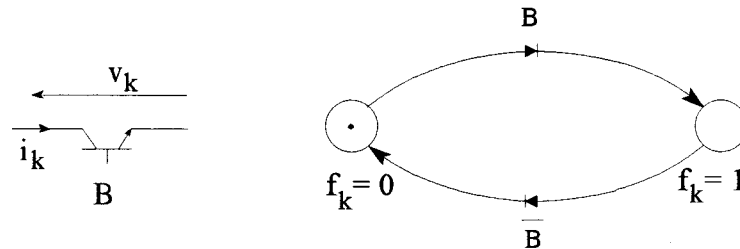


Figure 1.4 : réseau de Petri associé au transistor.

Toutefois, il convient de préciser qu'en pratique, un transistor de puissance n'est jamais considéré comme un interrupteur strictement bidirectionnel en raison des faibles niveaux de tension et de courant inverses qu'il peut supporter. Ce problème peut être résolu en lui associant une diode soit en série (bidirectionnalité en tension) soit en parallèle (bidirectionnalité en courant).

Il faut noter cependant que des recherches se poursuivent pour augmenter les niveaux de tension et les courants inverses acceptables et ainsi concevoir un véritable *Interrupteur Bidirectionnel et BiCommandable* (I.B.B.C.) monolithique.

1.1.5 ASSOCIATIONS

A partir des composants simples présentés au paragraphe précédent, il est possible d'obtenir d'autres caractéristiques en les associant en parallèle ou en série. On obtient ainsi un interrupteur de synthèse.

Nous n'étudierons que les associations transistors-diodes en rejetant en annexe B les solutions à thyristors qui sortent de notre objectif.

1.1.5.1 ASSOCIATION PARALLELE TRANSISTOR-DIODE

L'association en antiparallèle d'un transistor (T) et d'une diode (D) unidirectionnels en courant est décrite au moyen du réseau de Petri à trois places présenté figure 1.5 :

- place n°0 : Les deux composants sont ouverts,
- place n°1 : T est fermé, D ouvert,
- place n°2 : T est ouvert, D fermé.

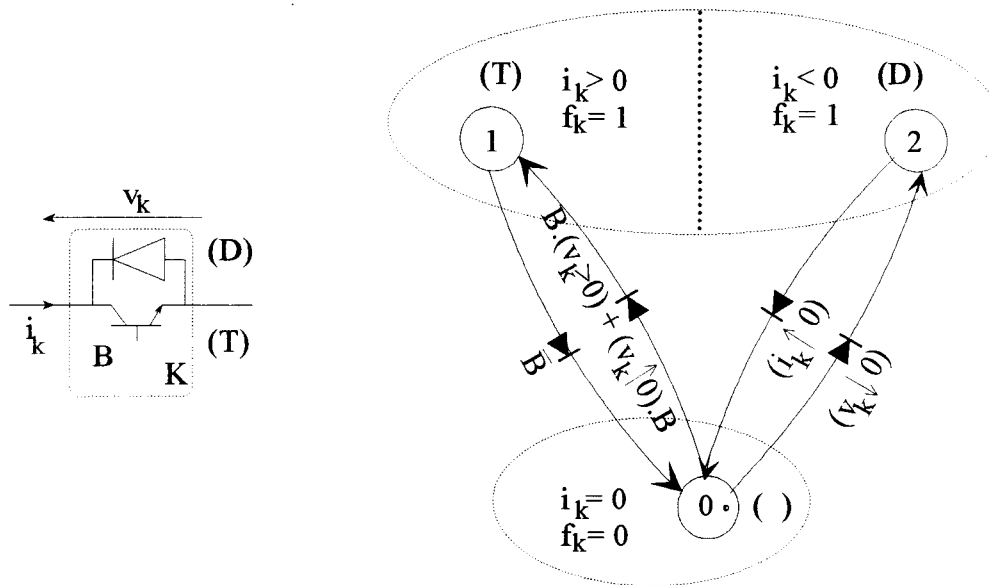


Figure 1.5 : transistor et diode en antiparallèle.

Remarque : l'interrupteur K est le composant formé de l'association des deux composants (T et D).

On peut remarquer d'une part, que l'interrupteur est toujours fermé lorsque le transistor est commandé, d'autre part, que le changement de signe du courant entraîne le passage fugitif dans la place 0 . Une tension apparaît alors aux bornes de l'interrupteur qui induit une commutation *spontanée* de la diode ou du transistor si celui-ci est commandé. C'est pour cette raison que nous avons distingué lors de la transition de la place 0 à la place 1 , la commutation commandée, $B.(v_k > 0)$, de la commutation spontanée, $(v_k \uparrow 0).B$.

La figure 1.6 montre le réseau de Petri simplifié de l'interrupteur de synthèse constitué de l'association des deux composants. **La condition de fermeture est la somme logique des conditions de fermeture des deux composants élémentaires :**

$$CF = \begin{array}{l} B.(v_k > 0) \\ \text{Commutation} \\ \text{commandée} \\ \text{du transistor} \end{array} + \begin{array}{l} (v_k \uparrow 0).B \\ \text{Commutation} \\ \text{spontanée} \\ \text{du transistor} \end{array} + \begin{array}{l} (v_k \downarrow 0) \\ \text{Commutation} \\ \text{spontanée} \\ \text{de la diode} \end{array} \quad (1.3)$$

Pour que l'interrupteur s'ouvre, il est nécessaire que l'un des deux composants se bloque **sans que l'autre ne s'allume spontanément.**

Ceci se traduit sous forme logique de la manière suivante :

$$CO = \overline{B} \cdot (i_k > 0) + (i_k \uparrow 0) \cdot \overline{B} \quad (1.4)$$

Commutation commandée du transistor	Commutation spontanée de la diode
---	---

Remarque : Dans tous les produits logiques, nous choisissons de placer en premier la condition entraînant *effectivement* la commutation. Dans ces conditions une commutation commandée fait apparaître en premier une condition sur la commande externe (CE), une commutation spontanée une condition sur la commande interne (CI).

D'après les définitions données précédemment (cf. paragraphes 1.1.3.2 et 1.1.3.3), l'examen des conditions de transition (1.3) et (1.4) montre que l'interrupteur *K* est bidirectionnel en courant mais pas en tension.

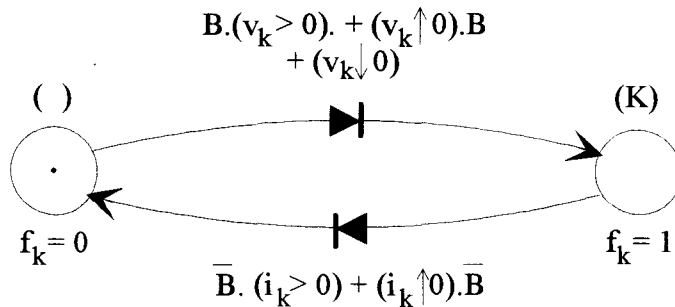


Figure 1.6 : réseau de Petri simplifié.

1.1.5.2 ASSOCIATION SERIE TRANSISTOR-DIODE

A priori, on peut décrire une association série d'un transistor et d'une diode à l'aide d'un réseau de Petri à deux places présenté figure 1.7 :

- place n°0 : Les deux composants sont ouverts,
- place n°1 : *T* et *D* sont fermés.

Afin de simplifier l'explication, nous choisissons de distinguer sur la figure 1.7 la place *0⁻*, où le transistor est commandé, de la place *0⁺* où il ne l'est pas. On constate en effet que la nature des commutations mises en jeu est différente :

- commutation commandée entre les place *0* et place *1*,
- commutation spontanée entre les place *0'* et place *1*.

On peut conclure que l'interrupteur est toujours ouvert lorsque le transistor n'est pas commandé.

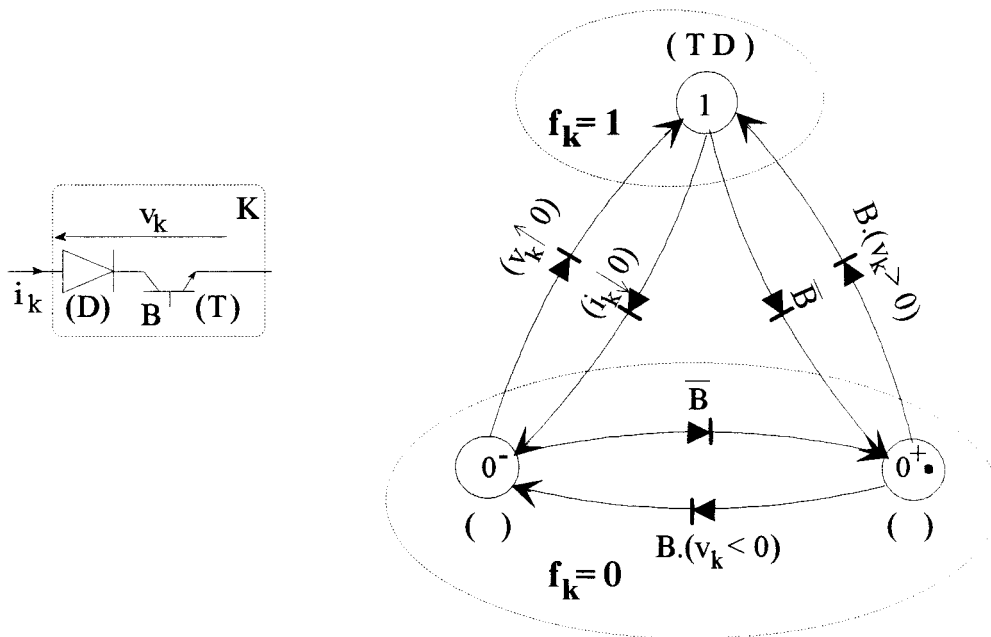


Figure 1.7 : transistor et diode en série.

La figure 1.8 montre le réseau de Petri à deux places associé à l'interrupteur de synthèse. La condition d'ouverture est la somme logique des conditions d'ouverture des deux composants.

$$CO = \bar{B} + (i_k \uparrow 0) \quad (1.5)$$

Commutation	+	Commutation	(1.5)
commandée		spontanée	
du transistor		de la diode	

Etant donné que les composants sont disposés en série, il est nécessaire, pour que l'interrupteur se ferme, que leurs conditions d'allumage respectives soient toutes deux vérifiées. Sachant qu'il est peu probable que deux conditions logiques changent d'état simultanément, la commutation se passe en général en deux temps :

- validation de la condition de fermeture pour l'un des composants (commande de base B pour le transistor, tension positive pour la diode),
- commutation effective lorsque la condition de transition de l'autre composant est validée.

Cela se traduit sous forme logique de la manière suivante :

$$CF = \underset{\substack{\text{Commutation} \\ \text{commandé e} \\ \text{du transistor}}}{B.(v_k > 0)} + \underset{\substack{\text{Commutation} \\ \text{spontané e} \\ \text{de la diode}}}{(v_k \uparrow 0).B} \quad (1.6)$$

Les conditions (1.5) et (1.6) montrent que l'interrupteur K est bidirectionnel en tension mais pas en courant.

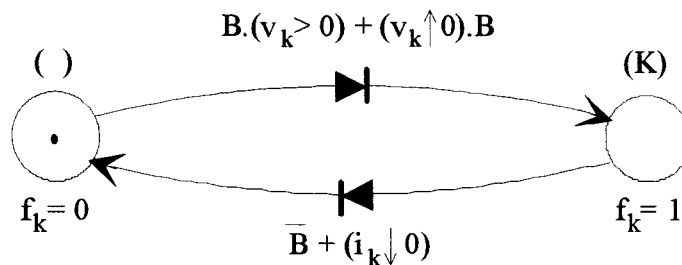


Figure 1.8 : réseau de Petri simplifié.

1.1.6 I.B.B.C. DE SYNTHÈSE

Nous vu au paragraphe 1.1.4.3 qu'il existe des interrupteurs bidirectionnels et bicommandables (basés sur les propriétés du transistor) mais dont les caractéristiques physiques ne sont pas satisfaisantes.

La figure 1.9 présente à la fois l'association en série de deux interrupteurs bidirectionnels en courant ou l'association en antiparallèle de deux interrupteurs bidirectionnels en tension. Dans la mesure où il ne peut pas y avoir de courant circulant dans la liaison qui figure en pointillé, le résultat des deux associations est identique et conduit, d'après les propriétés énoncées ci-dessus, à un interrupteur bidirectionnel en courant et en tension appelé Interrupteur Bidirectionnel BiCommandable (I.B.B.C.). Par défaut, le terme d'I.B.B.C. se réfère à cet interrupteur de synthèse.

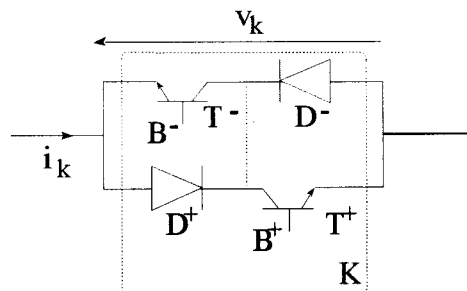


Figure 1.9 : I.B.B.C. de synthèse.

Remarque : l'indice + (resp -) est affecté aux commandes externes des transistors (B^+ et B^-) ainsi qu'aux semi-conducteurs (D^+ , T^+ et D^- , T^-) en fonction du signe respectivement positif ou négatif dans l'interrupteur K .

Le réseau de Petri de la figure 1.10 est décomposé en 5 places :

- place n^0 : interrupteur ouvert :
 $(f_k = 0)$ transistors non commandés,
- place n^0^+ : interrupteur ouvert :
 $(f_k = 0)$ transistor T^+ commandé,
- place n^0^- : interrupteur ouvert :
 $(f_k = 0)$ transistor T^- commandé,
- place n^1^+ : interrupteur fermé :
 $(f_k = 1)$ transistor T^+ , diode D^+ passants,
- place n^1^- : interrupteur fermé :
 $(f_k = 1)$: transistor T^- , diode D^- passants,

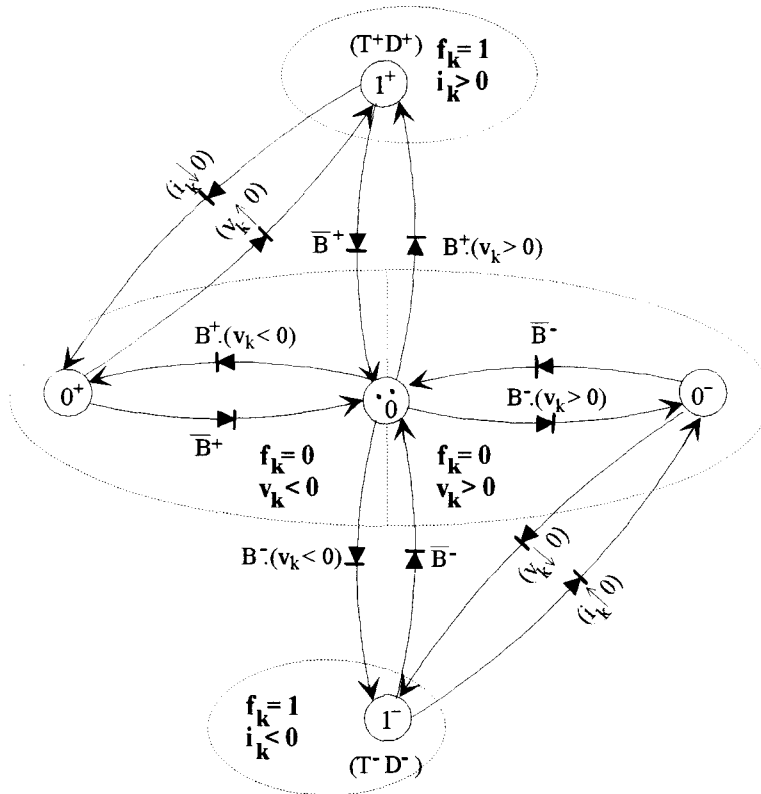


Figure 1.10 : réseau de Petri associé à l'I.B.B.C.

Afin de conserver une structure de réseau de Petri proche de celles déjà présentées, nous associons un jeton à chaque transistor pour décrire le fonctionnement de l'interrupteur. Dans ces conditions, un jeton (+) caractérise l'état de l'interrupteur K^+ , l'autre (-) l'état de l'interrupteur K^- . Mais toutefois, il est impossible d'avoir les deux jetons dans les places 0^+ et 0^- ou 1^+ et 1^- simultanément.

On peut citer deux cas de fonctionnement particulier :

- absence de commande sur l'un des transistors : on se ramène au cas de l'association en série Transistor-Diode. Ceci se traduit sur le réseau de Petri par l'un des jetons restant toujours en place 0 . Les places dans lequel celui-ci est susceptible de se trouver ne sont jamais activées,
- commande permanente sur l'un des transistors (par exemple T^-) : on retrouve alors le cas de l'association antiparallèle. En effet, en supposant que le jeton (+) se trouve en place 1^+ , le jeton (-) est alors nécessairement en place 0^- . Lorsque le signe de i_k change, le jeton (+) passe alors en place 0^+ ce qui entraîne l'apparition fugitive d'une tension v_k négative qui fait spontanément commuter la diode D^- : C'est le mécanisme de commutation transistor $T^+ \rightarrow$ diode D^- .

On peut maintenant appliquer les règles de fusion utilisées aux paragraphes précédents pour trouver les conditions d'ouverture et de fermeture de l'interrupteur de synthèse.

CF est la somme logique des conditions de fermeture des deux interrupteurs placés en antiparallèle (T^+, D^+ et T^-, D^-), soit :

$$CF = \begin{array}{cccc} B^+ \cdot (v_k > 0) & + & (v_k \uparrow 0) \cdot B^+ & + & B^- \cdot (v_k < 0) & + & (v_k \downarrow 0) \cdot B^- & (1.7) \\ \text{Commutation} & & \text{Commutation} & & \text{Commutation} & & \text{Commutation} & \\ \text{commandée} & & \text{spontanée} & & \text{commandée} & & \text{spontanée} & \\ \text{du transistor } T^+ & & \text{de la diode } D^+ & & \text{du transistor } T^- & & \text{de la diode } D^- & \end{array}$$

CO est la somme logique des conditions d'ouverture des deux interrupteurs placés en série (T^+, D^- et T^-, D^+), soit :

$$CO = \begin{array}{cccc} \overline{B^+} \cdot (i_k > 0) & + & (i_k \uparrow 0) \cdot \overline{B^+} & + & \overline{B^-} \cdot (i_k < 0) & + & (i_k \downarrow 0) \cdot \overline{B^-} & (1.8) \\ \text{Commutation} & & \text{Commutation} & & \text{Commutation} & & \text{Commutation} & \\ \text{commandée} & & \text{spontanée} & & \text{commandée} & & \text{spontanée} & \\ \text{du transistor } T^+ & & \text{de la diode } D^- & & \text{du transistor } T^- & & \text{de la diode } D^+ & \end{array}$$

Les conditions écrites ci-dessus découlent de l'analyse systématique de l'interrupteur de synthèse dont les commandes B^+ et B^- sont indépendantes.

De plus, si on a $B^+ = B^- = B$, les conditions (1.7) et (1.8) se simplifient et deviennent : $CF = B$ et $CO = \bar{B}$. On obtient ainsi un I.B.B.C.

1.1.7 BLOC DE CARACTERISATION FONCTIONNELLE (B.C.F.)

1.1.7.1 DEFINITION

Il est possible de modifier les caractéristiques de n'importe quel interrupteur commandable en pilotant les ordres de commande externe en fonction des grandeurs d'état du processus à contrôler. Dans certains cas, ces grandeurs peuvent être assimilées à la commande interne (v_k et i_k) et nous verrons dans un paragraphe ultérieur que ce n'est pas toujours possible.

Cette modification de caractéristique de l'interrupteur d'origine est réalisée au sein d'un bloc appelé *Bloc de Caractérisation Fonctionnelle*.

Il apparaît ainsi un niveau de commande supplémentaire correspondant à la commande externe de l'interrupteur synthétisé notée C sur la figure 1.11.

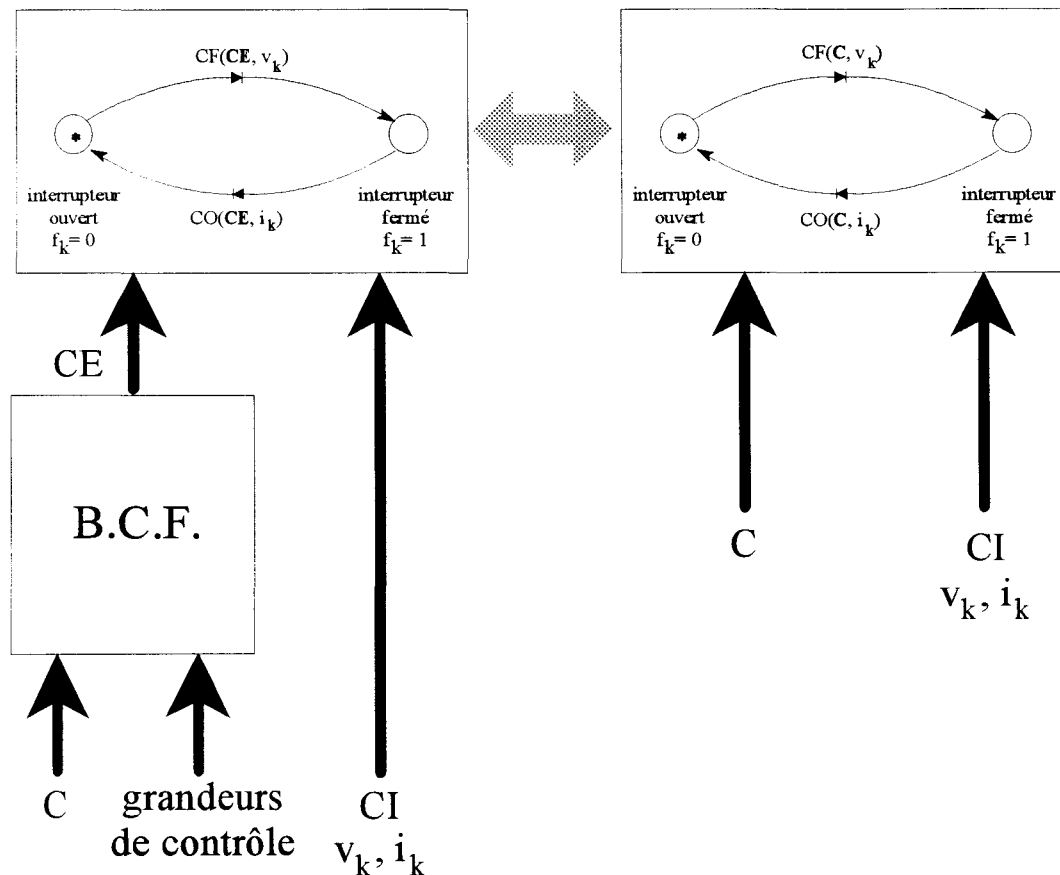


Figure 1.11 : Bloc de Caractérisation Fonctionnelle.

Une illustration pédagogique de la démarche basée sur le cas simple du thyristor va être présentée. L'exemple du thyristor dual montre ensuite l'intérêt du Bloc de Caractérisation Fonctionnelle dans la synthèse de nouvelles fonctionnalités. Deux autres applications seront présentées ultérieurement (cf. paragraphes 1.2.6.2.1 et 1.2.6.3.1).

Remarque : l'I.B.B.C. est choisi a priori parce qu'il peut synthétiser toutes les fonctionnalités des interrupteurs mais il est possible qu'un interrupteur plus simple (association transistor/diode en série ou en parallèle) soit suffisant pour synthétiser certaines fonctionnalités : un premier choix peut être fait en fonction de la bidirectionnalité de l'interrupteur à synthétiser.

1.1.7.2 FONCTION THYRISTOR

Le réseau de Petri du thyristor a été présenté au paragraphe 1.1.4.2. C'est un interrupteur bidirectionnel en tension mais pas en courant, la fonctionnalité du thyristor peut donc être synthétisée à l'aide de l'association série d'un transistor et d'une diode, en appliquant une commande particulière à B .

Pour synthétiser la logique de commande, on procède par identification des conditions de transition du thyristor et l'association transistor-diode en série (cf. équations (1.5) et (1.6)) :

- condition de fermeture :

<u>thyristor</u>	<u>transistor-diode en série</u>
$G.(v_k > 0) + (v_k \uparrow 0).G$	$B.(v_k > 0) + (v_k \uparrow 0).B$

Pour avoir l'équivalence des deux comportements, il suffit de poser $B = G$.

- condition d'ouverture :

<u>thyristor</u>	<u>transistor-diode en série</u>
$(i_k \downarrow 0)$	$\bar{B} + (i_k \downarrow 0)$

Il faut donc poser $\bar{B} = (i_k \downarrow 0)$.

L'analyse du lien à établir entre la commande externe et la commande interne fait apparaître un aspect séquentiel ($\bar{B} = i_k \downarrow 0$ pour le cas considéré) ce qui conduit à la description du B.C.F. sous forme d'un réseau de Petri.

Le *Bloc de Caractérisation Fonctionnelle* (B.C.F.) ainsi obtenu est présenté figure 1.12.

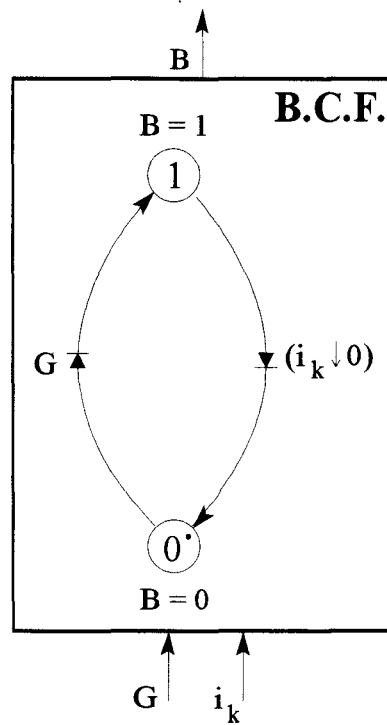


Figure 1.12 : reconstruction de la fonctionnalité thyristor.

1.1.7.3 FONCTION THYRISTOR DUAL [FOC 89]

A partir des propriétés du thyristor, il est possible de définir par dualité [FOC 80] les propriétés du thyristor dual [CHE 82] sans faire d'hypothèse sur la nature de ses éléments constitutifs.

Il vient :

- $CF = (v_k \downarrow 0)$,
- $CO = \overline{G} \cdot (i_k > 0) + (i_k \uparrow 0) \cdot \overline{G}$.

La figure 1.13 présente le réseau de Petri qui lui est associé.

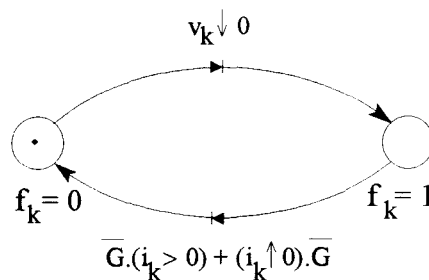


Figure 1.13 : réseau de Petri associé au thyristor dual.

Le thyristor dual étant un interrupteur bidirectionnel en courant mais pas en tension, sa synthèse peut être faite à partir de l'association transistor/diode en antiparallèle, par exemple.

En identifiant les conditions d'ouverture (cf. équation (1.3)) et de fermeture (cf. équations (1.4)), on obtient :

- la condition de fermeture :

$$(v_k \downarrow 0) \Leftrightarrow B.(v_k > 0) + (v_k \uparrow 0).B + (v_k \downarrow 0)$$

$$\text{d'où } B = (v_k \downarrow 0),$$

- la condition d'ouverture :

$$\overline{G}.(i_k > 0) + (i_k \uparrow 0).\overline{G} \Leftrightarrow \overline{B}.(i_k > 0) + (i_k \uparrow 0).\overline{B}$$

$$\text{d'où } \overline{B} = \overline{G}.$$

La figure 1.14 présente le B.C.F. permettant de reconstituer la fonctionnalité thyristor dual. On retrouve l'aspect séquentiel évoqué au paragraphe précédent ce qui impose d'utiliser un réseau Petri.

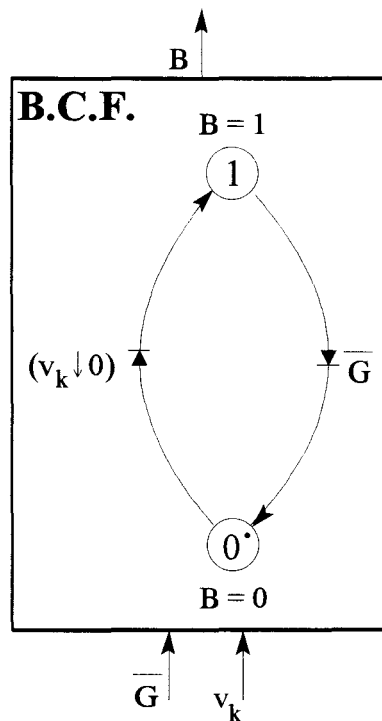


Figure 1.14 : reconstitution de la fonctionnalité thyristor dual.

Remarque : cet interrupteur ne peut pas être utilisé seul puisqu'il est susceptible de couper un courant ; il doit être intégré dans une cellule de commutation (cf. paragraphe 1.2).

1.1.8 CONCLUSION

Nous avons présenté ici une description du fonctionnement des interrupteurs à l'aide des réseaux de Petri. En partant d'exemples simples que sont les interrupteurs de base idéalisés, nous avons étudié les interrupteurs de synthèse constitués d'association (parallèle ou série) d'interrupteurs élémentaires. Nous avons montré ensuite qu'il était possible de constituer de nouvelles fonctionnalités d'interrupteurs en intervenant sur la commande externe au niveau du Bloc de Caractérisation Fonctionnelle.

Dans la pratique, l'interrupteur fonctionne rarement seul, il se trouve intégré au sein d'une cellule de commutation que nous allons maintenant introduire. Ceci va nous permettre, par ailleurs, de préciser certaines notions qu'il n'est pas possible de décrire complètement lorsque l'on ne s'intéresse qu'à l'interrupteur sans tenir compte de son environnement.

1.2 LA CELLULE DE COMMUTATION

1.2.1 INTRODUCTION

Nous allons nous intéresser au fonctionnement d'une cellule de commutation. A partir de la définition générale, nous préciserons certaines notions abordées dans l'étude des interrupteurs. Nous étudierons ensuite le fonctionnement détaillé d'une cellule à 2 interrupteurs afin d'en déduire les contraintes à apporter dans la commande des interrupteurs. Ceci nous conduit alors à définir la fonction et la structure du *Bloc de Contrôle des Commutations*.

Cette approche développée pour des raisons pédagogiques, dans le cas particulier d'une cellule à 2 interrupteurs, est généralisée ensuite à une cellule à n interrupteurs.

1.2.2 PRESENTATION

1.2.2.1 DEFINITION

Dans le cas général, une cellule de commutation est placée entre un groupement de source de courant et un groupement de source de tension (cf. figure 1.15).

La présentation de la cellule de commutation ne fait aucun a priori sur d'éventuelles liaisons entre les sources de courant i_{sj} et les sources de tension v_{sj} . Afin d'être le plus général possible dans la présentation, nous n'avons établi aucune liaison entre les sources de tension.

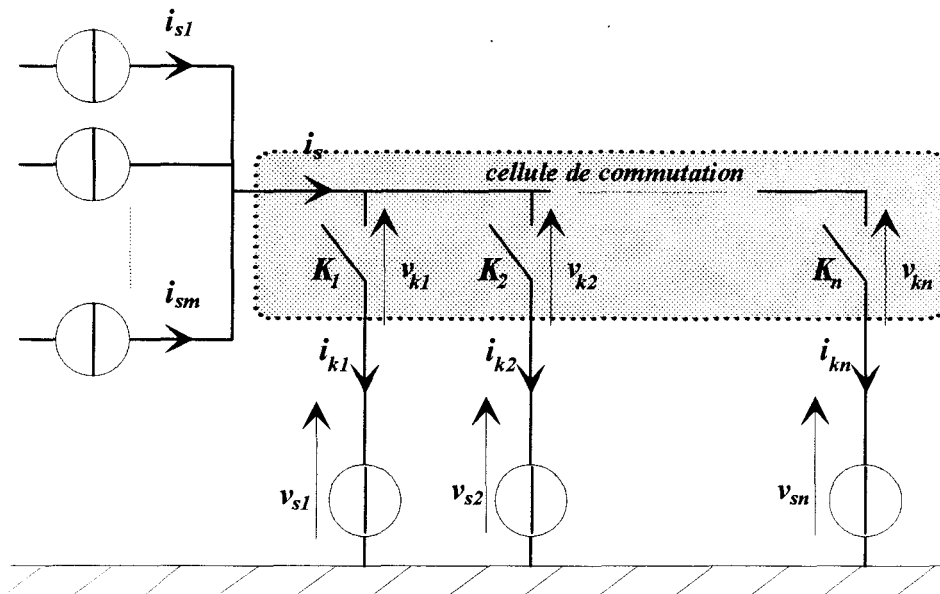


Figure 1.15 : présentation générale d'une cellule de commutation.

Par contre, l'analyse du fonctionnement de la cellule n'est en rien modifié si l'on regroupe toutes les sources de courant en une seule source équivalente. La présentation de la cellule peut alors se réduire à celle de figure 1.16.

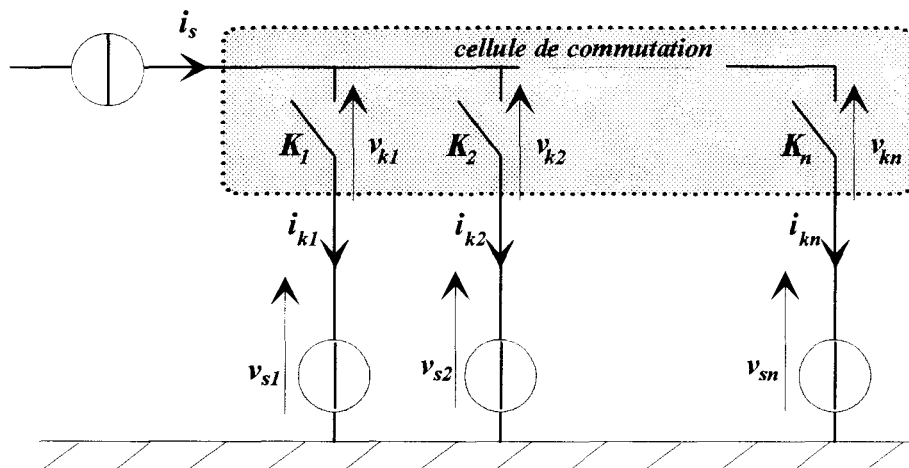


Figure 1.16 : cellule de commutation simplifiée.

1.2.2.2 RELATION FONDAMENTALE

Lorsque les grandeurs de sources ne s'annulent pas, les considérations énergétiques font qu'il ne peut y avoir qu'un seul interrupteur fermé à la fois dans une cellule de commutation. Cette contrainte se traduit par une relation fondamentale entre les fonctions de connexion des interrupteurs d'une même cellule :

$$\sum_{k=1}^n f_k = 1 \quad (1.9)$$

1.2.2.3 PRECISION SUR LA COMMANDE INTERNE D'UN INTERRUPTEUR

Nous avons d'abord présenté l'interrupteur seul avant de l'intégrer dans une cellule de commutation. Cette approche progressive, choisie pour des raisons pédagogiques, nous a limités dans l'analyse de certaines notions, en particulier, en ce qui concerne l'origine de la commande interne. Nous nous en sommes tenus à une définition de base en nous référant exclusivement aux grandeurs i_k et v_k sans nous soucier de l'origine de ces tensions et courants. En introduisant maintenant l'interrupteur dans son environnement, nous avons les moyens de préciser ces notions.

On peut exprimer les grandeurs i_k et v_k en fonction des grandeurs de source.

La détermination du courant i_k ne pose aucun problème puisqu'il suffit d'écrire $i_k = f_k \cdot i_s$.

La détermination de v_k suppose de connaître l'interrupteur en conduction (indice 0) ; on peut alors écrire $v_k = (1 - f_k) \cdot (v_{sk} - v_{s0})$.

L'entrée "Commande interne" sur le réseau de Petri de la figure 1.1 peut alors être précisée en remplaçant les grandeurs i_k et v_k par i_s , v_{sk} et v_{s0} (cf. figure 1.17).

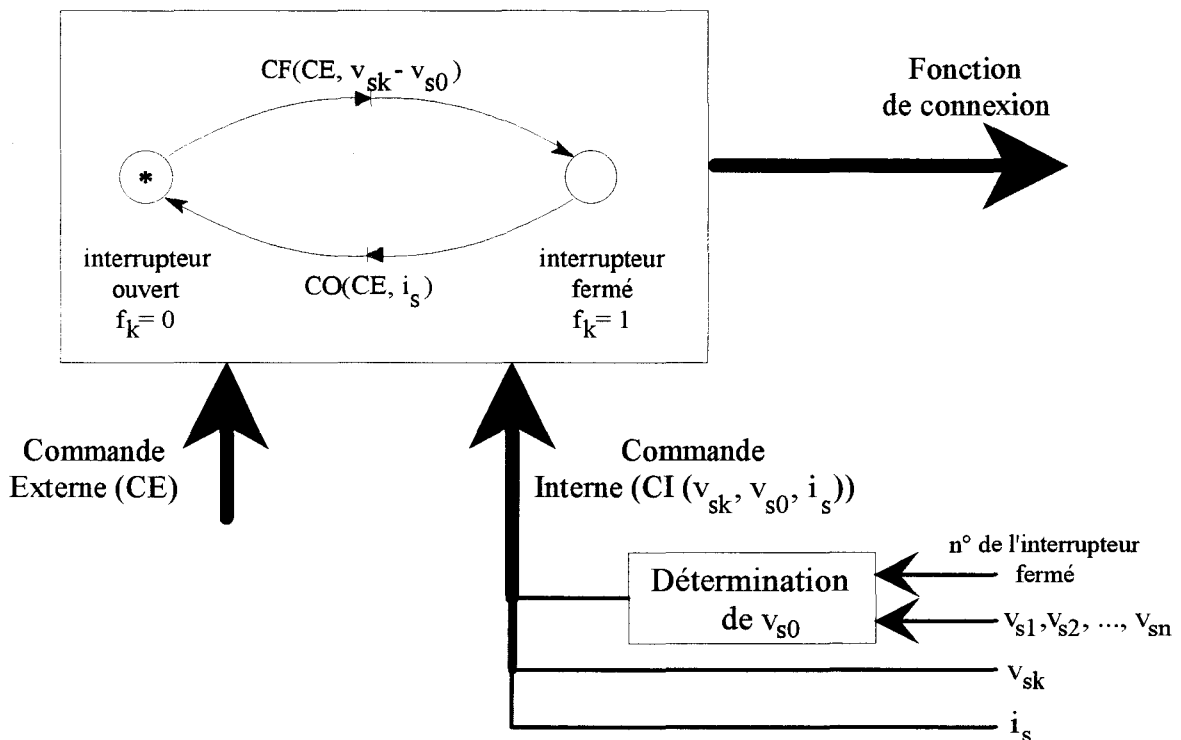


Figure 1.17 : détermination de la commande interne.

Remarque : dans la suite, les interrupteurs sont considérés tous bicommandables.

1.2.3 DESCRIPTION D'UNE CELLULE DE COMMUTATION ELEMENTAIRE

1.2.3.1 RESEAU DE PETRI

La cellule de commutation élémentaire à 2 interrupteurs (cf. figure 1.18) possède a priori quatre topologies différentes :

- place 0 : K_1 et K_2 sont ouverts ($f_1 = 0 ; f_2 = 0$),
- place 1 : K_1 fermé et K_2 ouvert ($f_1 = 1 ; f_2 = 0$),
- place 2 : K_2 fermé et K_1 ouvert ($f_1 = 0 ; f_2 = 1$),
- place 3 : K_1 et K_2 sont fermés ($f_1 = 1 ; f_2 = 1$).

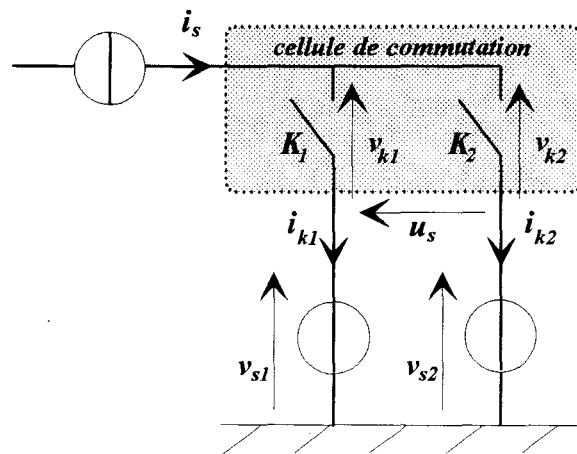


Figure 1.18 : cellule de commutation à 2 interrupteurs.

Sans faire d'hypothèse sur la nature des interrupteurs K_1 et K_2 , il est possible de connaître grâce au réseau de Petri de la figure 1.19 [HAU 85], l'état des fonctions de connexion f_1 et f_2 en rapport à la commande externe et interne. Ce graphe a été établi *sans a priori* afin de pouvoir examiner tous les cas pratiques susceptibles de se produire lors du passage d'un état à l'autre représenté par les places 1 et 2. k_i désigne la condition de fermeture de l'interrupteur K_i et \bar{k}_i sa condition d'ouverture.

On distingue deux types de commutation :

- commutation sans dissipation d'énergie (par les places 0 et 3), par passage de la tension ou du courant à zéro. Ces commutations sont nécessairement spontanées, c'est-à-dire liées à la Commande Interne (CI),
- commutation avec dissipation d'énergie (par les places 4, 5, 6 ou 7). Il s'agit de commutations commandées c'est-à-dire liées à la Commande Externe (CE). Suivant le cas, elles peuvent occasionner une impulsion de courant $\delta(t)_i$ (place 5 et 6) par court-circuit de la source de tension

(empiètement de fermeture) ou une impulsion de surtension $\delta(t)_u$ (place 4 et 7) par ouverture de la source de courant (empiètement d'ouverture).

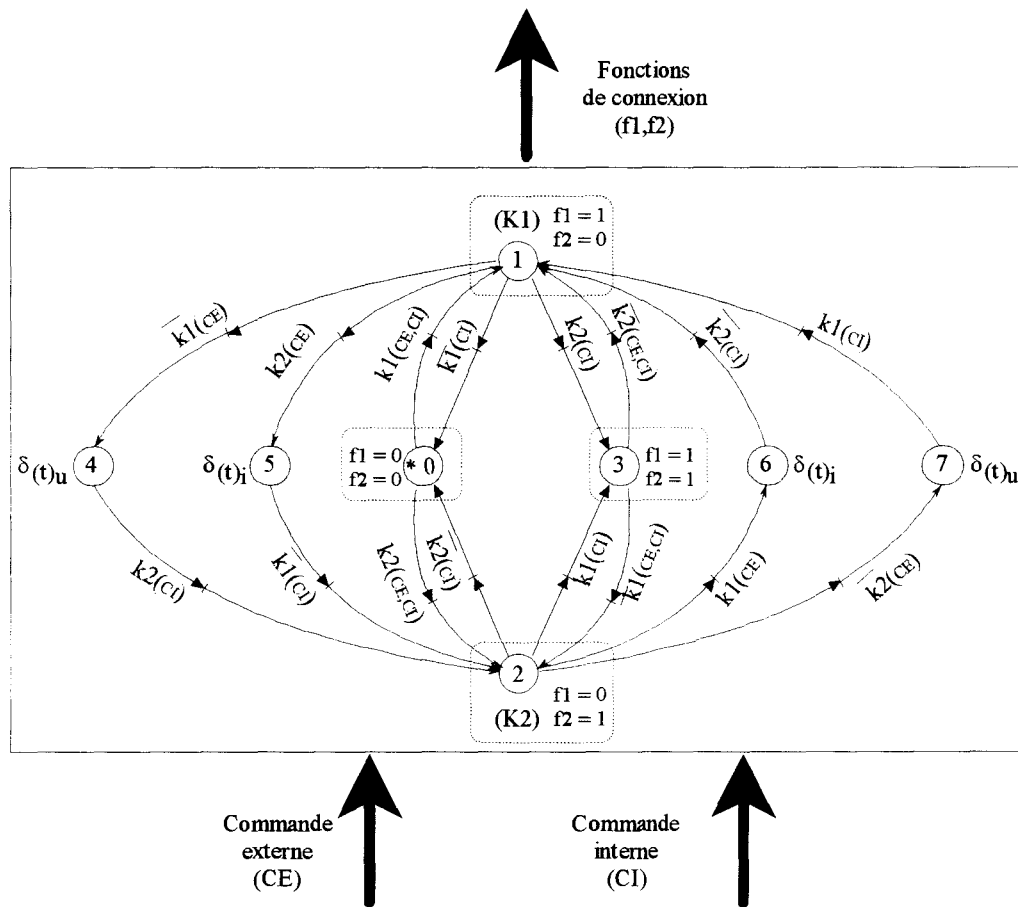


Figure 1.19 : réseau de Petri associé à la cellule de commutation élémentaire.

On retrouve la règle fondamentale permettant d'éviter la destruction des interrupteurs lors de la commutation :

l'apparition d'impulsion à la suite de la commutation commandée de l'un des interrupteurs doit entraîner la commutation instantanée de l'autre.

Il est donc indispensable de faire intervenir un niveau de commande chargé d'assurer le respect de cette règle fondamentale afin d'assurer le bon fonctionnement de la cellule. C'est l'origine du **Bloc de Contrôle des Commutations** (B.C.C.).

1.2.3.2 ORGANISATION DE LA COMMANDE D'UNE CELLULE DE COMMUTATION

On obtient alors une structuration très précise des niveaux bas de l'axe de commande (cf. figure 1.20) :

- f_{1ref} et f_{2ref} sont issus de l'Automate de Commande Rapprochée et représentent l'état souhaité des fonctions de connexion f_1 et f_2 ,

Remarque : dans le cas où les grandeurs de source ne s'annulent pas, il n'est pas nécessaire de transmettre ces deux valeurs puisqu'il existe nécessairement la relation rigide suivante :

$$f_{1ref} + f_{2ref} = 1$$

- le B.C.C. génère les ordres de commande externe des interrupteurs, avec le double objectif d'assurer :

◆ les égalités :

$$f_1 = f_{1ref},$$

$$f_2 = f_{2ref}.$$

◆ la condition de bon fonctionnement de la cellule énoncée ci-dessus.

Remarque : comme nous le verrons plus tard sur des exemples, ces deux objectifs sont contradictoires lors de la phase de commutation.

- dans le cas général, c'est le B.C.F. qui donne ensuite naissance à la commande effective des composants semi-conducteurs.

Il est clair que la structuration du B.C.C. dépend du type d'interrupteurs à commander or, le choix des interrupteurs dépend de la réversibilité des sources qui sont mises en jeu.

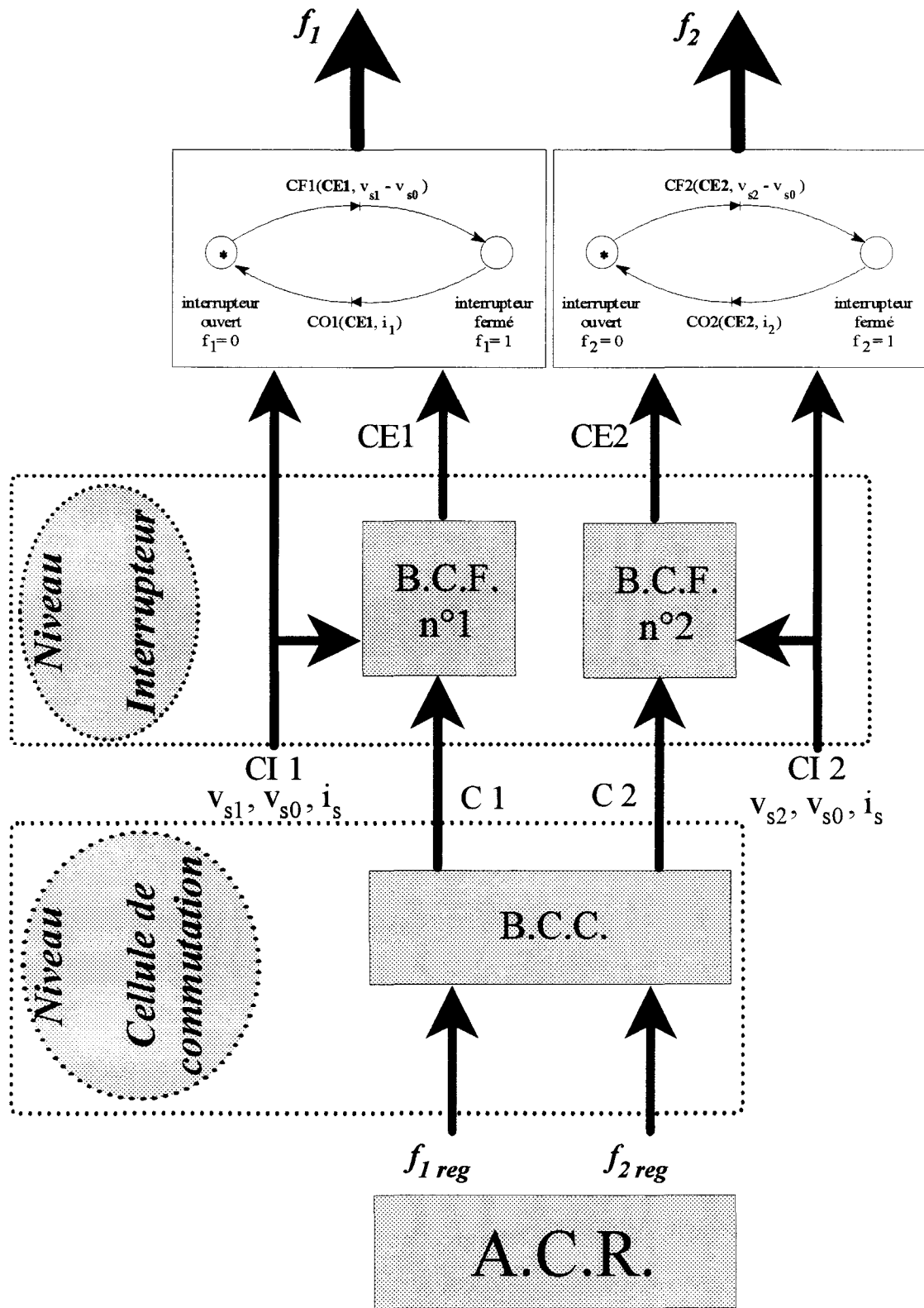


Figure 1.20 : organisation d'une cellule de commutation.

1.2.3.3 INFLUENCE DU TYPE DE SOURCE SUR LE CHOIX DES INTERRUPTEURS

Afin d'exploiter les réversibilités des sources, les interrupteurs de la cellule de commutation doivent au moins avoir les réversibilités de chacune des sources.

Afin d'illustrer l'ensemble de la démarche entreprise jusqu'ici, nous allons d'abord prendre deux exemples usuels (interrupteurs unidirectionnels en courant ou en tension) pour expliquer la construction du Bloc de Contrôle des Commutations. Nous étudions ensuite le cas où les interrupteurs sont des I.B.B.C. ; la méthode développée jusqu'ici conduit alors à une structuration rigoureuse de la commande de ce type de cellule.

1.2.4 CELLULE A INTERRUPTEURS UNIDIRECTIONNELS EN COURANT

1.2.4.1 FONCTIONNEMENT DE LA CELLULE

Nous supposons ici que la source de tension est réversible en tension et que la source de courant n'est pas réversible en courant. Les interrupteurs K_1 et K_2 sont bidirectionnels en tension mais pas en courant. On choisit par conséquent pour K_1 et K_2 une association série transistor/diode (cf. figure 1.21). La source de tension est, quant à elle, réversible en tension mais pas en courant.

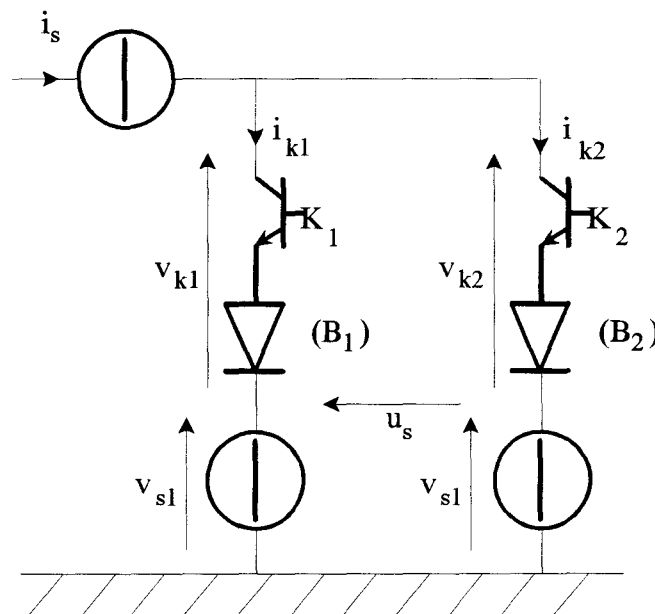


Figure 1.21 : cellule de commutation réversible en tension.

En appliquant le réseau de Petri de la figure 1.19 à ce cas particulier, nous obtenons le graphe de la figure 1.22.

Afin d'alléger la présentation, nous avons supposé que la source de courant ne s'annulait pas, ce qui fait disparaître la place 0.

Comme nous l'avons déjà expliqué au paragraphe 1.2.3.1, toute intervention sur la commande externe de l'un des interrupteurs entraîne l'apparition d'une impulsion de courant ou de tension qu'il convient d'annuler immédiatement par la commutation *spontanée* de l'autre interrupteur afin d'éviter la destruction de l'interrupteur.

Dans ce cas particulier, un ordre de commande à la fermeture sur K_1 (resp. K_2) provoque un court-circuit fugitif qui entraîne l'ouverture *spontanée* de K_2 (resp. K_1) : le mécanisme de commutation s'effectue donc sans problème.

Par contre, un ordre de commande à l'ouverture de K_1 (resp. K_2) n'entraîne la fermeture *spontanée* de K_2 (resp. K_1) que si celui-ci est déjà commandé, d'où la nécessité de réaliser un *empiètement sur la commande* au moment de l'ouverture. On le réalise au niveau du B.C.C.

Suivant le même principe que celui utilisé dans le paragraphe 1.1.5.2, la place 1 (resp 2) a été scindée en 1 et 1' (resp. 2 et 2') : dans la place 1' (resp 2'), l'interrupteur K_2 (resp K_1) est commandé mais non conducteur ; ainsi, lorsque K_1 est ouvert, K_2 se met en conduction spontanément grâce à l'impulsion de tension qui apparaît à ses bornes. Ce graphe de Petri fait apparaître clairement la distinction entre l'état de la commande externe (B_1 et B_2) et l'état des connexions (f_1 et f_2).

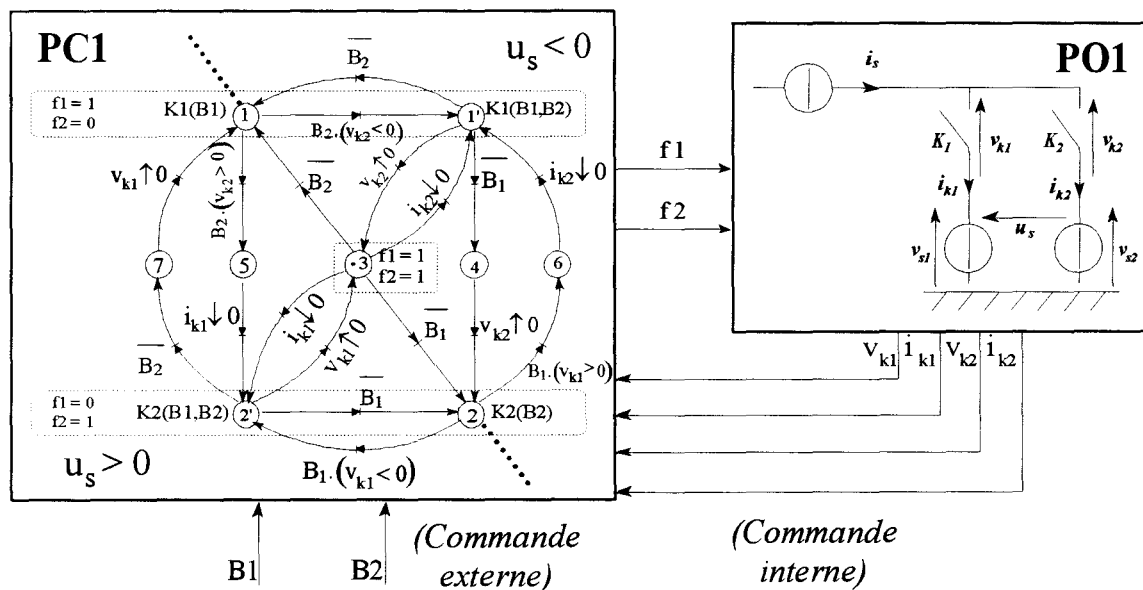


Figure 1.22 : réseau de Petri associé à cellule bidirectionnelle en tension.

1.2.4.2 BLOC DE CONTROLE DES COMMUTATIONS (B.C.C.)

La Partie Commande 2 (*PC2*) décrit le fonctionnement du B.C.C. (figure 1.23). Le *chevauchement* dans les commandes est matérialisé par une temporisation. Ainsi, lorsque f_{1ref} passe à 1 (transition 3 vers 4 dans le graphe de *PC2*), la commande B_1 est activée et la temporisation lancée (*LT*). Ce n'est qu'à la fin de cette temporisation que la commande de K_2 est inhibée.

Suivant le signe de la tension u_s , on en déduit que la commutation s'effectue suivant deux chemins possibles sur le graphe de Petri *PC1* :

- $u_s > 0$ (transition 2, 1') : f_1 passe à 1 dès que B_1 passe à 1,
- $u_s < 0$ (transition 2', 1) : f_1 passe à 1 lorsque B_1 passe à 0.

On conclut de cette analyse que *l'égalité entre les fonctions de connexions et leurs références ne peut pas toujours être assurée lors de empiètement*. Elle n'est plus assurée lorsque le graphe de *PC1* passe en place 3 où $f_1 = f_2 = 1$.

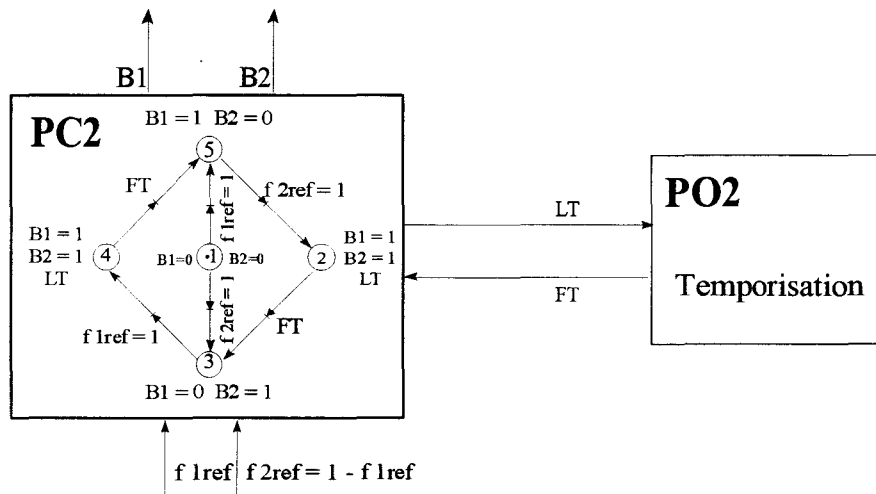


Figure 1.23 : réseau de Petri du B.C.C.

1.2.5 CELLULE A INTERRUPTEURS UNIDIRECTIONNELS EN TENSION

1.2.5.1 FONCTIONNEMENT DE LA CELLULE

Les interrupteurs K_1 et K_2 sont réversibles en courant mais pas en tension, on choisit alors l'association antiparallèle transistor/diode (cf. figure 1.24).

La source de courant est maintenant réversible en courant mais pas en tension. Nous pouvons déduire le fonctionnement de cette cellule de l'analyse précédente par les règles de dualité.

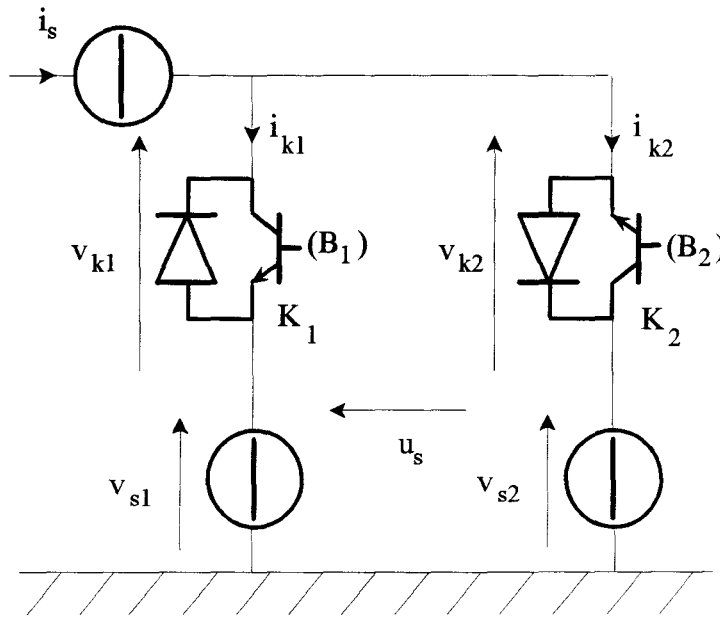


Figure 1.24 : cellule de commutation bidirectionnelle en courant.

La figure 1.25 présente le réseau de Petri décrivant les différentes commutations. Afin de simplifier la présentation, les places intermédiaires 4,5,6, et 7 ont été supprimées.

La place 1 (resp 2) est scindée en 1, et 1' (resp 2 et 2') afin de connaître le semi-conducteur passant (Transistor ou Diode) dans l'interrupteur.

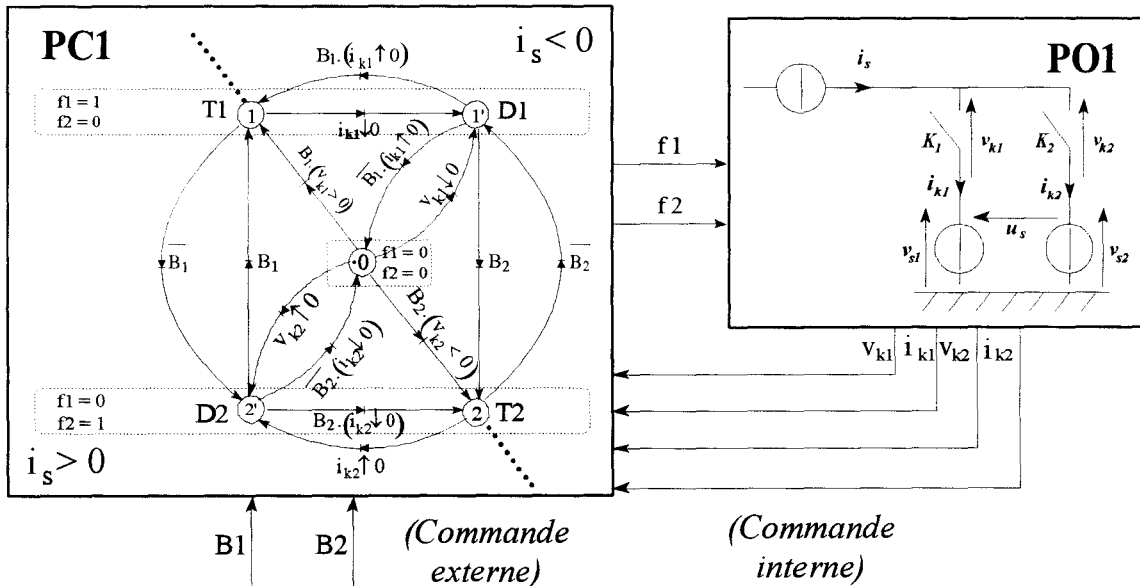


Figure 1.25 : réseau de Petri associé à la cellule bidirectionnelle en courant.

1.2.5.2 BLOC DE CONTROLE DES COMMUTATIONS (B.C.C.)

L'empiétement nécessaire pour éviter l'ouverture des deux interrupteurs est remplacé par un *temps mort* afin d'éviter le court-circuit de la source de tension. Le B.C.C. a donc pour rôle de définir ce trou de commande entre les commandes B_1 et B_2 (figure 1.26).

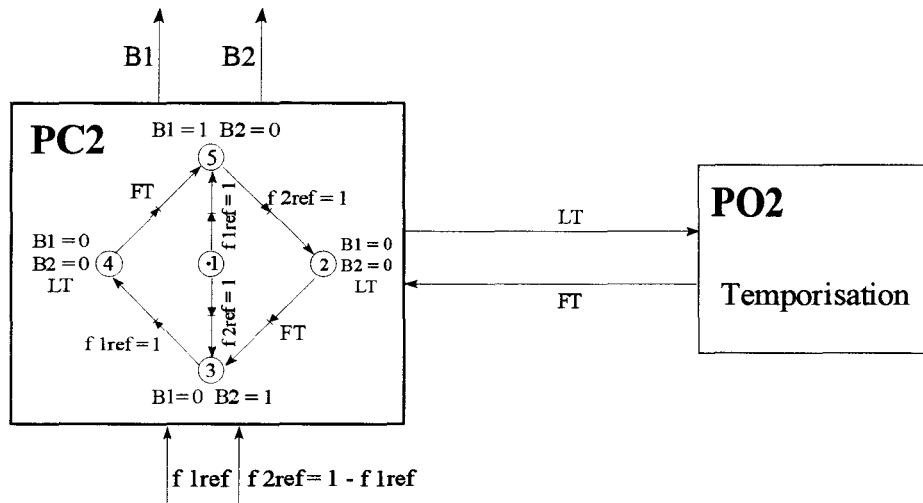


Figure 1.26 : réseau de Petri du B.C.C.

1.2.6 CELLULES A INTERRUPTEURS BIDIRECTIONNELS ET BICOMMANDABLES

1.2.6.1 INTRODUCTION

Si la source et la charge sont toutes deux réversibles en tension et en courant, les interrupteurs doivent l'être également afin de permettre le fonctionnement dans les quatre quadrants. Il est alors indispensable d'utiliser des I.B.B.C. (cf. figure 1.27) ; c'est le cas le plus général de commutation entre deux interrupteurs.

Le bloc de contrôle des commutations doit être conçu de manière à respecter la condition énoncée au paragraphe 1.2.3.1 lors de la commutation entre les deux interrupteurs. Deux solutions sont envisageables :

- asservissement des ordres de commande externe à la détection de surtension ou de court-circuit [CIT 94], [HUS 93], [JAU 93],
- modification de la fonction remplie par l'interrupteur grâce au Bloc de Caractérisation Fonctionnelle de manière à favoriser une commutation spontanée.

Cette condition signifie qu'il faut bloquer le composant qui n'est pas susceptible de conduire (en fonction du signe du courant).

Si B est la grandeur de commande externe de l'I.B.B.C., les conditions écrites ci-dessus peuvent se mettre sous la forme :

$$B^+ = B.(i_s \geq 0) \text{ et } B^- = B.(i_s \leq 0) \quad (1.11)$$

La condition d'ouverture de l'interrupteur devient alors, en utilisant les règles logiques de base :

$$\begin{aligned} CO = & (\bar{B} + (i_s < 0)).(i_k > 0) + (i_k \uparrow 0).(\bar{B} + (i_s < 0)) \\ & + (\bar{B} + (i_s > 0)).(i_k < 0) + (i_k \downarrow 0).(\bar{B} + (i_s > 0)) \end{aligned} \quad (1.12)$$

soit, après simplification :

$$CO = \bar{B} + (i_k \uparrow 0).(i_s < 0) + (i_k \downarrow 0).(i_s > 0) \quad (1.13)$$

Tant que le courant i_s ne change pas de signe, on a la même condition de transition à l'ouverture que pour un interrupteur unidirectionnel en courant (cf. paragraphe 1.1.5.2).

On en déduit la structure du B.C.F. permettant de reconstituer cette fonction (cf. figure 1.28). L'aspect séquentiel, dans ce cas-ci, n'apparaît pas aussi nettement ; cependant, la description du B.C.F. par réseau de Petri est conservée pour deux raisons :

- cohérence dans l'outil de description,
- possibilité d'évolution de la fonctionnalité liée à la prise en compte de contrainte technologique.

Sur le réseau de Petri de la figure 1.28, on retrouve les deux types de commutations évoqués précédemment :

- si le courant conserve un signe constant, la commutation se fait entre les places 0 et 1 ($i_s > 0$) ou 0 et 2 ($i_s < 0$),
- si le courant change de signe, deux cas sont possibles :
 - ♦ $B = 0$: pas de changement le jeton reste en place 0,
 - ♦ $B = 1$: passage furtif en place 3 où les deux transistors sont commandés simultanément.

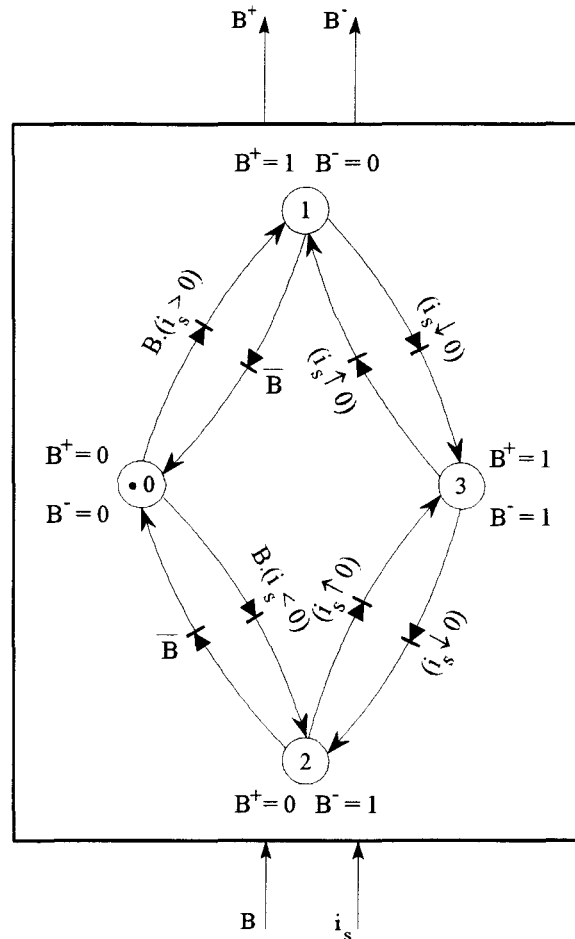


Figure 1.28 : Bloc de Caractérisation Fonctionnelle entraînant la restriction de la bidirectionnalité en courant d'un I.B.B.C.

Remarques :

- le principe même de la commande suppose de pouvoir contrôler séparément les deux ordres de commande, ce qui requiert donc l'utilisation d'un I.B.B.C. de synthèse,
- puisqu'il est impossible de détecter l'instant exact où le courant s'annule, il est nécessaire d'ajouter un seuil sur la valeur du courant (cf. paragraphe 1.3.4.1).

1.2.6.2.2 BLOC DE CONTROLE DES COMMUTATIONS (B.C.C.)

Tant que le courant ne change pas de signe, les interrupteurs étant unidirectionnels en courant, on peut envisager un *chevauchement* de la commande sans risque de court-circuit de la source de tension.

Compte tenu des conditions imposées sur les commandes externes, on peut alors établir le graphe de Petri de l'Axe de Puissance (cf. figure 1.29). On y distingue clairement deux sous-graphes, analogues à celui de la figure 1.22, activés suivant le signe du courant i_s . Afin de simplifier la représentation les places 1 et 1' (resp. 2 et 2') ont été regroupées. La place 0, correspondant à l'instant où le courant i_s s'annule constitue le point de passage obligé entre les

deux graphes. C'est aussi l'instant où la commande des transistors d'un même interrupteur est permuée.

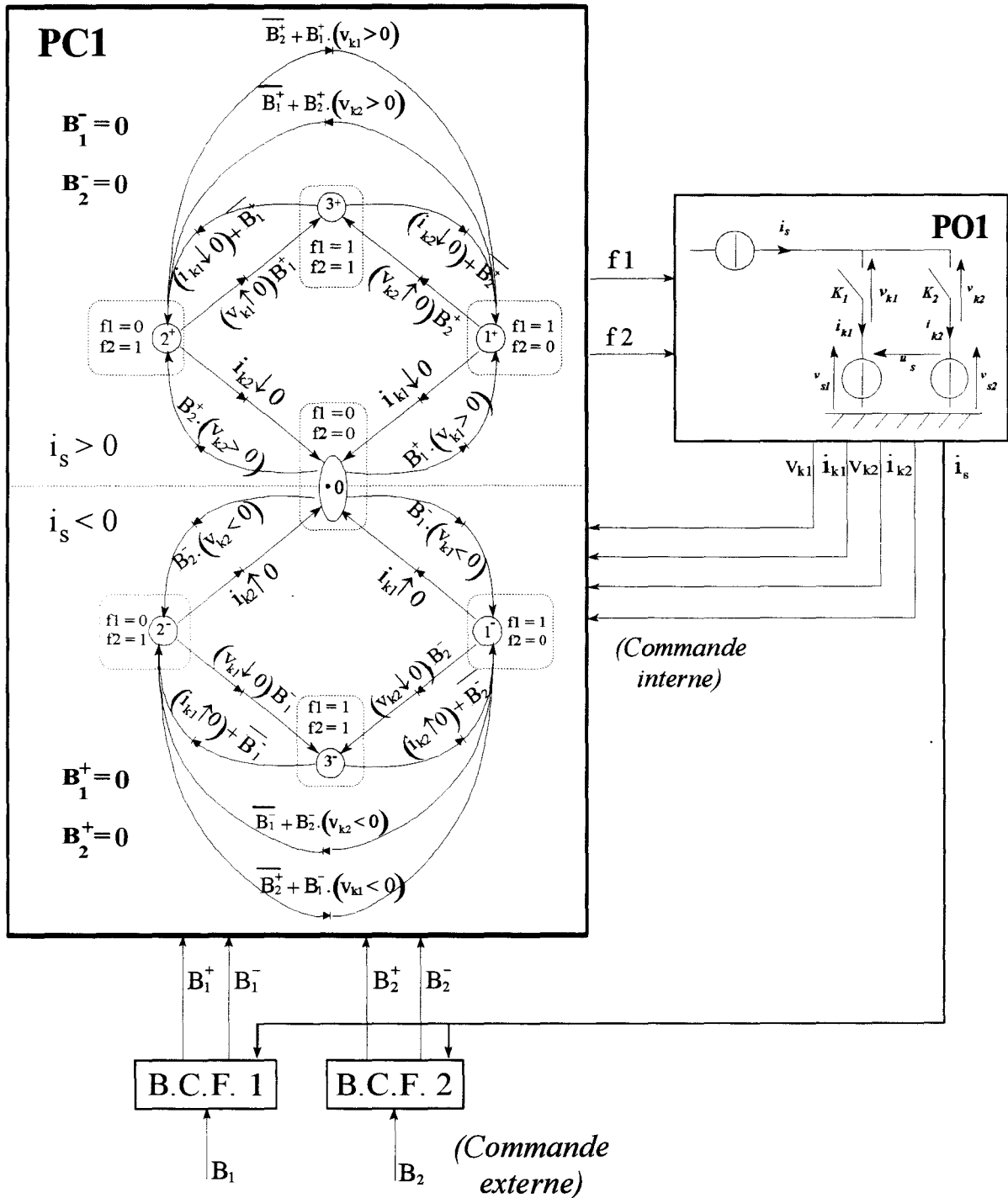


Figure 1.29 : réseau de Petri associé à l'I.B.B.C. restreint en courant.

Etant donné la propriété des interrupteurs conférés par l'utilisation du B.C.F., le Bloc de Contrôle des Commutations est identique à celui présenté au paragraphe 1.2.4.2.

Si l'on analyse le mécanisme qui s'opère au moment de la commutation à la fermeture, on constate que seul le composant susceptible de conduire est commandé ; ceci permet d'éviter toute impulsion nuisible au moment de la commutation (cf. paragraphe 1.2.3.1).

Ce principe de commande induit un *aspect prédictif* qui nécessite de connaître l'environnement de l'interrupteur.

1.2.6.3 RESTRICTION DE LA BIDIRECTIONNALITE EN TENSION (SOLUTION N°2)

1.2.6.3.1 BLOC DE CARACTERISATION FONCTIONNELLE (B.C.F.)

La démarche pour se ramener à un interrupteur unidirectionnel en tension est duale de l'analyse précédente.

Si l'on examine la structure de l'interrupteur, nous pouvons remarquer qu'il suffit de toujours commander l'un des transistors pour revenir au cas de l'interrupteur unidirectionnel en tension. Il est clair que cette inhibition doit être conditionnée par la valeur de $(v_{sk} - v_{s0})$ pour que l'on puisse garder la possibilité de maintenir l'interrupteur fermé quel que soit le signe de la tension.

Pour une cellule de commutation à deux interrupteurs, la condition sur les commandes s'écrit :

$$B^+ = B + (u_s \leq 0) \text{ et } B^- = B + (u_s \geq 0) \quad (1.14)$$

Remarques :

- nous rappelons que la tension v_{s0} a été précédemment définie comme la tension de la source dont l'interrupteur est fermé,
- dans le cas d'une cellule à deux interrupteurs, la tension $(v_{sk} - v_{s0})$ s'exprime simplement en fonction de u_s :
 - ◆ pour $K1$: $= 0$ si $K1$ est fermé
 $= u_s$ si $K2$ est fermé
 - ◆ pour $K2$: $= 0$ si $K2$ est fermé
 $= -u_s$ si $K1$ est fermé

Cette condition consiste à commander en permanence le composant qui n'est pas susceptible de conduire, compte tenu du signe de la tension.

La condition de fermeture de l'interrupteur K s'écrit :

$$CF = (B + (u_s \leq 0)).(v_k > 0) + (v_k \uparrow 0).(B + (u_s \leq 0)) + (B + (u_s \geq 0)).(v_k < 0) + (v_k \downarrow 0).(B + (u_s \geq 0)) \quad (1.15)$$

soit, après simplification :

$$CF = B + (v_k \uparrow 0).(u_s \leq 0) + (v_k \downarrow 0).(u_s \geq 0) \quad (1.16)$$

Tant que la tension u_s , ne change pas de signe, on a la même condition de transition à la fermeture que pour un interrupteur unidirectionnel en tension (cf. paragraphe 1.1.5.1).

La figure 1.30 présente le B.C.F. permettant de reconstituer cette fonction.

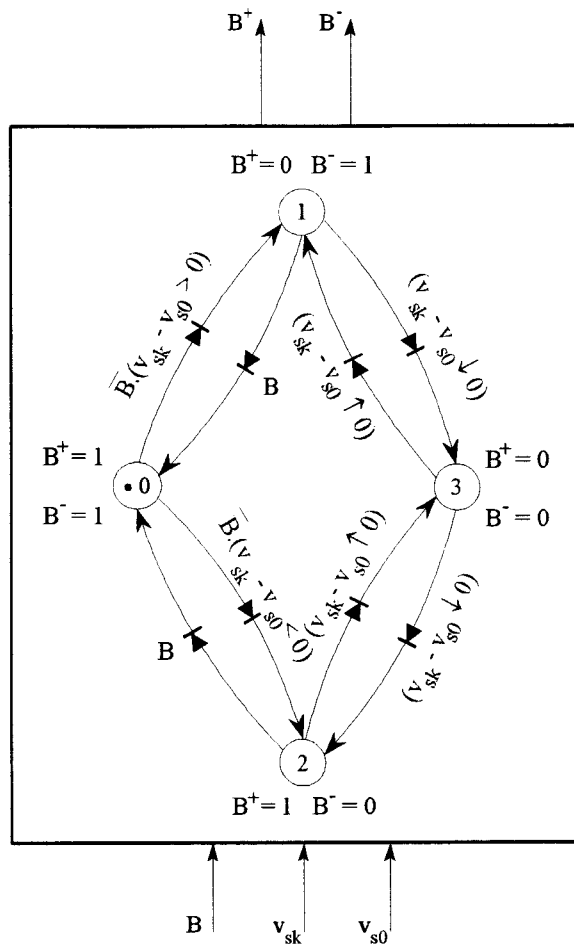


Figure 1.30 : Bloc de Caractérisation Fonctionnel entraînant la restriction de la bidirectionnalité en tension d'un I.B.B.C.

1.2.6.3.2 BLOC DE CONTROLE DES COMMUTATIONS (B.C.C.)

Les interrupteurs étant alors unidirectionnels en tension, on peut envisager un *temps mort* sans risque d'ouvrir la source de courant. Dans ces conditions, le Bloc de Contrôle des Commutations est identique à celui présenté au paragraphe 1.2.5.2..

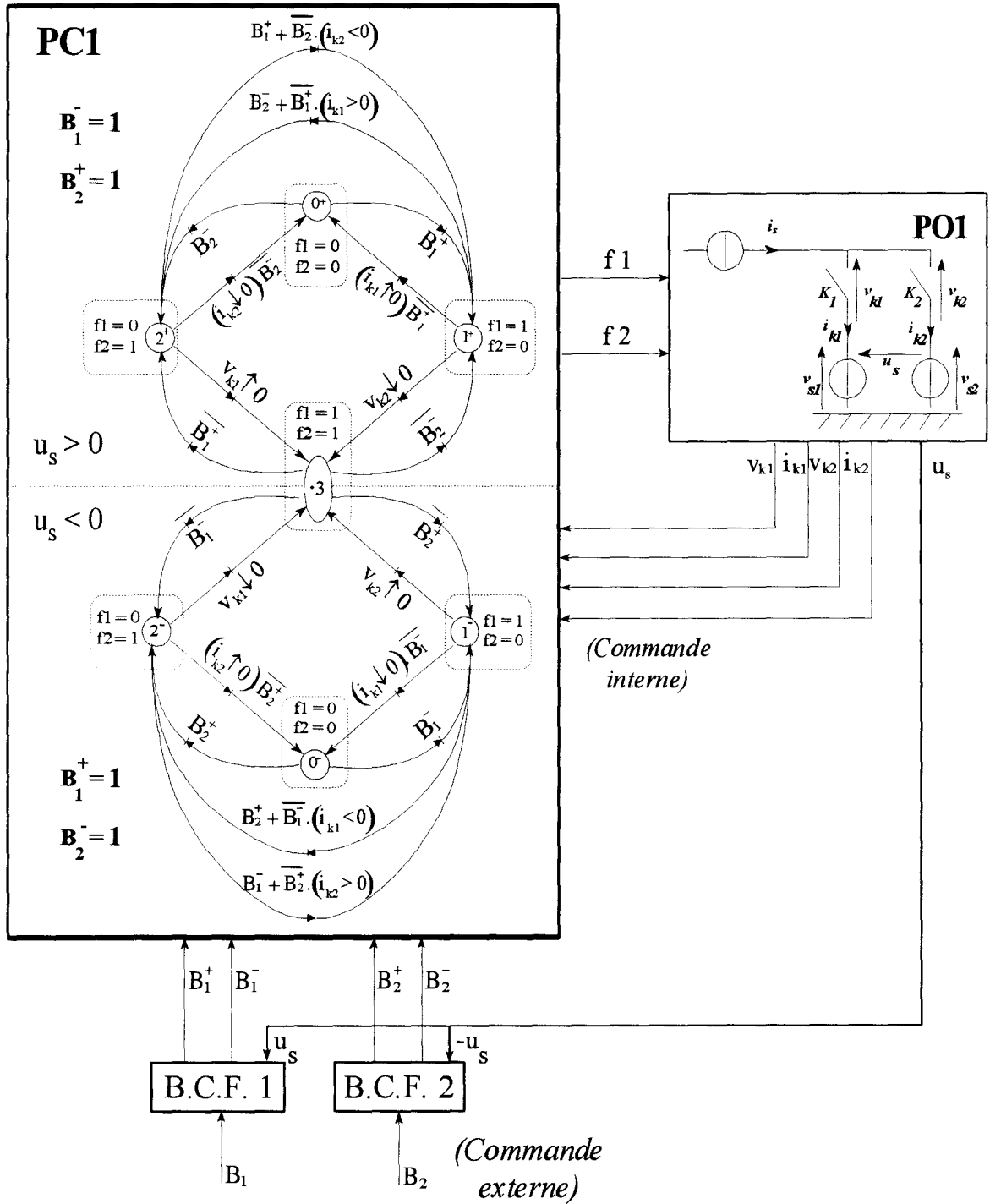


Figure 1.31 : réseau de Petri associé à l'I.B.B.C. restreint en tension.

Compte tenu des conditions imposées sur les commandes externes, on peut alors établir un graphe de Petri de l'Axe de Puissance (cf. figure 1.31). On y distingue clairement deux sous-graphes, analogues à celui de la figure 1.25, activés suivant le signe de la tension u_s . La place 3, correspondant à l'instant où la tension u_s s'annule constitue le point de passage obligé entre les deux graphes.

1.3 LA CELLULE GENERALISEE

1.3.1 INTRODUCTION

L'étude présentée sur une cellule à 2 interrupteurs peut être généralisée à une cellule à n interrupteurs dans la mesure où il n'y a commutation qu'entre deux interrupteurs à la fois. Les mécanismes de commutations décrit précédemment peuvent donc être repris intégralement. La structure du B.C.C. se décompose ainsi en deux niveaux :

- détection d'une commutation d'interrupteurs,
- gestion de la commutation entre ces deux interrupteurs (identique à celle qui a été présentée précédemment).

Nous présenterons les deux solutions de commande de ce type de cellule afin de bien mettre en évidence les conséquences pratiques du choix de la solution sur la structure du B.C.F. et du B.C.C.

1.3.2 CELLULE A n I.B.B.C. (SOLUTION DE COMMANDE N°1)

1.3.2.1 BLOC DE CARACTERISATION FONCTIONNELLE (B.C.F.)

Comme dans le cas de la cellule à deux interrupteurs, on associe un B.C.F. à chaque interrupteur K . Ce bloc génère les commandes B_k^+ et B_k^- à partir d'un ordre de commande B_k issu du B.C.C. et de la valeur du courant i_s (cf. figure 1.32).

Le B.C.F. de chaque interrupteur est rigoureusement identique à celui présenté pour les interrupteurs de la cellule à deux I.B.B.C. *restreint en courant* puisqu'il ne dépend pas de la cellule mais de l'interrupteur.

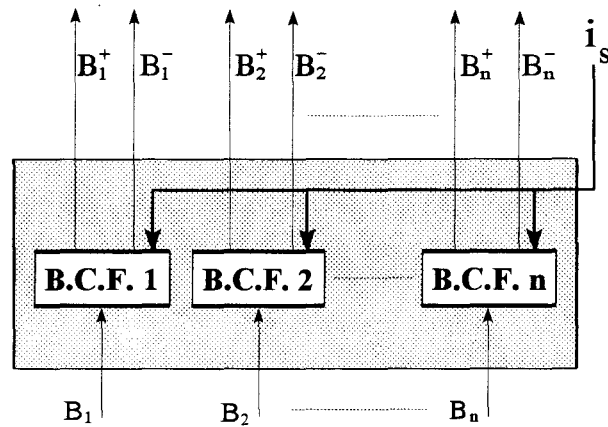


Figure 1.32 : B.C.F. cellule à n interrupteurs restreints en courant.

1.3.2.2 BLOC DE CONTROLE DES COMMUTATIONS (B.C.C.)

Le B.C.C. est fractionné en deux niveaux :

- le premier niveau du B.C.C. détecte l'ordre de commutation de l'interrupteur j ($f_{j_{reg}} \uparrow 1$) qui va commuter ; le numéro de l'interrupteur est transmis ainsi qu'un ordre logique (COM) indiquant une demande de commutation,
- le deuxième niveau du B.C.C. va générer les ordres de commutation envoyés aux B.C.F. de chaque interrupteur ; puisque la bidirectionnalité en courant est restreinte par l'utilisation du B.C.F., le B.C.C. est inspiré de la commande des interrupteurs unidirectionnels en courant (cf. figure 1.23 au paragraphe 1.2.4.2).

Le réseau de Petri décrivant ce niveau comprend trois places :

- place n°1 : initialisation ($B_k = 0 \quad \forall k$) ; choix du premier interrupteur à commuter (par exemple, n°1) et attente du signal $START$ généré par le niveau de supervision (cf. A.C.M.M. [GUI 94]),
- place n°2 : l'un des interrupteurs est commandé ($B_i = 1$ et $B_k = 0 \quad \forall k \neq i$) ; attente d'un ordre de commutation,
- place n°3 : chevauchement de la commande ($B_i = 1 = B_j$ et $B_k = 0 \quad \forall k \notin \{i, j\}$) et lancement de la temporisation (ainsi que la permutation des indices i et j).

On retrouve donc un fonctionnement similaire au cas de la cellule à deux interrupteurs à la différence près que la commutation se fait entre l'interrupteur i et l'interrupteur j .

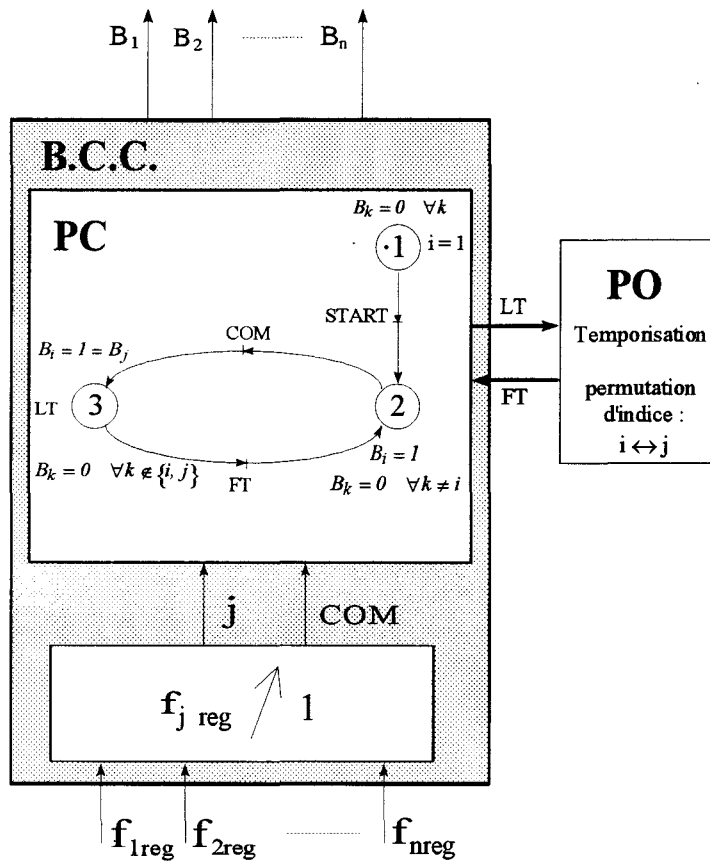


Figure 1.33 : B.C.C. cellule à n interrupteurs unidirectionnels en courant.

Remarque : dans la mesure où il s'agit d'une généralisation de la commande d'une cellule de commutation, nous avons présenté une commande ne faisant aucune hypothèse ni sur le nombre d'interrupteurs ni sur l'ordre de succession des interrupteurs ; la mise en œuvre se simplifie en faisant quelques hypothèses supplémentaires.

1.3.3 CELLULE A n I.B.B.C. (SOLUTION DE COMMANDE N°2)

1.3.3.1 BLOC DE CARACTERISATION FONCTIONNELLE (B.C.F.)

Comme dans le cas précédent, on associe un B.C.F. à chaque interrupteur afin de *restreindre la bidirectionnalité en tension*.

Le B.C.F. de chaque interrupteur est rigoureusement identique à celui présenté pour les interrupteurs de la cellule à deux I.B.B.C. restreint en tension. En revanche, il est nécessaire d'introduire un module supplémentaire afin de déterminer la tension v_{s0} (correspondant à la tension de source de l'interrupteur fermé) envoyée à chaque B.C.F. (cf. figure 1.34).

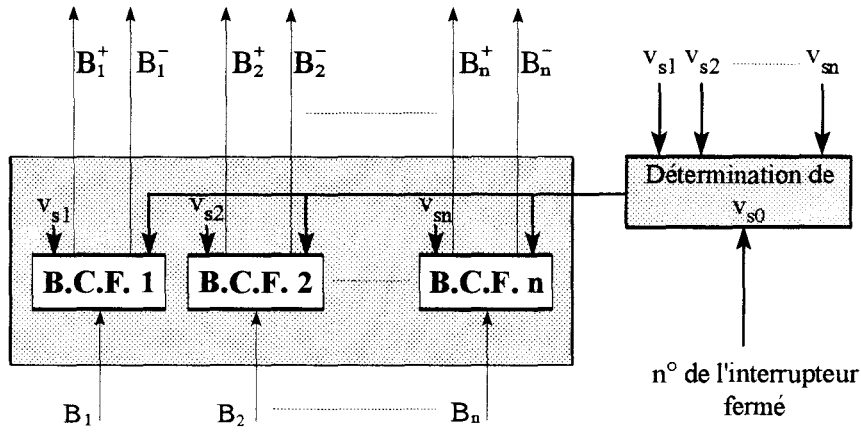


Figure 1.34 : B.C.F. cellule à n interrupteurs restreints en tension.

1.3.3.2 BLOC DE CONTROLE DES COMMUTATIONS (B.C.C.)

La décomposition du B.C.C. en deux niveaux reste identique au cas précédent. Seule la place 3 du réseau de Petri est différente du fait de l'introduction ici d'un *temps mort* entre les commandes.

La figure 1.35 reprend ces différents éléments.

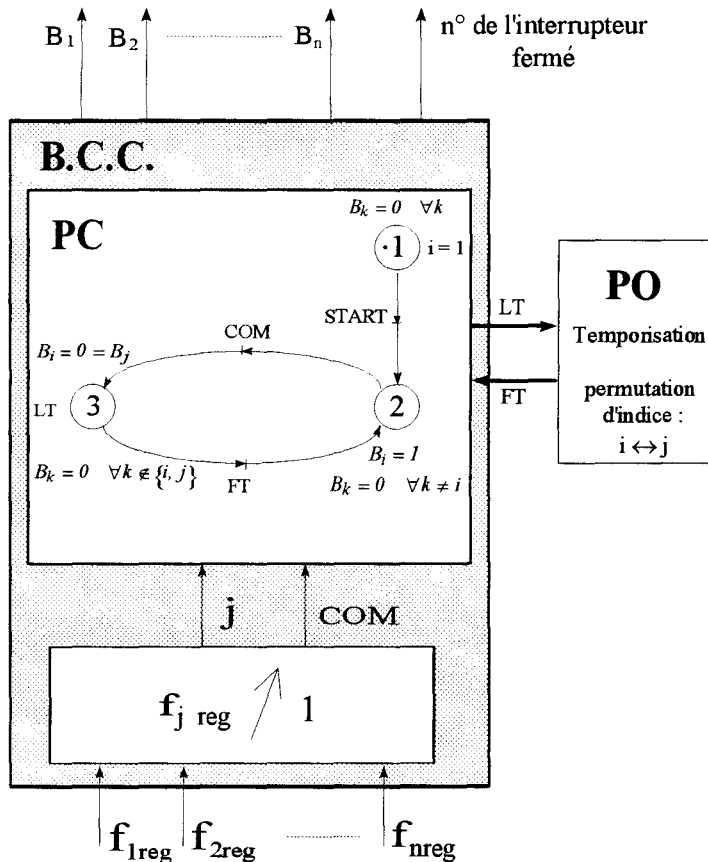


Figure 1.35 : B.C.C. cellule à n interrupteurs unidirectionnels en tension

1.3.4 MISE EN OEUVRE DU BLOC DE CARACTERISATION FONCTIONNELLE

Sa mise en œuvre nécessite de prendre en compte non seulement sa structure théorique mais aussi les contraintes technologiques inhérentes, en particulier, à la détection du zéro d'une grandeur physique.

1.3.4.1 RESTRICTION DE LA BIDIRECTIONNALITE EN COURANT

Nous allons d'abord étudier la solution n°1 (cf. paragraphe 1.3.2) qui restreint la bidirectionnalité en courant de l'I.B.B.C.

En pratique, la détection exacte du zéro n'est pas possible : il faut donc ajouter un seuil de détection dû à l'incertitude des capteurs. La figure 1.36 présente le schéma de détection du signe du courant : deux signaux sont générés, l'un pour le signe positif, l'autre pour le signe négatif, tous deux validés pour un courant compris entre $\pm i_{seuil}$.

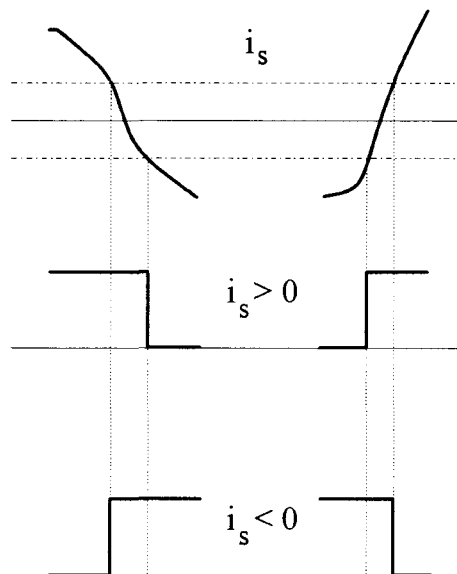


Figure 1.36 : signe du courant.

Du fait de l'ajout du seuil, le réseau de Petri (cf. figure 1.28 paragraphe 1.2.6.2.1) décrivant le B.C.F. doit être modifié : on introduit deux transitions supplémentaires entre les places 0 et 3. On obtient alors le réseau de Petri présenté figure 1.37.

On constate que la restriction de la bidirectionnalité en courant n'est plus assurée pendant l'étape 3 où le *courant est inférieur au seuil et la commande validée* : *il y a donc court-circuit de la source de tension* si deux commandes d'un même bras sont validées en même temps c'est-à-dire *pendant le chevauchement* ; cet inconvénient n'a que peu d'influence puisque la durée du chevauchement est très faible (environ $1 \mu s$).

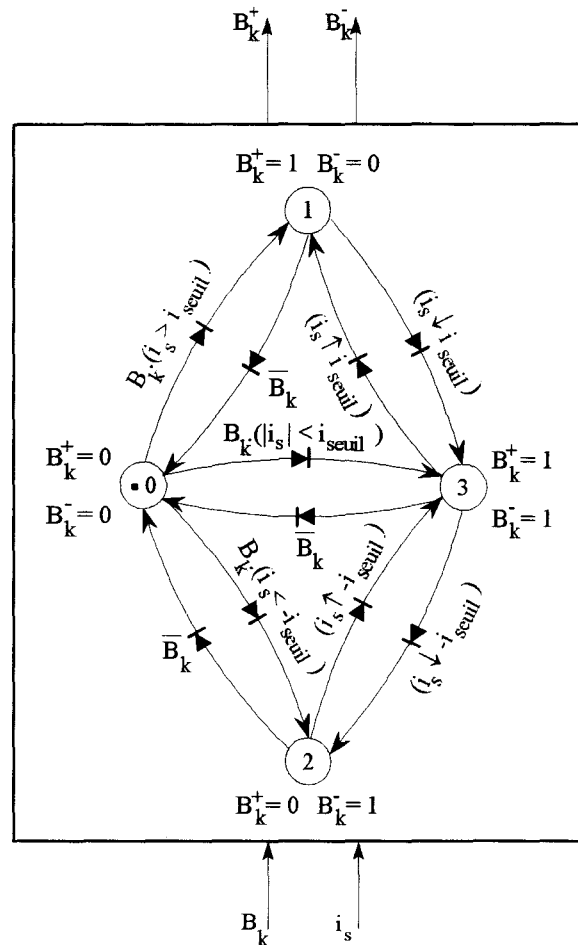


Figure 1.37 : réseau de Petri modifié.

Etant donné les conditions de transition, ce réseau de Petri modifié peut se réduire à une simple combinaison entre l'entrée B_k et le signe du courant (au seuil près) :

$$\begin{cases} B_k^+ = B_k \cdot (i_s > -i_{seuil}) \\ B_k^- = B_k \cdot (i_s < +i_{seuil}) \end{cases} \quad (1.1)$$

Le réseau de Petri reste cependant intéressant pour voir les deux modes de fonctionnement ($|i_s| > i_{seuil}$ et $|i_s| < i_{seuil}$) et si la détection du signe du courant introduit une hystérésis (pour un basculement bien franc).

A partir de la relation (1.1), on peut concevoir la réalisation pratique du B.C.F. : il est constitué, d'une part, de deux comparateurs à seuil pour déterminer le signe du courant i_s (l'un pour le signe positif, l'autre pour le signe négatif) et, d'autre part, de deux portes logiques & générant les deux signaux de commandes B_k^+ et B_k^- envoyés à l'I.B.B.C. (cf. figure 1.38).

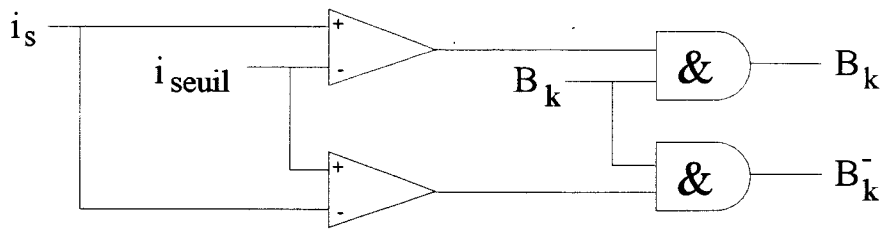


Figure 1.38 : schéma du B.C.F. de l'interrupteur K_k .

1.3.4.2 RESTRICTION DE LA BIDIRECTIONNALITE EN TENSION

La restriction de la bidirectionnalité en tension est duale du cas précédent. Le principe de détection du signe de la tension et l'introduction d'un seuil, pour tenir compte de l'incertitude des capteurs, est identique.

L'ajout du seuil impose de la même manière de modifier le réseau de Petri du B.C.F. en ajoutant deux transitions supplémentaires entre les places 0 et 3. On obtient alors le réseau de Petri présenté figure 1.39.

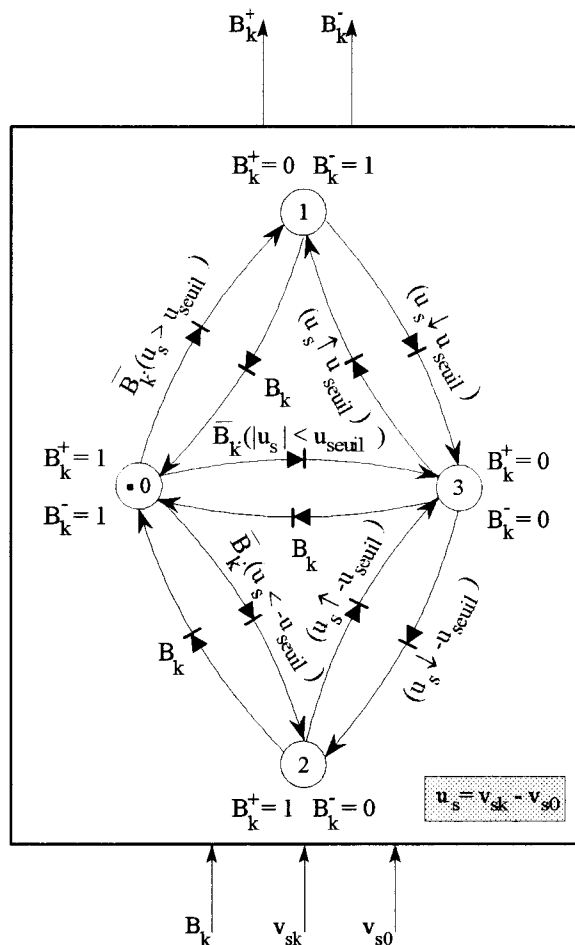


Figure 1.39 : réseau de Petri modifié.

De même, pendant l'étape 3 où le *courant est inférieur au seuil et la commande non validée*, la restriction de la bidirectionnalité en tension n'est plus assurée : *la source de courant est ouverte* si aucune des commandes du bras est validée c'est-à-dire *pendant le temps mort*.

De la même manière, le réseau de Petri modifié peut se simplifier en une combinaison entre l'entrée B_k et le signe de la tension (au seuil près) :

$$\begin{cases} B_k^+ = B_k + (u_s < u_{seuil}) \\ B_k^- = B_k + (u_s > -u_{seuil}) \end{cases} \quad (1.2)$$

Remarque : nous rappelons que $u_s = v_{sk} - v_{s0}$.

CONCLUSION

L'objectif principal de ce chapitre était de présenter la cellule de commutation généralisée afin d'en déduire sa commande. L'analyse a été divisée en deux parties correspondant aux deux niveaux de commandes rencontrés :

- 1^{er} niveau : présentation de l'interrupteur en dehors de son environnement et introduction du niveau de commande le plus bas appelé *Bloc de Caractérisation Fonctionnelle*,
- 2^{ième} niveau : introduction du *Bloc de Contrôle des Commutations* remplissant deux rôles : égalisation des fonctions de connexion de référence et des fonctions de connexion et gestion de la commutation entre deux interrupteurs (en respectant les règles de continuité énergétique).

Grâce à l'utilisation éventuelle du B.C.F., qui restreint les propriétés d'un interrupteur, et d'interrupteurs bicommandables, il est possible de ne définir que deux types de B.C.C., l'un pour les interrupteurs bidirectionnels en tension (chevauchement) et l'autre pour les interrupteurs bidirectionnels en courant (temps mort).

L'analyse menée au cours de ce chapitre a deux conséquences directes :

- pédagogique : tous les niveaux sont décrits en utilisant un formalisme et des outils appropriés,
- pratique : les fonctionnalités décrites ici seront directement transcrites dans l'électronique de commande qui sera donc construite de manière rigoureuse.

2. Modélisation de l'axe de puissance en vue de la commande

INTRODUCTION

Ce chapitre présente la modélisation globale de l'Axe de puissance en vue de sa commande. L'objectif premier n'est pas la précision du modèle en soi mais plutôt de proposer une organisation permettant de déduire ensuite une démarche rigoureuse d'élaboration de la commande du convertisseur. Nous avons déjà montré, au chapitre précédent, l'utilité des réseaux de Petri pour décrire le fonctionnement des interrupteurs et nous avons introduit la notion de *fonction de connexion*. Nous allons maintenant nous intéresser à la fonctionnalité globale du convertisseur ce qui va nous amener à introduire la notion de *matrice de conversion*. L'interaction entre les sources de natures différentes (courant/tension) au travers du convertisseur est décrite par un modèle global décrivant tous les éléments constitutifs d'un Axe de Puissance type utilisé en électronique de puissance.

Ainsi la démarche de modélisation initiée au niveau de l'interrupteur, puis de la cellule de commutation est poursuivie pour le convertisseur seul puis inséré ensuite dans un Axe de puissance, de manière à proposer un modèle global où tous les éléments évoqués trouvent leur place.

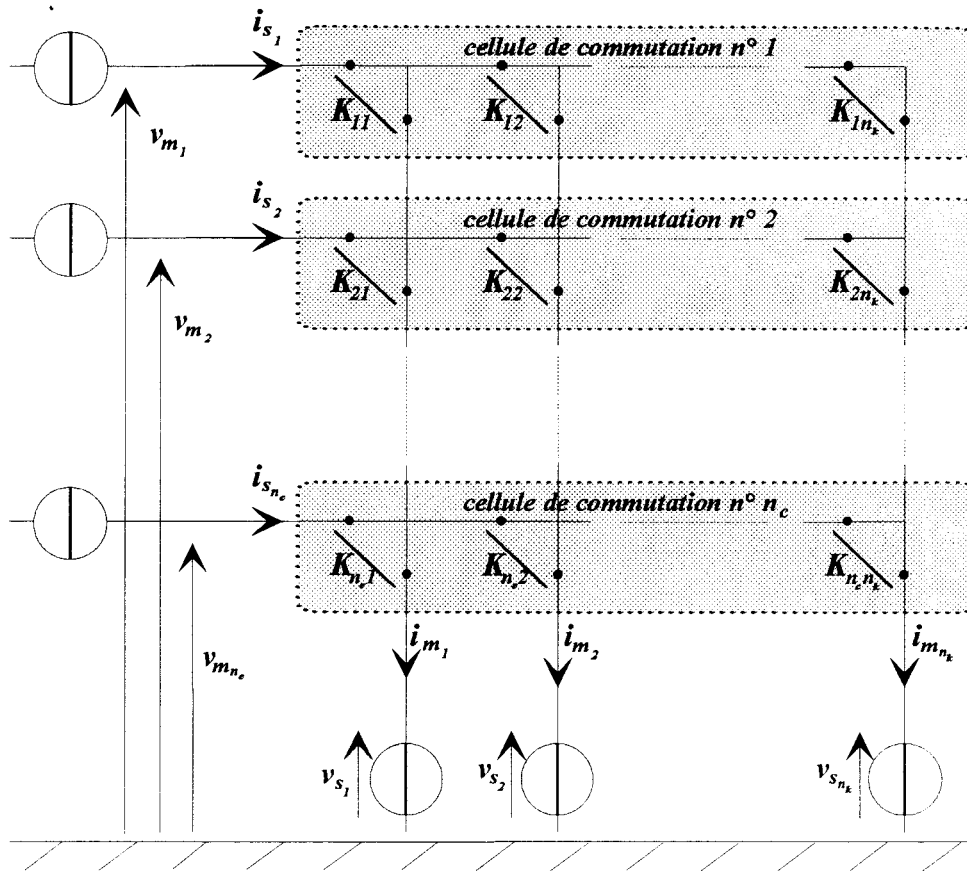
Remarque : la démarche qui va être présentée ici ne s'applique qu'à des cellules de commutations fonctionnant en *conduction continue*.

2.1 LE CONVERTISSEUR

2.1.1 REPRESENTATION NORMALISEE

Un convertisseur n_c/n_k est un assemblage de n_c cellules de commutation à n_k interrupteurs (cf. figure 2.1).

Afin de normaliser la représentation des différents convertisseurs, nous avons choisi de représenter les *cellules de commutation horizontalement* quelque soit le type de convertisseur ; ceci implique de représenter les sources de tension verticalement et les sources de courant horizontalement.

Figure 2.1 : convertisseur généralisé n_c/n_k .

Remarques :

- Dans la suite du développement, nous affecterons toujours l'indice k à l'interrupteur et l'indice c à la cellule, d'où les notations :

n_c : nombre de cellules

n_k : nombre d'interrupteurs dans la cellule

- on peut supposer dans une approche générale qu'il existe effectivement $n_c \times n_k$ interrupteurs dans le convertisseur; mais on peut imaginer ensuite que l'un au moins de ces interrupteurs soit toujours ouvert si l'on ne souhaite établir aucune liaison entre l'une des sources de courant et l'une des sources de tension,
- dans un premier temps, l'approche présentée ne fait aucun a priori sur l'existence ou non de connexion directe entre une ou plusieurs sources de courant et une ou plusieurs sources de tension ; nous verrons ensuite que ceci a une grande importance dans l'établissement du modèle du convertisseur ; la référence est donc a priori arbitraire,
- nous avons choisi ici une convention "générateur" côté source de courant et une convention "récepteur" côté source de tension ; s'il paraît peu souhaitable d'inverser les orientations des tensions, il est par contre possible d'inverser les orientations des courants ce qui revient, bien sûr, à inverser les conventions de signe. Toutes les démonstrations qui seront faites par la suite sont indépendantes du choix de la convention. Dans une application particulière, il est donc préférable de choisir la convention conformément au sens de transfert prépondérant de l'énergie (fonctionnement dit "redresseur" ou "onduleur" pour utiliser un vocabulaire courant).

2.1.2 RELATION FONDAMENTALE

2.1.2.1 NOTATIONS

Désormais, nous utiliserons les conventions suivantes concernant les indices affectés aux grandeurs électriques :

- s : pour les grandeurs de source,
- m : pour les grandeurs modulées par le convertisseur.

Nous regroupons les grandeurs de même nature par vecteurs :

vecteur des tensions de source :

$$(V_s) = \begin{pmatrix} v_{s_1} \\ \vdots \\ v_{s_{n_s}} \end{pmatrix}$$

vecteurs des tensions modulés :

$$(V_m) = \begin{pmatrix} v_{m_1} \\ \vdots \\ v_{m_{n_c}} \end{pmatrix}$$

vecteur des courants de source :

$$(I_s) = \begin{pmatrix} i_{s_1} \\ \vdots \\ i_{s_{n_s}} \end{pmatrix}$$

vecteur des courants modulés :

$$(I_m) = \begin{pmatrix} i_{m_1} \\ \vdots \\ i_{m_{n_c}} \end{pmatrix}$$

2.1.2.2 MATRICES DE CONNEXION

Toutes les fonctions de connexion associées aux $n_c \times n_k$ interrupteurs dans une matrice $[F(t)]$ appelée *matrice des connexions* :

$$[F(t)] = \begin{bmatrix} \boxed{f_{11} \quad \cdots \quad f_{1n_k}} \\ \vdots \quad \ddots \quad \vdots \\ \boxed{f_{n_c 1} \quad \cdots \quad f_{n_c n_k}} \end{bmatrix} \begin{array}{l} \leftarrow \text{cellule n}^\circ 1 \\ \\ \leftarrow \text{cellule n}^\circ n_c \end{array} \quad (2.1)$$

La matrice des connexions est choisie de telle sorte que les lignes de la matrice correspondent aux fonctions de connexion d'une même cellule (elle-même représentée sur une ligne sur la figure 2.1). Dans la mesure où l'on choisit toujours la même représentation pour le convertisseur, l'établissement de la matrice des connexions est immédiat.

Sachant que la somme des fonctions de connexion d'une même ligne est toujours égale à 1, nous définissons la **matrice de connexion réduite** $[F_r(t)]$ telle que :

$$[F_r(t)] = \begin{bmatrix} f_{11} & \cdots & f_{1(n_k-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ f_{n_c1} & \cdots & f_{n_c(n_k-1)} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$[F_r(t)]$ représente la **matrice minimale** permettant de connaître l'état de toutes les connexions réalisées par les interrupteurs

2.1.2.3 MATRICES DE CONVERSION

On définit les **matrices de conversion en tension** $[M_u(t)]$ et **en courant** $[M_i(t)]$ de la manière suivante :

$$\begin{aligned} (V_m) &= [M_u(t)] \cdot (V_s) \\ (I_m) &= [M_i(t)] \cdot (I_s) \end{aligned} \quad (2.3)$$

La relation entre les matrices de conversion et la matrice des connexions est très simple à établir.

Pour les tensions, il suffit de constater que la tension modulée est issue de la seule tension de source connectée à la source de courant par la cellule de commutation à un instant donné pour écrire :

$$v_{m_c} = \sum_{k=1}^{n_k} f_{ck} \cdot v_{s_k} \quad \forall c \in \{1, \dots, n_c\} \quad (2.4)$$

soit, sous forme matricielle :

$$(V_m) = [F(t)] \cdot (V_s) \quad \text{d'où} \quad [M_u(t)] = [F(t)] \quad (2.5)$$

Pour les courants, il suffit d'appliquer la loi des noeuds pour chaque cellule, il vient alors :

$$i_{m_k} = \sum_{c=1}^{n_c} f_{ck} \cdot i_{s_c} \quad \forall k \in \{1, \dots, n_k\} \quad (2.6)$$

On en déduit alors la relation suivante :

$$(I_m) = [F(t)]^t \cdot (I_s) \quad \text{soit} \quad [M_i(t)] = [F(t)]^t \quad (2.7)$$

Compte tenu de cette démonstration et, pour simplifier les notations, la matrice de conversion en tension $[M_u(t)]$ est appelée matrice de conversion notée $[M(t)]$. On en déduit bien sûr que les relations matricielles fondamentales pour un convertisseur :

$$\begin{aligned} [M(t)] &= [F(t)] \\ [M_u(t)] &= [M(t)] \\ [M_i(t)] &= [M(t)]^t \end{aligned} \quad (2.8)$$

On peut aussi exprimer $[M(t)]$ en fonction des éléments de $[F_r(t)]$:

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} f_{11} & \dots & f_{1(n_k-1)} & 1 - \sum_{k=1}^{n_k-1} f_{1k} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ f_{n_c 1} & \dots & f_{n_c(n_k-1)} & 1 - \sum_{k=1}^{n_k-1} f_{n_c k} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

soit, sous forme matricielle :

$$[M(t)] = [F_r(t)] \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & -1 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}_{(n_k-1, n_c)} + \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix}_{(n_k, n_c)} \quad (2.10)$$

2.1.3 REPRESENTATION REDUITE

2.1.3.1 INTRODUCTION

Nous avons vu qu'il était possible de réduire la matrice de connexion des interrupteurs afin de ne conserver dans la matrice réduite que les éléments indépendants.

Nous allons effectuer la même opération sur les matrices de conversion. Sachant que les grandeurs de source mises en jeu ne sont pas toujours indépendantes, il est possible de définir des vecteurs réduits de source et des vecteurs réduits de grandeurs modulées. Les matrices de conversion associées sont alors elles-mêmes appelées matrices réduites.

2.1.3.2 REDUCTION EN TENSION

2.1.3.2.1 NOTATIONS

Contrairement à la première mise en équation où le point de référence en tension est unique, nous choisissons ici la phase n_k comme référence pour les tensions de source et la phase n_c pour les tensions modulées (cf. figure 2.2).

Désormais, les tensions utilisées seront des tensions entre phases définies de la manière suivante :

$$u_{s_k} = v_{s_k} - v_{s_{n_k}} \quad \forall k \in \{1, \dots, n_k - 1\} \quad (2.11)$$

$$u_{m_c} = v_{m_c} - v_{m_{n_c}} \quad \forall c \in \{1, \dots, n_c - 1\}$$

Remarque : la définition de ces tensions ne s'applique pas pour les convertisseur $1/n_k$ puisqu'il faut à l'évidence au moins deux cellules de commutation pour réduire les tensions modulées.

Les tensions sont regroupées au sein de vecteurs tensions dits "réduits" dans la mesure où leur dimension n'est plus que de n_{k-1} (au lieu de n_k) pour le vecteur des tensions de source et de n_{c-1} (au lieu de n_c) pour le vecteur des tensions modulées :

vecteur réduit des tensions de sources : vecteur réduit des tensions modulées :

$$(U_{s_r}) = \begin{pmatrix} u_{s_1} \\ \vdots \\ u_{s_{(n_k-1)}} \end{pmatrix}$$

$$(U_{m_r}) = \begin{pmatrix} u_{m_1} \\ \vdots \\ u_{m_{(n_c-1)}} \end{pmatrix}$$

On définit la *matrice de conversion en tension dite "réduite"* notée $[M_u(t)]$ telle que :

$$(U_m) = [M_u(t)] \cdot (U_s) \quad (2.12)$$

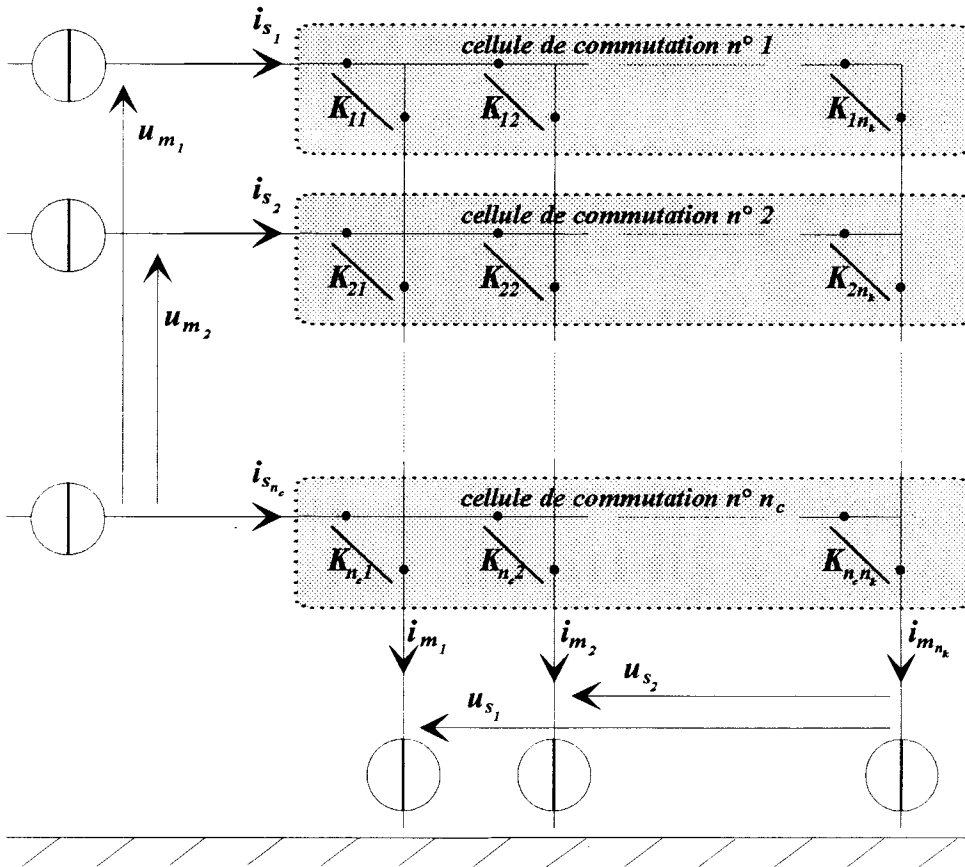


Figure 2.2 : convertisseur n_c/n_k réduit en tension.

2.1.3.2.2 MISE EN EQUATIONS

L'expression de la matrice $[M_u(t)]$ s'établit simplement en décomposant la relation (2.4) de la manière suivante :

$$v_{m_c} = \sum_{k=1}^{n_k-1} f_{ck} \cdot v_{s_k} + f_{cn_k} \cdot v_{s_{n_k}} \quad \forall c \in \{1, \dots, n_c\} \quad (2.13)$$

or, dans une cellule de commutation, on a la relation suivante sur les fonctions de connexion :

$$\sum_{k=1}^{n_k} f_{ck} = 1 \Leftrightarrow f_{cn_k} = 1 - \sum_{k=1}^{n_k-1} f_{ck} \quad \forall c \in \{1, \dots, n_c\} \quad (2.14)$$

on obtient alors la relation suivante :

$$v_{m_c} = \sum_{k=1}^{n_k-1} f_{ck} \cdot (v_{s_k} - v_{s_{n_k}}) + v_{s_{n_k}} \quad \forall c \in \{1, \dots, n_c\} \quad (2.15)$$

A partir de la définition des tensions composées (2.11) et en écrivant l'équation (2.15) dans le cas particulier où $c = n_c$, on obtient la relation suivante :

$$u_{m_c} = \sum_{k=1}^{n_k-1} (f_{ck} - f_{n_c,k}) \cdot u_{s_k} \quad \forall c \in \{1, \dots, n_c - 1\} \quad (2.16)$$

2.1.3.2.3 RELATIONS DE CONVERSION

L'examen de l'équation (2.16) montre que les éléments de $[M_{u_r}(t)]$ sont des combinaisons linéaires d'éléments de $[F_r(t)]$. On cherche donc à établir la relation existant entre ces deux matrices :

$$[M_{u_r}(t)] = \begin{bmatrix} f_{11} - f_{n_c1} & \cdots & f_{1(n_k-1)} - f_{n_c(n_k-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ f_{(n_c-1)1} - f_{n_c1} & \cdots & f_{(n_c-1)(n_k-1)} - f_{n_c(n_k-1)} \end{bmatrix} = [R_c] \cdot [F_r(t)] \quad (2.17)$$

$$\text{où } [R_c] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 & -1 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}_{(n_c-1, n_c)}$$

En conclusion, on obtient la relation entre la matrice de conversion en tension réduite souhaitée :

$$[M_{u_r}(t)] = [R_c] \cdot [F_r(t)] \quad (2.18)$$

$[R_c]$ est appelée relation de conversion.

2.1.3.3 REDUCTION EN COURANT

2.1.3.3.1 HYPOTHESE

Contrairement à la réduction en tension, il n'est pas toujours possible de réduire la matrice de conversion en courant.

Hypothèse :

Il n'existe aucune liaison directe entre les sources de courant et les sources de tension.

Dans ces conditions, on peut alors écrire :

$$\sum_{c=1}^{n_c} i_{S_c} = 0 \quad \text{et} \quad \sum_{k=1}^{n_k} i_{m_k} = 0 \quad (2.19)$$

Cette hypothèse, qui peut sembler assez restrictive, correspond en fait à la majorité des convertisseurs utilisés couramment (ex : onduleur de tension, commutateur de courant).

2.1.3.3.2 NOTATIONS

Sous cette hypothèse, les sources de courant (resp. de tension) qui n'avaient pas été reliées entre elles sur la figure 2.2 peuvent être connectées. (cf. figure 2.3).

Dans le cadre de l'hypothèse, on définit alors les vecteurs réduits en courant :

vecteur réduit des courants de sources : vecteur réduit des courants modulés :

$$(I_{S_r}) = \begin{pmatrix} i_{S_1} \\ \vdots \\ i_{S_{(n_c-1)}} \end{pmatrix} \qquad (I_{m_r}) = \begin{pmatrix} i_{m_1} \\ \vdots \\ i_{m_{(n_k-1)}} \end{pmatrix}$$

La **matrice de conversion en courant dite "réduites"** notées $[M_{i_r}(t)]$ se définit de la manière suivante :

$$(I_{m_r}) = [M_{i_r}(t)] \cdot (I_{s_r}) \quad (2.20)$$

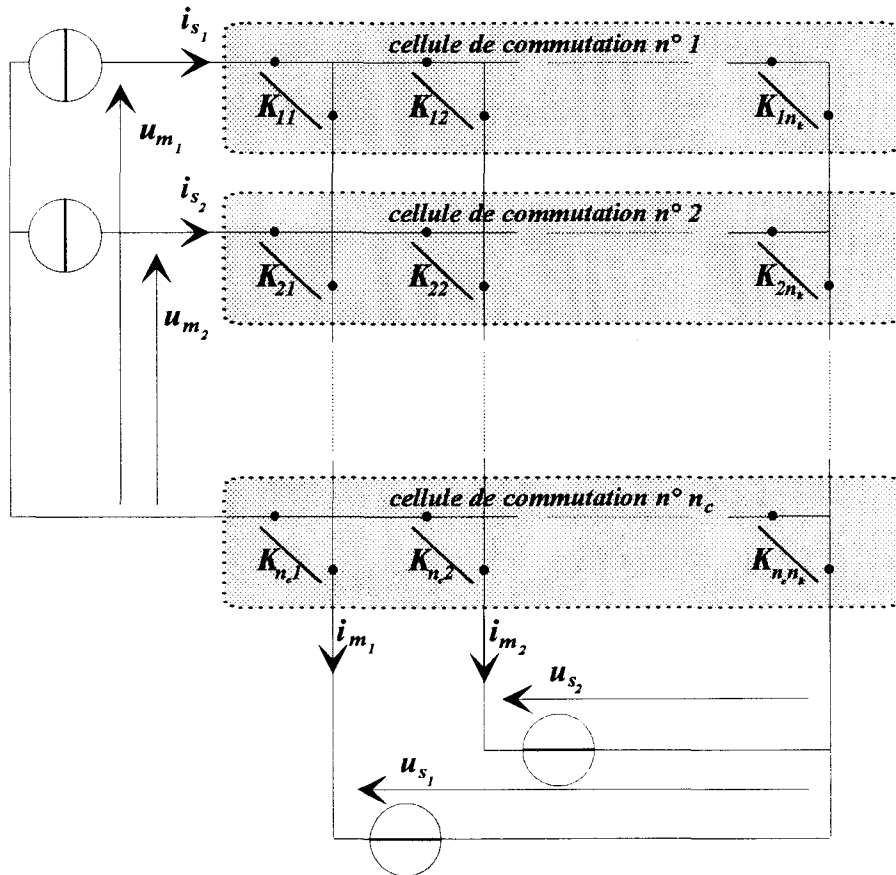


Figure 2.3 : convertisseur réduit n_c/n_k .

2.1.3.3.3 MISE EN EQUATIONS

On cherche à exprimer les éléments de la matrice $[M_{i_r}(t)]$ à l'aide des fonctions de connexion. La relation (2.6) est décomposée de la manière suivante :

$$i_{m_k} = \sum_{c=1}^{n_c-1} f_{ck} \cdot i_{s_c} + f_{n_c k} \cdot i_{s_{n_c}} \quad \forall k \in \{1, \dots, n_k\} \quad (2.21)$$

d'après l'hypothèse (2.19), où l'on a la relation sur les courants de source :

$$i_{s_{n_c}} = - \sum_{c=1}^{n_c-1} i_{s_c} \quad (2.22)$$

on en déduit la relation :

$$i_{m_k} = \sum_{c=1}^{n_c-1} (f_{ck} - f_{n_c,k}) \cdot i_{s_c} \quad \forall k \in \{1, \dots, n_k - 1\} \quad (2.23)$$

2.1.3.3.4 RELATIONS DE CONVERSION

La relation (2.23) conduit à la forme matricielle suivante :

$$[M_{i_r}(t)] = \begin{bmatrix} f_{11} - f_{n_c,1} & \cdots & f_{(n_c-1)1} - f_{n_c,1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ f_{1(n_k-1)} - f_{n_c(n_k-1)} & \cdots & f_{(n_c-1)(n_k-1)} - f_{n_c(n_k-1)} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

D'où la relation entre $[M_{i_r}(t)]$ et $[F_r(t)]$:

$$[M_{i_r}(t)] = [F_r(t)]' \cdot [R_c]' \quad (2.25)$$

2.1.3.4 METHODE PRATIQUE

L'analyse mathématique a permis d'établir de manière rigoureuse les relations fondamentales du convertisseur. Dans la pratique, il est peut être intéressant de disposer d'une méthode rapide permettant de retrouver la matrice $[M_r(t)]$ à partir de $[F(t)]$.

Nous proposons ici une approche très simple :

$$[F(t)] = \begin{bmatrix} f_{11} & \cdots & f_{1(n_k-1)} & f_{1n_k} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ f_{(n_c-1)1} & \cdots & f_{(n_c-1)(n_k-1)} & f_{(n_c-1)n_k} \\ f_{n_c1} & \cdots & f_{n_c(n_k-1)} & f_{n_cn_k} \end{bmatrix}$$

$$[M_{u_r}(t)] = \begin{bmatrix} f_{11} & \cdots & f_{1(n_k-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ f_{(n_c-1)1} & \cdots & f_{(n_c-1)(n_k-1)} \end{bmatrix}_{(n_c-1, n_k-1)} - \begin{bmatrix} f_{n_c1} & \cdots & f_{n_c(n_k-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ f_{n_c1} & \cdots & f_{n_c(n_k-1)} \end{bmatrix}_{(n_c-1, n_k-1)}$$

2.1.3.5 RESUME

Comme dans la mise en équation générale, nous n'utiliserons qu'une seule matrice de conversion réduite $[M_r(t)]$. On en déduit les relations fondamentales d'un convertisseur dans sa représentation réduite :

$$\begin{aligned} [M_r(t)] &= [R_c] \cdot [F_r(t)] \\ [M_{u_r}(t)] &= [M_r(t)] \\ [M_{i_r}(t)] &= [M_r(t)]^t \end{aligned} \quad (2.26)$$

Les éléments de la matrice de conversion $[M_r(t)]$ sont appelées *fonctions de conversion*, notés $m_{r_{ij}}(t)$. Nous verrons par la suite, dans des cas particuliers, les simplifications que l'on peut apporter à cette notation issue de l'analyse mathématique mais qui peut se révéler un peu lourde.

Attention :

il ne faut en aucun cas confondre la nature de la réduction appliquée
à la matrice de connexion ($[F(t)] \rightarrow [F_r(t)]$)
et celle appliquée à la matrice de conversion ($[M(t)] \rightarrow [M_r(t)]$).

Dans le premier cas, la connaissance de $[F_r(t)]$ permet de connaître l'état complet des fonctions de connexion de l'ensemble du convertisseur (cf. paragraphe 2.1.2.1).

En ce qui concerne la réduction appliquée à la matrice de conversion, *il y a perte d'information au niveau de l'état des connexions* : les relations de conversion ne sont pas inversibles. Nous reviendrons sur cette remarque essentielle qui aura une grande importance lors de la synthèse de la commande.

2.1.4 EXEMPLES D'APPLICATION

Trois exemples d'application sont maintenant développés afin d'illustrer les notions introduites précédemment.

2.1.4.1 CONVERTISSEUR 2/2

Nous présentons le convertisseur 2/2 suivant la norme définie au paragraphe 2.1.1

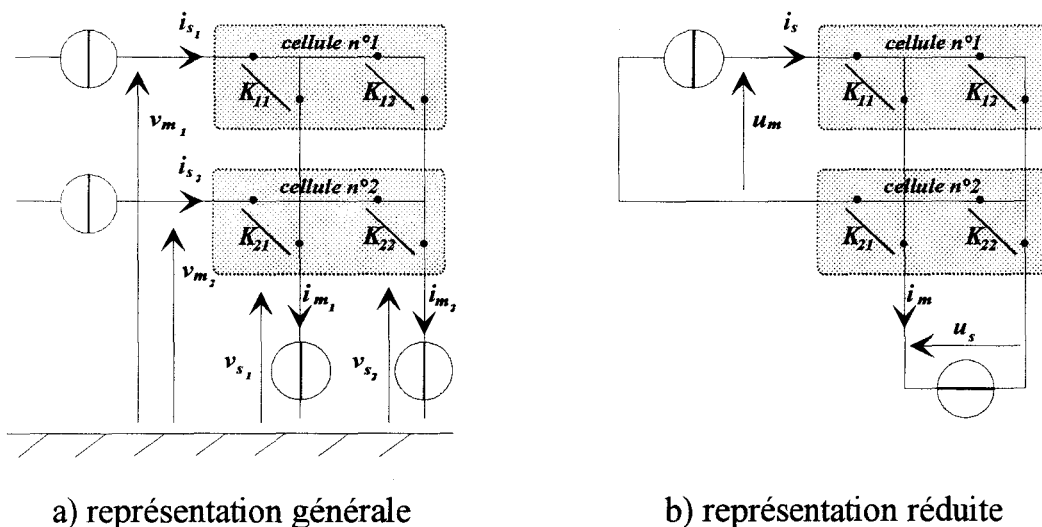


Figure 2.4 : convertisseur 2/2.

Les matrices des connexions s'écrivent :

$$[F(t)] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{bmatrix} \quad [F_r(t)] = \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \end{bmatrix}$$

d'où la matrice réduite de conversion :

$$[M_r(t)] = [f_{11} - f_{21}]$$

Représentation générale :

$$\begin{pmatrix} v_{m_1} \\ v_{m_2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_{s_1} \\ v_{s_2} \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} v_{m_1} \\ v_{m_2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & 1-f_{11} \\ f_{21} & 1-f_{21} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_{s_1} \\ v_{s_2} \end{pmatrix}$$

ou

$$\begin{pmatrix} i_{m_1} \\ i_{m_2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{21} \\ f_{12} & f_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{s_1} \\ i_{s_2} \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} i_{m_1} \\ i_{m_2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{21} \\ 1-f_{11} & 1-f_{21} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{s_1} \\ i_{s_2} \end{pmatrix}$$

Représentation réduite :

$$(u_m) = [f_{11} - f_{21}] \cdot (u_s)$$

$$(i_m) = [f_{11} - f_{21}] \cdot (i_s)$$

2.1.4.2 CONVERTISSEUR 3/2

L'association de trois cellules de commutation à deux interrupteurs forme le convertisseur 3/2 présenté figure 2.5.

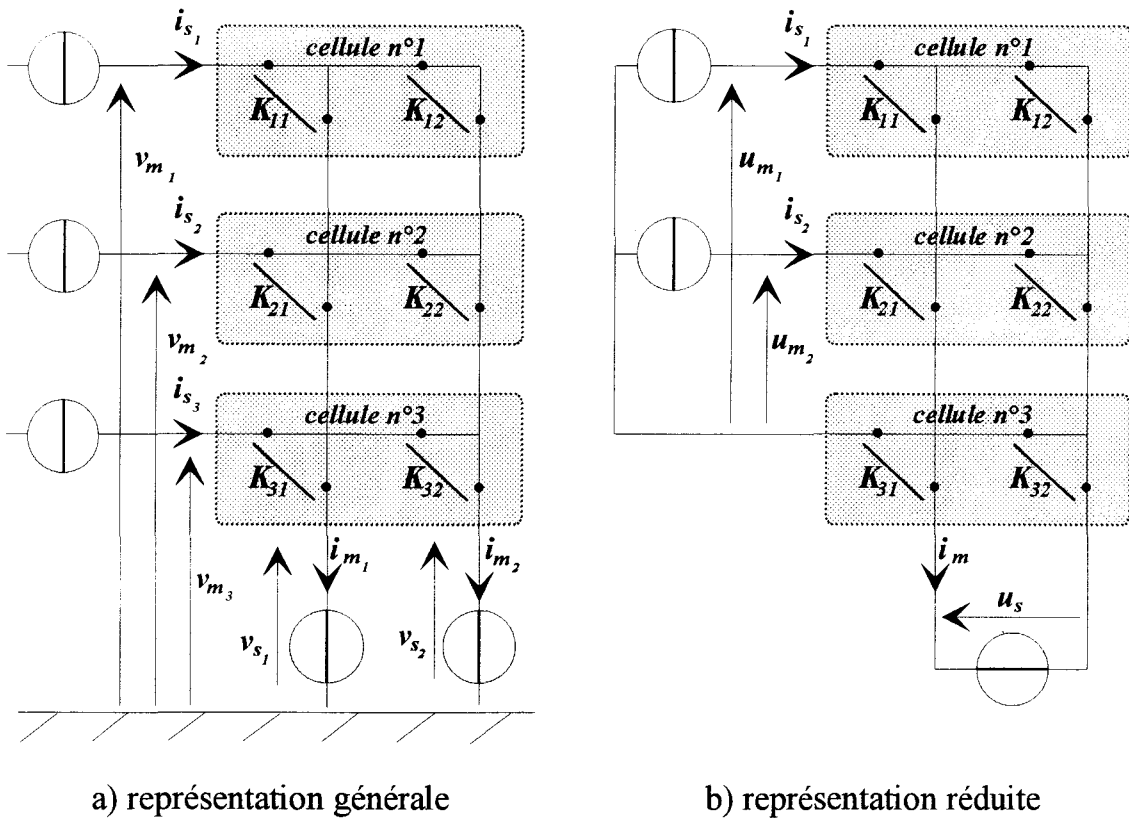


Figure 2.5 : convertisseur 3/2.

D'après la topologie du convertisseur, on a :

$$[F(t)] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \\ f_{31} & f_{32} \end{bmatrix} \quad [F_r(t)] = \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix}$$

$$[M_r(t)] = \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} f_{31} \\ f_{31} \end{bmatrix}$$

d'où la matrice réduite de conversion $[M_r(t)]$ obtenue à partir de $[F(t)]$.

Représentation générale :

Représentation réduite :

$$\begin{pmatrix} v_{m_1} \\ v_{m_2} \\ v_{m_3} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \\ f_{31} & f_{32} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_{s_1} \\ v_{s_2} \end{pmatrix} \quad \text{ou} \quad \begin{pmatrix} v_{m_1} \\ v_{m_2} \\ v_{m_3} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & 1-f_{11} \\ f_{21} & 1-f_{21} \\ f_{31} & 1-f_{31} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_{s_1} \\ v_{s_2} \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} u_{m_1} \\ u_{m_2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} - f_{31} \\ f_{21} - f_{31} \end{bmatrix} \cdot (u_s)$$

$$\begin{pmatrix} i_{m_1} \\ i_{m_2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{21} & f_{31} \\ f_{12} & f_{22} & f_{32} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{s_1} \\ i_{s_2} \\ i_{s_3} \end{pmatrix} \quad (i_m) = [f_{11} - f_{31} \quad f_{21} - f_{31}] \cdot \begin{pmatrix} i_{s_1} \\ i_{s_2} \end{pmatrix}$$

ou

$$\begin{pmatrix} i_{m_1} \\ i_{m_2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{21} & 1-f_{11}-f_{21} \\ f_{12} & f_{22} & 1-f_{12}-f_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{s_1} \\ i_{s_2} \\ i_{s_3} \end{pmatrix}$$

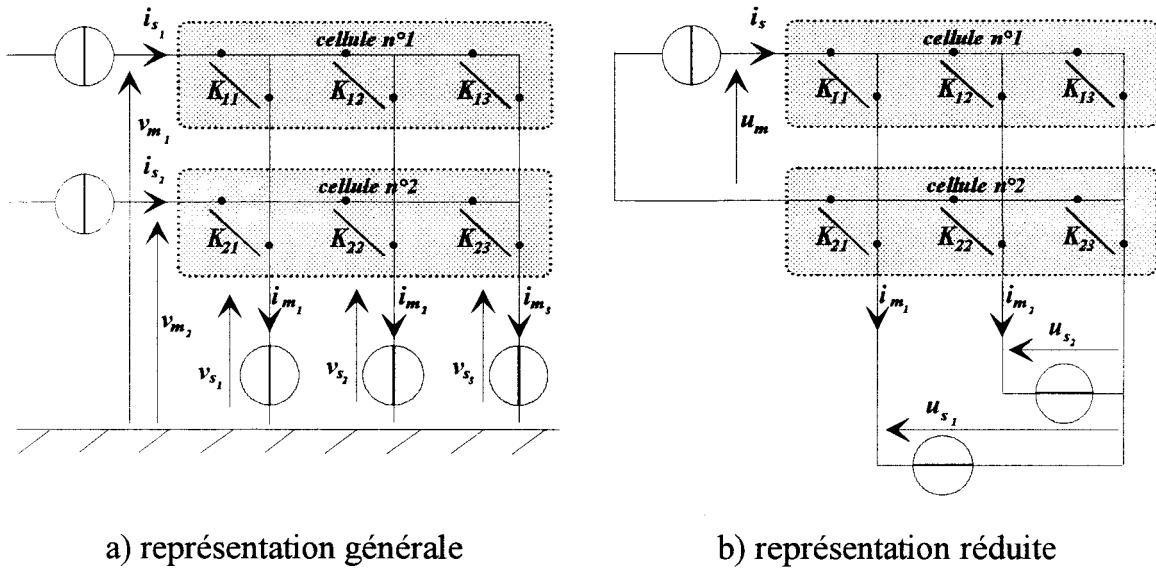
2.1.4.3 CONVERTISSEUR 2/3

L'association de deux cellules de commutation à trois interrupteurs forme le convertisseur 2/3 présenté figure 2.6.

D'après la topologie du convertisseur, on a :

$$[F(t)] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & f_{13} \\ f_{21} & f_{22} & f_{23} \end{bmatrix} \quad [F_r(t)] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{bmatrix}$$

$$\text{d'où } [M_r(t)] = [f_{11} - f_{21} \quad f_{12} - f_{22}]$$



a) représentation générale

b) représentation réduite

Figure 2.6 : convertisseur 2/3.

Représentation générale :

$$\begin{pmatrix} v_{m_1} \\ v_{m_2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & f_{13} \\ f_{21} & f_{22} & f_{23} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} v_{s_1} \\ v_{s_2} \\ v_{s_3} \end{pmatrix}$$

ou

$$\begin{pmatrix} v_{m_1} \\ v_{m_2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & 1 - f_{11} - f_{12} \\ f_{21} & f_{22} & 1 - f_{21} - f_{22} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} v_{s_1} \\ v_{s_2} \\ v_{s_3} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} i_{m_1} \\ i_{m_2} \\ i_{m_3} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{21} \\ f_{12} & f_{22} \\ f_{13} & f_{23} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s_1} \\ i_{s_2} \end{pmatrix}$$

Représentation réduite :

$$(u_m) = [f_{11} - f_{21} \quad f_{12} - f_{22}] \begin{pmatrix} u_{s_1} \\ u_{s_2} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} i_{m_1} \\ i_{m_2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} - f_{21} \\ f_{12} - f_{22} \end{bmatrix} \cdot (i_s)$$

2.1.5 MODELE DU CONVERTISSEUR

Nous avons présenté ci-dessus deux modélisations possibles pour un convertisseur. Entre ces deux cas limites (représentation générale et représentation réduite), on peut envisager d'autres solutions (réduction en courant et pas en tension ...) qui n'ont pas été détaillées mais qui ne remettent pas en cause la nature même du convertisseur en tant que **double modulateur de grandeurs d'état**.

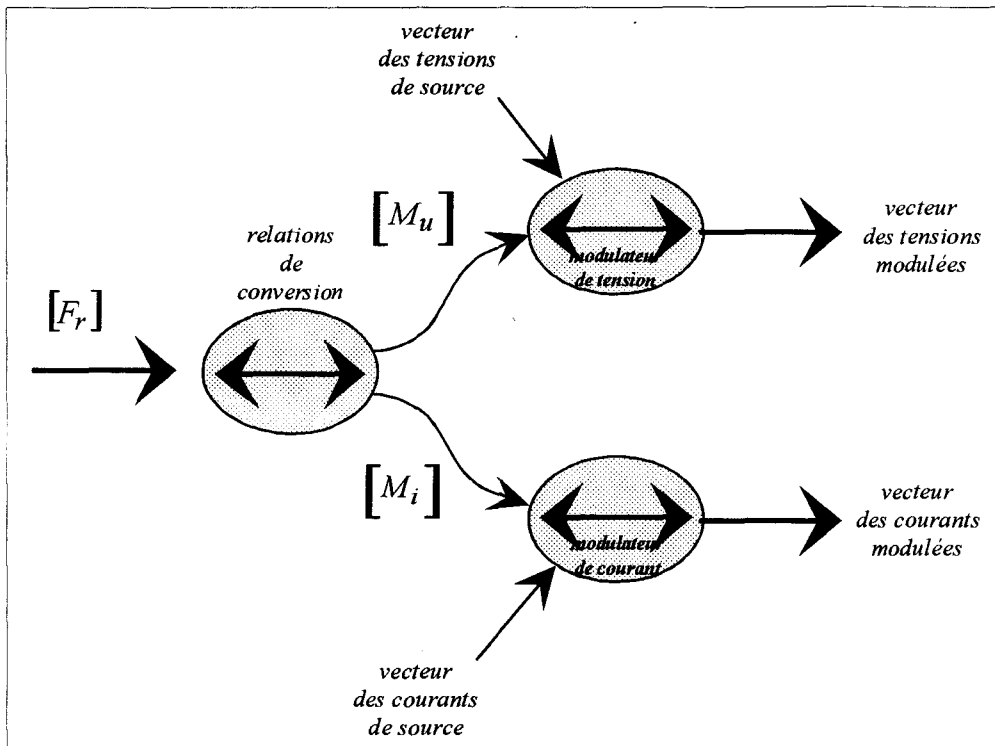


Figure 2.7 : représentation générale d'un convertisseur.

Suivant le type de représentation choisie, les relations matricielles permettant de passer de la matrice de connexion aux matrices de conversion peuvent changer mais la représentation globale du convertisseur reste identique.

On voit apparaître nettement sur cette figure, les deux niveaux de commande d'un convertisseur :

- matrice de connexion : commande des interrupteurs,
- matrice de conversion : contrôle des grandeurs de réglage.

Cette distinction est essentielle à mettre en évidence car, comme nous allons le voir ultérieurement, l'une des problématiques fondamentales de la commande des convertisseurs réside bien dans le passage entre ces deux niveaux de commande.

2.2 LES ELEMENTS DE FILTRAGE

Jusqu'ici, nous avons toujours considéré les sources idéales de manière à fixer l'attention du lecteur exclusivement sur l'interrupteur, la cellule de commutation ou le convertisseur. Afin de modéliser de manière globale l'axe de puissance, il est évidemment indispensable d'étudier les filtres qui composent l'environnement immédiat du convertisseur.

Dans la modélisation globale du convertisseur, les éléments de filtrage seront regroupés dans un ensemble appelé **bloc continu**, par opposition au convertisseur proprement dit dont l'ensemble des connexions qu'il réalise sont regroupées dans le **bloc discontinu**.

2.2.1 MISE EN EQUATION

Le **bloc continu** est décrit par les équations d'état classiques :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = [A].X(t) + [B].(U(t)) \\ Y(t) = [C].X(t) + [D].(U(t)) \end{cases}$$

Deux types d'entrées sont à considérer :

- le vecteur entrées dites externes ($U_e(t)$) qui sont imposées au système par des processus externes au convertisseur (par exemple la f.e.m. du réseau ou d'une machine à courant continu),
- le vecteur d'entrées dites internes ($U_i(t)$) rassemble le vecteur des tensions et des courants modulés.

Cette distinction nous amène à présenter les équations d'état sous la forme :

$$\dot{X}(t) = [A].X(t) + [B_e].(U_e(t)) + [B_i].(U_i(t))$$

Nous retrouvons dans les variables d'état le vecteur des tensions de source ainsi que le vecteur des courants de source.

Remarques :

- nous ne mettrons dans le vecteur d'état que des grandeurs indépendantes,
- la notion de grandeurs dites "externes" suppose évidemment de définir précisément les limites du système étudié. Dans le cas de système faisant intervenir un moteur, il paraît assez naturel de placer la frontière entre le domaine électrique et le domaine mécanique. Dans le cas d'assemblage de processus électriques, il y a parfois plusieurs manières d'aborder l'étude.

La figure 2.8 présente le convertisseur pris dans son environnement.

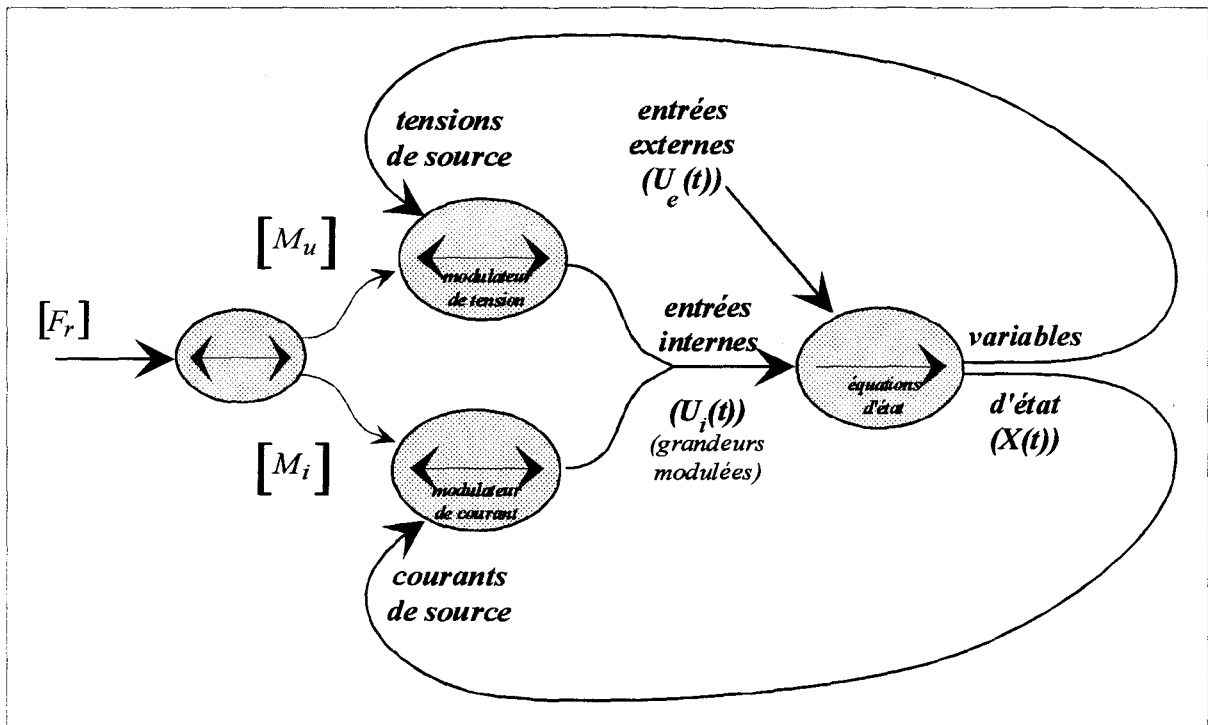


Figure 2.8 : le convertisseur dans son environnement.

2.2.2 EXEMPLES D'APPLICATION

Afin d'illustrer la démarche, nous reprenons les trois exemples déjà abordés au paragraphe précédent lors de la présentation du bloc discontinu..

2.2.2.1 CONVERTISSEUR 2/2

Nous montrons, grâce à la mise en équation de ce convertisseur, l'importance du couplage entre les sources.

2.2.2.1.1 AVEC COUPLAGE

Dans le cas où il y a une liaison directe entre les sources de courant et de sortie (cf. figure 2.9), nous devons prendre la représentation générale du convertisseur.

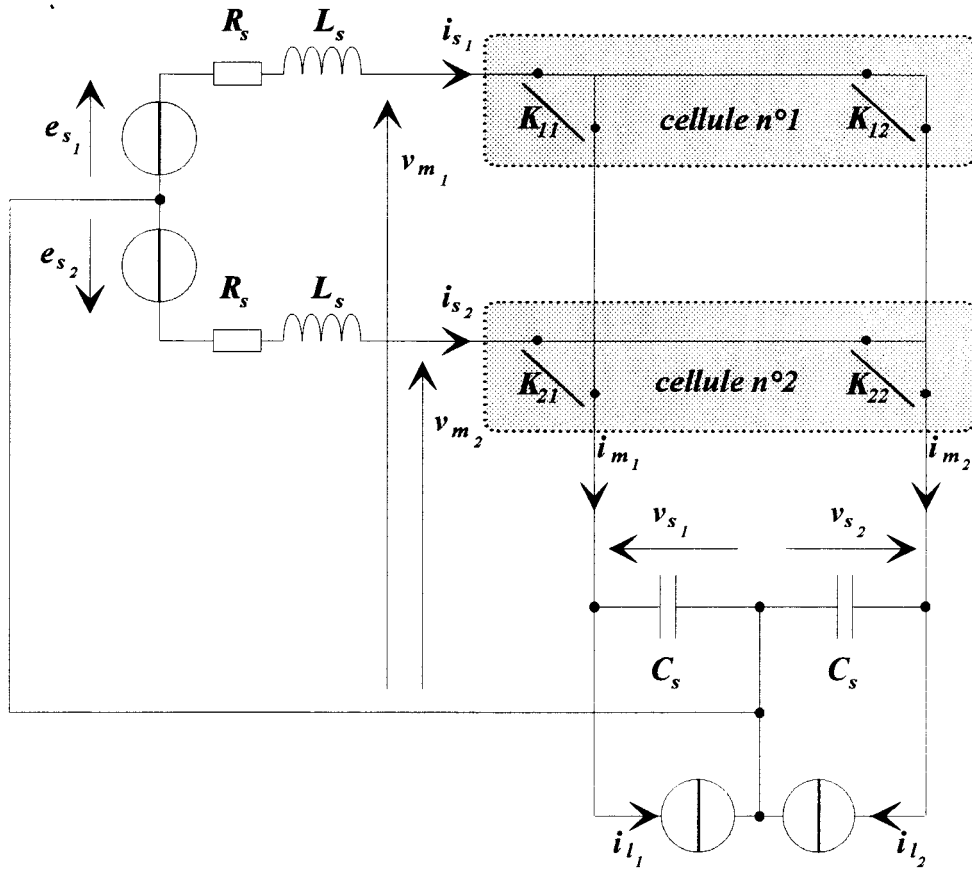


Figure 2.9 : convertisseur 2/2 couplé dans son environnement.

Compte tenu du couplage entre sources la mise en équation *minimale* de ce système fait intervenir les vecteurs suivants :

Variables d'état

$$(X(t)) = \begin{pmatrix} i_{s_1} \\ i_{s_2} \\ v_{s_1} \\ v_{s_2} \end{pmatrix}$$

Grandeurs d'entrées externes

$$(U_e(t)) = \begin{pmatrix} i_{l_1} \\ i_{l_2} \\ e_{s_1} \\ e_{s_2} \end{pmatrix}$$

Grandeurs d'entrées internes

$$(U_i(t)) = \begin{pmatrix} i_{m_1} \\ i_{m_2} \\ v_{m_1} \\ v_{m_2} \end{pmatrix}$$

La figure 2.10 présente le graphe de causalité de l'Axe de puissance comportant un convertisseur 2/2 et son environnement dans sa représentation la plus complète.

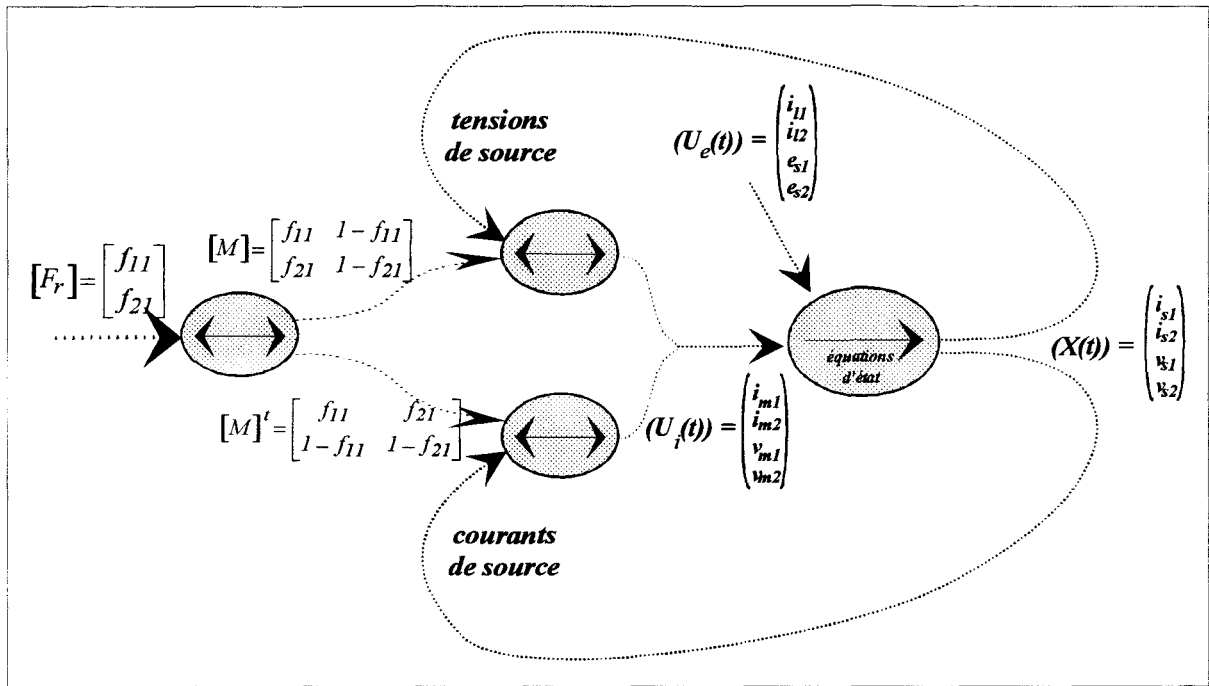


Figure 2.10 : graphe informationnel causal de l'axe de puissance.

2.2.2.1.2 SANS COUPLAGE

La figure 2.11 présente le convertisseur 2/2 réduit dans son environnement.

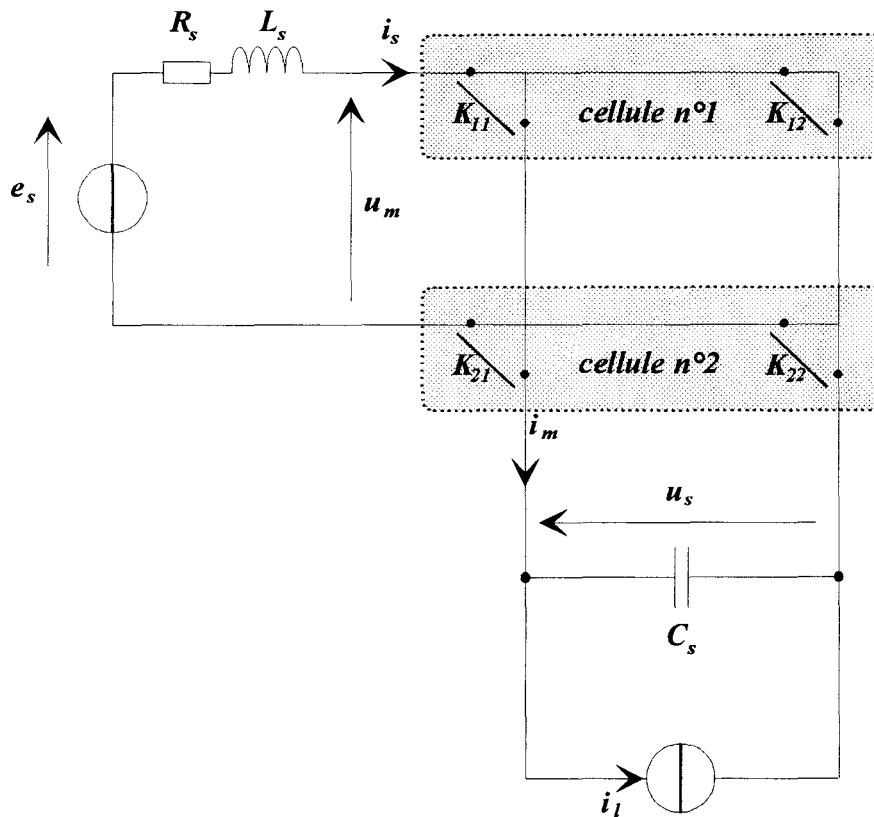


Figure 2.11 : convertisseur 2/2 réduit dans son environnement.

Lorsqu'il y a découplage, la représentation minimale est la suivante :

Variables d'état

$$(X(t)) = \begin{pmatrix} i_s \\ u_s \end{pmatrix}$$

**Grandeurs d'entrées
externes**

$$(U_e(t)) = \begin{pmatrix} i_l \\ e_s \end{pmatrix}$$

**Grandeurs d'entrées
internes**

$$(U_i(t)) = \begin{pmatrix} i_m \\ u_m \end{pmatrix}$$

La figure 2.12 présente le graphe de causalité réduit dont la structure globale est évidemment inchangée, mais les vecteurs mis en jeu sont réduits.

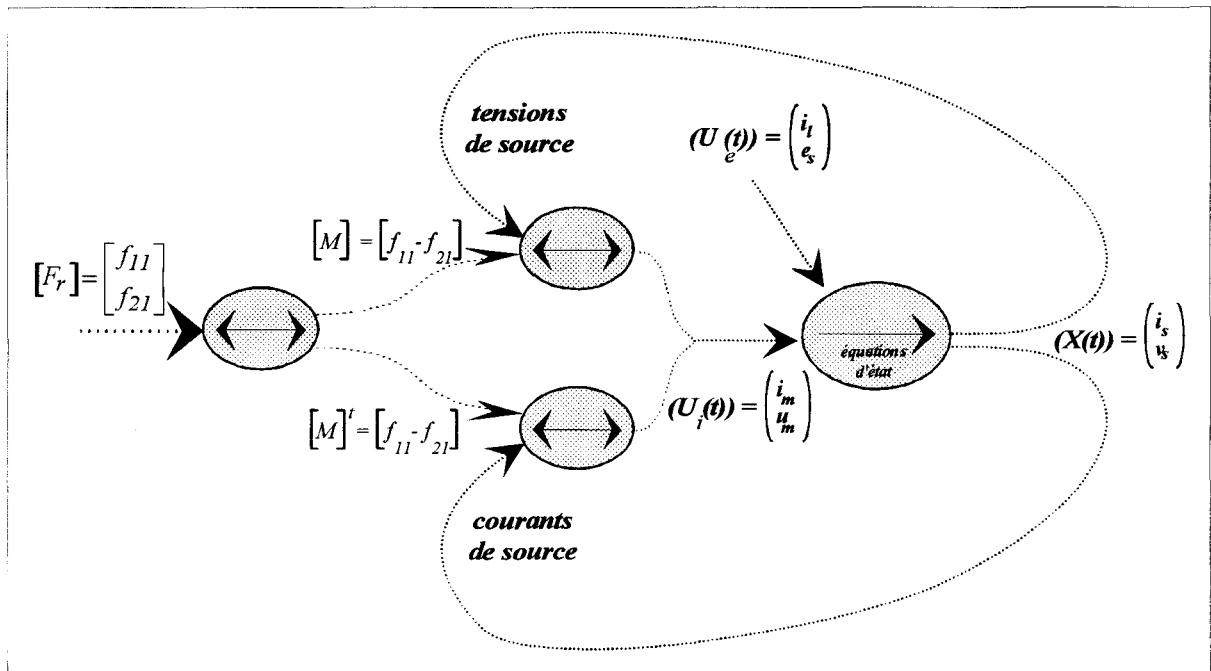


Figure 2.12 : graphe informationnel causal de l'Axe de puissance.

2.2.2.2 CONVERTISSEUR 3/2

Comme nous l'avons vu précédemment (cf. paragraphe 2.1.4.2), le convertisseur 3/2 est constitué de trois cellules à deux interrupteurs. La figure 2.13 présente le convertisseur 3/2 dans son environnement.

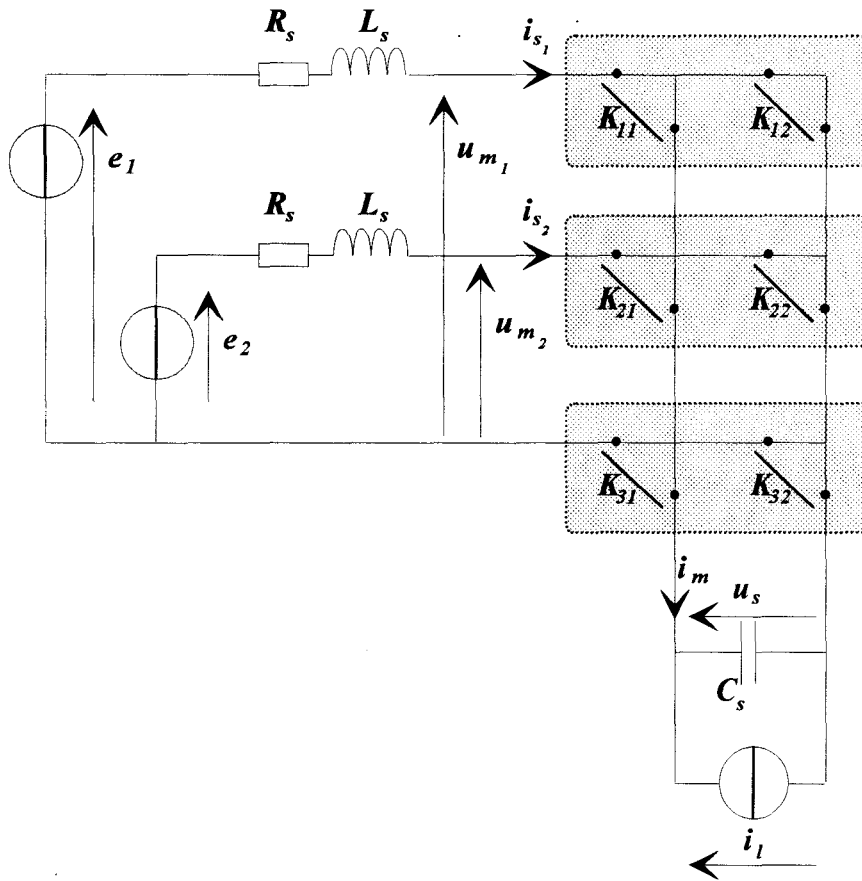


Figure 2.13 : le convertisseur 3/2 dans son environnement.

Les différentes grandeurs intervenant sont les suivantes :

Variables d'état

$$(X(t)) = \begin{pmatrix} i_{s_1} \\ i_{s_2} \\ u_s \end{pmatrix}$$

Grandeurs d'entrées externes

$$(U_e(t)) = \begin{pmatrix} i_l \\ e_1 \\ e_2 \end{pmatrix}$$

Grandeurs d'entrées internes

$$(U_i(t)) = \begin{pmatrix} i_m \\ u_{m_1} \\ u_{m_2} \end{pmatrix}$$

La figure 2.14 présente le graphe de causalité réduit de convertisseur 3/2 dans son environnement.

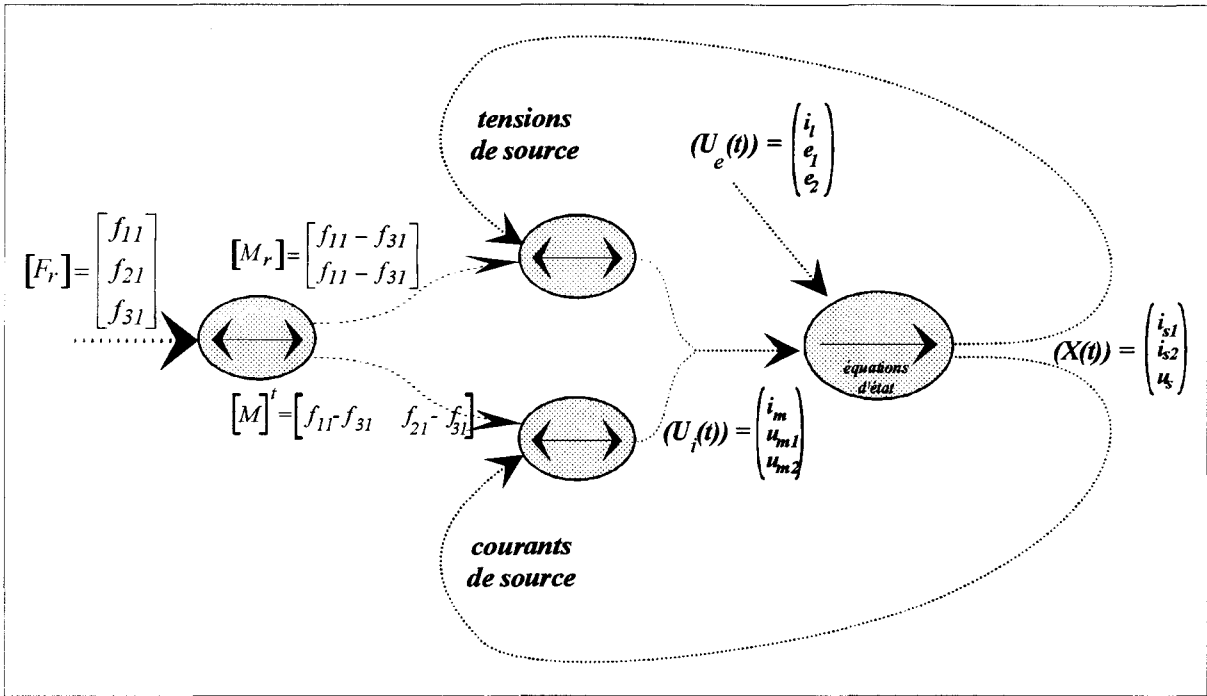


Figure 2.14 : graphe informationnel causal de l'Axe de puissance.

2.2.2.3 CONVERTISSEUR 2/3

La figure 2.15 présente le convertisseur 2/3 dans son environnement.

On dénombre les grandeurs suivantes :

Variables d'état

$$(X(t)) = \begin{pmatrix} i_s \\ u_{s1} \\ u_{s2} \\ i_l \\ i_2 \end{pmatrix}$$

Grandeurs d'entrées externes

$$(U_e(t)) = \begin{pmatrix} e_s \\ e_1 \\ e_2 \end{pmatrix}$$

Grandeurs d'entrées internes

$$(U_i(t)) = \begin{pmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \\ u_m \end{pmatrix}$$

La figure 2.16 présente le graphe de causalité réduit de convertisseur 2/3 dans son environnement.

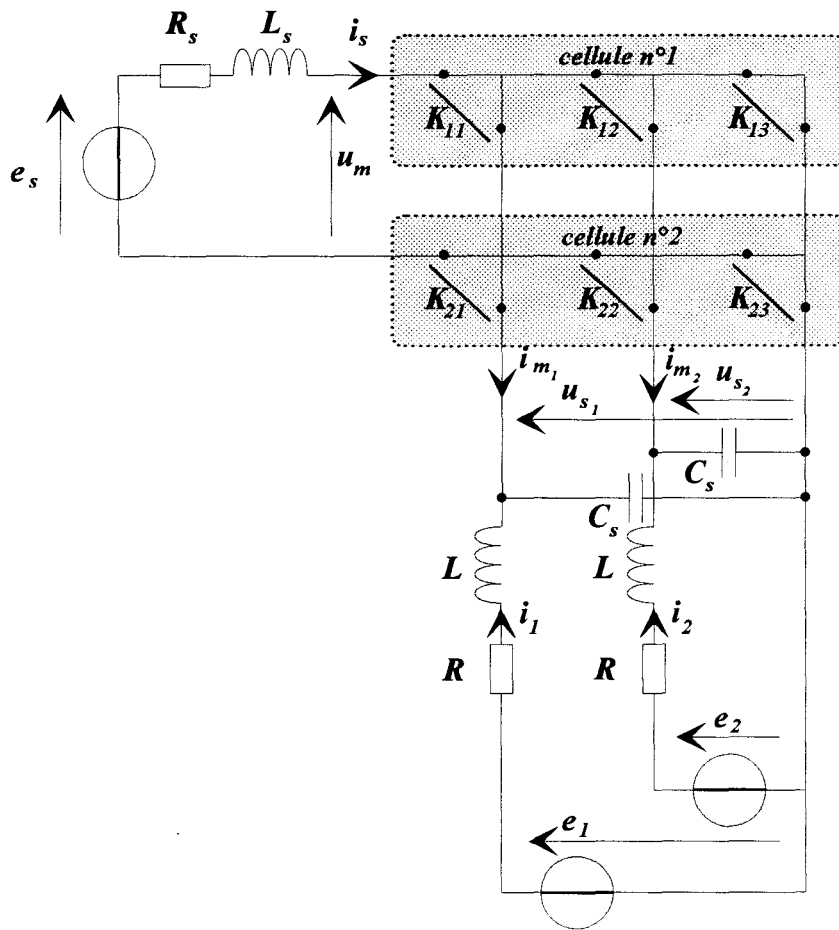


Figure 2.15 : le convertisseur 2/3 dans son environnement.

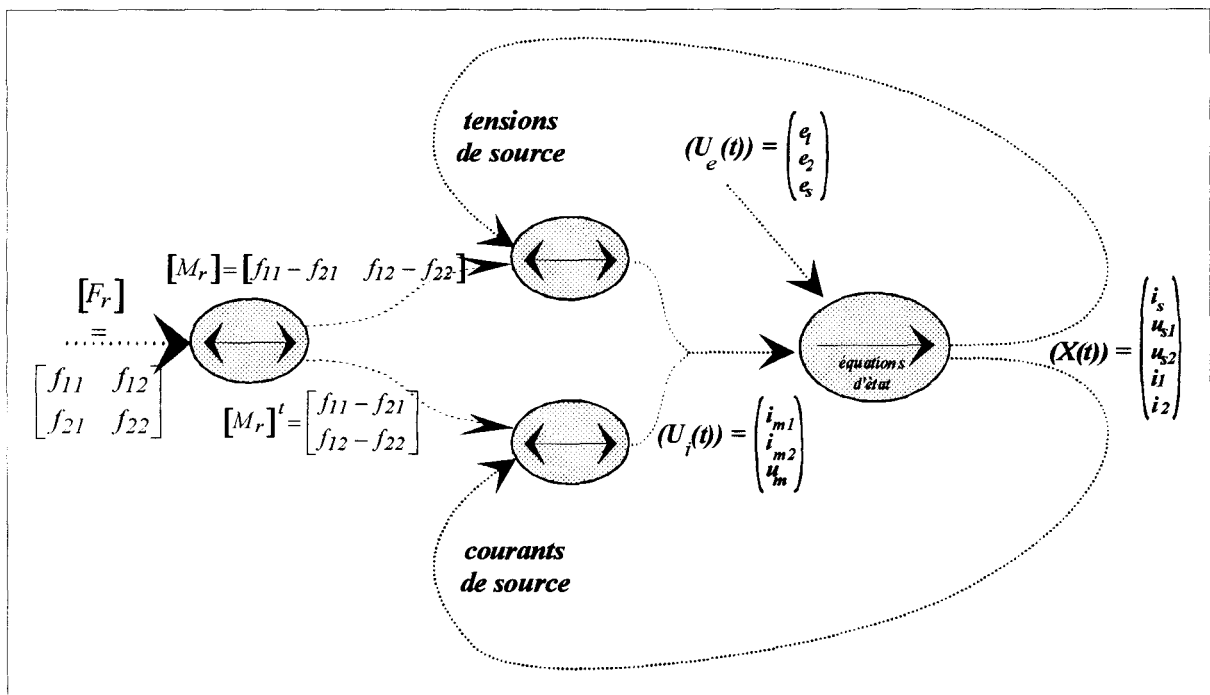


Figure 2.16 : graphe informationnel causal de l'axe de puissance.

2.3 DESCRIPTION GENERALE DE L'AXE DE PUISSANCE

2.3.1 MODELE GLOBAL

Dans ce chapitre, nous avons construit progressivement le modèle de l'Axe de puissance à partir des connexions établies par les interrupteurs en supposant que chaque cellule de commutation soit toujours en conduction continue.

Si nous voulons compléter le modèle de l'Axe de Puissance, il nous faut ajouter les réseaux de Petri introduits au paragraphe 2.1.2.1.

Ainsi, les fonctions de connexion sont issus des réseaux de Petri associés à chaque cellule de commutation. La commande externe ($C_e(t)$) est issu du B.C.C. (ou des différents B.C.F. s'ils existent). Comme nous l'avons mentionnés au paragraphe 2.2.2.3, la commande interne ($C_i(t)$) s'exprime en fonction des grandeurs de source, donc des variables d'état.

La figure 2.17 rassemble tous les éléments composant l'axe de puissance.

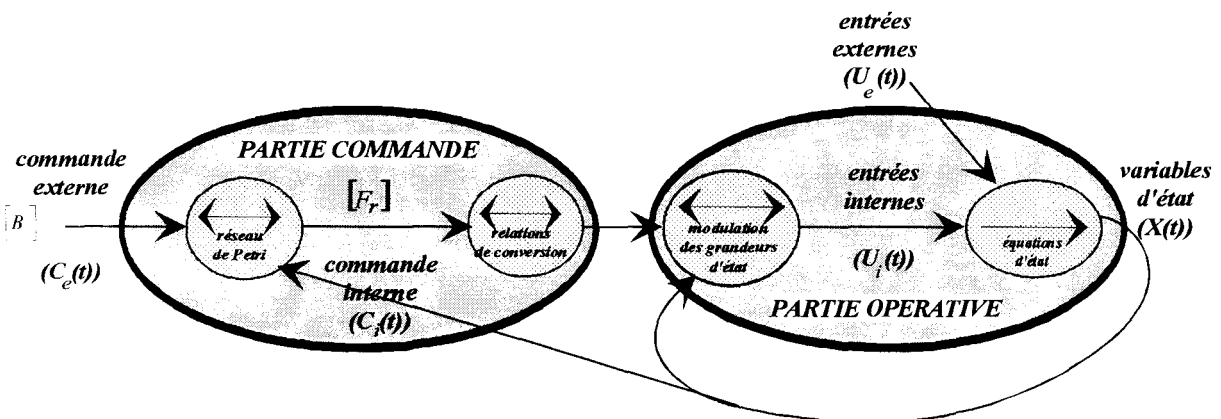


Figure 2.17 : modèle global de l'axe de puissance.

L'ajout de ce bloc permet de présenter une représentation complète où l'Axe de puissance est séparé clairement en 2 parties :

- une *partie commande* qui regroupe
 - ◆ les réseaux de Petri associés à chaque cellule de commutation,
 - ◆ les relations de conversion,
- une *partie opérative* comprenant
 - ◆ la modulation des grandeurs d'état,
 - ◆ les équations d'état.

Ce modèle de l'Axe de Puissance n'a pas pour objectif de proposer une représentation fine du comportement de l'Axe de Puissance mais plutôt d'en décrire l'organisation générale en donnant une place précise à tous les éléments introduits jusqu'ici.

Il est clair que dans, l'objectif d'obtenir un modèle de comportement précis, l'étude demande à être affinée surtout dans le cas de la conduction discontinue où la modulation des grandeurs d'état peut devenir partielle voir complètement inexistante.

2.3.2 MODELE DE COMMANDE

Le modèle global précédemment établi est bien adapté à la simulation et à la validation de lois de commande mais ne permet de disposer de relations continues ou discrètes biunivoques entre les différentes grandeurs nécessaires à la synthèse d'algorithmes. Un modèle de commande, faisant intervenir de nouveaux opérateurs (fonctions génératrices) et des conditions de commandabilité, doit être introduit pour unifier la modélisation de l'axe de puissance.

2.3.2.1 CONVERTISSEUR EN MODE COMMANDABLE

Un convertisseur est considéré comme fonctionnant en mode commandable lorsque l'évolution de son état est indépendante de la commande interne.

La Partie Commande se réduit alors à une relation directe ne faisant plus intervenir de réseaux de Petri : les fonctions de connexions sont directement liées à la commande externe. En utilisant les notations précédentes, on obtient la relation vectorielle suivante :

$$[F(t)] = (C_e(t)) \quad (2.27)$$

Dans le pratique, cette identité est admise lorsque le convertisseur fonctionne en *conduction continue*.

2.3.2.2 DEFINITION DES FONCTIONS GENERATRICES

On peut associer à la fonction de connexion $f_{ck}(t)$ une fonction continue notée $f_{ck_e}(t)$ représentant la valeur moyenne de la connexion réalisée sur une période T_e . Si cette période T_e tend vers zéro, la fonction génératrice devient égale à la valeur moyenne instantanée de la fonction de connexion.

On définit ainsi la **fonction génératrice de connexion** $f_{ck_s}(t)$:

$$f_{ck_s}(t) = \left(\frac{1}{T_e} \cdot \int_{k.T_e}^{(k+1).T_e} f_{ck}(\tau) \cdot d\tau \right)_{T_e \rightarrow 0} \in [0,1]$$

avec k entier naturel tel que $k.T_e < t < (k+1).T_e$

Cette définition consiste, en fait, à effectuer une modélisation en valeur moyenne afin d'unifier les parties discontinues et continues.

En pratique, la période T_e ne peut pas être infiniment petite et il faut alors associer à la fonction génératrice de connexion la **fonction génératrice de connexion échantillonnée**.

Par extension, on associe à toutes les matrices introduites précédemment leur matrice génératrice (indice g) :

- $[F(t)] \rightarrow [F_g(t)]$,
- $[M(t)] \rightarrow [M_g(t)]$,
- $[M_u(t)] \rightarrow [M_{u_g}(t)]$,
- $[M_i(t)] \rightarrow [M_{i_g}(t)]$
- $[F_r(t)] \rightarrow [F_{r_g}(t)]$,
- $[M_r(t)] \rightarrow [M_{r_g}(t)]$
- $[M_{u_r}(t)] \rightarrow [M_{u_{r_g}}(t)]$,
- $[M_{i_r}(t)] \rightarrow [M_{i_{r_g}}(t)]$.

Dans la mesure où les relations entre les matrices de connexion et de conversion sont linéaires, **les relations de conversion sont inchangées**.

2.3.2.3 MODELE DE COMMANDE GENERAL

Les notions de mode commandable et de fonctions génératrices conduisent à un modèle de commande généralisé présenté figure 2.18. La partie commande du modèle de connaissance est alors réduite aux relations de conversion. La partie opérative est maintenant unifiée puisqu'elle ne fait plus intervenir que des grandeurs continues (ou échantillonnées).

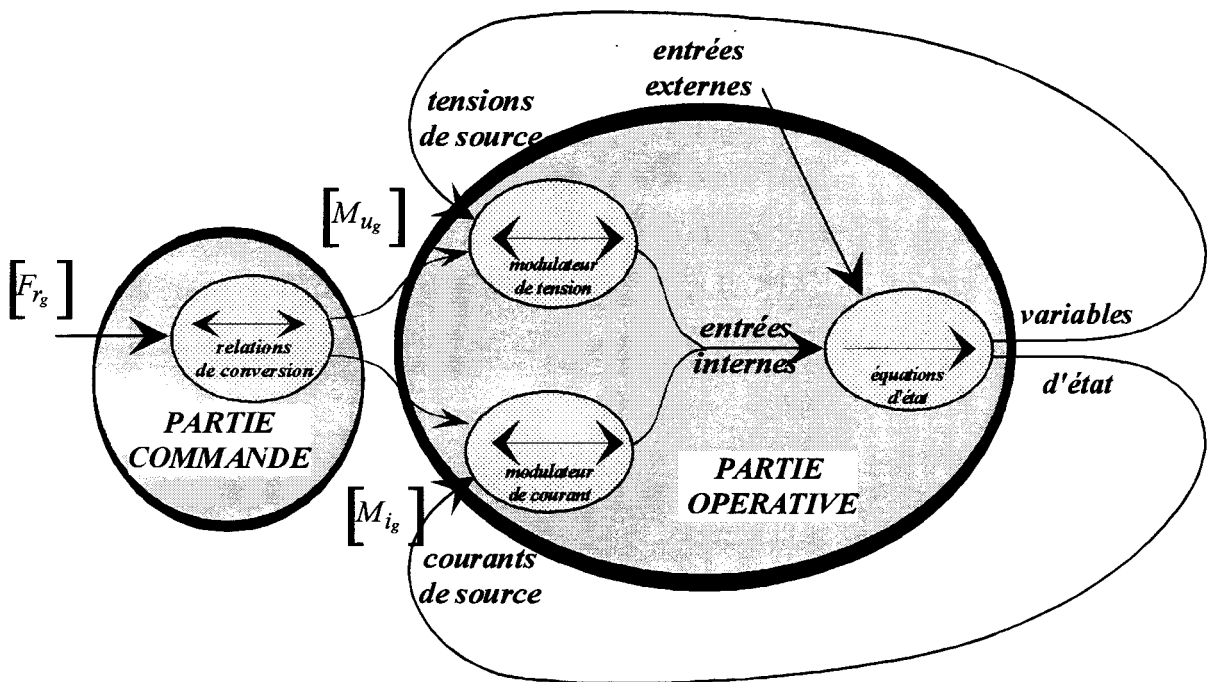


Figure 2.18 : modèle de commande.

2.4 PRINCIPLE GENERAL DE COMMANDE DES CONVERTISSEURS

2.4.1 CHOIX DE LA GRANDEURS A CONTROLER

Comme nous l'avons déjà vu au paragraphe 2.1.5, le convertisseur est un double modulateur de grandeurs d'état. Dans la pratique, l'une des modulations est toujours privilégiée en fonction de l'application.

Dans le cas d'un convertisseur 3/2 par exemple, c'est souvent la modulation de tension qui est utilisée pour contrôler le courant dans une charge triphasée. Dans le cas du convertisseur 2/3, c'est en général le contraire. Le modèle de commande utile est en fait restreint à l'une des modulations (cf. figure 2.19).

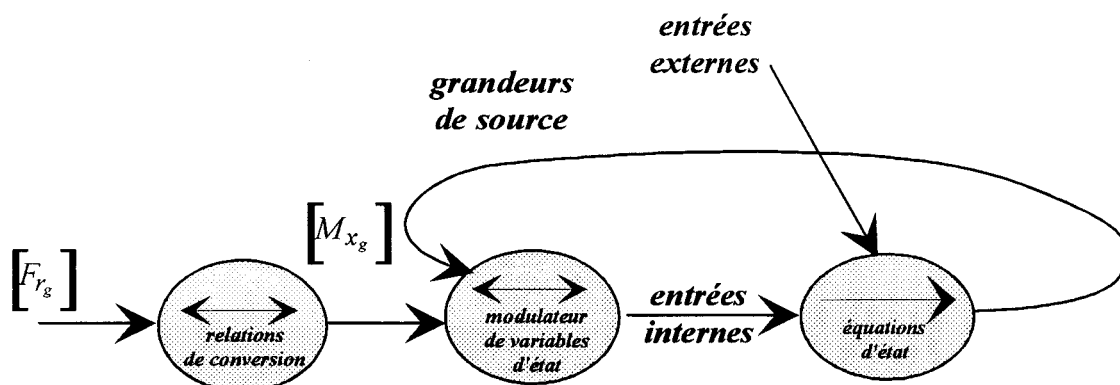


Figure 2.19 : modèle de commande restreint.

Remarque : sur la figure la grandeur "x" peut être remplacée indifféremment par "i" ou "u".

2.4.2 INVERSION DE LA CHAÎNE CAUSALE

2.4.2.1 SCHEMA DE PRINCIPE DE LA COMMANDE

Le schéma de la commande (figure 2.20) découle directement du principe d'inversion de la chaîne causale exposé précédemment au chapitre premier :

- les relations causales sont remplacées par une boucle d'asservissement :

<i>grandeurs d'entrée</i>	<i>grandeurs de sortie</i>
grandeurs de consigne grandeurs mesurées (indice ref)	vecteur de réglage des grandeurs modulées : $\begin{bmatrix} X_{m_{reg}}(t) \end{bmatrix}$

Rappel : suivant les cas "x" peut être remplacé par "u", "u", "i".

- les relations rigides sont inversées,
 - ◆ inversion de la modulation :

<i>grandeurs d'entrée</i>	<i>grandeurs de sortie</i>
$\begin{bmatrix} X_{reg}(t) \end{bmatrix}$	matrice génératrice de conversion de réglage réduite ou non selon la modélisation $\begin{bmatrix} M_{g_{reg}}(t) \end{bmatrix} \text{ ou } \begin{bmatrix} M_{r_{g_{reg}}}(t) \end{bmatrix}$

- ◆ inversion des relations de conversion :

<i>grandeurs d'entrée</i>	<i>grandeurs de sortie</i>
$\begin{bmatrix} M_{g_{reg}}(t) \end{bmatrix} \text{ ou } \begin{bmatrix} M_{r_{g_{reg}}}(t) \end{bmatrix}$	matrice génératrice de connexion de réglage $\begin{bmatrix} F_{g_{reg}}(t) \end{bmatrix}$

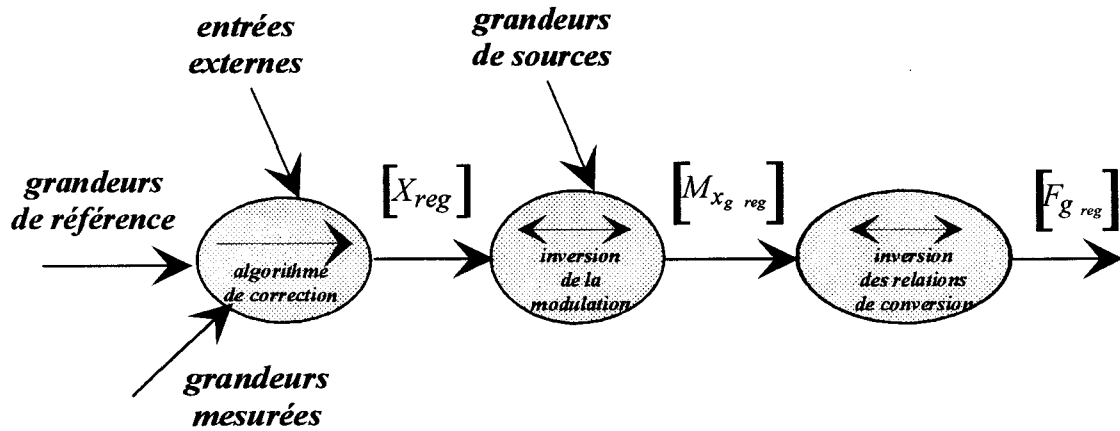


Figure 2.20 : schéma de principe de la commande.

La synthèse du correcteur relève des techniques de l'automatique. L'inversion de la modulation ne pose pas de difficulté théorique par contre, l'inversion des relations de conversion est souvent impossible simplement dans la mesure où les relations de conversion ne sont pas inversibles. Lors de la modélisation, deux cas de figure sont à envisager :

- l'utilisation de la représentation générale,
- l'utilisation de la représentation réduite.

2.4.2.2 UTILISATION DE LA MISE EN EQUATION GENERALE

C'est le cas de figure où il n'y a aucune difficulté puisqu'il y a identité ou transposition entre la matrice de connexion $[F(t)]$ et la matrice de conversion $[M(t)]$ (cf. équation (2.8)). La relation (2.10) existant entre $[M(t)]$ et $[F_r(t)]$ est inversible. Ainsi, on tire la matrice de connexion de réglage $[F_{g_{reg}}(t)]$ de la matrice de conversion $[M_{x_{reg}}(t)]$ aisément :

$$[F_{g_{reg}}(t)] = [M_{u_{reg}}(t)] \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \text{ pour une modulation en tension} \quad (2.28)$$

$$[F_{g_{reg}}(t)] = [M_{i_{reg}}(t)]^T \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \text{ pour une modulation en courant}$$

2.4.2.3 UTILISATION DE LA MISE EN EQUATION REDUITE

Dans le cas d'une mise en équation réduite, le problème de l'inversion se pose. En effet, d'après l'équation (2.26), la relation existant entre les matrices génératrices est la suivante :

$$\left[M_{r_g}(t) \right] = [R_c] \cdot \left[F_g(t) \right] \quad (2.29)$$

Or la matrice $[R_c(t)]$ n'est pas inversible, il existe donc une infinité de solutions pour déduire $\left[F_{g_{reg}}(t) \right]$ de $\left[M_{r_{g_{reg}}}(t) \right]$

De nombreuses études ont été menées sur le sujet [CAM 96], [FRA 96], [VIL 95], [WAN 93], [HOL 92], [SUK 91], [MUR 87]... En tout état de cause, le choix opéré à ce niveau à une grande importance en terme d'optimisation de l'utilisation du convertisseur [ALE 89], [THO 90], [STE 89].

Afin d'illustrer l'approche théorique, nous reprenons les exemples déjà traités précédemment.

2.4.2.4 APPLICATION AUX CONVERTISSEURS USUELS

2.4.2.4.1 CONVERTISSEUR 2/2

Nous rappelons les principaux résultats de la mise équation du convertisseur dans sa forme réduite.

$$\left\{ \begin{array}{l} \left[M_{r_g}(t) \right] = \left[f_{11_g} - f_{21_g} \right] = m_g \\ \left[F_{r_g}(t) \right] = \left[\begin{array}{l} f_{11_g} \\ f_{21_g} \end{array} \right] \end{array} \right. \quad (2.30)$$

En appliquant le principe d'inversion, on souhaite déterminer les fonctions de connexion de réglage $f_{11_{g_{reg}}}$, $f_{21_{g_{reg}}}$ à partir de la fonction de conversion de réglage : $m_{g_{reg}}$.

On a la relation :

$$m_{g_{reg}} = f_{11_{g_{reg}}} - f_{21_{g_{reg}}} \quad (2.31)$$

Une solution triviale consiste à poser :

$$\begin{cases} f_{11g\text{reg}} = \frac{m_{g\text{reg}} + 1}{2} \\ f_{21g\text{reg}} = \frac{-m_{g\text{reg}} + 1}{2} \end{cases} \quad (2.32)$$

Les fonctions génératrices de connexion ainsi obtenues sont représentées figure 2.21 pour $m_{g\text{reg}} = [\sin(\omega.t)]$.

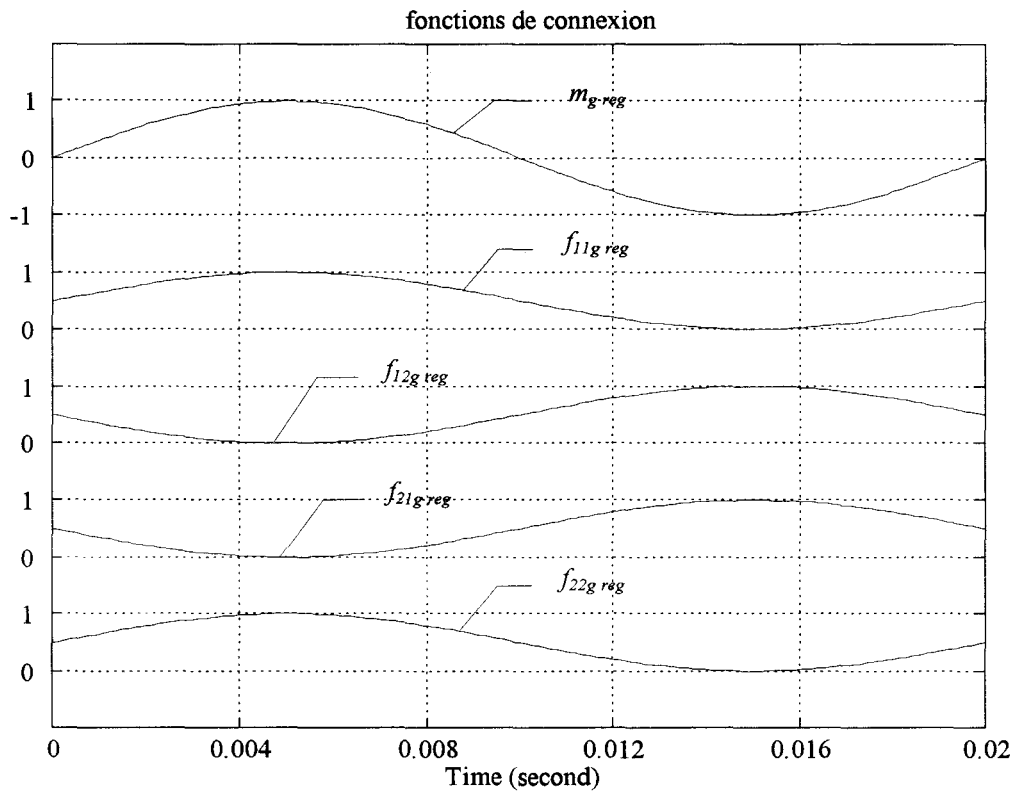


Figure 2.21 : fonctions de connexion.

2.4.2.4.2 CONVERTISSEUR 3/2

Pour le convertisseur 3/2, les relations s'expriment de la manière suivante :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} M_r(t) \\ F_r(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11g} - f_{31g} \\ f_{21g} - f_{31g} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{1g} \\ m_{2g} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} F_r(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11g} \\ f_{21g} \\ f_{31g} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.33)$$

A partir de l'équation (2.33), on exprime les relations existants entre les grandeurs de réglage :

$$\begin{cases} m_{1_{g\text{reg}}} = f_{11_{g\text{reg}}} - f_{31_{g\text{reg}}} \\ m_{2_{g\text{reg}}} = f_{21_{g\text{reg}}} - f_{31_{g\text{reg}}} \end{cases} \quad (2.34)$$

1° méthode) Solution dérivée du convertisseur 2/2

A partir de la solution proposée pour le convertisseur 2/2, on trouve :

$$\begin{cases} f_{11_{g\text{reg}}} = \frac{1}{2} + \frac{m_{1_{g\text{reg}}} - m_{2_{g\text{reg}}}}{2} \\ f_{12_{g\text{reg}}} = \frac{1}{2} + \frac{m_{2_{g\text{reg}}} - m_{1_{g\text{reg}}}}{2} \\ f_{21_{g\text{reg}}} = \frac{1}{2} - \frac{m_{1_{g\text{reg}}} + m_{2_{g\text{reg}}}}{2} \end{cases} \quad (2.35)$$

Or , d'après les définitions données aux grandeurs, on a, pour les fonctions génératrices :

- $\{m_{1_g}, m_{2_g}\} \in [-1, 1]^2$,
- $f_{ck_g} \in [0, 1]$.

Puisque la commande suppose les égalités entre fonctions génératrices de connexion "réelles" et de celles de réglage ($f_{ck_{g\text{reg}}} = f_{ck_g}$), on en déduit que le domaine de définition des fonctions de conversion de réglage est réduit :

$$\{m_{1_{g\text{reg}}}, m_{2_{g\text{reg}}}\} \in \left[-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}\right]^2$$

Le choix opéré au niveau de l'inversion des relations de conversion *limite l'amplitude des grandeurs modulées* par le convertisseur, ce qui réduit les performances du convertisseur.

2° méthode) Solution optimisée

La solution optimisée [GUI 96-2] retenue est basée sur le tri des trois grandeurs de réglage $m_{1g\text{reg}}$, $m_{2g\text{reg}}$.

Il faut tout d'abord se ramener au système triphasé associé aux tensions $u_{12} = v_1 - v_2$, $u_{23} = v_2 - v_3$ et $u_{31} = v_3 - v_1$ en posant :

$$\begin{cases} m'_{1g\text{reg}} = -m_{1g\text{reg}} = f_{11g\text{reg}} - f_{21g\text{reg}} \\ m'_{2g\text{reg}} = m_{2g\text{reg}} = f_{21g\text{reg}} - f_{31g\text{reg}} \\ m'_{3g\text{reg}} = m_{1g\text{reg}} - m_{2g\text{reg}} = f_{31g\text{reg}} - f_{11g\text{reg}} \end{cases} \quad (2.36)$$

On en déduit alors le tableau suivant :

max. $m'_{kg\text{reg}}$	min. $m'_{kg\text{reg}}$	Cellule n°1		Cellule n°2		Cellule n°3	
		$f_{11g\text{reg}}$	$f_{12g\text{reg}}$	$f_{21g\text{reg}}$	$f_{22g\text{reg}}$	$f_{31g\text{reg}}$	$f_{32g\text{reg}}$
$m'_{1g\text{reg}}$	$m'_{2g\text{reg}}$	$m'_{1g\text{reg}}$	$1 - m'_{1g\text{reg}}$	0	1	$-m'_{2g\text{reg}}$	$1 + m'_{2g\text{reg}}$
$m'_{1g\text{reg}}$	$m'_{3g\text{reg}}$	1	0	$1 - m'_{1g\text{reg}}$	$m'_{1g\text{reg}}$	$1 + m'_{3g\text{reg}}$	$-m'_{3g\text{reg}}$
$m'_{2g\text{reg}}$	$m'_{3g\text{reg}}$	$-m'_{3g\text{reg}}$	$1 + m'_{3g\text{reg}}$	$m'_{2g\text{reg}}$	$1 - m'_{2g\text{reg}}$	0	1
$m'_{2g\text{reg}}$	$m'_{1g\text{reg}}$	$1 + m'_{1g\text{reg}}$	$-m'_{1g\text{reg}}$	1	0	$1 - m'_{2g\text{reg}}$	$m'_{2g\text{reg}}$
$m'_{3g\text{reg}}$	$m'_{1g\text{reg}}$	0	1	$-m'_{1g\text{reg}}$	$1 + m'_{1g\text{reg}}$	$m'_{3g\text{reg}}$	$1 - m'_{3g\text{reg}}$
$m'_{3g\text{reg}}$	$m'_{2g\text{reg}}$	$1 - m'_{3g\text{reg}}$	$m'_{3g\text{reg}}$	$1 + m'_{2g\text{reg}}$	$-m'_{2g\text{reg}}$	1	0

2.4.2.4.3 CONVERTISSEUR 2/3

Pour le convertisseur 2/3, les relations s'expriment de la manière suivante :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} M_{r_g}(t) \\ F_{r_g}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11g} & -f_{21g} & f_{12g} & -f_{22g} \\ f_{11g} & f_{12g} \\ f_{21g} & f_{22g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_{1g} \\ m_{2g} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.37)$$

L'équation (2.37) permet d'exprimer les relations existants entre les grandeurs de réglage :

$$\begin{cases} m_{1_{g\text{ reg}}} = f_{11_{g\text{ reg}}} - f_{21_{g\text{ reg}}} \\ m_{2_{g\text{ reg}}} = f_{12_{g\text{ reg}}} - f_{22_{g\text{ reg}}} \end{cases} \quad (2.38)$$

1° méthode) Solution dérivée du convertisseur 2/2

En s'inspirant de la solution proposée pour le convertisseur 2/2, on trouve :

$$\begin{cases} f_{11_{g\text{ reg}}} = \frac{1}{3} + \frac{m_{1_{g\text{ reg}}}}{2} \\ f_{12_{g\text{ reg}}} = \frac{1}{3} + \frac{m_{2_{g\text{ reg}}}}{2} \\ f_{21_{g\text{ reg}}} = \frac{1}{3} - \frac{m_{1_{g\text{ reg}}}}{2} \\ f_{22_{g\text{ reg}}} = \frac{1}{3} - \frac{m_{2_{g\text{ reg}}}}{2} \end{cases} \quad (2.39)$$

Or , comme précédemment, on a, pour les fonctions génératrices :

- $\{m_{1_g}, m_{2_g}\} \in [-1, 1]^2$,
- $f_{ck_g} \in [0, 1]$.

Etant donné que la commande suppose les égalités entre fonctions génératrices de connexion "réelles" et de celles de réglage ($f_{ck_{g\text{ reg}}} = f_{ck_g}$).

On en déduit que le domaine de définition des fonctions de conversion de réglage est réduit :

$$\{m_{1_{g\text{ reg}}}, m_{2_{g\text{ reg}}}\} \in \left[-\frac{2}{3}, \frac{2}{3}\right]^2$$

Ceci signifie que le choix opéré au niveau de l'inversion des relations de conversion *limite l'amplitude des grandeurs modulées*, par le convertisseur. Il y a donc une dégradation des performances du convertisseur.

La figure 2.22 présente les fonctions de connexion associée à la matrice de conversion en tension $\left[m_{1g\text{reg}}(t) \quad m_{2g\text{reg}}(t) \right] = \left[\frac{2}{3} \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad \frac{2}{3} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \right]$.

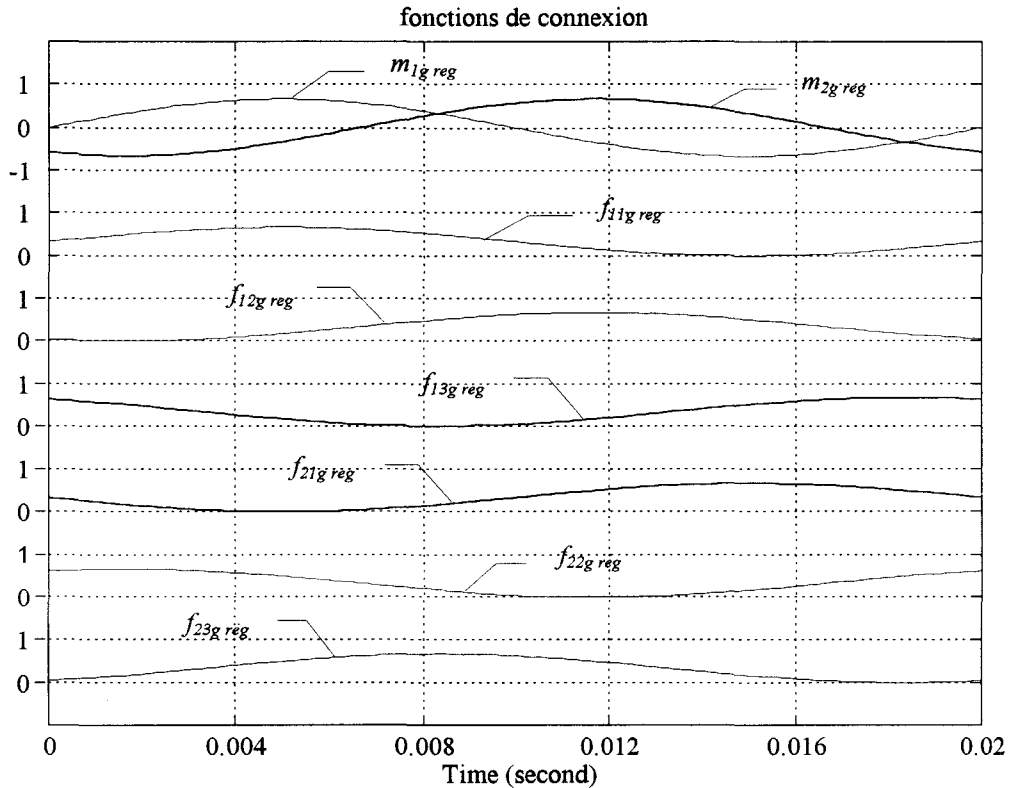


Figure 2.22 : fonctions de connexion.

2° méthode) Solution optimisée

Comme précédemment, la solution optimisée [GUI 96-2] retenue est basée sur le tri des trois grandeurs de réglage $m_{1g\text{reg}}$, $m_{2g\text{reg}}$ et $m_{3g\text{reg}} = -m_{1g\text{reg}} - m_{2g\text{reg}}$.

La méthode repose sur le principe suivant pour chaque cellule :

- l'une des fonctions de connexion est mise à zéro,
- une autre est égale à $m_{k\text{g reg}}$,
- la troisième est alors égale à $1 - m_{k\text{g reg}}$.

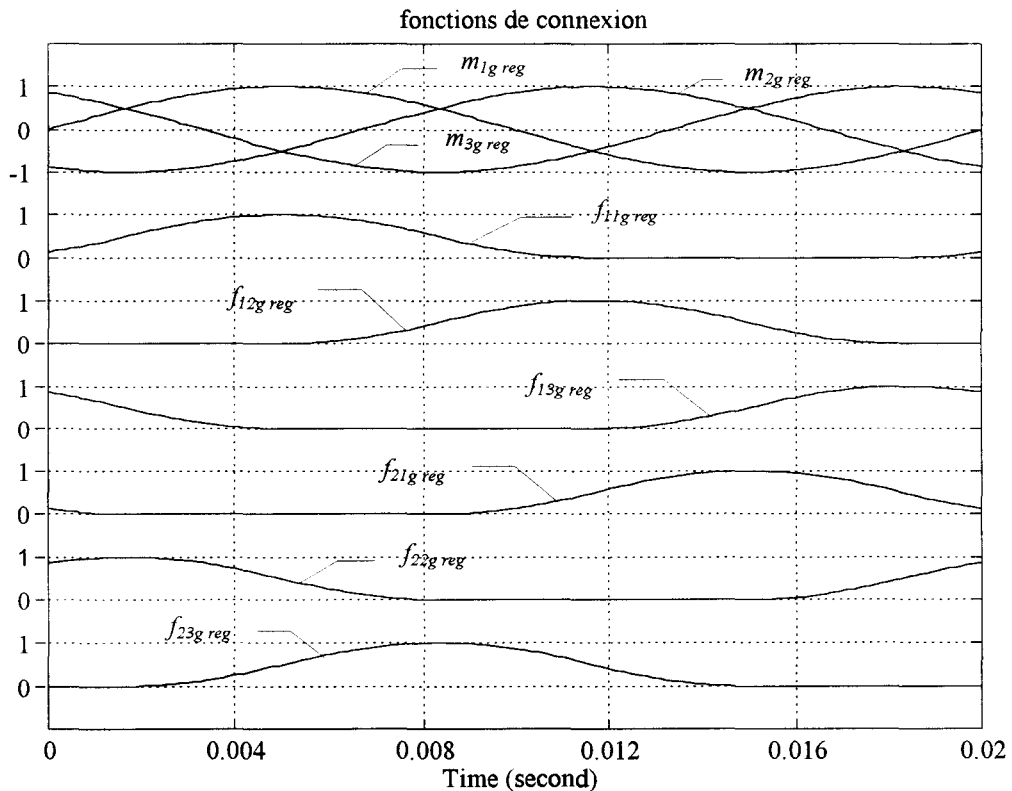
Remarque : l'indice k désigne le numéro de l'interrupteur de la cellule

Le tableau suivant propose une solution de tri respectant l'équation (2.38) :

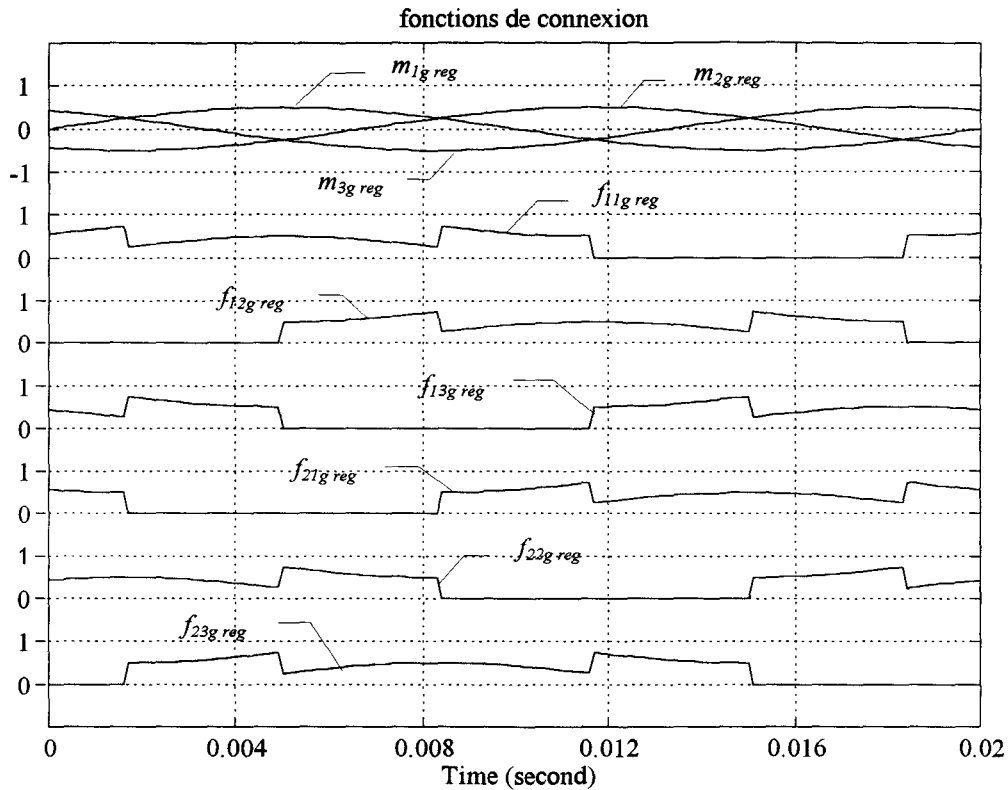
max. $m_{k_{g\text{reg}}}$	min. $m_{k_{g\text{reg}}}$	Cellule n°1			Cellule n°2		
		$f_{11_{g\text{reg}}}$	$f_{12_{g\text{reg}}}$	$f_{13_{g\text{reg}}}$	$f_{21_{g\text{reg}}}$	$f_{22_{g\text{reg}}}$	$f_{23_{g\text{reg}}}$
$m_{1_{g\text{reg}}}$	$m_{2_{g\text{reg}}}$	$m_{1_{g\text{reg}}}$	0	$1 - m_{1_{g\text{reg}}}$	0	$-m_{2_{g\text{reg}}}$	$1 + m_{2_{g\text{reg}}}$
$m_{1_{g\text{reg}}}$	$m_{3_{g\text{reg}}}$	$m_{1_{g\text{reg}}}$	$1 - m_{1_{g\text{reg}}}$	0	0	$1 + m_{3_{g\text{reg}}}$	$-m_{3_{g\text{reg}}}$
$m_{2_{g\text{reg}}}$	$m_{3_{g\text{reg}}}$	$1 - m_{2_{g\text{reg}}}$	$m_{2_{g\text{reg}}}$	0	$1 + m_{3_{g\text{reg}}}$	0	$-m_{3_{g\text{reg}}}$
$m_{2_{g\text{reg}}}$	$m_{1_{g\text{reg}}}$	0	$m_{2_{g\text{reg}}}$	$1 - m_{2_{g\text{reg}}}$	$-m_{1_{g\text{reg}}}$	0	$1 + m_{1_{g\text{reg}}}$
$m_{3_{g\text{reg}}}$	$m_{1_{g\text{reg}}}$	0	$1 - m_{3_{g\text{reg}}}$	$m_{3_{g\text{reg}}}$	$-m_{1_{g\text{reg}}}$	$1 + m_{1_{g\text{reg}}}$	0
$m_{3_{g\text{reg}}}$	$m_{2_{g\text{reg}}}$	$1 - m_{3_{g\text{reg}}}$	0	$m_{3_{g\text{reg}}}$	$1 + m_{2_{g\text{reg}}}$	$-m_{2_{g\text{reg}}}$	0

La figure 2.23 présente les fonctions de connexion associées respectivement aux matrices de conversion en tension dans les deux cas suivants :

- cas n°1 : $\begin{bmatrix} m_{1_{g\text{reg}}}(t) & m_{2_{g\text{reg}}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega.t) & \sin\left(\omega.t - \frac{2.\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$,
- cas n°2 : $\begin{bmatrix} m_{1_{g\text{reg}}}(t) & m_{2_{g\text{reg}}}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \sin(\omega.t) & \sin\left(\omega.t - \frac{2.\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$.



a) cas n°1



b) cas n°2

Figure 2.23 : fonctions de connexion.

2.4.3 LE MODULATEUR

2.4.3.1 ROLE DU MODULATEUR

Afin de rendre homogène le modèle de commande, nous avons introduit les fonctions génératrices. L'inversion du modèle ainsi défini nous a conduit à une structure de commande qui, à partir de la comparaison entre des grandeurs de référence et les grandeurs mesurées, génère, en plusieurs étapes, une matrice de réglage : $[F_{g\text{reg}}]$.

Or comme les interrupteurs sont commandés par des signaux logiques, le modulateur a donc pour rôle de créer l'interface entre les grandeurs génératrices $[F_{g\text{reg}}]$ et les grandeurs de commande discontinues $[F_{reg}]$ (cf. figure 2.24).

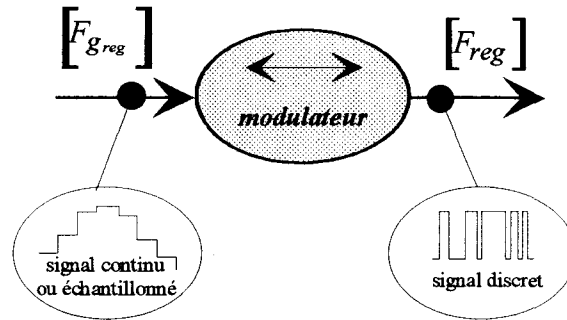


Figure 2.24 : modulateur.

Le modulateur doit respecter les deux contraintes suivantes :

- pour chaque fonction de connexion : égalité sur une période de commutation (T_c) (sous-multiple de la période d'échantillonnage T_e) entre les fonctions génératrices de réglage et la valeur moyenne des fonctions de réglage

$$f_{ck_{g_{reg}}}(t) = \frac{1}{T_c} \cdot \int_{k.T_c}^{(k+1).T_c} f_{ck_{reg}}(\tau) \cdot d\tau \quad \text{condition n°1}$$

Remarque : il est clair qu'il existe une infinité de solutions pour placer l'impulsion de commande dans la période de commutation

- pour chaque cellule de commutation : complémentarité des fonctions de connexion en *valeur instantanée* de manière à respecter les contraintes liées au fonctionnement de la cellule de commutation :

$$\sum_{k=1}^{n_k} f_{ck_{reg}}(t) = 1 \quad \text{condition n°2}$$

Nous présentons les deux exemples de modulateur les plus courants :

- le modulateur pour cellule à 2 interrupteurs,
- le modulateur pour cellule à 3 interrupteurs.

2.4.3.2 EXEMPLES D'APPLICATION

2.4.3.2.1 CELLULE DE COMMUTATION A DEUX INTERRUPTEURS

La technique classique consiste à générer la fonction $f_{c1_{reg}}(t)$ par comparaison de la fonction génératrice $f_{c1_{g_{reg}}}(t)$ avec une porteuse triangulaire puis de compléter $f_{c1_{reg}}(t)$ pour en déduire $f_{c2_{reg}}(t)$.

La porteuse triangle est alors, en général, symétrique et, si la synchronisation entre la modulante et la porteuse est assurée, les impulsions ainsi générées sont centrées ce qui améliore le spectre des fonctions de connexion.

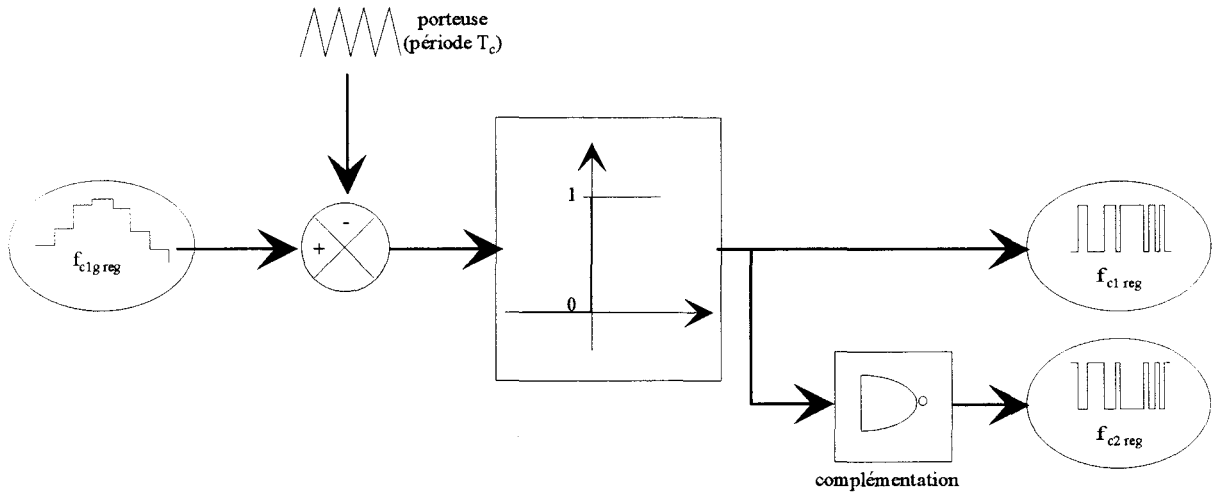


Figure 2.25 : élaboration des fonctions de connexion dans une cellule à 2 interrupteurs.

2.4.3.2.2 CELLULE DE COMMUTATION A TROIS INTERRUPTEUR

A partir des fonctions génératrices $f_{c1g,reg}(t)$ et $f_{c2g,reg}(t)$, il faut générer les deux fonctions de connexion $f_{c1,reg}(t)$, $f_{c2,reg}(t)$ et en déduire $f_{c3,reg}(t)$.

Ceci peut être réalisé par exemple en utilisant deux porteuses dissymétriques en dent de scie calées à gauche et à droite.

La figure 2.26 présente une méthode d'élaboration de ce type.

Nous verrons lors de la réalisation expérimentale une autre méthode pour réaliser cette modulation.

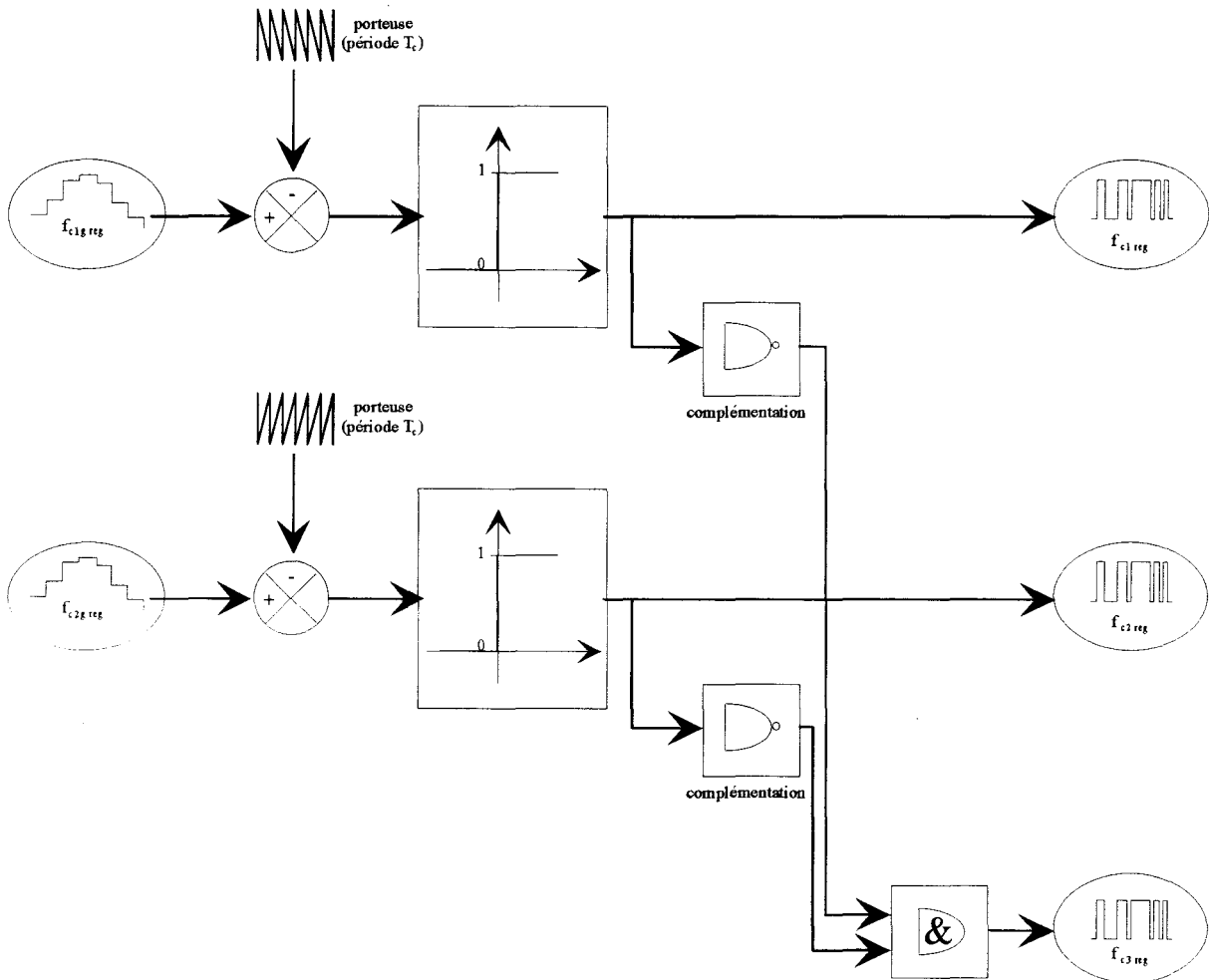


Figure 2.26 : élaboration des fonctions de connexion dans une cellule à 3 interrupteurs.

2.4.4 SCHEMA GENERAL DE LA COMMANDE

Nous avons décrit dans cette partie les différentes fonctionnalités de la commande du convertisseur :

- inversion des relations de conversion,
- modulateur,
- B.C.C.,
- B.C.F.

Les grandeurs d'entrée sont les fonctions de conversion elles-mêmes issues de la commande algorithmique. Quant aux grandeurs de sortie, ce sont les commandes externes des composants.

Nous pouvons ainsi proposer un schéma complet de la commande regroupant l'ensemble des fonctionnalités introduites dans l'Axe de Commande.

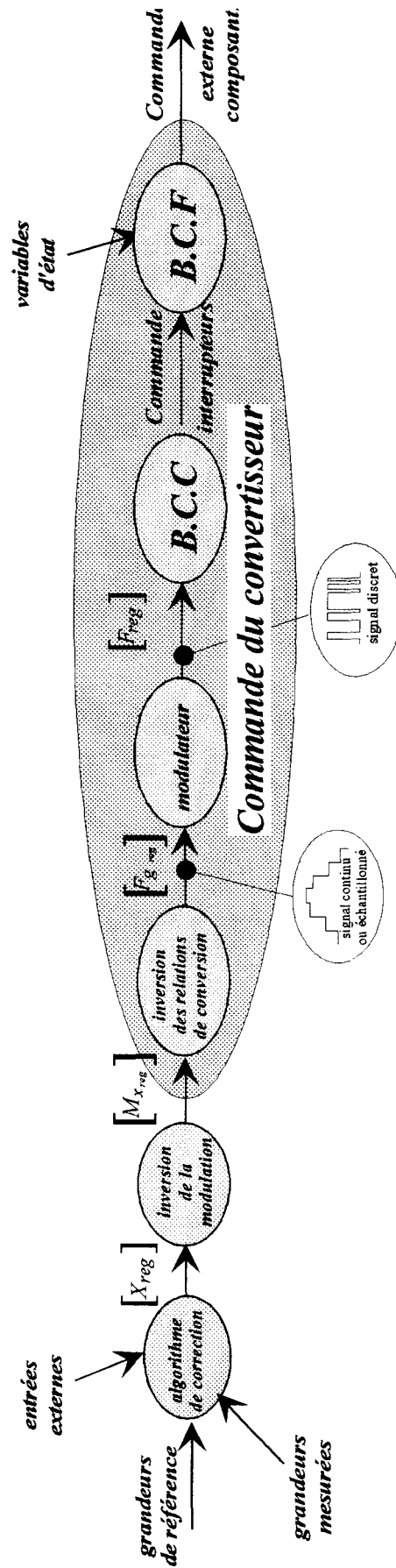


Figure 2.27 : schéma global de la commande.

Ce schéma présente l'ensemble de toutes les fonctionnalités envisageable dans la commande. Dans la pratique, il peut souvent être simplifié notamment au niveau du Bloc de Caractérisation Fonctionnel.

CONCLUSION

Ce chapitre a permis de construire progressivement un modèle de l'Axe de puissance, basé sur une représentation minimale. Nous y retrouvons les différents niveaux, évoqués jusqu'ici, sous la forme de graphes causaux : réseaux de Petri, relations de conversion, modulation de grandeurs d'état et équations d'état. Cette représentation graphique a l'avantage de mettre en évidence toutes les interactions existant lors du fonctionnement d'un Axe de puissance. Un vocabulaire précis, exclusivement lié à la topologie et non à la fonction du convertisseur, est introduit à cette occasion. Cela conduit aussi à l'établissement d'un modèle de commande rigoureux valable quelque soit le convertisseur, pourvu qu'il fonctionne en conduction continu, et son environnement.

La démarche générale entreprise jusqu'ici va maintenant être appliquée à la commande d'un convertisseur 2/3 à interrupteurs bidirectionnels et bicommandables dans le cadre de la conception d'une source de courant bidirectionnelle à absorption à facteur de puissance quasi unitaire.

Partie II

Application : source de courant continu bidirectionnelle

1 CAHIER DES CHARGES

Dans cette seconde partie, nous présentons une application de la théorie générale développée dans les chapitre 1 et 2. Afin de retrouver l'ensemble des fonctionnalités expliquées dans la première partie (en particulier, le Bloc de Caractérisation Fonctionnelle), nous avons choisi de présenter la commande d'un convertisseur à Interrupteurs Bidirectionnels et BiCommandables (I.B.B.C.).

Le cahier des charges de l'application suppose deux fonctionnalités principales :

- une fonctionnalité de redressement de manière à disposer d'une source de courant quasi-continue et bidirectionnelle ,
- une absorption sur le réseau à facteur de puissance quasi-unitaire dans la limite des possibilités de l'axe de puissance.

Ces deux fonctions relèvent de la commande algorithmique.

Deux éléments importants vont nécessiter une attention particulière afin de répondre précisément au cahier des charges :

- l'étude du fonctionnement à faible puissance où l'absorption est toujours sinusoïdale mais pas à facteur de puissance unitaire,
- l'analyse fine des phénomènes liés au changement de signe du courant redressé afin de permettre un fonctionnement quatre quadrants.

Ces deux points particuliers induisent des changements de mode de fonctionnement qui relèvent du rôle de l'Automate de Contrôle des Modes de Marche (A.C.M.M.).

Toute cette analyse est basée sur l'inversion du Graphe Informationnel Causal (cf annexe A).

2 REALISATION EXPERIMENTALE

L'application expérimentale (cf. figure 1) se compose d'un convertisseur 2/3 connecté, d'un côté, au réseau et, de l'autre, à une charge $R-L-e$ simulant une machine à courant continu.

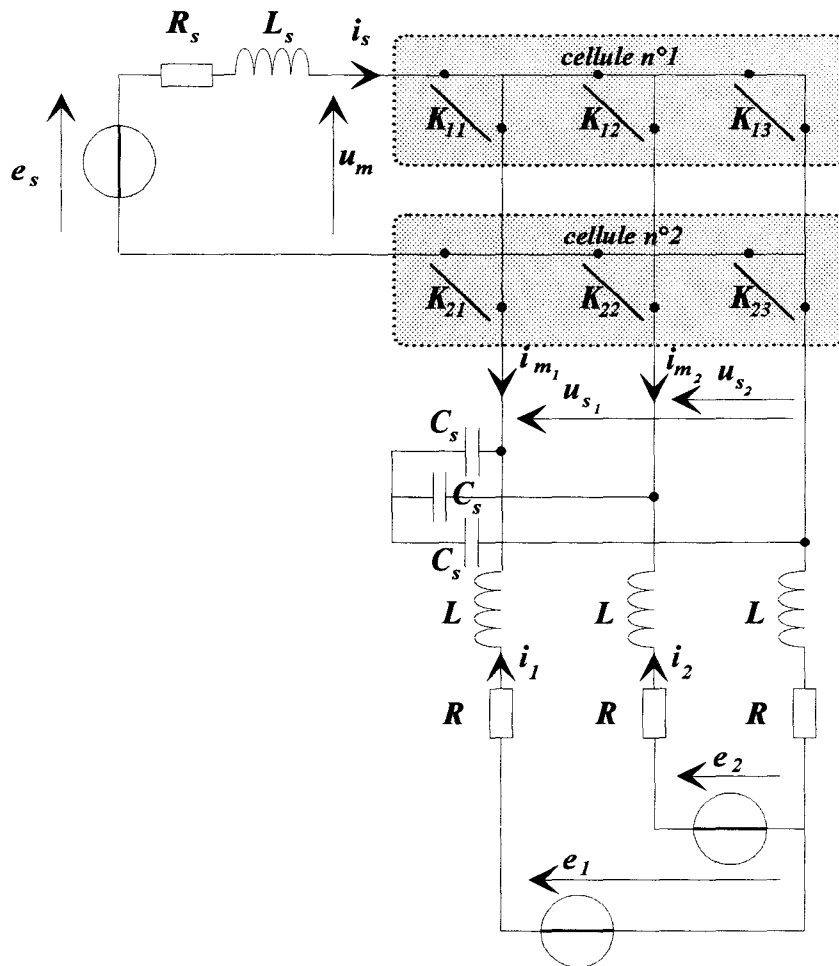


Figure 1 : application expérimentale.

2.1 AXE DE PUISSANCE

Celui-ci est constitué d'éléments actifs (interrupteurs) formant le bloc discontinu et d'éléments passifs (inductances, condensateurs, ...) formant le bloc continu.

A ces éléments, il convient d'ajouter les capteurs afin de mesurer les grandeurs nécessaires à l'asservissement ; ces grandeurs sont, en général, les grandeurs d'état et les grandeurs dites externes définies au chapitre 2.

2.1.1 ELEMENTS ACTIFS

Ce sont eux qui constituent le convertisseur statique proprement dit.

Etant donnée notre étude, chaque interrupteur est constitué de quatre composants (deux transistors et deux diodes) afin de former un I.B.B.C. de synthèse défini au chapitre 1.

La figure 2 présente le montage de chaque module, comportant deux éléments transistor-diode en anti-parallèle, de façon à obtenir un Interrupteur Bidirectionnel et BiCommandable (à deux commandes distinctes).

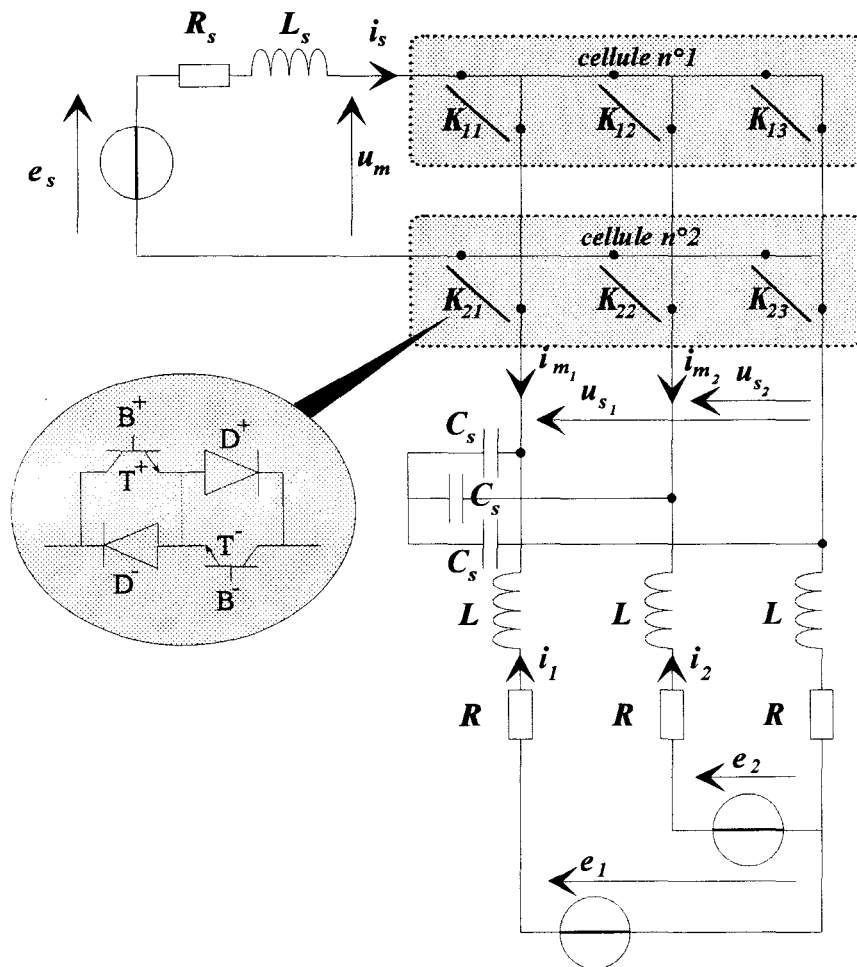


Figure 2 : montage des transistors.

Le pilotage des transistors nécessite l'utilisation d'un composant particulier capable de délivrer une intensité suffisante pour les amorcer qui est appelé "drivers". Chacune des commandes doit être isolée de la puissances pour ne pas risquer sa destruction par court-circuit.

2.1.2 ELEMENTS PASSIFS

Le filtre triphasé est choisi de telle sorte que les inductances et les résistances internes du réseau soit négligeables. Une étude spécifique de son dimensionnement mérite d'être faite afin de l'optimiser mais n'a pas été conduite. Nous utilisons un filtre équilibré comprenant trois inductances et trois condensateurs malgré la modélisation vu au chapitre 2 pour éviter les problèmes liés à la puissance fluctuante lors des essais.

Les condensateurs sont montés en étoile. Ils sont soumis à des tensions alternatives et doivent donc être de type *MKP*. Ils ont une valeur de $25 \mu F$ chacun.

Les inductances de ligne sont constituées de deux inductances triphasées de 2.4 mH au total. Il faut veiller à ce que les problèmes de saturation et d'inductance mutuelle ne viennent pas modifier leurs caractéristiques en fonctionnement.

Indépendamment d'une étude plus poussée sur le dimensionnement de ce filtre d'entrée, il faut vérifier que sa fréquence de résonance est suffisamment éloignée de la fréquence du réseau utilisé (en général, 50 Hz) et des éventuels harmoniques (5 et 7, en particulier).

2.1.3 CAPTEURS

Un certain nombre de capteurs sont nécessaires afin de contrôler les grandeurs choisies. Ceux-ci sont de deux types :

- capteurs de tension pour les tensions réseau (grandeur externe) et les tensions aux bornes des condensateurs (grandeur d'état),
- capteurs de courant pour les courants réseau (grandeur d'état) et le courant redressé (grandeur d'état).

Ces capteurs (ainsi que l'électronique associée) doivent répondre à certaines caractéristiques qui varient selon leur utilisation mais qui sont, en particulier :

- la fidélité (pas de zones mortes, en particulier, autour du zéro),
- la bande passante (vis-à-vis des hautes fréquences, afin d'éviter le repliement de spectre, ou des basses fréquences comme le continu),
- l'insensibilité aux parasites,
- la gamme d'utilisation (en relation avec les convertisseurs *A.D.C.* utilisés).

Une grande partie des performances de l'asservissement dépend de la qualité de ces capteurs. Ceux-ci sont trop souvent négligés, en particulier, à cause du coût.

Les différents éléments de l'Axe de Puissance apparaissent sur la photo de la maquette présentée figure 3.

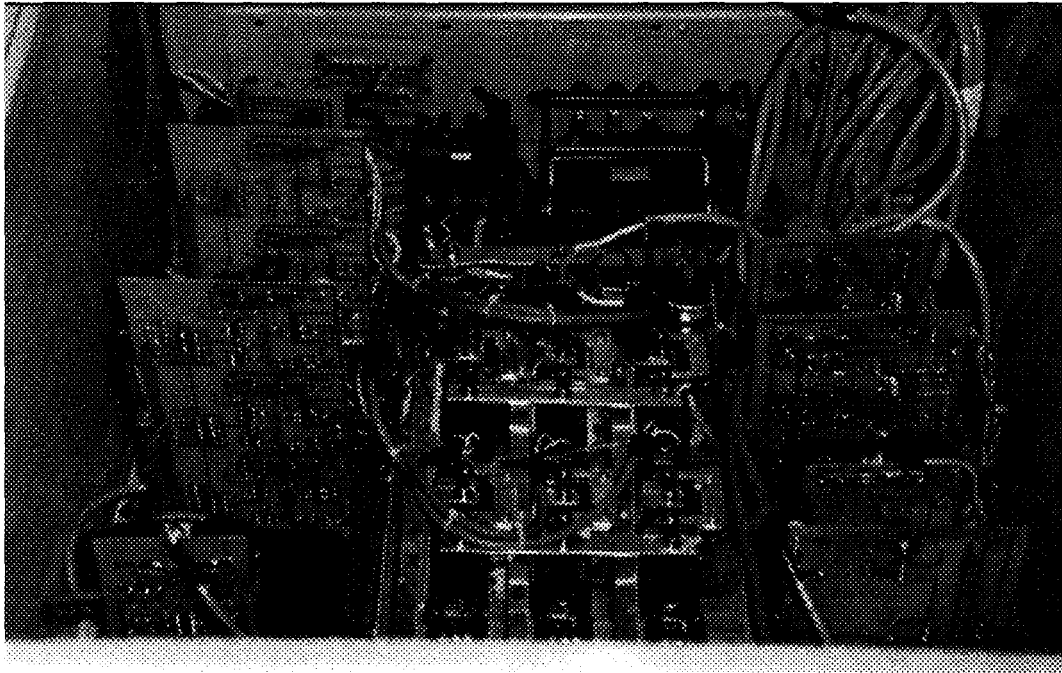


Figure 3 : photo de la maquette.

2.2 AXE DE COMMANDE

2.2.1 BLOC DE CARACTERISATION FONCTIONNELLE

La solution retenue est la solution n°1 correspondant à la **restriction de la bidirectionnalité en courant** parce qu'il suffit de mesurer un seul courant i_s pour un convertisseur 2/2 ou 2/3. La restriction de la bidirectionnalité en tension aurait nécessité de mesurer les trois tensions u_{s_k} .

Une étude comparative de toutes les solutions matérielles pour les deux types de restriction serait toutefois intéressante mais n'a pas été conduite.

2.2.2 BLOC DE CONTROLE DES COMMUTATIONS ET MODULATEUR

Dans le but d'assurer une sécurité maximale pour l'axe de puissance, nous avons choisi de réaliser l'ensemble B.C.C.-modulateur à l'aide de tables stockées dans des E.P.R.O.M.

Dans le cas du *générateur optimisé*, du fait du tri effectué sur les fonctions génératrices de connexion, on dénombre six cas distincts du type "cellule à deux interrupteurs" (deux commandes complémentaires au chevauchement près). Il est alors possible de n'utiliser qu'une seule table par cellule triphasée.

Cette solution ne sera pas présentée plus précisément car elle a fait l'objet d'une clause de confidentialité lors de son développement au cours d'un projet de fin d'étude à l'E.N.S.A.M. de lille [DEL 96].

2.2.3 SYSTEME CONTROLE-COMMANDE

Sa structure globale reste standard quelles que soient les applications envisagées ou presque : elle se compose, en général, d'un processeur associé à des composants réalisant l'interface avec les différents capteurs et la commande.

Il s'agit, dans le cas de notre réalisation pratique, d'un processeur de signal (D.S.P.) ADSP21020 de chez Analog Device. Les composants nécessaires à l'interfaçage entre le D.S.P. et le "monde extérieur" sont présentés figure 4.

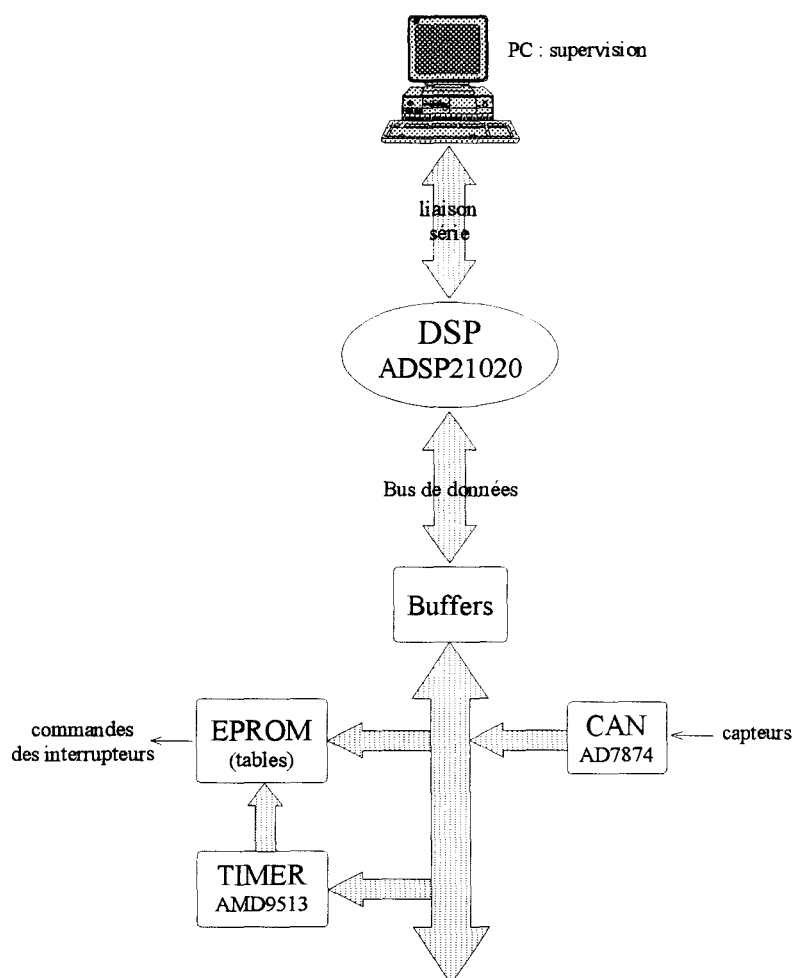


Figure 4 : environnement D.S.P.

Ces interfaces, constituées d'un ensemble de cartes enfichables dans un rack connecté au bus de données du D.S.P. [LOR 96], ont été développées dans le laboratoire en fonction des besoins des différentes maquettes de recherche, sous la direction de Dominique Loriol, assistant ingénieur à l'Ecole Nationale d'Arts et Métiers.

La modularité de ce type d'interface est particulièrement intéressante puisqu'elle répond à l'ensemble des besoins en contrôle-commande quelle que soit l'application, dans la limite d'adressage du rack (16 cartes). Les cartes fonctionnant actuellement sont :

- carte A.D.C. : AD7874 et ADMAX197,
- carte D.A.C. : ADMAX565A,
- carte P.P.I. : NEC8255,
- carte timer : AMD9513,
- carte M.L.I. en table,
- carte de gestion d'un bus I2C.

Cette liste n'est pas exhaustive et va certainement évoluer en fonction des besoins (introduction de circuits F.P.G.A., P.A.L., etc...).

La carte de développement EZLAB 21020 de chez Analog Device et le rack utilisés apparaissent sur la photo présentée figure 5.

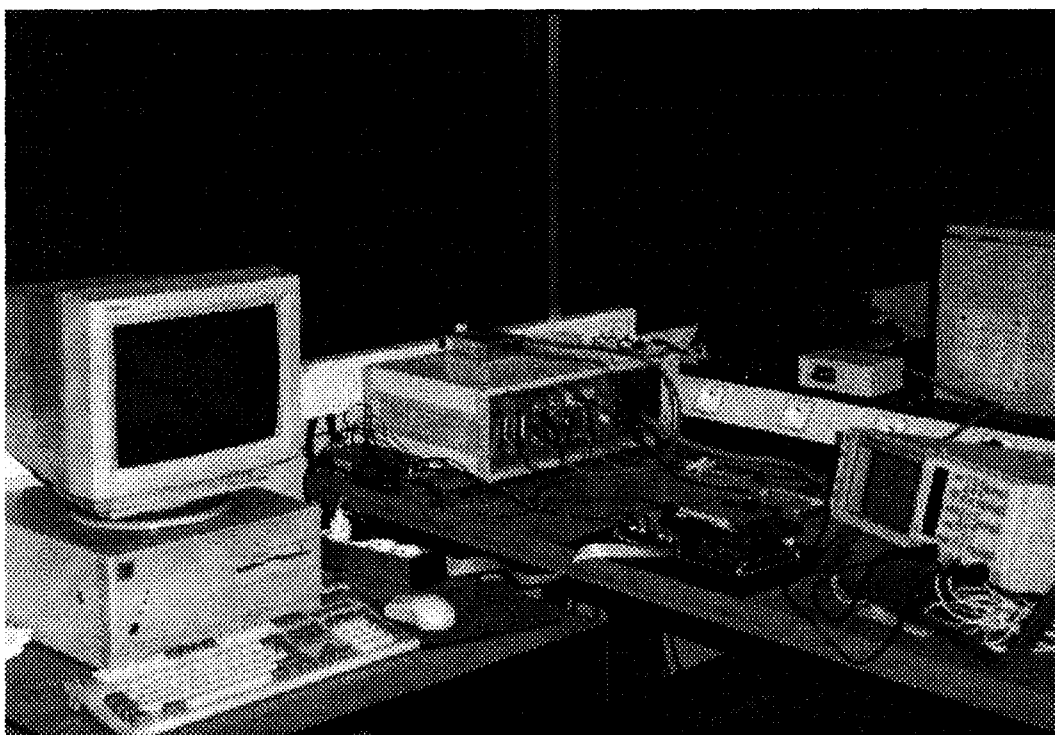


Figure 5 : photo du D.S.P. et du rack .

2.3 PREMIERS ESSAIS : FONCTIONNEMENT EN MODE ONDULEUR TRIPHASE

Afin de valider la structure du B.C.F., du B.C.C. et du générateur de connexion optimisé associé au modulateur, il est possible de faire fonctionner la maquette en mode onduleur triphasé.

Les différentes figures suivantes présentent les grandeurs obtenues lors d'un tel fonctionnement à une fréquence de modulation de 5 KHz.

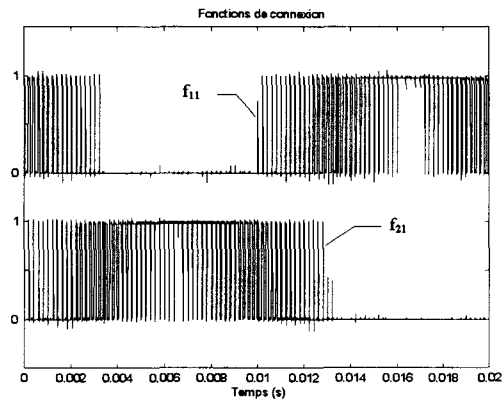


Figure 6 : fonctions de connexion.

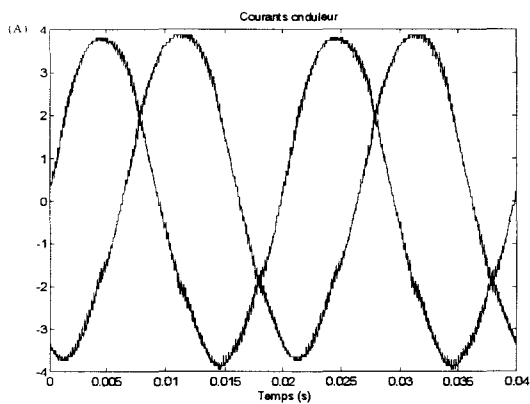


Figure 7 : courants onduleur.

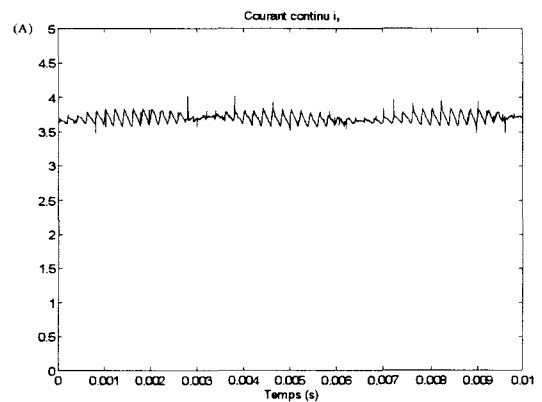


Figure 8 : courant continu.

3. Contrôle des courants du réseau

INTRODUCTION

Nous présentons dans ce chapitre la commande algorithmique permettant d'asservir les courants appelés au réseau sachant que le cahier des charges impose que ces courants soient sinusoïdaux et que le facteur de puissance soit unitaire.

Notre étude sera appliquée aux convertisseurs 2/2 et 2/3 dont la structure d'asservissement est très similaire.

A partir des graphes causaux de ces convertisseurs présentés lors de la modélisation dans le chapitre 3, nous en déduisons par inversion la structure nécessaire à l'asservissement des courants. Puis, après avoir présenté différents types de correcteur susceptibles de répondre aux exigences de l'asservissement, nous chercherons comment définir la compensation de la f.e.m. du réseau pour améliorer le spectre des courants.

3.1 CONVERTISSEUR 2/2

La structure du convertisseur 2/2 et son environnement ont été vus au chapitre 3. La figure 3.1 reprend ces éléments.

Conformément au cahier des charges, il faut asservir le courant absorbé au réseau à une consigne sinusoïdale en phase avec la tension du réseau de façon à obtenir un facteur de puissance unitaire.

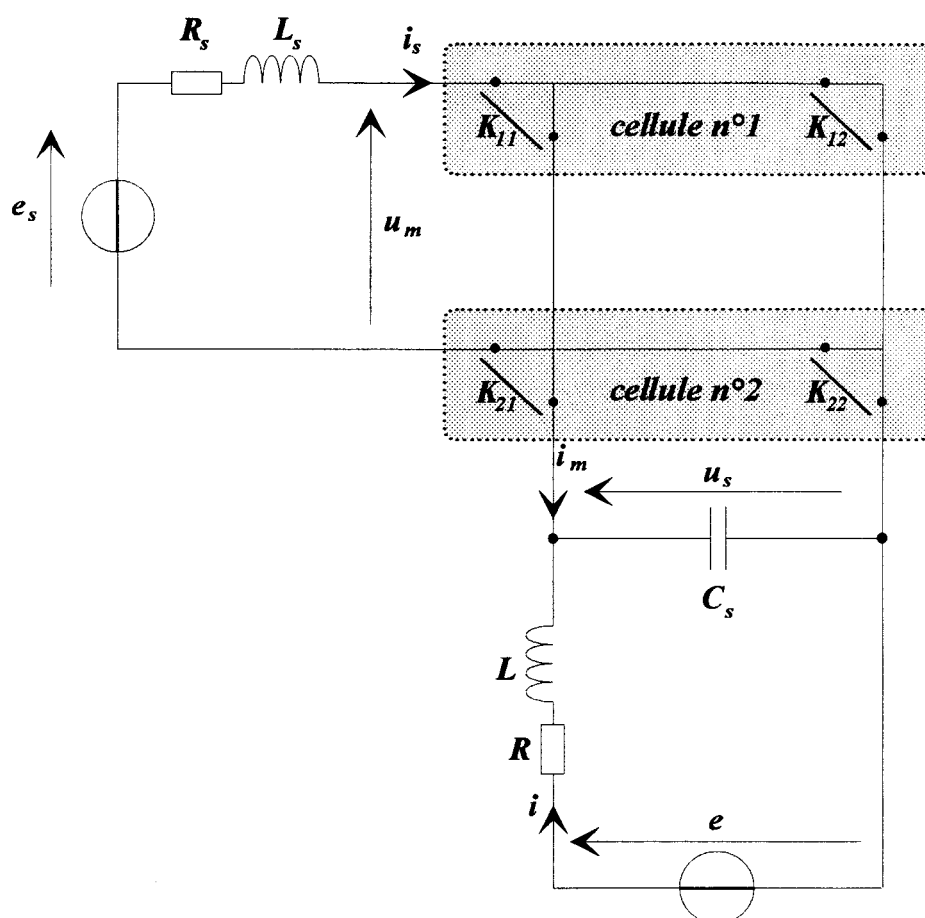


Figure 3.1 : convertisseur 2/2 dans son environnement

3.1.1 INVERSION DU GRAPHE INFORMATIONNEL CAUSAL

A partir de la mise sous forme d'état présenté au chapitre 3 (cf. annexe C), nous avons déjà établi le **Graphe Informationnel Causal** (G.I.C.) liant les fonctions de connexion au courant i absorbé au réseau.

Rappelons, tout d'abord, les relations intervenant dans ce graphe (en vue de l'asservissement du courant absorbé au réseau) :

$$\begin{cases}
 m = f_{11} - f_{21} & (R1) \\
 i_m = m \cdot i_s & (R2) \\
 i_c = i + i_m & (R3) \\
 u_s = \frac{1}{C_s} \frac{d}{dt} i_c & (R4) \\
 u_{RL} = e - u_s & (R5) \\
 i = \frac{1}{R + L \cdot \frac{d}{dt}} u_{RL} & (R6)
 \end{cases} \quad (3.1)$$

Le graphe informationnel causal (cf. figure 3.2) s'établit simplement en respectant les règles présentées en annexe A.

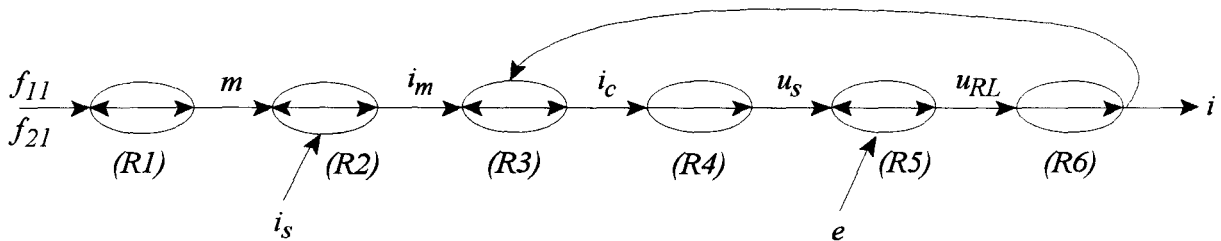


Figure 3.2 : G.I.C. du processus.

Afin de déterminer la structure de la boucle d'asservissement, le G.I.C. doit maintenant être inversé suivant les règles définies au premier chapitre :

- les deux relations strictement causales ($R4$) et ($R6$) correspondent respectivement aux **deux** algorithmes de réglage : tension aux bornes du condensateur et courant appelé au réseau,
- les deux relations rigides ($R3$) et ($R5$) sont simplement inversées. Elles correspondent respectivement à la compensation du courant appelé et de la tension réseau. Cette dernière sera plus particulièrement étudiée au paragraphe 3.1.3,
- la relation rigide ($R2$) est inversée moyennant l'introduction du courant redressé i_s ,
- l'inversion de la relation ($R1$) est réalisée au travers du générateur de connexion et du modulateur qui ont été présentés au chapitre 2 (cf. paragraphe 2.4.3).

La structure d'asservissement du courant réseau ainsi établie est présentée figure 3.3. sous forme d'un graphe informationnel causal.

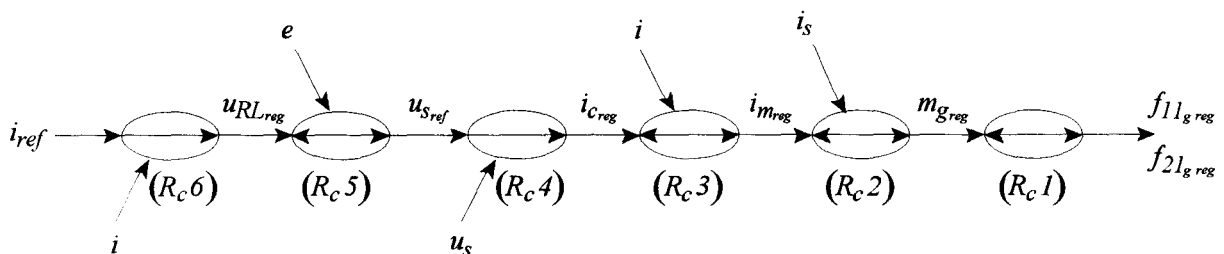


Figure 3.3 : G.I.C. de la commande.

3.1.2 ETUDE DE DIFFERENTS TYPES DE CORRECTEUR

Nous avons établi la structure de l'asservissement du courant, comprenant deux boucles (une pour la tension aux bornes du condensateur et l'autre pour le courant absorbé au réseau), il est maintenant possible de présenter le schéma de la commande (cf. figure 3.4) correspondant aux relations (R_{c6}) à (R_{c2}) de la figure 3.3.

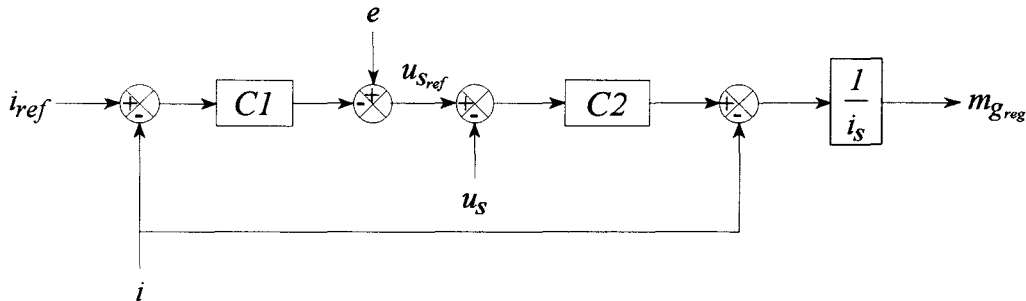


Figure 3.4 : schéma fonctionnel de la commande.

Nous allons étudier différents types de correcteurs susceptibles de répondre aux exigences de cet asservissement.

3.1.2.1 CORRECTEURS P. ET P.I.

Nous avons choisi, dans un premier temps, d'utiliser des correcteurs simples dont les dynamiques seront choisies pour la poursuite d'une consigne sinusoïdale à 50 Hz.

Puisque la transmittance de la boucle de tension est un simple intégrateur, le correcteur choisi est un simple gain K .

Le correcteur sur la boucle de courant est un correcteur proportionnel intégral $\left(K_p \cdot \left(1 + \frac{K_i}{s} \right) \right)$.

La transmittance du système bouclé présente pour la fréquence de 50 Hz un déphasage φ_i et une atténuation G_i qu'il faut compenser au niveau de la consigne de manière à ce que le courant soit en phase (cf. figure 3.5).

Les deux correcteurs sont réglés simultanément en utilisant le critère de Naslin. Le détail des calculs est présenté en annexe I.

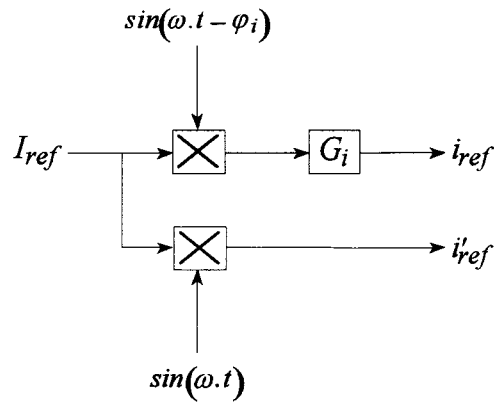


Figure 3.5 : compensation du déphasage et de l'atténuation.

Les composants choisis ont les valeurs suivantes :

$$\begin{cases} C_s = 25 \mu F \\ L = 2.4 mH \\ R = 0.2 \Omega \end{cases}$$

A ces valeurs, il faut ajouter :

- la pulsation du réseau : $\omega \approx 314 \text{ rad/s}$,
- le rapport caractéristique : $\alpha = 2$,
- la dynamique : $\omega_0 = 1200 \text{ rad/s}$.

La résolution du système donne la solution suivante pour les deux correcteurs continus :

$$\begin{cases} C_{u_s}(s) = 0,12 \\ C_i(s) = 5,7 \cdot \left(1 + \frac{1250}{s} \right) \end{cases} \quad (3.2)$$

soit, après échantillonnage (par l'approximation de Tustin) à une fréquence de 10 kHz :

$$\begin{cases} C_{u_s}(z) = 0,12 \\ C_i(z) = \frac{6 \cdot z + 5,3}{z - 1} \end{cases} \quad (3.3)$$

Les simulations présentées ont été calculées avec les paramètres suivants :

- $R = 0.2 \Omega$,
- $L = 2.4 \text{ mH}$,
- $C_s = 25 \mu\text{F}$,
- $R_s = 5 \Omega$,
- $L_s = 25 \text{ mH}$,
- fréquence d'échantillonnage = 10 kHz ,
- fréquence de modulation = 10 kHz .

Nous avons opter pour une fréquence de 10 kHz , à la fois pour la modulation et pour l'échantillonnage, de telle sorte qu'elle soit la plus grande possible en fonction du matériel utilisé pour la réalisation pratique (D.S.P. et A.D.C.).

Une remarque importante concernant la linéarisation dynamique est à faire avant d'examiner les résultats de simulation. Etant donné que l'on divise par le courant redressé i_s , il ne faut donc pas que celui-ci s'annule. Or, ce cas d'annulation se produit en deux occasions :

- lors de la phase de démarrage,
- lors d'un changement de signe du courant de sortie.

Ce problème sera traité en détail dans le chapitre 4. En particulier, le gain I/i_s doit être saturé à une valeur maximale puisque la fonction génératrice de conversion calculée ne peut pas dépasser la valeur maximale de I .

Les résultats de simulation montrent que le courant absorbé est sinusoïdal (cf. figure 3.8 et taux de distorsion harmonique) et en phase avec la tension (facteur de puissance unitaire) comme l'exige le cahier des charges. Le transitoire, lors du changement de consigne, est négligeable face à la période du réseau.

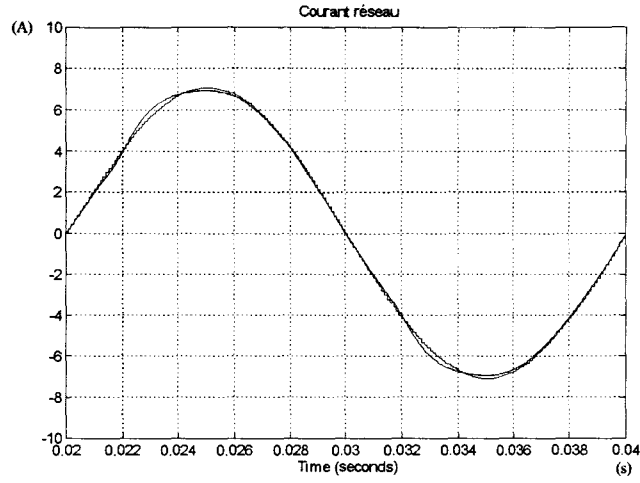


Figure 3.6 : comparaison entre i_s et i'_{s_ref} en régime permanent.

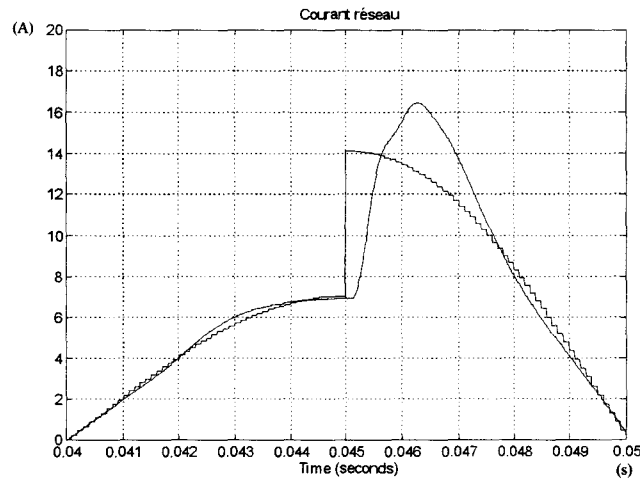


Figure 3.7 : changement de consigne.

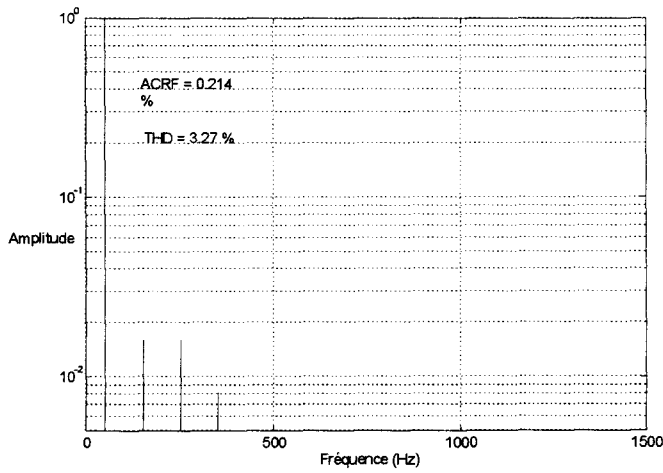


Figure 3.8 : F.F.T. régime permanent.

3.1.2.2 CORRECTEURS RESONNANTS

Les algorithmes de réglage des correcteurs sont envisageables en suivant les procédures classiques aux systèmes asservis puisque le processus est linéarisé. Cependant, on remarquera que les deux grandeurs de référence i_{ref} et $u_{s,ref}$ sont sinusoïdales ou presque (à 50 Hz) : ceci nous permet d'utiliser un correcteur ayant une structure un peu particulière, appelé correcteur résonnant (cf. annexe H).

La particularité de ce correcteur est d'avoir un gain infini pour la fréquence d'utilisation (dans le cas présent 50 Hz). Ainsi, la fonction de transfert se met sous la forme : $C(s) = \frac{N(s)}{s^2 + \omega^2}$.

Afin de conserver le maximum de degré de liberté dans le réglage, $N(s)$ est choisi de degré 2 : $N(s) = c_0 + c_1.s + c_2.s^2$.

Remarque : dans le cas du correcteur résonnant, aucun déphasage n'est introduit dans la boucle, il n'y a donc pas lieu de déphaser la consigne, comme précédemment.

Les deux correcteurs sont réglés simultanément en utilisant le critère de Naslin. Le détail des calculs est présenté en annexe I.

Les paramètres du système restent toujours les mêmes.

La résolution numérique du système donne la solution suivante pour les deux correcteurs continus :

$$\begin{cases} C_{u_s}(s) = \frac{25000 + 77.s + 0,14.s^2}{s^2 + \omega^2} \\ C_i(s) = \frac{0,27e7 + 6400.s + 5,4.s^2}{s^2 + \omega^2} \end{cases} \quad (3.4)$$

soit, après échantillonnage (par l'approximation de Tustin) à une fréquence de 10 kHz :

$$\begin{cases} C_{u_s}(z) = \frac{0,15.z^2 - 0,28.z + 0,14}{z^2 - 2.z + 1} \\ C_i(z) = \frac{5,8.z^2 - 11.z + 5,1}{z^2 - 2.z + 1} \end{cases} \quad (3.5)$$

La remarque concernant la linéarisation dynamique reste valable dans ce cas-ci.

Les résultats de simulation montrent que le courant absorbé répond aussi au cahier des charges (cf. taux de distorsion harmonique figure 3.11).

La différence avec les correcteurs classiques est très ténue et on peut se demander l'intérêt d'un tel correcteur (dans ce cas de figure) qui est plus difficile à régler et conduit à des équations de récurrence plus complexes et donc préjudiciables pour une implantation "temps réel". Le principal intérêt réside dans le fait que ce correcteur n'introduit pas de déphasage ni de perte d'amplitude dans la boucle ; cet intérêt prend toute son importance avec une consigne à fréquence variable dont le déphasage avec des correcteurs classiques serait difficile à maîtriser.

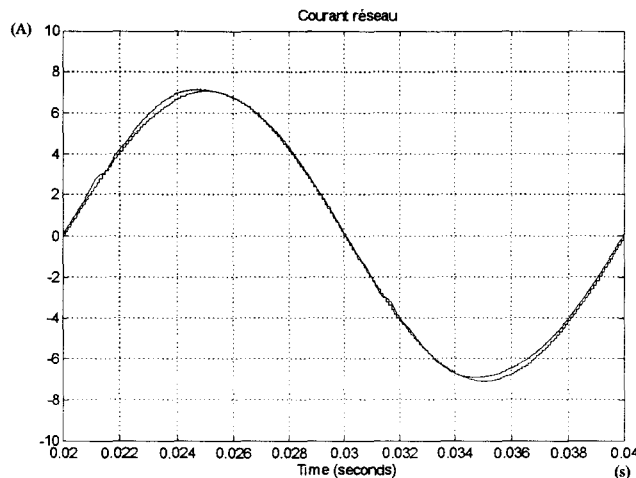


Figure 3.9 : comparaison entre i_s et $i_{s_{ref}}$ en régime permanent.

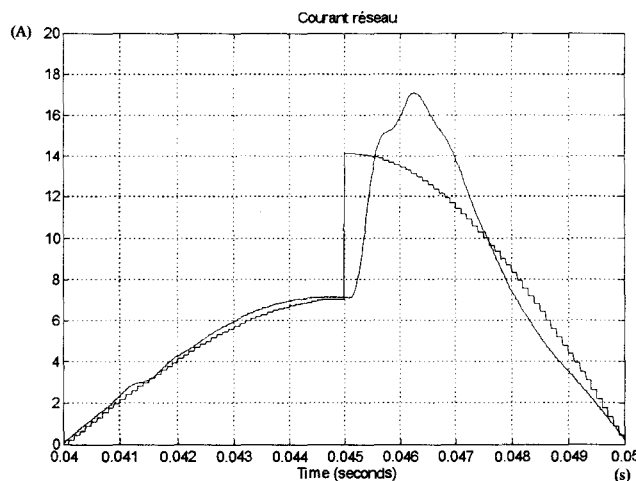


Figure 3.10 : changement de consigne.

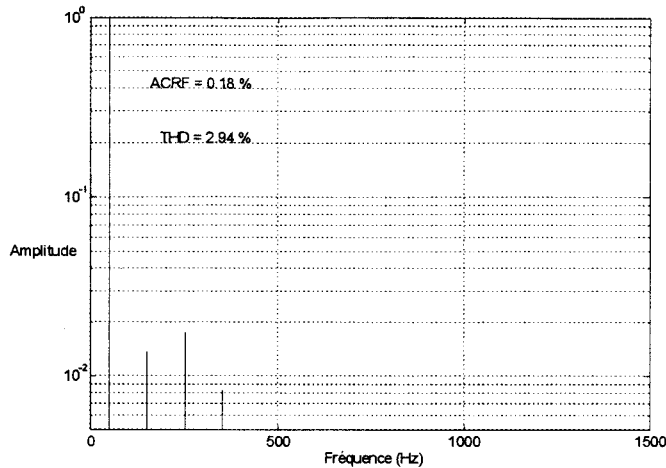


Figure 3.11 : F.F.T. régime permanent.

3.1.2.3 CORRECTEURS R.S.T.

Lors de la présentation des deux autres types de correcteurs (correcteur *P.I.* et correcteur résonnant), nous n'avons pas pris en compte, lors de leur synthèse, le retard pur introduit par la commande (temps d'acquisition et temps de calcul) qui n'est plus négligeable si les dynamiques souhaitées sont élevées par rapport à la période d'échantillonnage.

Cette omission nous a imposé des dynamiques relativement faibles par rapport à la dynamique maximale que l'on peut obtenir en échantillonnant la commande à 10 kHz . Pour augmenter celle-ci, on identifie ce retard pur à un retard d'une période d'échantillonnage, soit une transmittance de la forme $1/z$ entre la commande calculée et la commande effective. Ceci nous impose de synthétiser les correcteurs directement en échantillonné sans passer par le continu.

Nous avons choisi, comme structure la forme *R.S.T.* classique. Le réglage est réalisé par la méthode de placement de pôles pour obtenir une transmittance dont la dynamique est de 7500 rad/s pour la boucle de tension u_s et 5000 rad/s pour la boucle de courant réseau i .

A partir de ces deux critères sur la dynamique, on obtient les correcteurs suivants, pour les mêmes paramètres que précédemment (cf. annexe J pour le détail des calculs) :

- correcteur sur la tension condensateur u_s :

$$\begin{cases} R(q^{-1}) = +0,11 - 0,11.q^{-1} + 0,027.q^{-2} \\ S(q^{-1}) = 1 - 1,2.q^{-1} + 0,2.q^{-2} \\ T(q^{-1}) = 0,26 - 0,52.q^{-1} + 0,44.q^{-2} - 0,18.q^{-3} + 0,031.q^{-4} \end{cases}$$

- correcteur sur le courant réseau i :

$$\begin{cases} R(q^{-1}) = 21 - 17 \cdot q^{-1} \\ S(q^{-1}) = (1 - q^{-1}) \cdot (1 + 1,1 \cdot q^{-1} + 0,067 \cdot q^{-2}) \\ T(q^{-1}) = 8,3 - 5,1 \cdot q^{-1} \end{cases}$$

La remarque concernant la compensation du déphasage et de l'atténuation de l'amplitude faite au paragraphe 3.1.2.1 est aussi valable dans ce cas. Il en est de même pour les problèmes liés à la linéarisation dynamique.

Les simulations (cf. figure 3.12, figure 3.13 et figure 3.14) montrent un courant appelé au réseau tout à fait sinusoïdal et de facteur unitaire répondant parfaitement au cahier des charges. L'intérêt principal de ce correcteur est sa grande dynamique particulièrement intéressante lors des changements de consigne ou lors d'éventuelles perturbations comme des harmoniques au niveau de la tension réseau (cf. paragraphe 3.1.4.3).

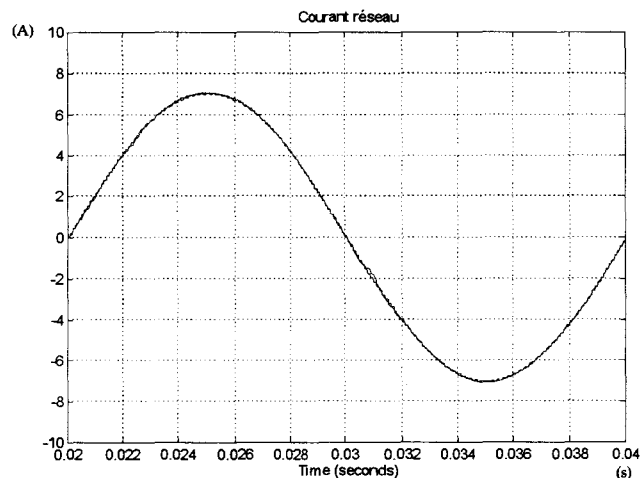


Figure 3.12 : comparaison entre i_s et $i'_{s,ref}$ en régime permanent.

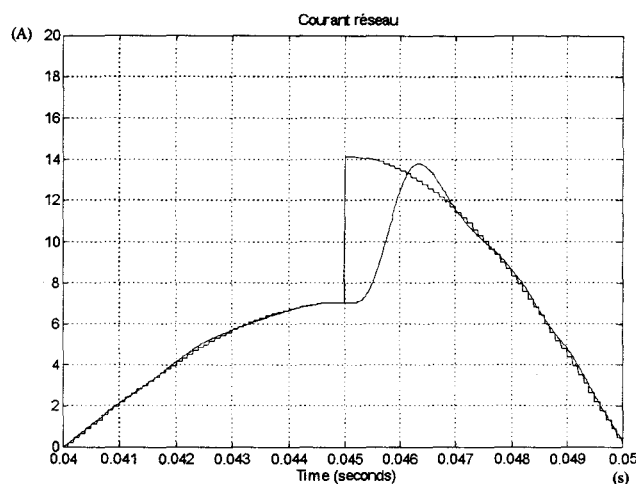


Figure 3.13 : changement de consigne.

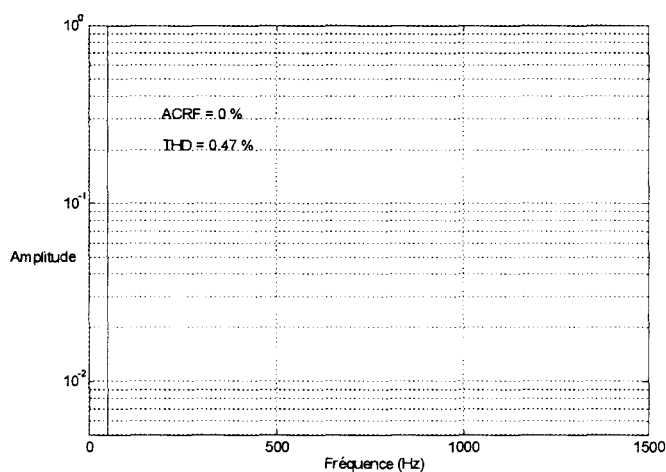


Figure 3.14 : F.F.T. régime permanent.

3.1.3 ROBUSTESSE VIS-A-VIS DES VARIATIONS DE L'INDUCTANCE

Une des sources de distorsion harmonique est la saturation des inductances. Il est donc intéressant d'étudier la robustesse des correcteurs vis-à-vis des variations de l'inductance de ligne.

Nous n'étudierons cette robustesse que dans le cas du premier correcteur (proportionnel et proportionnel intégral).

Pour cela, reprenons la transmittance en boucle ouverte du courant réseau :

$$T_{O_i}(s) = K_p \cdot \left(1 + \frac{K_i}{s} \right) \cdot \frac{K}{C_s \cdot s + K} \cdot \frac{1}{R + L \cdot s} \quad (3.6)$$

Déterminons une transmittance T , ayant le même polynôme caractéristique, où l'inductance de ligne L serait en facteur. En effet, la relation entre le polynôme caractéristique et la transmittance n'est pas biunivoque puisque le polynôme caractéristique doit simplement vérifier l'équation $\frac{N(s)}{D(s)} = 1$.

$$T(s) = L \cdot \frac{s^2 \cdot (C_s \cdot s + K)}{s \cdot (C_s \cdot s + K) \cdot R + K_p \cdot (s + K_i) \cdot K} \quad (3.7)$$

Si l'on trace le lieu d'Evans (ou lieu des pôles) de cette transmittance (cf. figure 3.15), on observera l'évolution des racines en fonction de l'inductance de ligne L puisque celle-ci correspond maintenant au gain de la transmittance T .

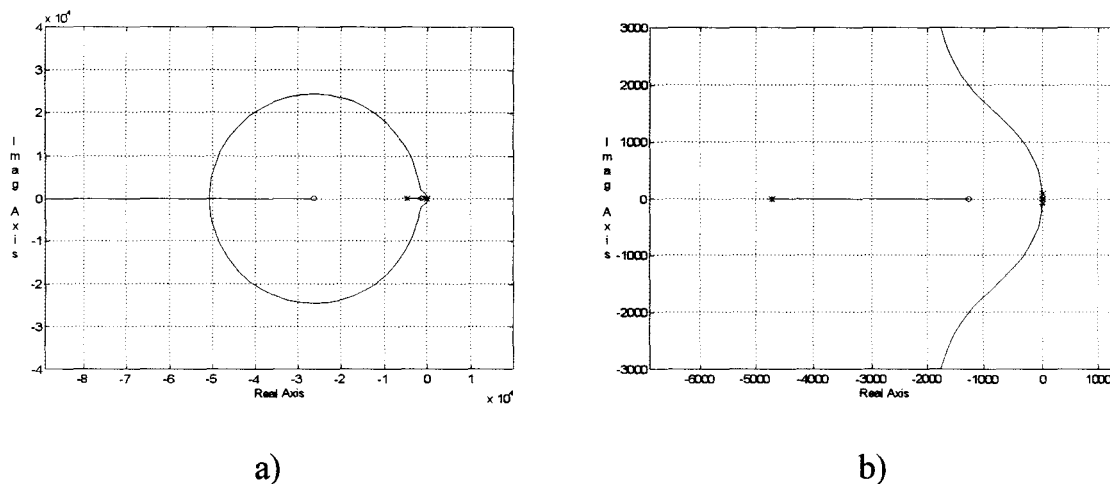


Figure 3.15 : lieu des pôles de la transmittance T .

Remarque : sur le graphe, les pôles et les zéros sont représentés de la manière suivante :

- o : zéros du processus,
- × : pôles pour la valeur nominale de l'inductance,
- + : pôles pour la valeur de l'inductance divisée par 10.

A partir de la valeur initiale de l'inductance de ligne (× sur le lieu des pôles), on diminue sa valeur dans un rapport 10 (+ sur le lieu des pôles). On constate que les pôles ne se déplacent presque pas (cf. figure 3.15b).

3.1.4 COMPENSATION DE LA F.E.M. DU RESEAU

Nous avons vu au paragraphe 3.1.1 que la f.e.m. du réseau, notée e , agissait comme une perturbation sur le système. Pour la compenser, deux méthodes sont envisageables :

- compensation, dans la commande, à l'endroit où elle agit sur l'axe de puissance : cette solution découle directement de l'analyse du G.I.C. du processus (cf. figure 3.2),
- pseudo-compensation dans le retour de la boucle de tension condensateur.

3.1.4.1 SOLUTION DIRECTE

Comme nous venons de le voir, la première solution découle de l'analyse du Graphe Informationnel Causal du processus. Celui-ci est repris de manière concise sur la figure 3.16.

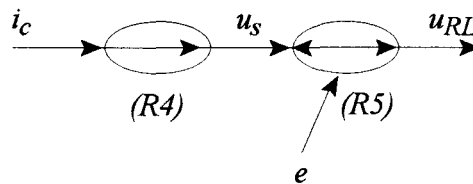


Figure 3.16 : G.I.C. simplifié du processus.

Si l'on suit les règles d'inversion énoncées au chapitre 1, on obtient le G.I.C. de la figure 3.17 où la f.e.m. du réseau est compensée simplement, comme cela a été présenté au paragraphe 3.1.1.

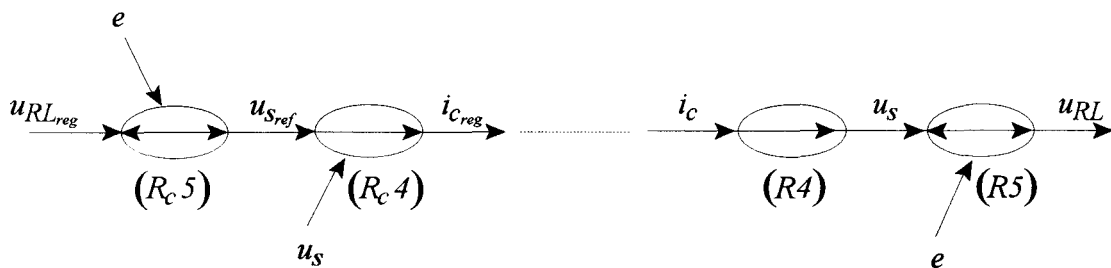


Figure 3.17 : G.I.C. simplifié de la commande et du processus.

Bien que cette solution ait été retenue pour présenter les simulations aux paragraphes précédents, celle-ci pose deux problèmes :

- pour que la compensation soit "parfaite", il faut prendre en compte le déphasage et l'atténuation due à la boucle sur la tension condensateur,
- si l'on compare l'amplitude de la f.e.m. avec la tension notée u_{RL} (cf. équation (3.1)), on constate qu'elle est environ cinquante fois plus grande, ce qui implique qu'une mauvaise compensation perturbe beaucoup la tension de réglage $u_{RL_{reg}}$ et donc la tension $u_{S_{ref}}$ qui s'en déduit.

Ces deux problèmes apparaissent clairement sur la simulation présentée figure 3.18. Dans cette simulation, la f.e.m. du réseau contient 5 % d'harmonique de rang 7. Les correcteurs utilisés sont les *correcteurs proportionnel et proportionnel intégral* présentés au paragraphe 3.1.2.1.

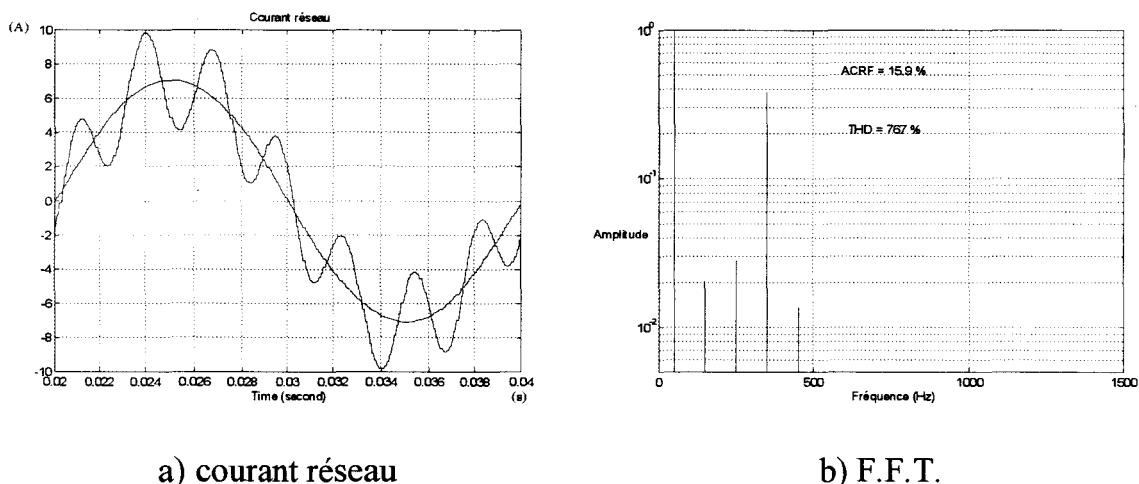
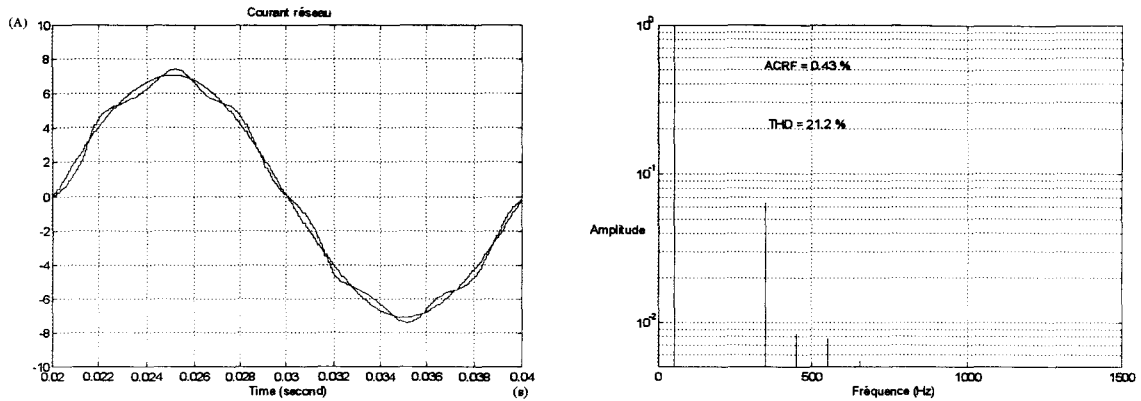


Figure 3.18 : simulation avec un réseau perturbé et des correcteurs P. et P.I.

Si on augmente la dynamique en utilisant les correcteurs R.S.T. présentés au paragraphe 3.1.2.3, les résultats sont meilleurs mais restent insuffisants (cf. figure 3.19).

On constate que les faibles harmoniques du réseau perturbent beaucoup le courant absorbé au réseau : cette compensation est donc inadaptée.

Remarque : si les capteurs de tension utilisés filtrent la mesure, entraînant un déphasage et une atténuation, les ondulations seront encore plus importantes.



a) courant réseau

b) F.F.T.

Figure 3.19 : simulation avec un réseau perturbé et des correcteurs R.S.T.

3.1.4.2 SOLUTION INDIRECTE

La compensation directe, présentée au paragraphe précédent, ne fonctionne pas correctement pour deux raisons :

- la première est d'ordre théorique : la perturbation n'influence pas directement la grandeur réglée par la commande,
- la seconde provient du fait que la tension de réglage $u_{RL_{reg}}$ est négligeable vis-à-vis de la perturbation e : ceci est plutôt un problème pratique.

La figure 3.20 présente le graphe causal simplifié du processus où l'on voit que la perturbation e (tension réseau) agit directement sur le courant réseau i alors que la grandeur de commande i_m agit sur la tension aux bornes du condensateur u_s .

$$\begin{cases} u_s = \frac{1}{C_s} \frac{d}{dt} (i_m - i) \\ i = \frac{1}{R + L \frac{d}{dt}} (e - u_s) \end{cases} \quad (3.8)$$

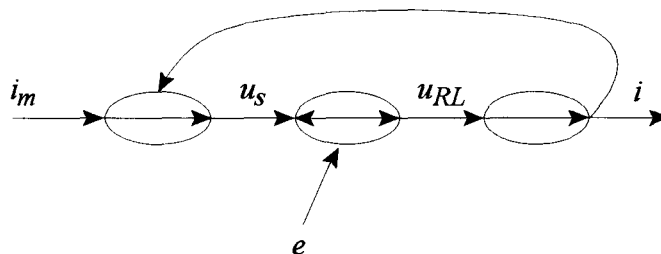


Figure 3.20 : graphe simplifié du processus.

Ce problème peut se résoudre par le déplacement de l'application de la perturbation en remontant la chaîne causale vers la grandeur contrôlée (cf. figure 3.21). Ceci se traduit en équation de la manière suivante :

$$\begin{cases} u_{RL} = \frac{1}{C_s \cdot \frac{d}{dt}} \left[C_s \cdot \frac{d}{dt} e - (i_m - i) \right] \\ i = \frac{1}{R + L \cdot \frac{d}{dt}} u_{RL} \end{cases} \quad (3.9)$$

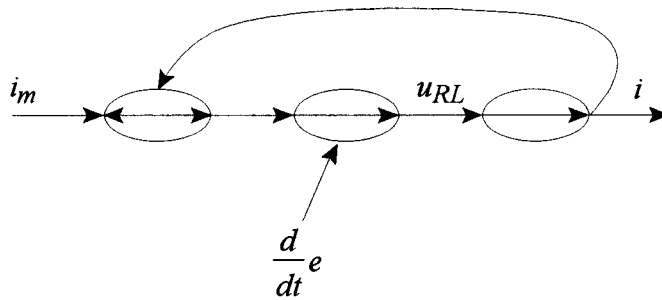


Figure 3.21 : graphe simplifié du processus après déplacement de la perturbation.

L'effet de la perturbation est ainsi compensé directement par la commande sans aucun effet lié aux dynamiques de boucle. Par contre, on fait apparaître une action dérivée sur la perturbation.

En inversant le graphe causal, ainsi transformé, du processus, on obtient le graphe causal de la commande présentée figure 3.22.

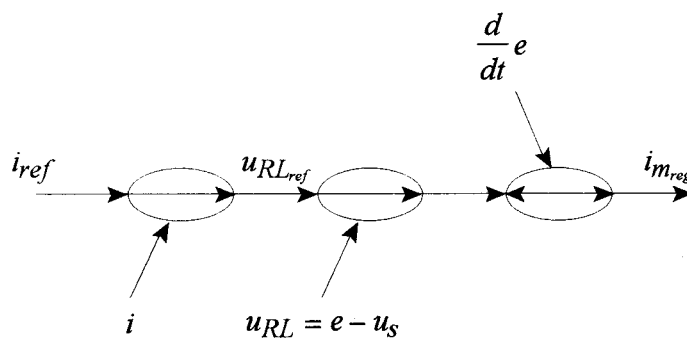


Figure 3.22 : graphe causal simplifié de la commande.

On constate sur ce graphe qu'il faut calculer une action dérivée pure sur la perturbation (tension réseau) ce qui est impossible en temps réel ; on ne peut donc l'implanter qu'à partir d'une estimation faite en régime permanent.

Cependant, étant donnée la valeur numérique de C_s , la grandeur $C_s \cdot \frac{d}{dt} e$ est faible (mais pas vraiment négligeable) vis-à-vis du courant $(i_m - i)$: si la dynamique du correcteur est suffisante, cette compensation pourra être négligée.

De plus, la grandeur asservie n'est plus la tension u_s mais la tension $u_{RL} = e - u_s$. Deux solutions sont envisageables pour mesurer cette tension :

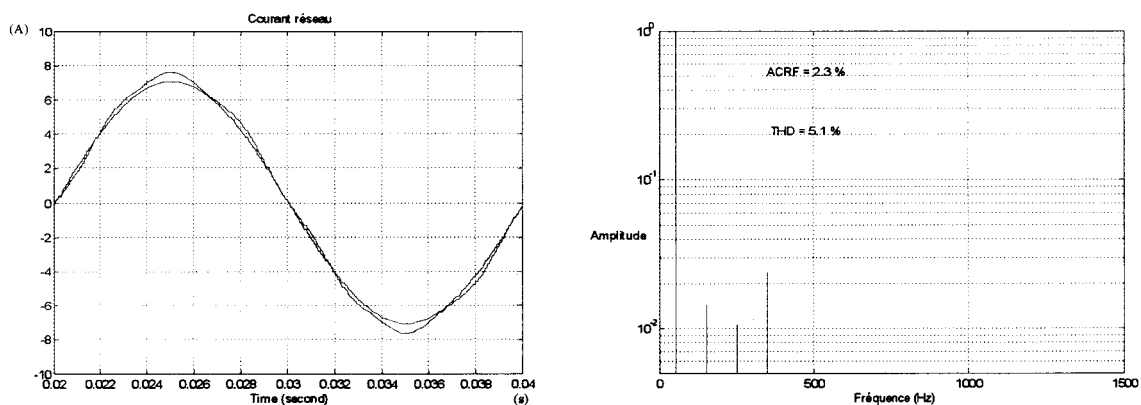
- mesurer u_s et e puis faire la différence,
- mesurer directement u_{RL} qui est la tension aux bornes de l'ensemble résistance et inductance $R-L$.

Sachant que les tensions u_s et e sont de même ordre de grandeur, la deuxième solution est meilleure pour des raisons évidentes de précision dans la mesure. Le second problème rencontré dans la solution directe est donc aussi résolu.

La figure 3.23 et figure 3.24 montrent les résultats de simulation où les correcteurs sont, soit les correcteurs P. et P.I, soit les correcteurs R.S.T. d'origine et où la compensation par la dérivée est négligée.

Remarques :

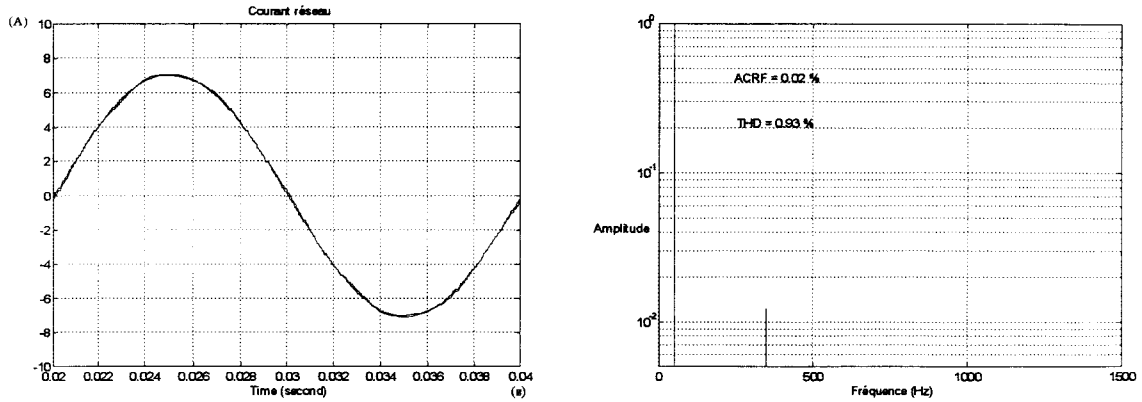
- les harmoniques du réseau sont les mêmes qu'au paragraphe précédent (5 % d'harmonique de rang 7),
- les capteurs sont considérés comme parfait, c'est-à-dire sans filtre,
- il est difficile en simulation de montrer la différence entre l'utilisation de deux capteurs de tension ou d'un seul capteur directement sur la tension u_{RL} ; cependant, on peut considérer que ces simulations sont équivalentes au cas où un seul capteur de tension est utilisé puisque ni la quantification ni les imperfections (filtre, erreur, ...) sont pris en compte.



a) courant réseau

b) F.F.T.

Figure 3.23 : simulation avec un réseau perturbé et des correcteurs P. et P.I.



a) courant réseau

b) F.F.T.

Figure 3.24 : simulation avec un réseau perturbé et des correcteurs R.S.T.

On constate que la dynamique des correcteurs P. et P.I. est insuffisante pour que le courant soit correctement régulé : il faudrait pouvoir compenser la f.e.m. à l'aide de la dérivée si celle-ci n'est pas trop parasitée. En revanche, les correcteurs R.S.T. donnent satisfaction.

3.1.4.3 BILAN

Le tableau ci-dessous résume les différents résultats obtenus en fonction du type de compensation, du type de mesure de la tension u_{RL} et de la dynamique du correcteur.

	compensation directe	compensation indirecte $u_{RL} = e - u_s$	compensation indirecte mesure de u_{RL}
dynamique faible	ondulations importantes	ondulations moyennes	ondulations faibles
dynamique grande	ondulations importantes	ondulations faibles	ondulations très faibles

En conclusion, on constate que pour répondre au cahier des charges de manière satisfaisante, il faut un correcteur performant et une mesure directe de la tension u_{RL} , tension aux bornes de l'ensemble R-L.

3.2 CONVERTISSEUR 2/3

Nous avons vu au chapitre 3 trois types de configuration pour le filtre triphasé du convertisseur 2/3.

Nous n'en avons retenu que deux, correspondant, d'une part, au filtre déséquilibré (deux inductances et deux condensateurs) et, d'autre part, au filtre équilibré (trois inductances et trois condensateurs en étoile). Le troisième cas est identique au cas du filtre équilibré à un coefficient trois près (cf. mise sous forme d'état en annexe C).

Nous verrons que les deux cas se rejoignent du point de vue de la structure de la commande à une matrice de couplage près (dans le second cas).

3.2.1 FILTRE RESEAU DESEQUILIBRE

Comme nous venons de le dire, le premier cas (cf. figure 3.25) que nous allons étudier correspond au filtre équilibré qui comprend deux inductances et deux condensateurs : cette structure découle directement de la mise en équation du convertisseur.

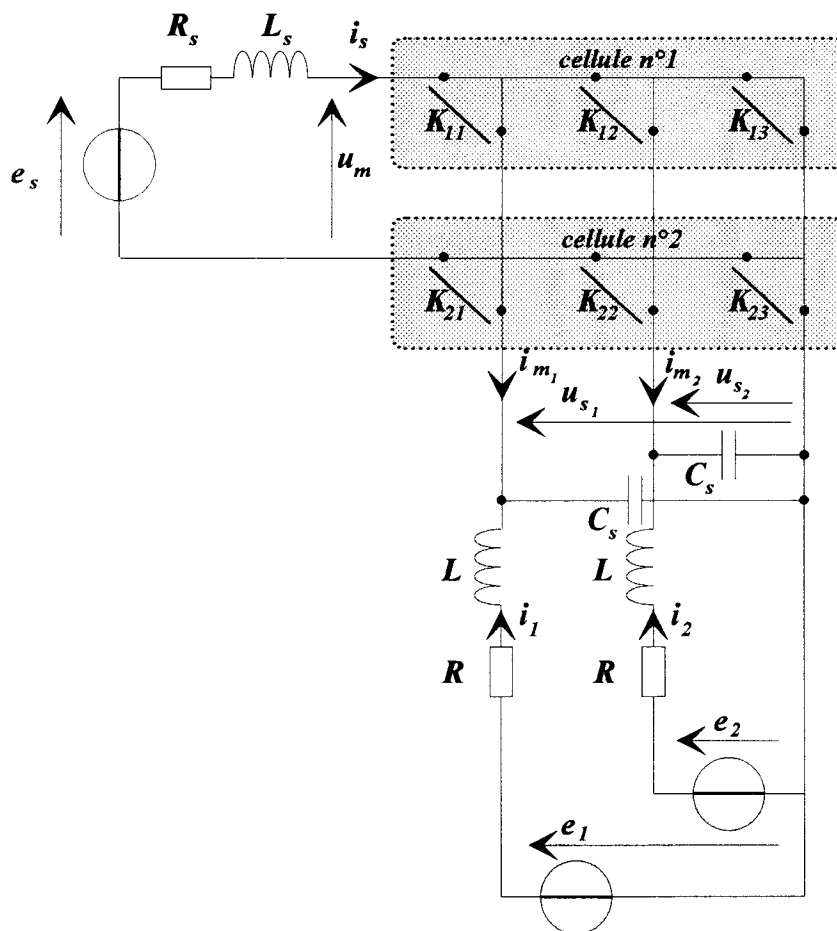


Figure 3.25 : convertisseur 2/3 à filtre déséquilibré.

Nous avons déjà présenté le graphe informationnel causal global (cf. figure 2.16) du convertisseur 2/3 au chapitre 2, mais nous allons le préciser en vue de mettre en évidence le lien entre les courants absorbés au réseau, notés i_1 et i_2 , et les fonctions génératrices de conversion, notées m_1 et m_2 . Les équations, intervenant dans le G.I.C., sont les suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \begin{array}{l}
 (R1) \quad \begin{pmatrix} m_1 \\ m_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} - f_{21} \\ f_{12} - f_{22} \end{bmatrix} \\
 (R2) \quad \begin{pmatrix} i_{m_1} \\ i_{m_2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} m_1 \\ m_2 \end{bmatrix} \cdot i_s \\
 (R3) \quad \begin{pmatrix} i_{c_1} \\ i_{c_2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_{m_1} \\ i_{m_2} \end{pmatrix} \\
 (R4) \quad \begin{pmatrix} u_{s_1} \\ u_{s_2} \end{pmatrix} = \frac{1}{C_s \cdot d} \cdot \begin{pmatrix} i_{c_1} \\ i_{c_2} \end{pmatrix} \\
 (R5) \quad \begin{pmatrix} u_{RL_1} \\ u_{RL_2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} u_{s_1} \\ u_{s_2} \end{pmatrix} \\
 (R6) \quad \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{R+L} \cdot \frac{d}{dt} \cdot \begin{pmatrix} u_{RL_1} \\ u_{RL_2} \end{pmatrix}
 \end{array}
 \right. \quad (3.10)$$

On en déduit simplement le G.I.C. du processus (cf. figure 3.26).

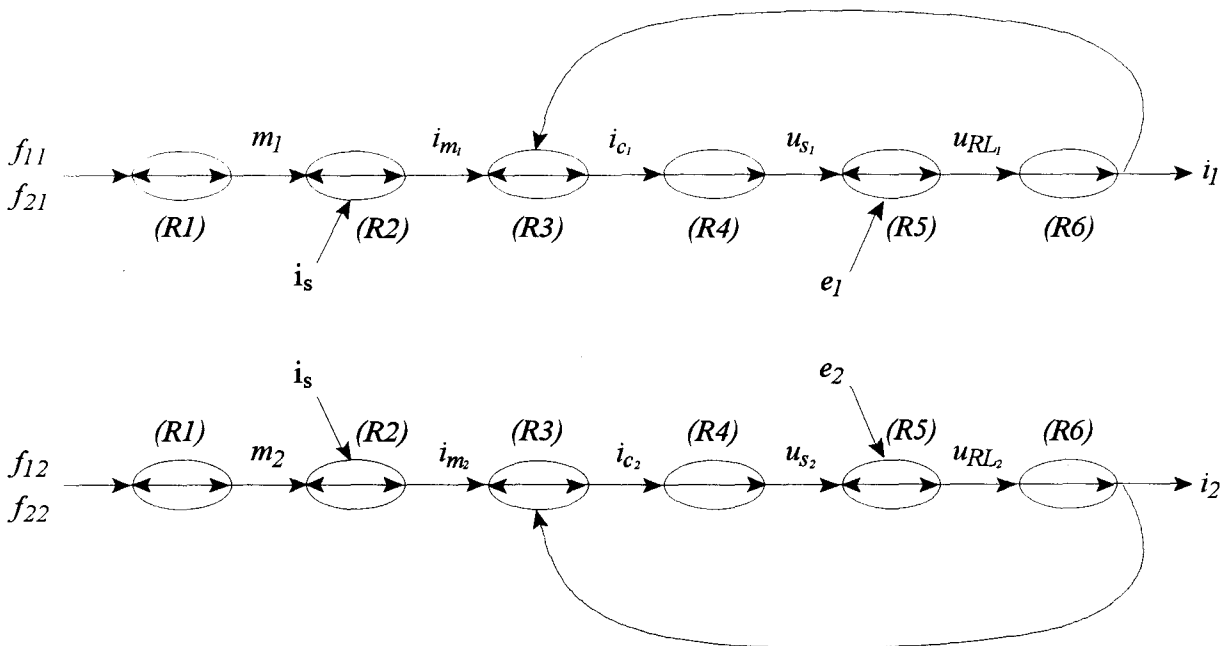


Figure 3.26 : G.I.C. du processus.

On constate que l'on retrouve deux fois, en parallèle, le G.I.C. du convertisseur 2/2 sans aucun couplage entre (i_1, m_1) et (i_2, m_2) . Ceci est particulièrement intéressant puisqu'il suffit de reprendre ce qui a été fait pour le convertisseur 2/2.

Cependant, le filtre et, par conséquent, les courants réseau sont déséquilibrés. Le rééquilibrage des courants du réseau nécessite une commande adaptée (le cahier des charges impose un facteur de puissance unitaire), mais induit des ondulations à 100 Hz sur le courant redressé (cf. paragraphe 4.2.4.2 au chapitre 4).

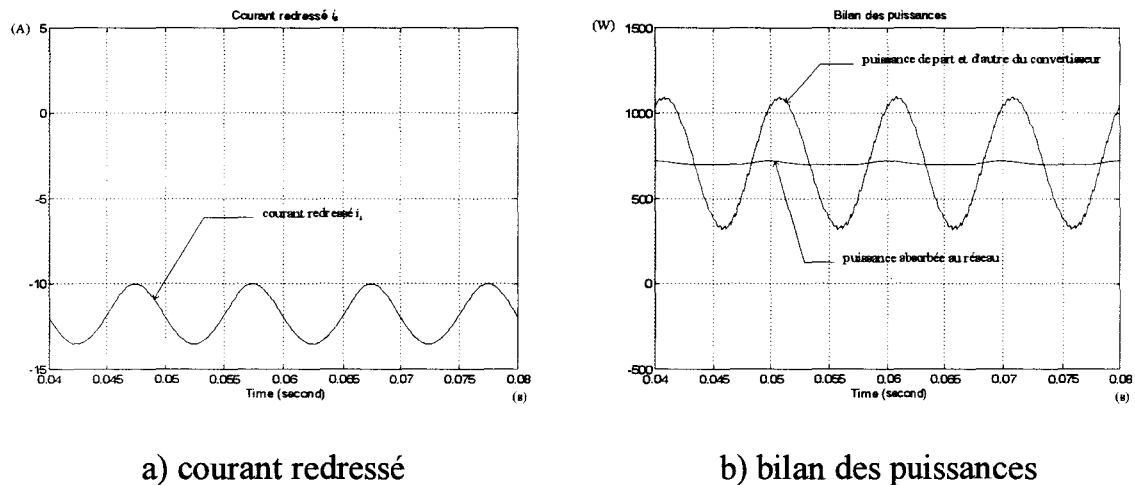


Figure 3.27 : mise en évidence du déséquilibre.

Remarque : pour des raisons de visualisation la simulation est faite sans modulation de largeur d'impulsion.

3.2.2 *FILTRE RESEAU EQUILIBRE*

Pour éviter les ondulations sur le courant redressé, il faut utiliser un filtre équilibré comprenant trois inductances et trois condensateurs (en étoile dans ce cas-ci). La Figure 3.28 présente ce type de filtre.

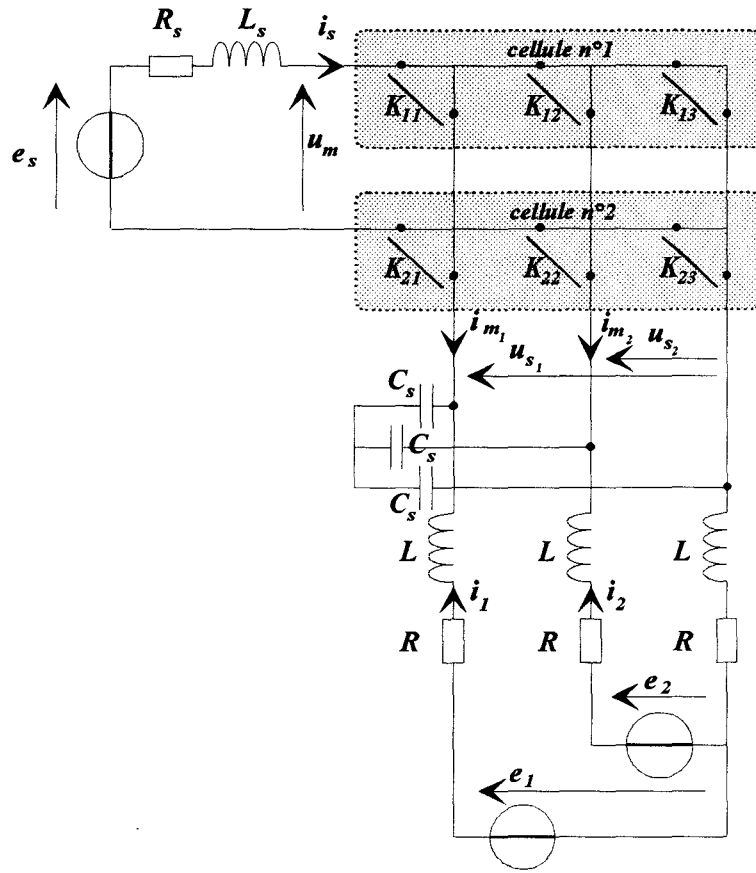


Figure 3.28 : convertisseur à filtre équilibré.

3.2.2.1 MISE EN EVIDENCE DU COUPLAGE

Comme précédemment, afin d'établir le G.I.C. du processus en vue de l'asservissement des courants réseau, rappelons les équations intervenant dans celui-ci :

$$\begin{cases}
 \begin{pmatrix} m_1 \\ m_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} - f_{21} \\ f_{12} - f_{22} \end{bmatrix} & (R1) \\
 \begin{pmatrix} i_{m_1} \\ i_{m_2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} m_1 \\ m_2 \end{bmatrix} \cdot i_s & (R2) \\
 \begin{pmatrix} i_{c_1} \\ i_{c_2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_{m_1} \\ i_{m_2} \end{pmatrix} & (R3) \\
 \begin{pmatrix} u_{s_1} \\ u_{s_2} \end{pmatrix} = \frac{1}{C_s} \cdot \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{c_1} \\ i_{c_2} \end{pmatrix} & (R4) \\
 \begin{pmatrix} u_{RL_1} \\ u_{RL_2} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \left(\begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} u_{s_1} \\ u_{s_2} \end{pmatrix} \right) & (R5) \\
 \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{R+L} \cdot \frac{d}{dt} \cdot \begin{pmatrix} u_{RL_1} \\ u_{RL_2} \end{pmatrix} & (R6)
 \end{cases} \quad (3.11)$$

A partir de ces équations, on en déduit le G.I.C. du processus (cf. figure 3.29).

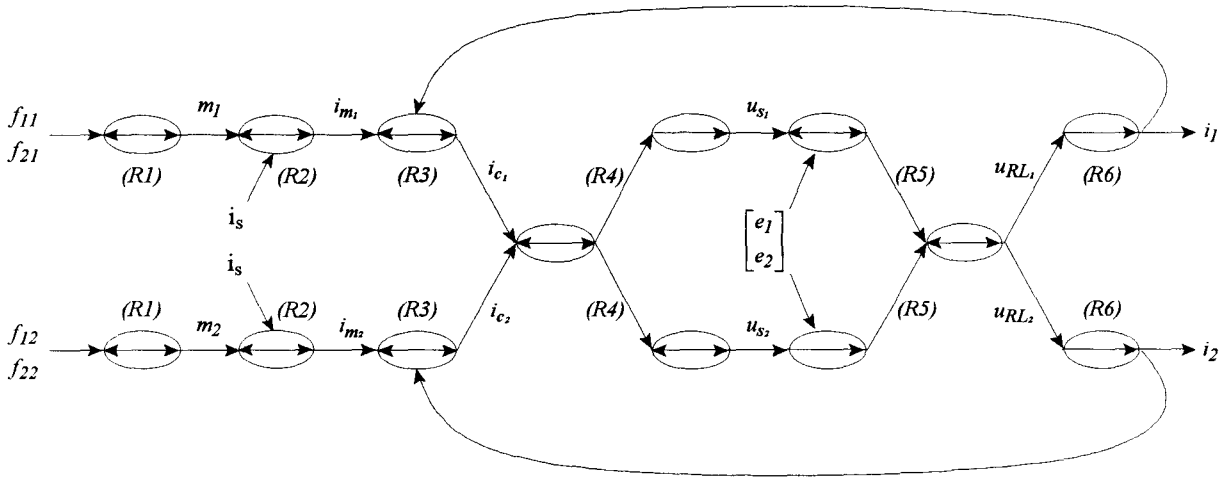


Figure 3.29 : G.I.C. du processus.

On constate, cette fois-ci, qu'un couplage apparaît entre les deux graphes qui ont aussi la même structure que celle du convertisseur 2/2.

3.2.2.2 DECOUPLAGE

On remarque, en étudiant les relation (R4) et (R5) de l'équation (3.11), que les deux matrices de couplage sont inverses l'une de l'autre. Il est donc possible de les annuler mutuellement et, ainsi, de découpler le système. Il ne faut pas oublier de répercuter les modifications sur la perturbation correspondant à la tension réseau.

On pose :

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} u'_{s1} \\ u'_{s2} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_{s1} \\ u_{s2} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} e'_1 \\ e'_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \end{pmatrix} \end{cases} \quad (3.12)$$

A partir de ces tensions découplées, les relations (R4) et (R5) s'écrivent :

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} u'_{s_1} \\ u'_{s_2} \end{pmatrix} = \frac{1}{C_s} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{c_1} \\ i_{c_2} \end{pmatrix} & (R'4) \\ \begin{pmatrix} u_{RL_1} \\ u_{RL_2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e'_1 \\ e'_2 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} u'_{s_1} \\ u'_{s_2} \end{pmatrix} & (R'5) \end{cases} \quad (3.13)$$

Les équations sont donc maintenant découplées de telle sorte que l'on retrouve la relation (3.10) correspondant au cas du filtre déséquilibré, ce qui est équivalent à deux convertisseurs 2/2 en parallèle (en ce qui concerne cet asservissement).

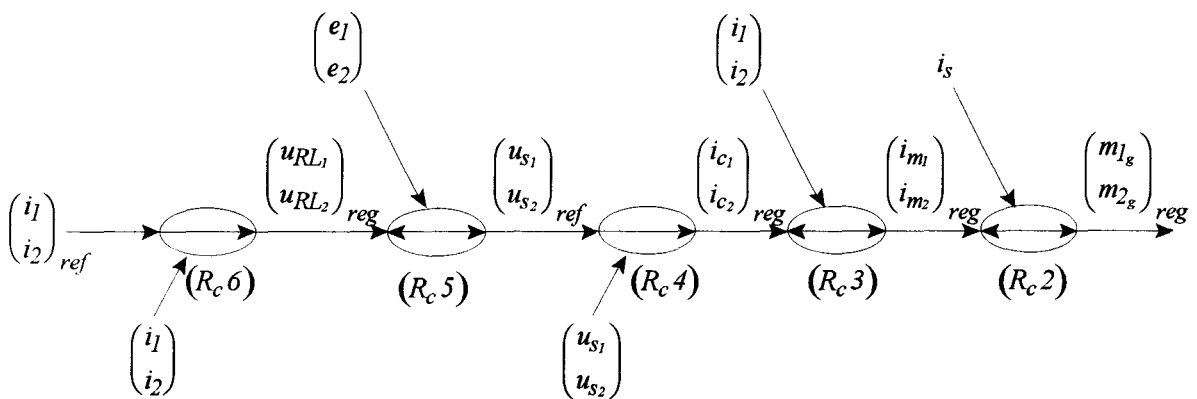
3.2.3 INVERSION DU GRAPHE INFORMATIONNEL CAUSAL

3.2.3.1 INVERSION DIRECTE

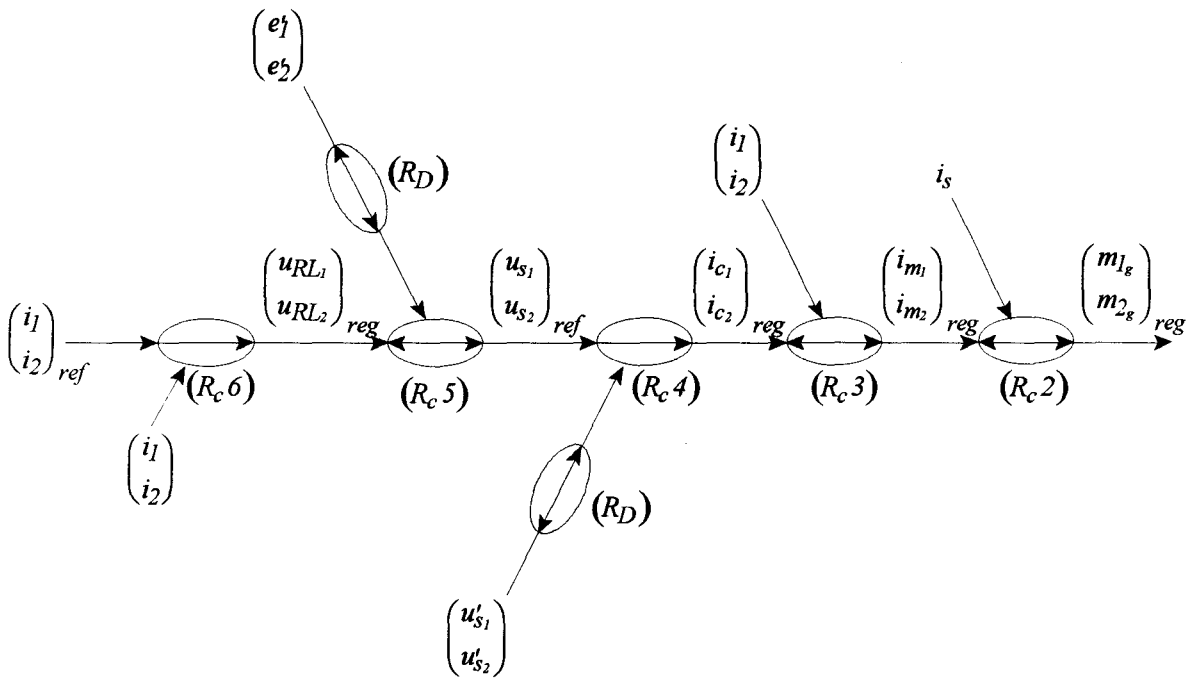
La structure de la boucle d'asservissement, valable pour les deux types de filtre (après découplage), s'obtient maintenant par inversion de la causalité (cf. annexe A).

Sa structure est similaire à celle du convertisseur 2/2 que nous avons exposée au paragraphe 3.1.1.

On obtient ainsi la structure d'asservissement présentée figure 3.30. On constate que ces deux graphes ne diffèrent que par la présence ou non de la matrice de découplage sur les tensions u_{s_1} , u_{s_2} et e_1 , e_2 .



a) cas du filtre déséquilibré



b) cas du filtre équilibré

Figure 3.30 : G.I.C. de la commande.

Remarques :

- le G.I.C. est présenté de manière vectorielle,
- la relation (R_D) correspond à la relation de découplage.

3.2.3.2 INVERSION AVEC COMPENSATION INDIRECTE

Nous avons vu au paragraphe 3.1.4.2 que la compensation directe de la f.e.m. du réseau ne donnait pas satisfaction et qu'il fallait déplacer le point d'application de la perturbation.

De plus, nous avons vu qu'étant donnée la valeur numérique de C_s , la perturbation (après déplacement) pouvait être négligée si la dynamique des correcteurs était suffisante.

Le graphe causal de la commande, ainsi obtenu, est présenté figure 3.31. On constate qu'un seul graphe suffit, que ce soit pour le filtre déséquilibré ou le filtre équilibré, car le découplage est intrinsèque à la mesure des tensions u_{RL1} et u_{RL2} .

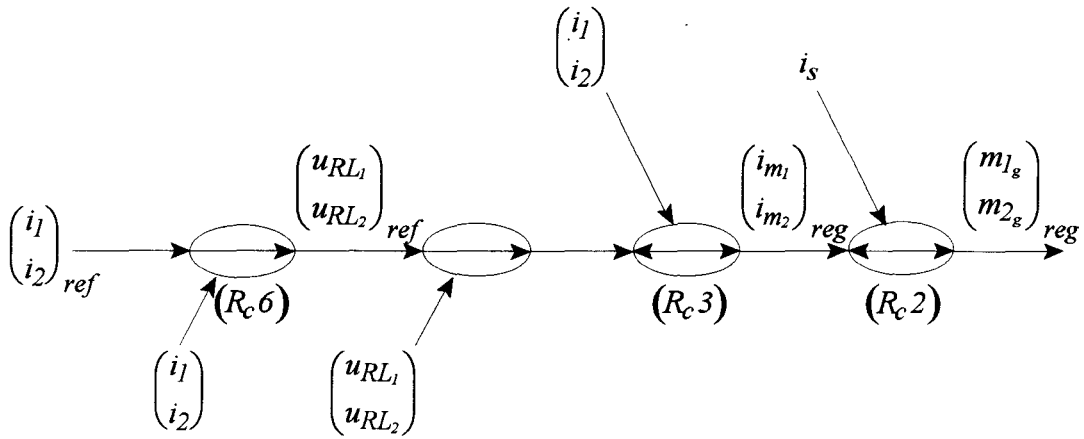


Figure 3.31 : G.I.C. de la commande.

3.2.4 CORRECTEURS P. ET P.I.

Le schéma de l'asservissement (cf. figure 3.32) du courant appelé au réseau se déduit directement du G.I.C. de la commande établi au paragraphe précédent (compensation indirecte de la perturbation). On rappelle que la compensation de la f.e.m. du réseau par sa dérivée a été négligée à cause de la valeur numérique C_s et des risques d'amplification des bruits de mesure lors de la réalisation pratique.

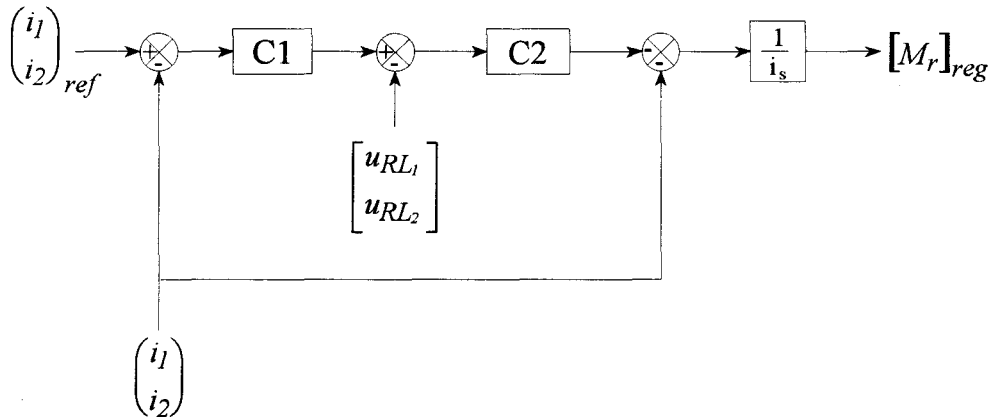


Figure 3.32 : schéma fonctionnel de la commande.

Remarque : rappelons que les tensions u_{RL_1} et u_{RL_2} sont les tensions mesurées aux bornes des circuits R-L du filtre triphasé ce qui fait disparaître la matrice de découplage introduite au paragraphe 3.2.2.2.

Etant donné la similitude du schéma fonctionnel, les correcteurs employés seront les mêmes. Trois types de correcteur ont été présentés pour le convertisseur 2/2. Nous avons choisi de ne retenir que le cas des correcteurs P. et P.I. (cf. paragraphe 3.1.2.1) car ce sont les correcteurs les plus simples à implémenter en temps réel.

Ils se décomposent en deux éléments :

- un correcteur proportionnel (K) pour la boucle de tension,
- un correcteur proportionnel intégral $\left(K_p \cdot \left(1 + \frac{K_i}{s} \right) \right)$ pour la boucle de courant.

De même que précédemment, les déphasages et les différences d'amplitude introduits par ces correcteurs doivent être compensés.

Les deux correcteurs sont réglés simultanément en utilisant toujours le critère de Naslin.

La valeur des composants est choisie de telle sorte que les calculs soient identiques au cas monophasé :

$$\begin{cases} C_s = 25 \mu F \\ L = 2.4 mH \\ R = 0.6 \Omega \end{cases}$$

3.2.5 SIMULATION ET RESULTATS EXPERIMENTAUX

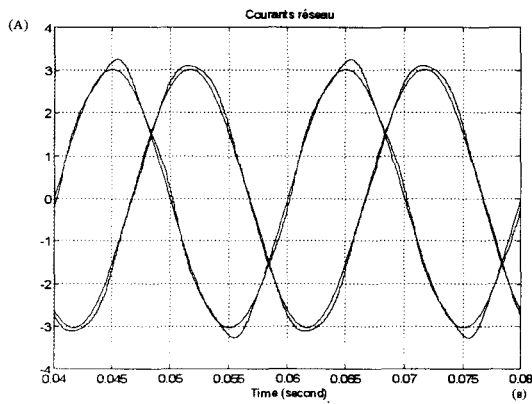
Afin de correspondre aux paramètres de la maquette, les simulations présentées ont été calculées avec les paramètres suivants :

- $R = 0.6 \Omega$,
- $L = 2.4 mH$,
- $C_s = 25 \mu F$,
- $R_s = 5 \Omega$,
- $L_s = 25 mH$,
- fréquence d'échantillonnage = 10 kHz,
- fréquence de modulation = 10 kHz.

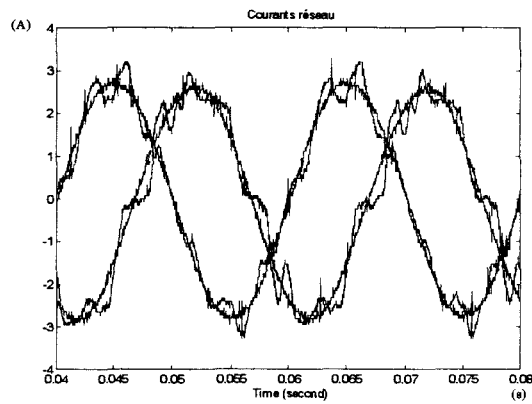
Les deux remarques concernant la linéarisation dynamique à l'aide du courant redressé i_s effectuées lors de la présentation du convertisseur 2/2 restent valables.

Afin de comparer la simulation avec les résultats expérimentaux, les tensions réseau simulées contiennent 3 % d'harmonique de rang 5 et 5 % d'harmonique de rang 7.

On constate, sur les résultats expérimentaux (cf. figure 3.33 et figure 3.34), que les courants réseau sont fortement perturbés par les harmoniques du réseau : les correcteurs P. et P.I. ont une dynamique trop faible pour compenser les ondulations. De plus, la mesure des tensions u_{RL_1} et u_{RL_2} a été réalisée à partir de la différence des tensions e_1, e_2 et u_{s_1}, u_{s_2} , ce qui n'est pas la meilleure solution, comme nous l'avons vu au paragraphe 3.1.4.3 (par manque de capteurs de tension adaptés). L'emploi de correcteurs type R.S.T., ayant une dynamique beaucoup plus élevée, eut été préférable mais divers problèmes techniques ont empêché leur implantation temps réel.

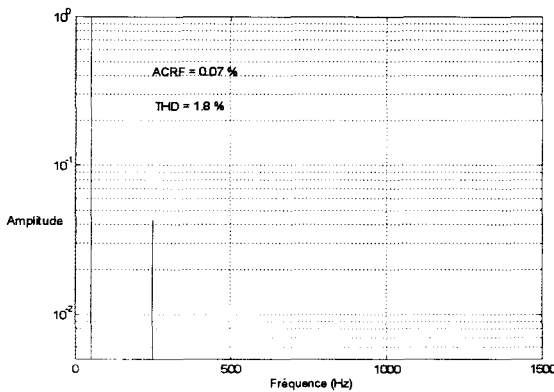


a) simulation

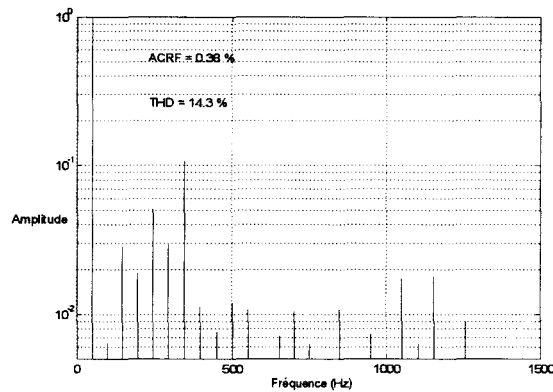


b) résultat expérimental

Figure 3.33 : régime permanent



a) simulation



b) résultat expérimental

Figure 3.34 : F.F.T. régime permanent

A titre de comparaison, la figure 3.35 et la figure 3.36 présentent les résultats de simulation avec le filtre déséquilibré et des correcteurs R.S.T. calculés avec les mêmes paramètres.

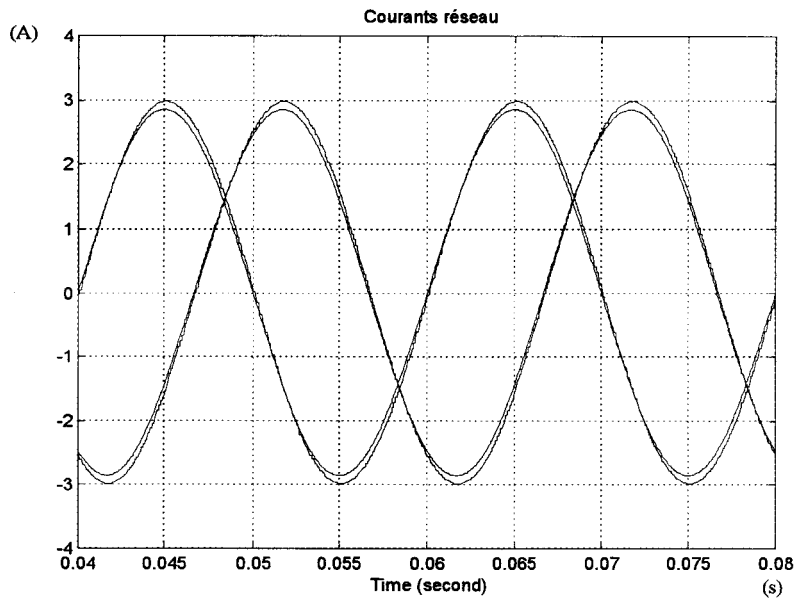


Figure 3.35 : régime permanent.

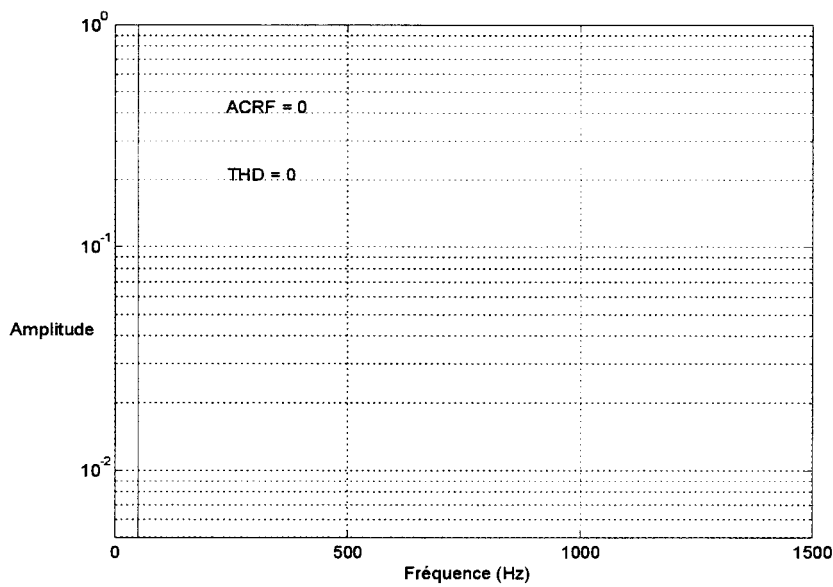


Figure 3.36 : F.F.T. régime permanent.

On constate, sur ces simulations, que les correcteurs R.S.T., associés à la mesure directe des tensions u_{RL_1} et u_{RL_2} , permettent d'obtenir des courants absorbés au réseau conformes au cahier des charges puisque ne contenant que très peu d'harmoniques.

CONCLUSION

L'objectif de ce chapitre était de présenter la structure de l'asservissement des courants réseau de telle sorte que ceux-ci soient sinusoïdaux et en phase avec la tension.

Dans la mesure où la dynamique des correcteurs est suffisante, ce qui impose une implémentation temps réel délicate, et si la compensation de la f.e.m. du réseau est correctement compensée, l'objectif du cahier des charges est atteint.

Il est regrettable que l'implémentation temps réel, que nous avons réalisée, ne nous ait pas permis d'atteindre une dynamique suffisante pour obtenir des courants sinusoïdaux. Cependant, nous avons réussi à la mettre en phase avec la tension.

Ayant asservi les courants réseau, il nous faut maintenant contrôler le courant redressé en imposant une consigne à ces courants réseau : ceci fait l'objet du chapitre suivant.

4. Contrôle du courant redressé

INTRODUCTION

Nous avons vu au chapitre 2, lors de la présentation générale des convertisseurs, que le graphe causal de l'axe de puissance possède toujours deux branches (cf. figure 2.8). Deux solutions d'asservissement sont donc envisageables [FRA 96] :

- soit on privilégie le contrôle du courant réseau en contrôlant la tension condensateur,
- soit on privilégie le contrôle du courant redressé.

La première solution a été développée au chapitre précédent. La deuxième, étudiée dans ce chapitre, pose un certain nombre de difficultés :

- dans le cas du convertisseur 2/2, il y a un problème de division par une tension alternative,
- dans les deux cas, il n'y a plus de contrôle du courant réseau d'où l'impossibilité d'assurer un facteur de puissance quasi unitaire (cf. cahier des charges).

Pour éviter ces problèmes, on propose une autre solution de contrôle du courant redressé basée sur le bilan des puissances au niveau du convertisseur.

4.1 CONVERTISSEUR 2/2

4.1.1 INTRODUCTION

En inversant le graphe causal du processus afin de déterminer la structure de l'asservissement du courant redressé, on constate qu'il faut diviser par la tension condensateur u_s (linéarisation dynamique) qui est une grandeur alternative : ceci pose un problème à chaque changement de signe de cette tension.

Afin de contourner ce problème, deux solutions sont envisageables :

- l'une à partir des grandeurs moyennes définies sur leur période d'échantillonnage de 10 ms ,
- l'autre à partir du bilan des puissances de part et d'autre du convertisseur afin d'en déduire une relation entre le courant redressé et le courant réseau.

Ces deux solutions conduisent à deux modes de marche distincts qui seront exploités par l'Automate de Mode de Marche (A.C.M.M.) lors du prochain chapitre.

Remarque : nous rappelons que le convertisseur 2/2 et son environnement ont été présentés au chapitre précédent (cf. figure 4.1). Les notations employées dans ce paragraphe s'y réfèrent.

4.1.2 SOLUTION N°1 : INVERSION DU GRAPHE INFORMATIONNEL CAUSAL

Les relations intervenant dans le G.I.C. dépendent de la charge utilisée. Dans le cas présent, il s'agit d'un filtre R_s-L_s et d'une f.e.m. e_s modélisant une machine à courant continu :

$$\left\{ \begin{array}{l} u_m = m.u_s \quad (R7) \\ u_{R_s L_s} = e_s - u_m \quad (R8) \\ i_s = \frac{1}{R_s + L_s \cdot \frac{d}{dt}} \cdot u_{R_s L_s} \quad (R9) \end{array} \right. \quad (4.1)$$

La figure 4.1 présente le graphe informationnel causal établi à partir de ces relations.

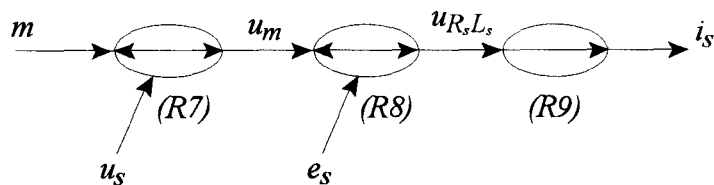


Figure 4.1 : G.I.C. du processus.

La structure de l'asservissement se déduit du G.I.C. du processus en l'inversant :

- la relation (R9) strictement causale correspond à l'algorithme de réglage du courant i_s ,
- la relation rigide (R7) s'inverse en introduisant la tension condensateur u_s (linéarisation dynamique),
- quant à la relation rigide (R8), correspondant à la f.e.m. de la machine à courant continu, elle ne sera pas prise en compte puisqu'elle n'est pas mesurable directement.

L'inversion du graphe causal conduit à la structure théorique d'asservissement présentée figure 4.2.

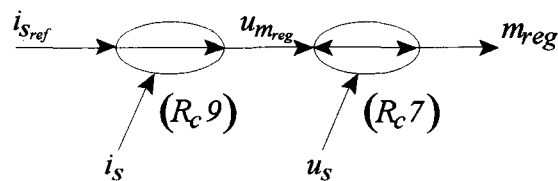


Figure 4.2 : G.I.C. théorique de la commande.

L'inconvénient majeur de cette commande est l'introduction, dans la chaîne de commande, d'une opération de division par une grandeur alternative (inversion de la relation rigide (R7)), ce qui pose nécessairement un problème au moment où celle-ci s'annule. Nous allons présenter une solution pour le résoudre.

En négligeant la chute de tension aux bornes du circuit $R-L$, on obtient la relation suivante :

$$u_s \approx e = E \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (4.2)$$

En échantillonnant la tension réseau à une période 10 ms (pour un réseau à 50 Hz) et en prenant la valeur moyenne sur 10 ms de la tension modulée et du courant redressé plutôt que leurs valeurs instantanées échantillonnées afin d'éviter le repliement de spectre (en particulier sur les composantes à 100 Hz), on élimine le problème de la division par zéro.

On définit alors les valeurs suivantes :

- $\langle u_m \rangle$ la valeur moyenne échantillonnée de la tension modulée u_m ,
- $\langle i_s \rangle$ la valeur moyenne échantillonnée du courant redressé i_s .

Le schéma de la boucle de courant i_s , ainsi obtenu, est présenté figure 4.3.

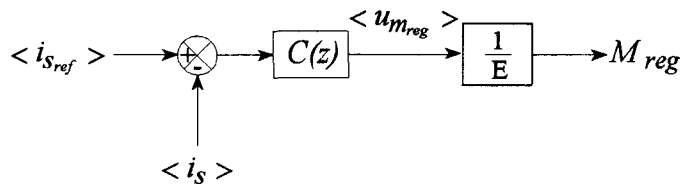


Figure 4.3 : schéma de la boucle de courant i_s .

Remarque : M_{reg} représente la valeur efficace de m_{reg} .

Cette solution ne permet pas d'asservir le courant réseau puisque le courant redressé est directement contrôlé. La solution suivante permet de conjuguer, à la fois, la maîtrise du courant réseau et celle du courant redressé (en valeur moyenne).

4.1.3 SOLUTION N°2 : BILAN DES PUISSANCES

Le convertisseur, supposé parfait, est neutre pour le bilan énergétique : les puissances instantanées de part et d'autre sont égales :

$$u_s \cdot i_m = u_m \cdot i_s \tag{4.3}$$

A partir de la relation (4.1) établie au chapitre précédent, la tension aux bornes du condensateur u_s et le courant modulé i_m s'exprime en fonction de la tension réseau e et du courant réseau i :

$$\begin{cases} u_s = e - \left(R + L \cdot \frac{d}{dt} \right) i \\ i_m = C_s \cdot \frac{d}{dt} u_s - i \end{cases} \tag{4.4}$$

En prenant en compte les valeurs numériques de R , L , C_s et e lorsque les variations du courant i ne sont pas trop importantes, la relation (4.4) peut être simplifiée :

$$\begin{cases} u_s \approx e \\ i_m \approx -i \end{cases} \tag{4.5}$$

Le bilan des puissances s'écrit alors :

$$-e.i \approx u_m.i_s \quad (R'7) \quad (4.6)$$

Les relations liant la tension modulée u_m au courant redressé i_s restent identiques (cf. relation (4.1)).

On en déduit le graphe causal du processus présenté figure 4.4.

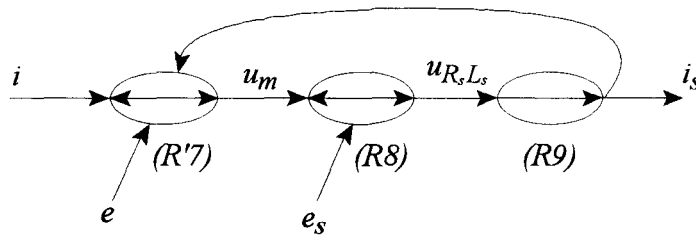


Figure 4.4 : G.I.C. du processus.

Si le courant réseau i est considéré comme sinusoïdal, nous avons :

$$\begin{cases} e = E.\sqrt{2}.\sin(\omega.t) \\ i = I.\sqrt{2}.\sin(\omega.t - \varphi) \end{cases} \quad (4.7)$$

Le bilan des puissances (cf. relation (4.6)) s'écrit alors :

$$-E.I.\cos\varphi + E.I.\cos(2.\omega.t - \varphi) \approx u_m.i_s \quad (4.8)$$

Remarque : cette relation sera décomposée sur le G.I.C. de la figure 4.5 en deux relations notées (R'7a) et (R'7b).

Le G.I.C. du processus en régime sinusoïdal est présenté figure 4.5.

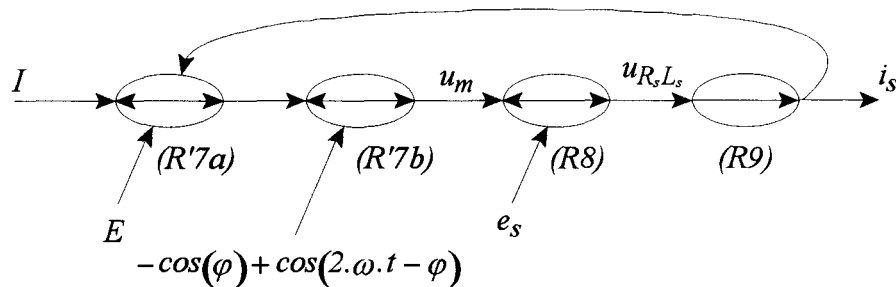


Figure 4.5 : G.I.C. du processus en régime sinusoïdal.

A partir de la relation (4.8) et de la figure 4.5, on en déduit le graphe causal théorique de la commande présenté figure 4.6.

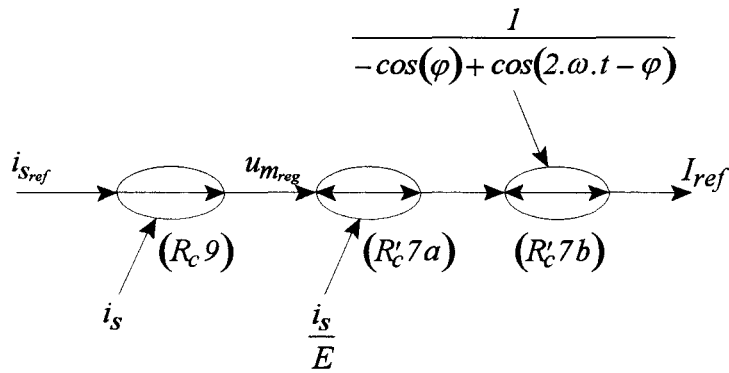


Figure 4.6 : G.I.C. théorique de la commande.

Remarque : I_{ref} représente la valeur efficace de i_{ref} .

En échantillonnant les relations à une période de 10 ms , on élimine le terme en $\cos(2.\omega.t - \varphi)$ correspondant à la puissance fluctuante et qui annule le dénominateur toutes les 10 ms .

Ce choix évite le repliement de spectre (en particulier sur les composantes à 100 Hz), puisque l'on prend la valeur moyenne sur 10 ms de la tension modulée et du courant redressé plutôt que leurs valeurs instantanées échantillonnées.

Il en découle la relation suivante, correspondant au bilan des puissances actives :

$$-E.I.\cos\varphi \approx \langle u_m \rangle \cdot \langle i_s \rangle \tag{4.9}$$

Le schéma de la boucle de courant i_s se présente maintenant de la manière suivante :

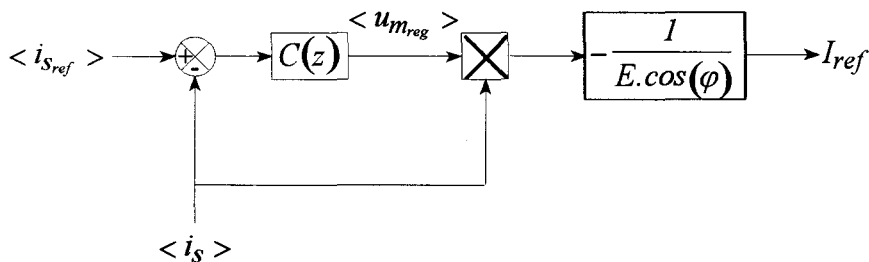


Figure 4.7 : schéma de la boucle de courant i_s .

Cette solution a l'avantage de générer une consigne pour le courant réseau et donc de maintenir l'asservissement étudié au chapitre précédent en plus de celui du courant redressé.

4.1.4 CALCUL DU CORRECTEUR

Puisque les deux commandes proviennent de la même relation causale (cf. relation (R_c9)) et qu'elles sont échantillonnées toutes les deux à 100 Hz , le correcteur $C(z)$ est le même.

La transmittance du système étant un premier ordre, le correcteur choisi sera un correcteur proportionnel intégral de la forme :

$$C(s) = -K_p \left(1 + \frac{K_i}{s} \right) \quad (4.10)$$

Remarque : le signe négatif devant le gain proportionnel provient du gain statique de la relation liant la tension modulée u_m au courant continu i_s .

Le correcteur est réglé afin d'obtenir une réponse du premier ordre (compensation du pôle de la fonction de transfert) avec une constante de temps τ égale à 30 ms .

Les composants choisis pour le filtre R_s - L_s ont pour valeurs moyennes :

- $R_s = 5 \Omega$,
- $L_s = 25 \text{ mH}$.

Compte tenu de la dynamique souhaitée et des composants choisis, on obtient les coefficients K_i et K_p :

- $K_i = \frac{R_s}{L_s} = 200$,
- $K_p = \frac{L_s}{\tau} \approx 0,83$.

On obtient ainsi le correcteur suivant :

$$C_{i_s}(s) = -0,83 \left(1 + \frac{200}{s} \right) \quad (4.11)$$

soit, après discrétisation (par l'approximation de Tustin) à une fréquence de 100 Hz :

$$C_{i_s}(z) = -\frac{1,7 \cdot z}{z-1} \quad (4.12)$$

4.1.5 SATURATION DE LA COMMANDE

La fonction génératrice de conversion $m_{g_{reg}}$ est bornée à ± 1 . La tension modulée u_m est donc elle-même bornée.

En effet, si on exprime la relation liant la tension modulée à la fonction de conversion et à la tension u_s , on a :

$$u_m = m \cdot u_s \quad (4.13)$$

En négligeant la chute de tension aux bornes de la résistance R et de l'inductance L , on obtient alors la relation :

$$u_m \approx m \cdot e \quad (4.14)$$

Afin de ne pas saturer la fonction génératrice de conversion, il faut donc saturer la tension moyenne modulée $\langle u_m \rangle$ à $\pm E$.

Remarque : cette saturation peut être prise en compte au niveau du correcteur afin de mettre en œuvre, par exemple, un différent dispositif de désaturation de l'intégrateur.

4.1.6 SIMULATION

Nous rappelons que les simulations présentées ont été calculées avec les paramètres suivants :

- $R = 0.2 \Omega$,
- $L = 2.4 \text{ mH}$,
- $C_s = 25 \mu\text{F}$,
- $R_s = 5 \Omega$,
- $L_s = 25 \text{ mH}$,
- fréquence d'échantillonnage = 10 kHz,
- fréquence de modulation = 10 kHz.

Sur la simulation présentée figure 4.8, on voit que le courant redressé est parfaitement contrôlé en valeur moyenne malgré les ondulations à 100 Hz dues à la puissance fluctuante. Si on simule la réponse du processus à un échelon (cf. figure 4.9), on constate que le temps de réponse du système correspond au réglage malgré le retard pur introduit par le calcul de la valeur moyenne $\langle i_s \rangle$ du courant redressé, que ce soit avec la solution n°1 ou la solution n°2.

Les deux solutions d'asservissement permettent donc de répondre au cahier des charges de manière tout à fait satisfaisante malgré les ondulations du courant redressé en monophasé.

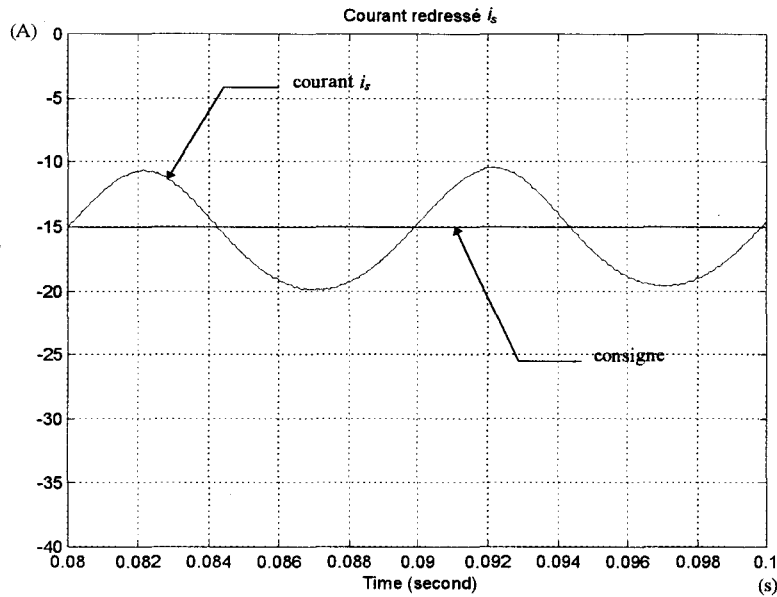
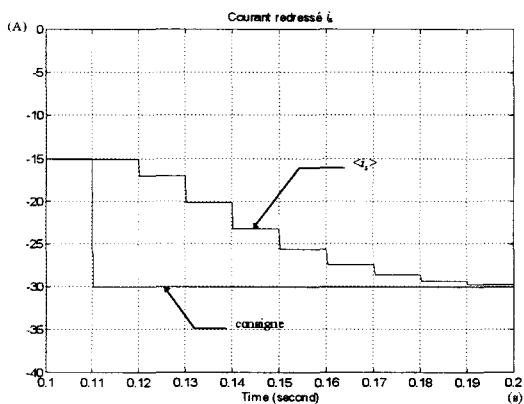
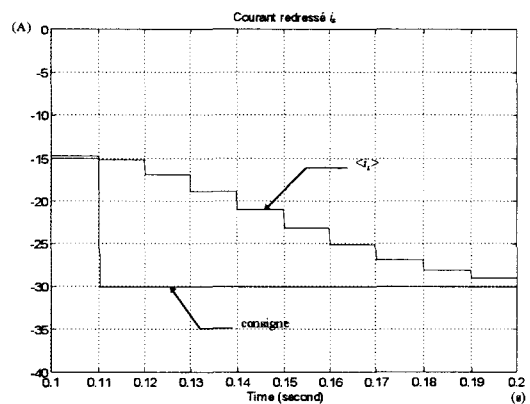


Figure 4.8 : régime permanent.



a) solution n°1



b) solution n°2

Figure 4.9 : changement de consigne (valeur moyenne sur 10 ms).

Comme nous allons le voir par la suite, ces deux solutions sont complémentaires. En effet, la deuxième solution, plus complète a priori, ne peut être utilisée dans les zones de fonctionnement à courant redressé faible (cas du démarrage et du changement de signe) à cause de la linéarisation dynamique utilisée dans le contrôle du courant réseau (cf. paragraphe 3.1.1 au chapitre précédent). Dans ces zones critiques, il est alors possible d'utiliser la première solution de commande afin de palier à ce problème. La transition entre les deux modes de fonctionnement sera étudiée au chapitre suivant.

4.2 CONVERTISSEUR 2/3

Après avoir étudié le cas du convertisseur 2/2, nous allons maintenant nous intéresser au convertisseur 2/3.

4.2.1 INTRODUCTION

Comme précédemment, en inversant le graphe causal du processus, on constate qu'il faut diviser par les tensions aux bornes des condensateurs qui sont des grandeurs alternatives.

Dans le cas du convertisseur triphasé, ce problème peut être contourné en modélisant le convertisseur dans le plan de Park où les grandeurs deviennent continues si le repère est correctement choisi. La solution, déduite du bilan des puissances, sera également présentée puisqu'utilisée dans un autre mode de fonctionnement, comme nous l'avons vu précédemment.

Remarque : nous rappelons que les notations employées dans ce paragraphe se réfèrent à la présentation du convertisseur 2/3 et de son environnement faite au chapitre précédent (cf. figure 3.25).

4.2.2 MODELISATION DANS LE PLAN DE PARK

La transformation des grandeurs dans le plan de Park nécessite un double changement de référentiel :

- une projection sur un système orthogonal avec conservation de la puissance (transformée de Concordia),
- une rotation.

Les matrices de passage d'un système à l'autre sont présentées en annexe K.

Nous présenterons séparément le cas du filtre équilibré et celui du filtre déséquilibré afin de bien souligner les différences qui apparaissent.

4.2.2.1 CAS DU FILTRE EQUILIBRE

Nous avons vu au chapitre précédent, dans le cas du convertisseur, la nécessité d'introduire une matrice de découplage sur les tensions réseau et les tensions aux bornes des condensateurs.

Les relations avant découplage étaient :

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} u_{s_1} \\ u_{s_2} \end{pmatrix} = \frac{1}{C_s} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{c_1} \\ i_{c_2} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (R4) \quad (4.15)$$

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} u_{RL_1} \\ u_{RL_2} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} u_{s_1} \\ u_{s_2} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (R5)$$

On a alors défini les tensions découplées suivantes :

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} u'_{s_1} \\ u'_{s_2} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} u_{s_1} \\ u_{s_2} \end{pmatrix} = [D] \begin{pmatrix} u_{s_1} \\ u_{s_2} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} e'_1 \\ e'_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \end{pmatrix} = [D] \begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \end{pmatrix} \end{cases} \quad (4.16)$$

On obtient alors les relations découplées :

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} u'_{s_1} \\ u'_{s_2} \end{pmatrix} = \frac{1}{C_s} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{c_1} \\ i_{c_2} \end{pmatrix} \quad (R'4) \\ \begin{pmatrix} u_{RL_1} \\ u_{RL_2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e'_1 \\ e'_2 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} u'_{s_1} \\ u'_{s_2} \end{pmatrix} \quad (R'5) \end{cases} \quad (4.17)$$

Avant d'appliquer les matrices de transformation de Park sur toutes les grandeurs, il faut remarquer que la matrice de découplage correspond à un changement de référentiel : on passe d'un repère diphasé non équilibré vers un repère triphasé équilibré *par construction* (cf. figure 4.10). Ce système triphasé équilibré n'a pas forcément de réalité physique : les tensions simples peuvent être physiquement déséquilibrées.

L'application de la transformée de Park sur u'_{s_1} , u'_{s_2} et e'_1 , e'_2 conduit à un système de tension u'_{s_d} , u'_{s_q} et e'_d , e'_q tel *que les grandeurs soient continues*.

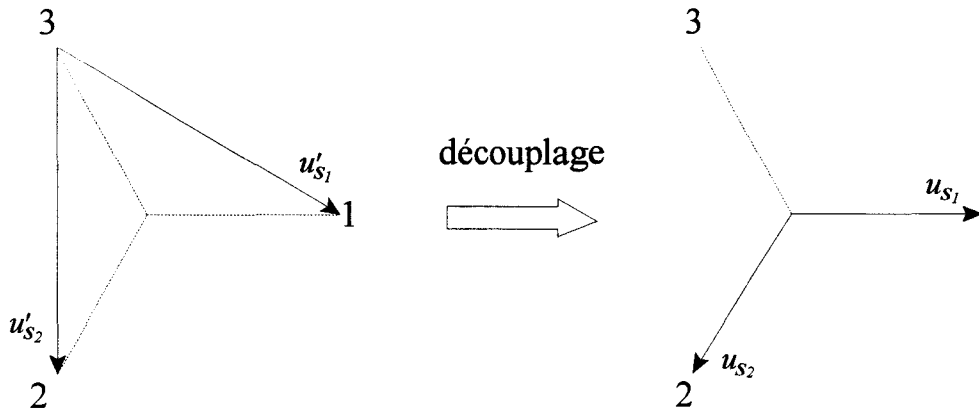


Figure 4.10 : découplage.

On obtient la modélisation, dans le plan de Park :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \begin{pmatrix} i_{m_d} \\ i_{m_q} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} m_d \\ m_q \end{bmatrix} \cdot i_s \quad (R'2) \\
 \begin{pmatrix} i_{c_d} \\ i_{c_q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_{m_d} \\ i_{m_q} \end{pmatrix} \quad (R'3) \\
 \begin{pmatrix} u'_{s_d} \\ u'_{s_q} \end{pmatrix} = \frac{1}{C_s} \cdot \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega \\ \omega & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{c_d} \\ i_{c_q} \end{pmatrix} \quad (R''4) \\
 \begin{pmatrix} u_{RL_d} \\ u_{RL_q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e'_d \\ e'_q \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} u'_{s_d} \\ u'_{s_q} \end{pmatrix} \quad (R''5) \\
 \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \frac{1}{\left(R + L \cdot \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega \\ \omega & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \right)} \cdot \begin{pmatrix} u_{RL_d} \\ u_{RL_q} \end{pmatrix} \quad (R'6)
 \end{array} \right. \quad (4.18)$$

Remarque : il est possible d'exprimer la relation liant directement, par exemple, les tensions e'_d, e'_q aux tensions e_1, e_2 :

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} e'_d \\ e'_q \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos(\omega.t) & \sin(\omega.t) \\ -\sin(\omega.t) & \cos(\omega.t) \end{bmatrix} \cdot \sqrt{2} \cdot \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{1}{2} & 1 \\ \frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \cdot [D] \cdot \begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \end{pmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \cos(\omega.t) & \sin(\omega.t) \\ -\sin(\omega.t) & \cos(\omega.t) \end{bmatrix} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \end{pmatrix}
 \end{aligned} \quad (4.19)$$

4.2.2.2 CAS DU FILTRE DESEQUILIBRE

Dans le cas du filtre déséquilibré, la matrice de découplage n'existe pas. La transformation de Park va donc s'appliquer directement sur le système de tensions déséquilibrées, contrairement au cas précédent.

Un système triphasé déséquilibré se décompose sous forme d'un système direct (comme pour un système triphasé équilibré) et d'un système inverse. La rotation appliquée au système direct conduit à des grandeurs continues (comme dans un système équilibré) tandis que, sur le système inverse, on obtient des grandeurs sinusoïdales à une fréquence double : **les grandeurs obtenues**, après transformation, **ne sont donc plus continues**.

Ces deux termes apparaissent si on exprime la relation liant, par exemple, les tensions e_d, e_q aux tensions e'_d, e'_q qui sont continues (système triphasé équilibré), comme nous l'avons vu au paragraphe précédent :

$$\begin{pmatrix} e_d \\ e_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(2.\omega.t) & \sin(2.\omega.t) \\ -\sin(2.\omega.t) & \cos(2.\omega.t) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & \frac{5}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} e'_d \\ e'_q \end{pmatrix} \quad (4.20)$$

Cette précision apportée, nous pouvons appliquer la transformée de Park à l'ensemble des grandeurs. On obtient la modélisation suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{pmatrix} i_{m_d} \\ i_{m_q} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} m_d \\ m_q \end{bmatrix} \cdot i_s \quad (R'2) \\ \begin{pmatrix} i_{c_d} \\ i_{c_q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_{m_d} \\ i_{m_q} \end{pmatrix} \quad (R'3) \\ \begin{pmatrix} u_{s_d} \\ u_{s_q} \end{pmatrix} = \frac{1}{C_s} \cdot \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega \\ \omega & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{c_d} \\ i_{c_q} \end{pmatrix} \quad (R'4) \\ \begin{pmatrix} u_{RL_d} \\ u_{RL_q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_d \\ e_q \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} u_{s_d} \\ u_{s_q} \end{pmatrix} \quad (R'5) \\ \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \frac{1}{\left(R+L \cdot \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega \\ \omega & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \right)} \cdot \begin{pmatrix} u_{RL_d} \\ u_{RL_q} \end{pmatrix} \quad (R'6) \end{array} \right. \quad (4.21)$$

La modélisation est similaire mais les tensions u_{s_d} , u_{s_q} et e_d , e_q ne sont pas continues.

4.2.2.3 GRAPHE INFORMATIONNEL CAUSAL

Avant de présenter le graphe informationnel causal du processus modélisé dans le plan de Park (cf. figure 4.11), il faut ajouter deux relations, *valables dans les deux cas* :

- la première lie la tension modulée u_m aux fonctions de conversion m_d et m_q ,
- la seconde concerne la charge, identique au cas du convertisseur 2/2.

On a la relation liant la tension modulée aux tensions aux bornes des condensateurs et aux relations de conversion:

$$u_m = m_1 \cdot u_{s_1} + m_2 \cdot u_{s_2} = \begin{pmatrix} m_1 \\ m_2 \end{pmatrix}^t \cdot \begin{pmatrix} u_{s_1} \\ u_{s_2} \end{pmatrix} \quad (4.22)$$

Ces grandeurs sont transformées dans le repère de Park à l'aide des matrices de passage présentées en annexe :

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = [T_{22}^{-1}] \cdot [R^{-1}(\omega.t)] \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} u_{s_1} \\ u_{s_2} \end{pmatrix} = [T_{22}^{-1}] \cdot [R^{-1}(\omega.t)] \cdot \begin{pmatrix} u_{s_d} \\ u_{s_q} \end{pmatrix} = [D]^{-1} \cdot [T_{22}^{-1}] \cdot [R^{-1}(\omega.t)] \cdot \begin{pmatrix} u'_{s_d} \\ u'_{s_q} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (4.23)$$

où $[D]$ est la matrice de découplage.

En effet, les tensions u_{s_1} , u_{s_2} peuvent s'exprimer soit en fonction des tensions u_{s_d} , u_{s_q} soit en fonction des tensions u'_{s_d} , u'_{s_q} pour les deux types de filtre. Dans un premier temps, nous exprimons les relations en fonction des deux natures de tension et nous choisissons, éventuellement, une des deux solutions à la fin.

En remplaçant les équations (4.23) dans la relation (4.22), on obtient :

$$\begin{aligned} u_m &= \begin{pmatrix} m_d \\ m_q \end{pmatrix}^t \cdot [R^{-1}(\omega.t)] \cdot [T_{22}^{-1}]^t \cdot [T_{22}^{-1}] \cdot [R^{-1}(\omega.t)] \cdot \begin{pmatrix} u_{s_d} \\ u_{s_q} \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} m_d \\ m_q \end{pmatrix}^t \cdot [R^{-1}(\omega.t)] \cdot [T_{22}^{-1}]^t \cdot [D]^{-1} \cdot [T_{22}^{-1}] \cdot [R^{-1}(\omega.t)] \cdot \begin{pmatrix} u'_{s_d} \\ u'_{s_q} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4.24)$$

or $\left[T_{22}^{-1}\right]^t \cdot \left[T_{22}^{-1}\right] = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} \frac{5}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{3}{2} \end{bmatrix}$ tandis que $\left[T_{22}^{-1}\right]^t \cdot [D]^{-1} \cdot \left[T_{22}^{-1}\right] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$.

Il est donc plus judicieux d'exprimer la relation en fonction des tensions u'_{s_d} , u'_{s_q} (qui sont continues) plutôt qu'en fonction des tensions u_{s_d} , u_{s_q} .

On obtient donc, *pour les deux cas de filtre* :

$$u_m = m_d \cdot u'_{s_d} + m_q \cdot u'_{s_q} \tag{4.25}$$

A cette relation, il faut ajouter comme nous l'avons dit au début de ce paragraphe les équations de la charge :

$$\begin{cases} u_m = m_d \cdot u'_{s_d} + m_q \cdot u'_{s_q} & (R'7) \\ u_{R_s L_s} = e_s - u_m & (R8) \\ i_s = \frac{I}{R_s + L_s \cdot \frac{d}{dt}} \cdot u_{R_s L_s} & (R9) \end{cases} \tag{4.26}$$

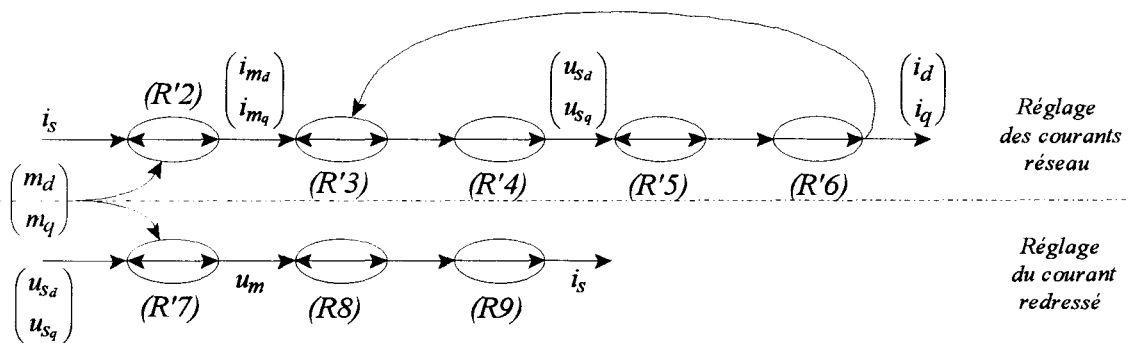


Figure 4.11 : G.I.C. du processus dans le plan de Park.

4.2.3 SOLUTION N°1 : INVERSION DU GRAPHE INFORMATIONNEL CAUSAL

Une fois la modélisation dans le plan de Park effectuée, on extrait le graphe causal simplifié du processus (cf. figure 4.12) correspondant à la branche inférieure du G.I.C. de la figure 4.11.

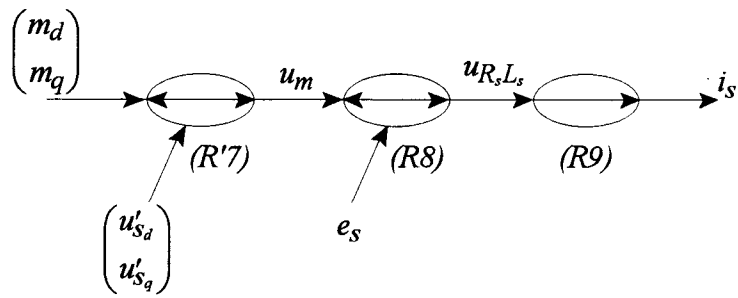


Figure 4.12 : G.I.C. simplifié du processus.

A l'aide des règles d'inversion vu au premier chapitre, on en déduit la structure de la commande présentée figure 4.13.

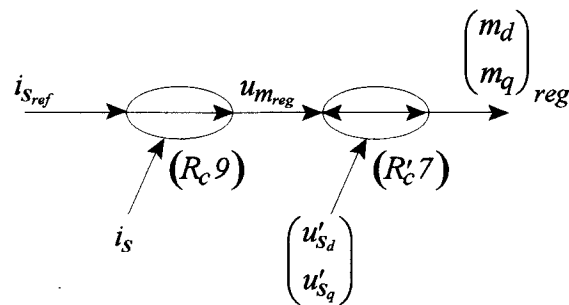


Figure 4.13 : G.I.C. de la commande.

Dans le cas du convertisseur 2/2, la période d'échantillonnage avait dû être choisie d'une manière particulière pour ne pas diviser par une tension alternative s'annulant périodiquement.

Pour le convertisseur 2/3, ce problème ne se pose plus puisque la transformation de Park a converti les tensions alternatives du réseau et des condensateurs en grandeurs continues.

Si on néglige les chutes de tensions dans le circuit $R-L$, on a alors :

$$u_m \approx m_d \cdot e'_d + m_q \cdot e'_q \approx m_q \cdot e'_q \tag{4.27}$$

Remarque : $e'_d = 0$ car les tensions réseau découplées ont été prises comme référence pour la phase.

D'où le schéma de la boucle de courant redressé (cf. figure 4.14).

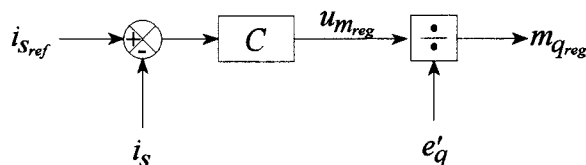


Figure 4.14 : schéma de la boucle de courant redressé i_s .

Dans cette solution, le courant redressé est asservi mais pas le courant réseau. Le bilan des puissances permet d'asservir non seulement le courant redressé mais aussi le courant réseau.

4.2.4 SOLUTION N°2 : BILAN DES PUISSANCES

Une autre solution pour déterminer la structure de l'asservissement du courant redressé consiste à écrire le bilan des puissances avant et après le convertisseur.

Puisque le convertisseur est supposé parfait, les puissances de part et d'autre du convertisseur sont égales :

$$u'_{s_d} \cdot i_{m_d} + u'_{s_q} \cdot i_{m_q} = u_m \cdot i_s \quad (4.28)$$

Remarque : afin de simplifier la relation au maximum (cf. démonstration de la relation (4.25)), nous avons choisi d'exprimer le bilan des puissances en fonction des tensions u'_{s_d} et u'_{s_q} .

Deux cas sont maintenant à distinguer :

- le cas du filtre équilibré où il n'y a pas de puissance fluctuante,
- le cas du filtre déséquilibré où il y a de la puissance fluctuante.

4.2.4.1 CAS DU FILTRE EQUILIBRE

Comme dans le cas du convertisseur 2/2, nous cherchons à exprimer la puissance absorbée au réseau et fonction de la puissance avant le convertisseur. A partir de la modélisation, nous pouvons exprimer les tensions condensateurs et les courants modulés en fonction des tensions et des courants réseau :

$$\begin{pmatrix} u'_{s_d} \\ u'_{s_q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e'_{s_d} \\ e'_{s_q} \end{pmatrix} - \left(R + L \cdot \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega \\ \omega & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \right) \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad (4.29)$$

$$\begin{pmatrix} i_{m_d} \\ i_{m_q} \end{pmatrix} = C_s \cdot \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega \\ \omega & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} u'_{s_d} \\ u'_{s_q} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix}$$

En négligeant les pertes Joule dans les résistances R et l'énergie stockée dans les éléments de filtrages L et C_s , on écrit, *en régime permanent* :

$$-(e'_d \cdot i_d + e'_q \cdot i_q) \approx u_m \cdot i_s \quad (4.30)$$

Comme les tensions après découplage sont dans le système d'axes pris pour référence de phase, la tension e'_d est nulle. Le bilan des puissances se traduit alors par :

$$-e'_q \cdot i_q \approx u_m \cdot i_s \quad (R''7) \quad (4.31)$$

Les relations liant la tension modulée u_m au courant redressé i_s restent identiques (cf. relation (4.26)).

On en déduit alors le graphe causal du processus (cf. figure 4.15).

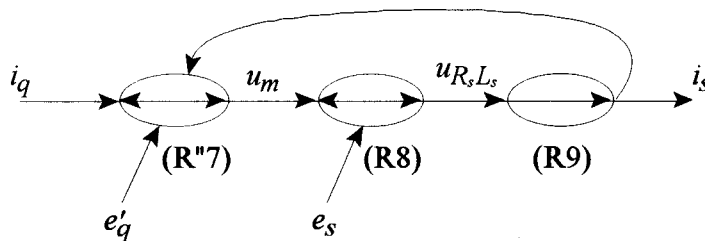


Figure 4.15 : G.I.C. du processus.

La commande du processus (cf. figure 4.16) s'obtient en inversant le graphe causal.

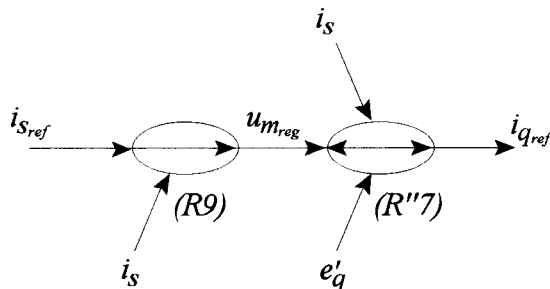
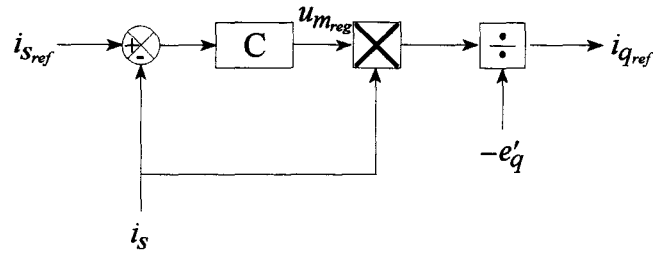


Figure 4.16 : G.I.C. de la commande.

Le schéma de la boucle présenté figure 4.17 découle directement du graphe causal de la commande.


 Figure 4.17 : schéma de la boucle de courant i_s .

Comme nous l'avons vu pour le convertisseur 2/2, cette solution présente l'avantage d'asservir à la fois le courant réseau et le courant redressé. Cependant, cette commande n'est possible que si le courant redressé est suffisamment important.

4.2.4.2 CAS DU FILTRE DESEQUILIBRE

Comme au paragraphe précédent, nous pouvons exprimer les tensions condensateurs et les courants modulés en fonction des tensions réseau et des courants réseau :

$$\begin{pmatrix} u_{s_d} \\ u_{s_q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_{s_d} \\ e_{s_q} \end{pmatrix} - \left(R + L \cdot \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega \\ \omega & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \right) \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad (4.32)$$

$$\begin{pmatrix} i_{m_d} \\ i_{m_q} \end{pmatrix} = C_s \cdot \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega \\ \omega & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} u_{s_d} \\ u_{s_q} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix}$$

En négligeant la chute de tension aux bornes du circuit $R-L$, on a :

$$\begin{pmatrix} u_{s_d} \\ u_{s_q} \end{pmatrix} \approx \begin{pmatrix} e_d \\ e_q \end{pmatrix} = [M(2.\omega.t)] \cdot \begin{pmatrix} e'_d \\ e'_q \end{pmatrix} \quad (4.33)$$

où $[M(2.\omega.t)]$ est la matrice (fonction de l'angle $2.\omega.t$) de passage des tensions continues e'_d et e'_q aux tensions alternatives e_d et e_q (cf. relation (4.20)).

Si l'on remplace cette relation dans l'équation sur les courants modulés, on voit apparaître une composante alternative (à la pulsation $2.\omega$), soit sur les courants modulés si les courants réseau sont déphasés de $\frac{2.\pi}{3}$, soit sur les

courants réseau si les courants modulés sont eux-mêmes déphasés de $\frac{2.\pi}{3}$ (l'un excluant l'autre) :

$$\begin{pmatrix} i_{m_d} \\ i_{m_q} \end{pmatrix} = C_s \cdot \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega \\ \omega & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \left([M(2.\omega.t)] \cdot \begin{pmatrix} e'_d \\ e'_q \end{pmatrix} \right) - \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad (4.34)$$

Si les courants réseau sont correctement asservis (déphasés de $\frac{2.\pi}{3}$), il va donc apparaître une puissance fluctuante de part et d'autre du convertisseur qui va se traduire par des ondulations sur le courant redressé. Comme dans le cas du convertisseur 2/2, on va échantillonner les grandeurs à une période de 10 ms.

De plus, afin d'éviter le repliement de spectre, on prendra la valeur moyenne sur 10 ms de ces grandeurs. On obtient ainsi la relation suivante :

$$-\langle e'_q \rangle \cdot \langle i_q \rangle \approx \langle u_m \rangle \cdot \langle i_s \rangle \quad (R''''7) \quad (4.35)$$

Remarque : $e'_d = 0$.

Le schéma de la boucle de courant redressé se présente alors de la manière suivante :

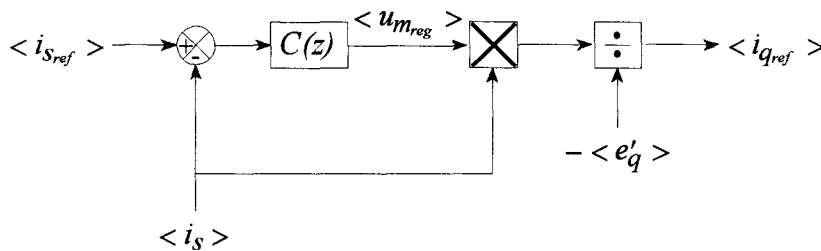


Figure 4.18 : schéma de la boucle de courant redressé i_s .

Cette solution présente l'avantage de maintenir l'asservissement des courants réseau tout en contrôlant le courant redressé mais amène une contrainte sur la période d'échantillonnage, dans le cas du filtre déséquilibré.

4.2.5 CALCUL DU CORRECTEUR

La transmittance du système étant un premier ordre, le correcteur choisi est du type proportionnel intégral :

$$C(s) = -K_p \left(1 + \frac{K_i}{s} \right) \quad (4.36)$$

Le correcteur est réglé afin d'obtenir une réponse du premier ordre (compensation du pôle de la fonction de transfert) avec une constante de temps τ égale à 30 ms.

Les composants choisis pour le filtre R_s - L_s ont les valeurs suivantes :

- $R_s = 5 \Omega$,
- $L_s = 25 \text{ mH}$.

Le calcul des coefficients ne soulève pas de problème particulier :

- $K_i = \frac{R_s}{L_s} = 200$,
- $K_p = \frac{L_s}{\tau} \approx 0,83$.

On obtient ainsi le correcteur suivant :

$$C_i(s) = -0,83 \left(1 + \frac{200}{s} \right) \quad (4.37)$$

Le correcteur doit être numérisé, soit à une période de 10 ms (imposée par la modélisation en valeur moyenne) pour la solution n°2 pour le filtre déséquilibré, soit à une période de 100 μs que l'on a choisie pour les trois autres cas.

En échantillonnant (par l'approximation de Tustin) à une fréquence de 100 Hz, le correcteur devient :

$$C_i(z) = -\frac{1,666 \cdot z}{z - 1} \quad (4.38)$$

Tandis qu'à une fréquence de 10 kHz , on obtient :

$$C_{i_s}(z) = -\frac{8,8417 \cdot z - 0,825}{z - 1} \quad (4.39)$$

4.2.6 SATURATION DE LA COMMANDE

Une saturation au niveau de la commande (cf. fonctions génératrices de conversion) risque de se produire si la commande souhaitée nécessite une puissance active trop forte à un instant donné.

Les fonctions génératrices de conversion ($m_{1_{g\text{reg}}}$ et $m_{2_{g\text{reg}}}$) sont bornées à ± 1 ce qui correspond à $\pm\sqrt{3/2}$ après la transformation de Park.

Nous avons au paragraphe 4.2.3 (cf. relation (4.27)), la relation liant la fonction de conversion $m_{q_{\text{reg}}}$ à la tension réseau e'_q et la tension modulée $u_{m_{\text{reg}}}$.

$$m_{q_{\text{reg}}} = \frac{u_{m_{\text{reg}}}}{e'_q} \quad (4.40)$$

Afin de ne pas saturer les fonctions génératrices de conversion, il faut donc saturer la tension modulée $u_{m_{\text{reg}}}$ à $\pm\sqrt{3/2} \cdot e'_q$ de telle sorte que les fonctions génératrices de conversion restent dans leur domaine de validité.

Remarque : cette saturation peut être prise en compte au niveau du correcteur afin de mettre en œuvre différents dispositifs (désaturation de l'intégrateur, en particulier) comme dans le cas du convertisseur monophasé.

4.2.7 SIMULATION ET RESULTATS EXPERIMENTAUX

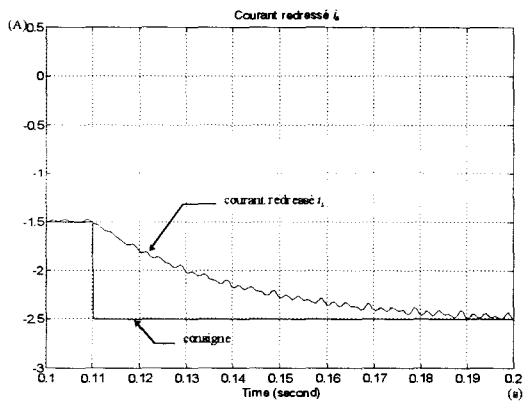
Les simulations ainsi que l'expérimentation sont basées sur les paramètres suivants :

- $R = 0.2 \ \Omega$,
- $L = 2.4 \text{ mH}$,
- $C_s = 25 \ \mu\text{F}$,
- $R_s = 5 \ \Omega$,
- $L_s = 25 \text{ mH}$,
- fréquence d'échantillonnage = 10 kHz ,
- fréquence de modulation = 10 kHz .

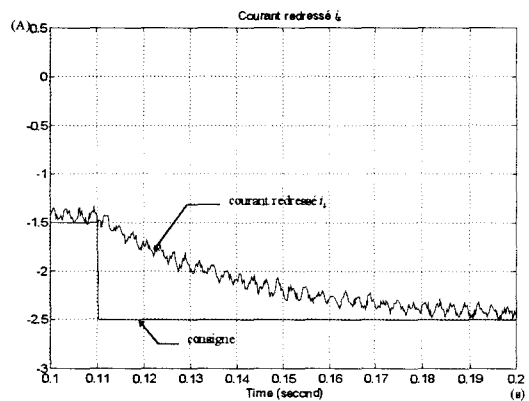
Nous rappelons que le réseau est considéré comme perturbé par des harmoniques 5 (3 %) et 7 (5 %) comme dans le chapitre précédent.

Les résultats de simulation (cf. figure 4.19a et figure 4.20a) montrent que le courant redressé est parfaitement contrôlé puisque la réponse est un premier ordre dont le temps de réponse correspond au réglage. Les légères ondulations qui apparaissent sur le courant redressé proviennent des harmoniques du réseau qui sont mal compensées au niveau des courants réseaux. On ne constate pas de différences notables dans les performances des deux solutions d'asservissement.

En ce qui concerne les résultats expérimentaux (cf. figure 4.19b et figure 4.20b), les mesures confirment pleinement les résultats simulés et répondent parfaitement au cahier des charges malgré un réseau contenant des harmoniques qui perturbent beaucoup les courants réseau (cf. figure 3.33).

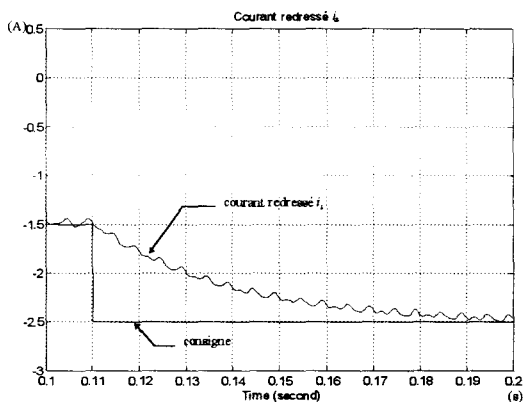


a) simulation

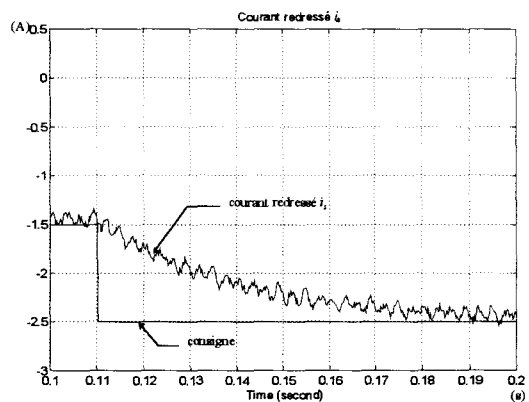


b) résultat expérimental

Figure 4.19 : changement de consigne avec la solution n°1.



a) simulation



b) résultat expérimental

Figure 4.20 : changement de consigne avec la solution n°2.

A titre de comparaison, la figure 4.21 présente une simulation à partir du modèle avec un filtre déséquilibré (deux inductances et deux condensateurs) pour les mêmes paramètres.

Le réseau est considéré, cette fois-ci, comme parfait.

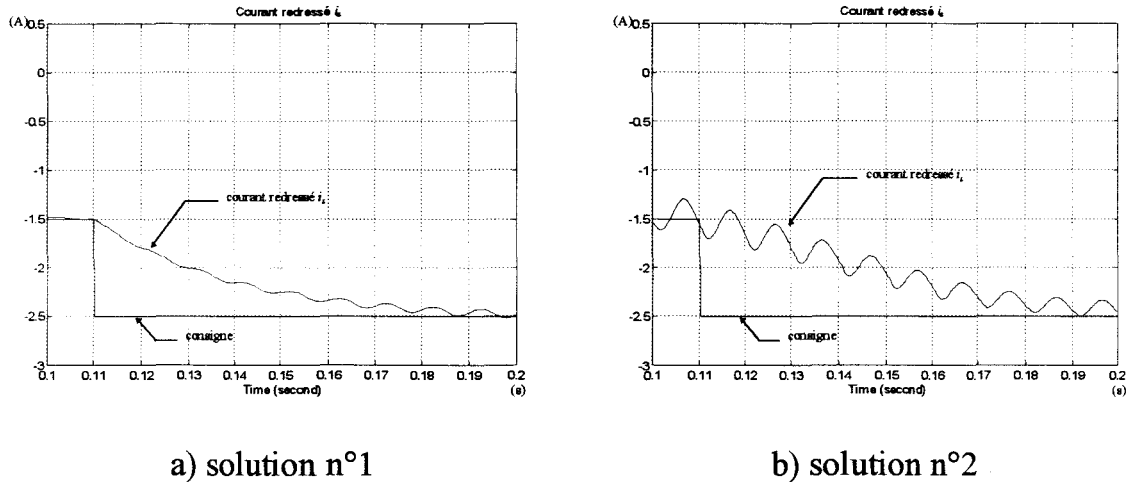


Figure 4.21 : changement de consigne avec filtre déséquilibré.

Dans la solution n°2, on retrouve dans le courant redressé les ondulations à 100 Hz qui correspondent à la puissance fluctuante due au filtre déséquilibré. En ce qui concerne la solution n°1, celles-ci ont une amplitude très faible puisque la puissance fluctuante du filtre n'est pas compensée au niveau du courant réseau.

CONCLUSION

Au cours de ce chapitre, deux solutions d'asservissement du courant redressé ont été présentées pour le convertisseur 2/2 et le convertisseur 2/3.

La première, basée sur l'inversion directe du graphe causal du processus, présente l'avantage de contrôler le courant redressé (en valeur moyenne dans le cas du convertisseur 2/2 ou en valeur instantanée dans le cas du convertisseur 2/3) sur l'ensemble de la plage de fonctionnement. Cependant, comme cette solution définit directement une consigne sur les fonctions de conversion, le ou les courants réseau ne sont contrôlés qu'indirectement.

La seconde solution, quant à elle, permet de contrôler, directement, à la fois le courant redressé et le ou les courants réseau : l'asservissement du courant redressé définit, non plus une consigne sur les fonctions de conversion, mais une consigne sur le ou les courants réseau. Cependant, cette solution n'est applicable que si le courant redressé est suffisamment important pour que la linéarisation dynamique n'entraîne pas une saturation des fonctions de conversion.

La complémentarité des deux solutions d'asservissement va être mise à profit pour choisir l'une ou l'autre suivant la valeur du courant redressé : c'est le rôle du superviseur qui est présenté au chapitre suivant.

En ce qui concerne les deux types de filtre, le filtre déséquilibré présente l'avantage d'être directement découplé, contrairement au filtre équilibré, ce qui simplifie, dans un premier temps, la commande. Cependant, le déséquilibre engendré par le filtre doit être compensé au niveau du convertisseur par une commande particulière qui génère des ondulations à *100 Hz* sur le courant redressé. Un tel filtre n'est donc pas intéressant pour créer une source de courant continu (cf. cahier des charges) mais peut être utilisé pour le filtrage actif.

5. Supervision

INTRODUCTION

Nous avons vu, au cours des deux chapitres précédent, d'une part, comment asservir le courant absorbé au réseau et, d'autre part, deux solutions pour contrôler le courant redressé. La supervision, que nous allons présenter dans ce chapitre, va gérer les deux principaux types de marches issus des deux solutions d'asservissement du courant redressé :

- fonctionnement sans asservissement du courant réseau,
- fonctionnement avec asservissement du courant réseau.

Nous présentons, à cette occasion, une méthode pour réinitialiser les correcteurs numériques lors des changements de mode.

5.1 L'AUTOMATE DE CONTROLE DES MODES DE MARCHE

L'Automate de Contrôle des Modes de Marche (A.C.M.M.) est le niveau hiérarchique le plus élevé de la commande ; il gère les différents modes de fonctionnement du système ainsi que le dialogue avec l'extérieur (marche/arrêt).

Dans ce système, deux modes principaux de fonctionnement sont à définir :

- ***le fonctionnement sans asservissement du courant***, lorsque le courant redressé est trop faible, correspondant aux phases de démarrage et de changement de signe du courant i_s ,
- ***le fonctionnement avec asservissement du courant réseau***, soit le fonctionnement "normal".

En effet, nous avons constaté, au cours des deux chapitres précédents, que la boucle d'asservissement du courant réseau, associée la solution n°2 de l'asservissement du courant redressé, nécessitait une division par le courant redressé (linéarisation dynamique et bilan des puissances). Cette division n'est possible que si le courant redressé est suffisamment important. La solution n°1 ne présente pas cet inconvénient mais ne permet pas d'asservir le courant réseau.

L'Automate de Contrôle des Modes de Marche va donc assurer le basculement entre la solution d'asservissement n°1 (tant que le courant redressé est inférieur (en valeur absolue) à un seuil donné) et la solution d'asservissement n°2. Ainsi, le courant redressé est toujours contrôlé, quelque soit sa valeur, tandis que le courant réseau n'est asservi que lorsque le seuil est dépassé.

Cependant, l'utilisation d'un simple seuil pour déterminer le mode de marche risque d'induire des oscillations entre les deux modes à cause, en particulier, des transitoires. Il est donc nécessaire d'utiliser un comparateur à hystérésis pour déterminer le mode de marche en cours (cf. figure 5.1).

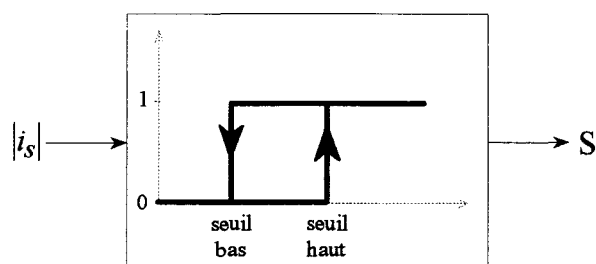


Figure 5.1 : A.C.M.M.

Le choix des seuils dépend des ondulations sur le courant redressé, en particulier dans le cas du convertisseur 2/2 et 2/3 (avec filtre déséquilibré).

5.2 CONVERTISSEUR 2/2

La figure 5.2 présente le schéma de la commande incluant le test sur la valeur du courant redressé issu de l'A.C.M.M.

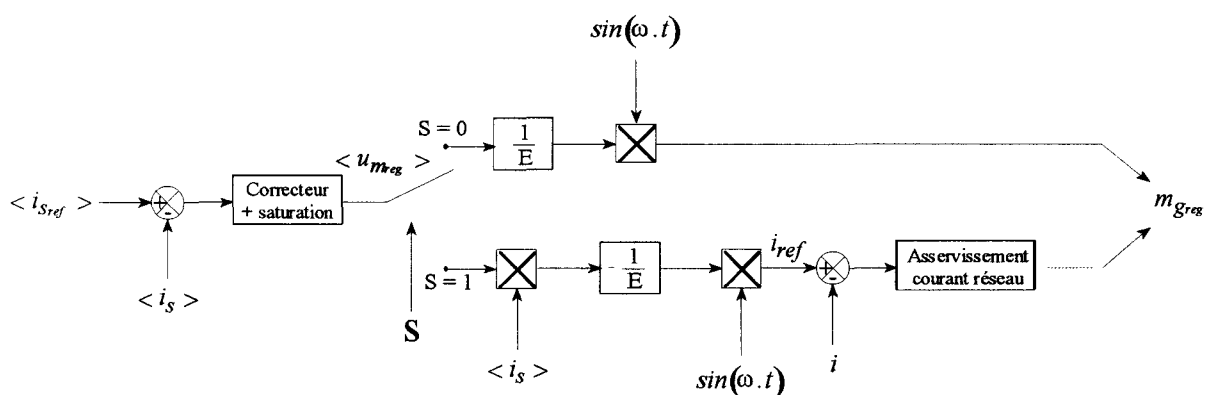


Figure 5.2 : schéma de la commande avec l'A.C.C.M.

Dans le cas du convertisseur 2/2, le choix des seuils de basculement est principalement imposé par les ondulations du courant redressé.

Pour les paramètres choisis, les ondulations sur le courant redressé sont de l'ordre de $7 A$, c'est pourquoi, nous prenons comme seuil bas $2 A$ et comme seuil haut $10 A$.

La simulation présentée figure 5.3 met en évidence l'efficacité de l'A.C.M.M. En effet, on constate que le courant redressé est asservi sur l'ensemble de la plage d'utilisation et que le changement de mode ne le perturbe pratiquement pas. Le courant réseau, quant à lui, n'est directement contrôlé (facteur de puissance unitaire) que lors que le courant redressé est supérieur au seuil haut (cf. figure 5.4).

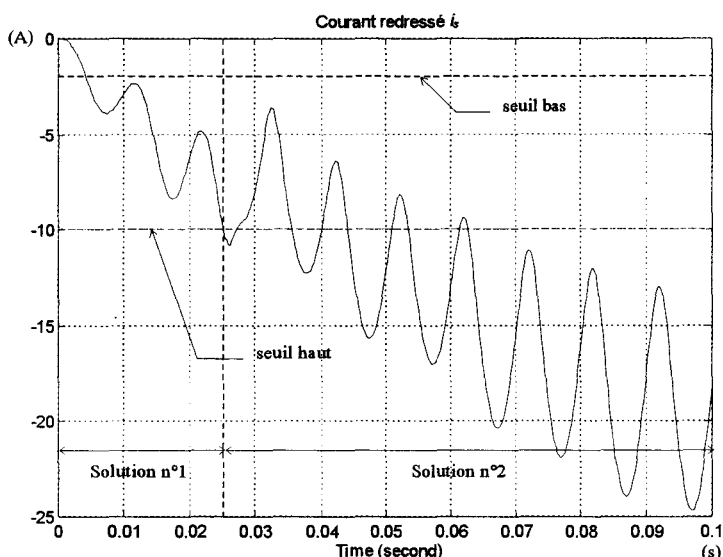


Figure 5.3 : courant redressé pendant la phase de démarrage.

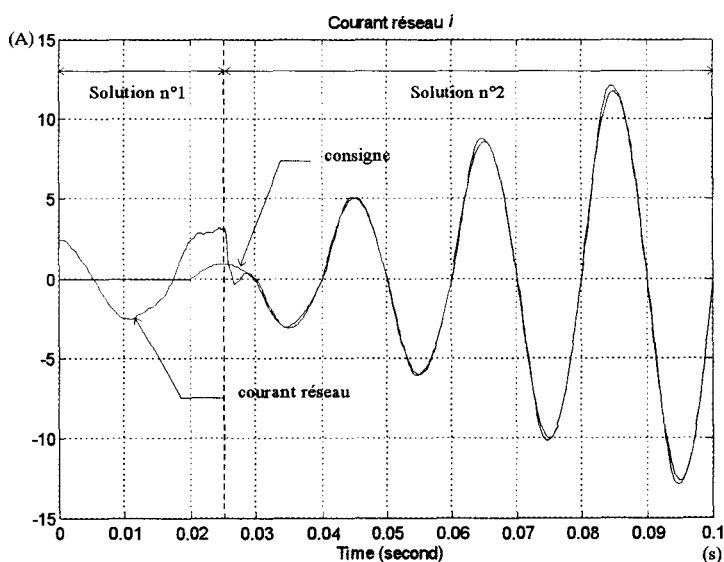


Figure 5.4 : courant réseau pendant la phase de démarrage.

Le changement de signe du courant redressé (cf. figure 5.5 et figure 5.6) entraîne un double changement de mode de marche qui ne perturbe pas non plus son contrôle : l'AC.M.M. assure un basculement en douceur entre les deux solutions d'asservissement.

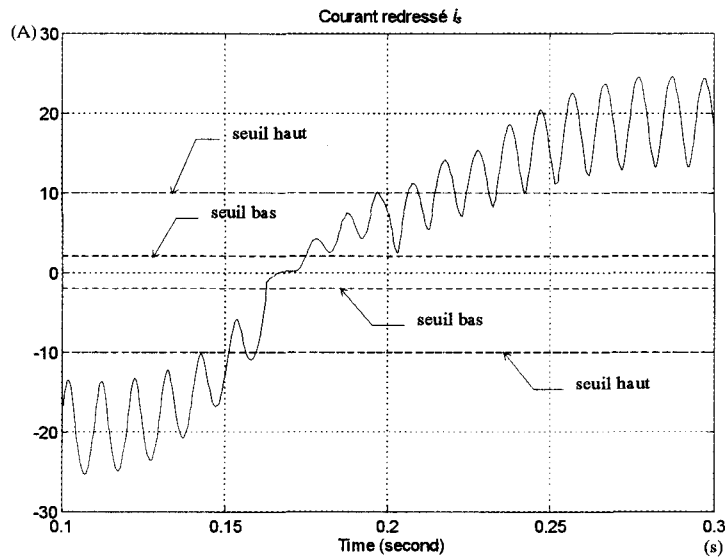


Figure 5.5 : courant redressé pendant son changement de signe.

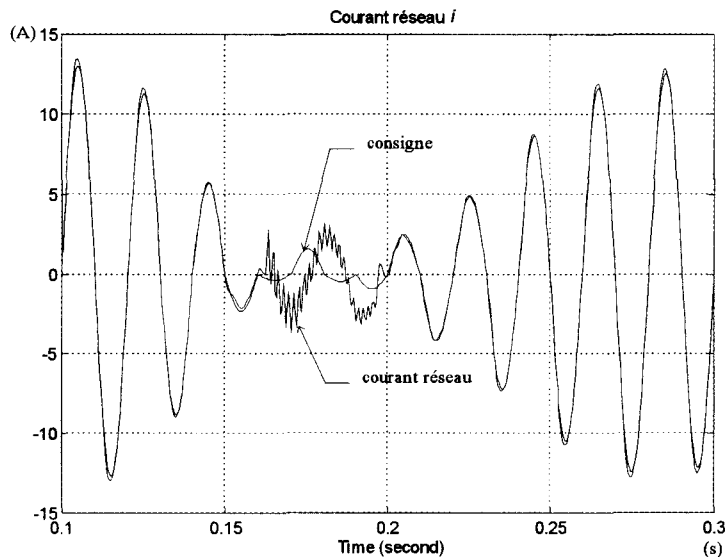


Figure 5.6 : courant réseau pendant un changement de signe du courant redressé.

On constate donc qu'on est capable de contrôler le courant redressé et éventuellement le courant réseau (quand c'est possible) sur l'ensemble de la plage de fonctionnement comme l'exige le cahier des charges.

5.3 CONVERTISSEUR 2/3

Dans le cas du convertisseur 2/3, il nous faut présenter séparément le cas du filtre équilibré et celui du filtre déséquilibré.

En effet, dans le cas du filtre équilibré, la période d'échantillonnage de la boucle de courant redressé est la même pour les deux modes de marche contrairement au cas du filtre déséquilibré.

De plus, le choix des seuils dépend du filtre utilisé puisque les ondulations sur le courant redressé n'apparaissent que dans le cas du filtre déséquilibré.

5.3.1 FILTRE EQUILIBRE

5.3.1.1 SIMULATIONS ET RESULTATS EXPERIMENTAUX

Comme pour le convertisseur 2/2, le schéma de la commande incluant la logique de commande de l'A.C.M.M. (cf. figure 5.1) est présenté figure 5.7.

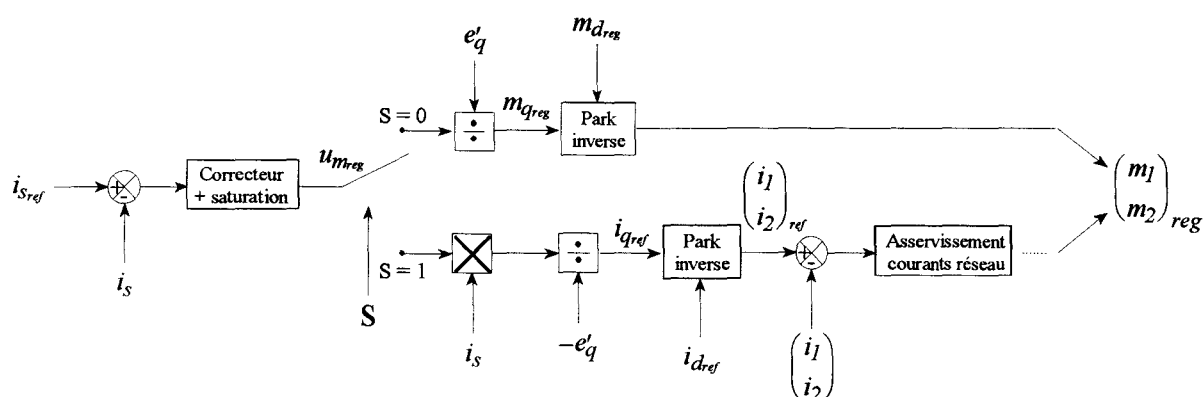
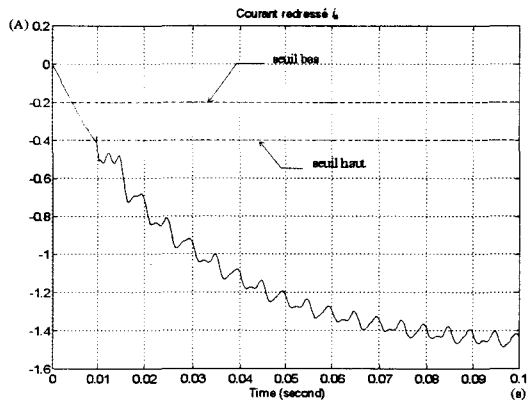


Figure 5.7 : schéma de la commande avec l'A.C.M.M.

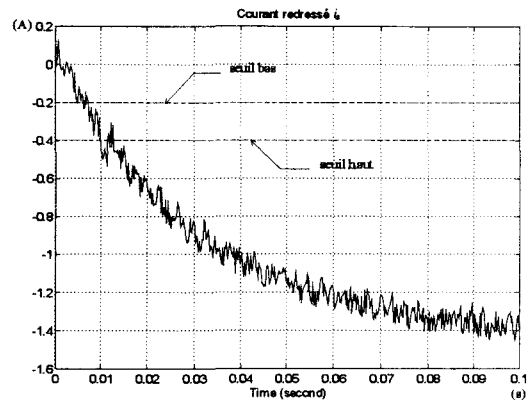
Pour le filtre équilibré, puisqu'il n'y a pas d'ondulation sur le courant redressé, les seuils bas et haut peuvent être assez proches l'un de l'autre : pour les paramètres retenus, le seuil bas est égal $0.2 A$ et le seuil haut égal à $0.4 A$.

Comme pour le convertisseur 2/2, les simulations présentées figure 5.8a et figure 5.9b mettent en évidence le basculement en douceur entre les deux modes de marche lors de la phase de démarrage, que ce soit pour le courant redressé ou pour les courants réseau.

Les résultats expérimentaux (cf. figure 5.8b et figure 5.9b) sont tout à fait conformes aux simulations malgré des courants réseau fortement perturbés par les harmonique des tensions réseau.

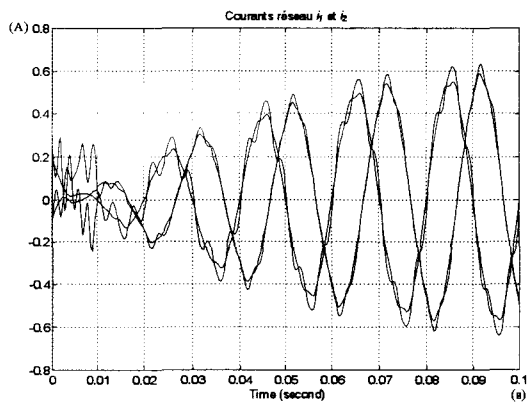


a) simulation

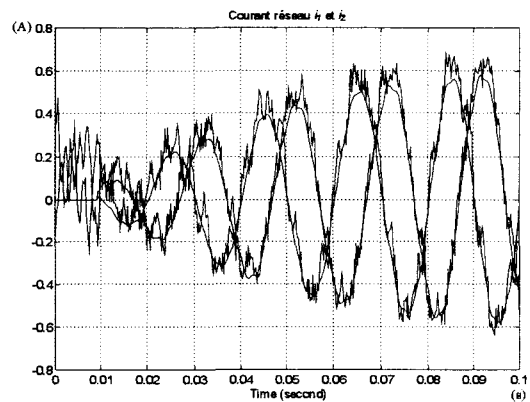


b) résultat expérimental

Figure 5.8 : courant redressé pendant la phase de démarrage.



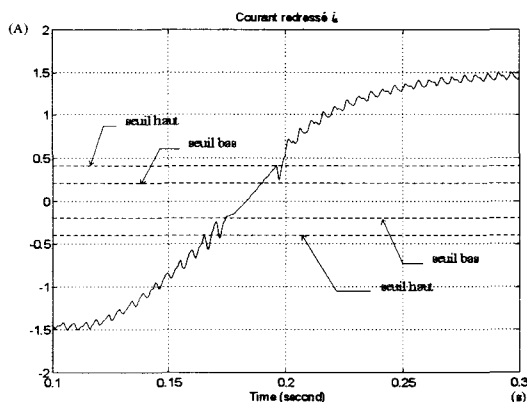
a) simulation



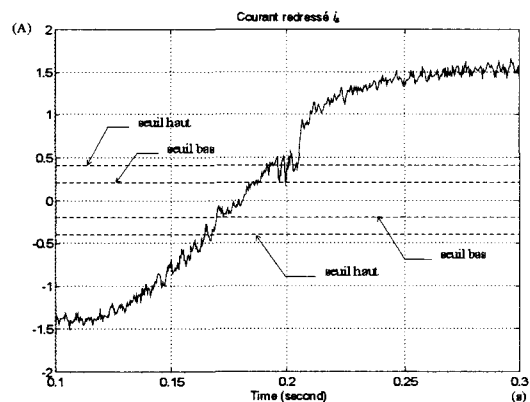
b) résultat expérimental

Figure 5.9 : courants réseau pendant la phase de démarrage.

Le changement de signe du courant redressé, en simulation ou en pratique, se déroule tout aussi bien que lors de la phase de démarrage, comme en témoigne la figure 5.10 et la figure 5.11.



a) simulation



b) résultat expérimental

Figure 5.10 : courant redressé lors de son changement de signe.

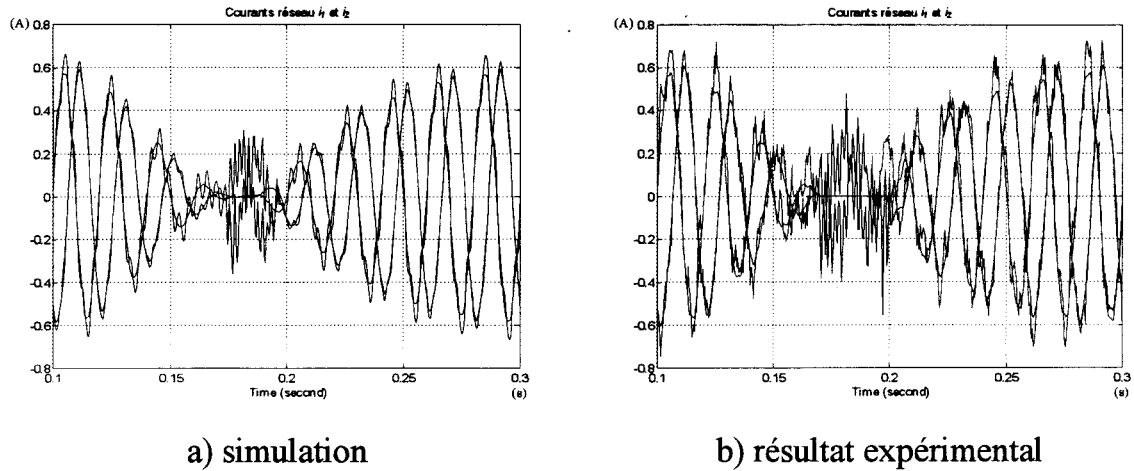


Figure 5.11 : courants réseau lors du changement de signe du courant redressé.

En conclusion, le cahier des charges est respecté puisque le courant redressé est contrôlé quelque soit sa valeur et les courants réseau sont asservis quand le courant redressé est suffisant.

5.3.1.2 FONCTIONNEMENT A FAIBLE PUISSANCE AVEC UN FILTRE EQUILIBRE

Dans le cas du filtre équilibré, on est tenté de diminuer au maximum la valeur des seuils puisqu'il n'y a pas d'ondulations dans le courant redressé. Cependant, il apparaît une limite en deçà de laquelle les fonctions de conversion vont saturer.

En effet, si l'on reprend la relation (5.21) vu au chapitre précédent, on a :

$$\begin{pmatrix} i_{c_d} \\ i_{c_q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_{m_d} \\ i_{m_q} \end{pmatrix} \quad (5.1)$$

La figure 5.12 traduit vectoriellement cette relation, en considérant que l'asservissement des courants réseau fonctionne correctement, c'est-à-dire avec $i_d = 0$ (facteur de puissance unitaire) et en considérant les courants condensateurs en quadrature avec les courants réseau ($i_{c_q} = 0$).

On a, de plus, la relation liant les courants modulés aux fonctions de conversion :

$$\begin{pmatrix} i_{m_d} \\ i_{m_q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} m_d \\ m_q \end{pmatrix} \cdot i_s \quad (5.2)$$

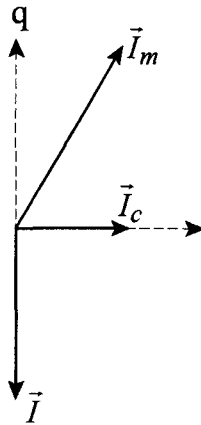


Figure 5.12 : diagramme de Fresnel.

On en conclut que si le courant redressé est trop faible, les fonctions de conversion vont saturer, puisque l'inégalité suivante doit toujours être vérifiée :

$$\|m\| = \sqrt{m_d^2 + m_q^2} < \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot m_{sat} \quad (5.3)$$

Remarque : la valeur de m_{sat} dépend du type de générateur de connexion :

- si le générateur est optimisé, alors $m_{sat} = 1$,
- si le générateur n'est pas optimisé, alors $m_{sat} = 2/3$.

Pour éviter cette saturation, il faut déphaser les courants réseau ($i_d \neq 0$) tout en conservant la puissance active absorbée au réseau (puisque le courant redressé en dépend directement) ce qui se traduit par le maintien de la valeur de i_q et par conséquent de celle de m_q . Les courants réseau vont tendre vers les courants de repos du filtre à mesure que la valeur du courant redressé diminue.

Afin de vérifier que les fonctions de conversion ne saturent pas, il faut d'abord les estimer, **en régime permanent**, ce qui implique que la dynamique au niveau de la boucle de courant redressé ne soit pas trop forte.

A partir de la relation (5.21) **en régime permanent**, on exprime les courants modulés en fonction des courants réseau :

$$\begin{pmatrix} i_{m_d} \\ i_{m_q} \end{pmatrix} = C_s \cdot \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} e'_d \\ e'_q \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} L \cdot C_s \cdot \omega^2 - 1 & R \cdot C_s \cdot \omega \\ -R \cdot C_s \cdot \omega & L \cdot C_s \cdot \omega^2 - 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad (5.4)$$

Compte tenu des valeurs numériques (en particulier, les valeurs des condensateurs C_s par rapport aux inductances L et aux résistances R) et puisque $e'_d = 0$, la relation (5.4) se simplifie et on obtient alors une valeur estimée des fonctions de conversion :

$$\begin{cases} \hat{m}_d = \frac{-i_d - C_s \cdot \omega \cdot e'_q}{i_s} \\ \hat{m}_q = -\frac{i_q}{i_s} \end{cases} \quad (5.5)$$

Puisque nous avons un estimateur pour les fonctions de conversion, il est possible de vérifier si elles saturent ou pas *lorsque* $i_d = 0$.

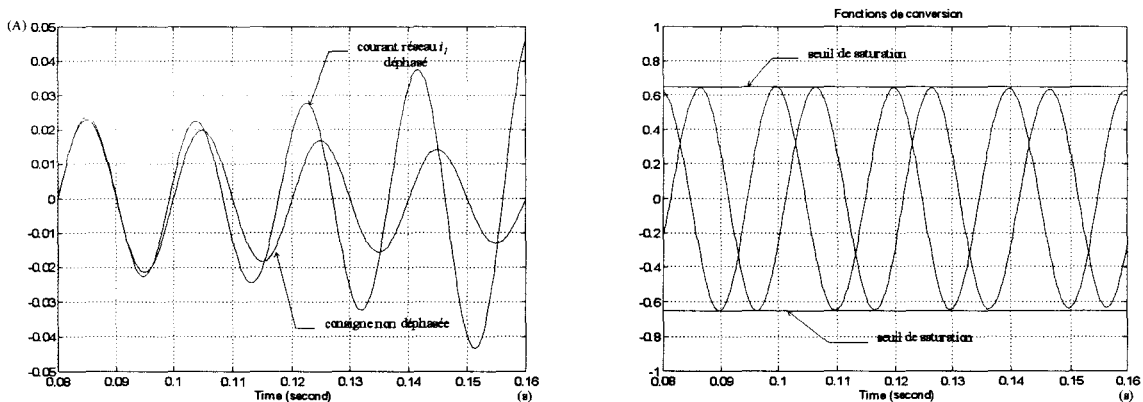
Si celles-ci saturent $\left((C_s \cdot \omega \cdot e'_q)^2 + i_{q_{ref}}^2 > m_{sat}^2 \cdot i_s^2 \right)$, on calcule alors $i_{d_{ref}} \neq 0$ tel que :

$$i_{d_{ref}} = -C_s \cdot \omega \cdot e'_q - \sqrt{m_{sat}^2 \cdot i_s^2 - i_{q_{ref}}^2} \quad (5.6)$$

Dans la pratique, la valeur de saturation des fonctions de conversion est abaissée afin de prendre en compte les effets des transitoires qui ont été négligés dans l'estimateur (5.5).

De plus, il est nécessaire que la grandeur sous la racine carrée soit positive ce qui implique de saturer, *au préalable*, la grandeur m_q en limitant la tension modulée de réglage (cf. paragraphe 4.2.6 au chapitre précédent).

La figure 5.13 présente l'allure des courants réseau obtenus en déphasant la consigne pour éviter de saturer les fonctions de conversion. Le seuil de saturation m_{sat} a été fixé à $2/3$, comme si le générateur de connexion n'était pas optimisé



a) courant réseau i_l

b) fonctions génératrices de conversion

Figure 5.13 : courants réseau déphasés.

Remarque : la consigne réseau non déphasée est égale à $-\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sin(\omega.t) \cdot i_q$ ce qui correspond à $i_{i_{nr}}$ avec $i_d = 0$.

Ce fonctionnement à faible puissance, en déphasant la consigne de courant réseau, ne présente d'intérêt que si les seuils de changement de mode de marche sont réglés très bas ce qui nécessite un asservissement des courants réseau de très bonne qualité, difficile à obtenir en pratique.

5.3.2 FILTRE DESEQUILIBRE

Dans le cas du filtre déséquilibré, le schéma de la commande (cf. figure 5.14) est sensiblement différent de celui du cas précédent.

En effet, nous avons vu au chapitre précédent que la période d'échantillonnage de l'asservissement du courant redressé n'est pas la même pour la solution n°1 (100 μs) et la solution n°2 (10 ms). Deux correcteurs ayant des périodes d'échantillonnage différentes doivent donc être implantés pour la boucle de courant redressé.

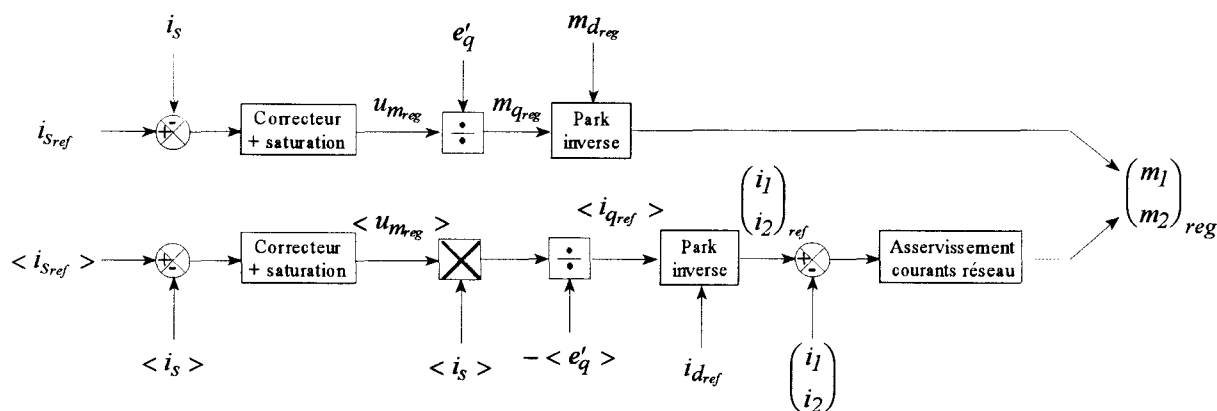
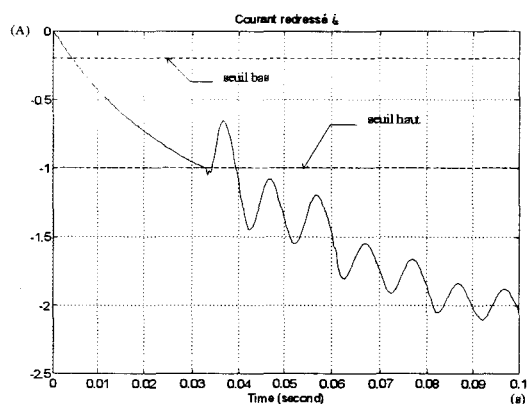


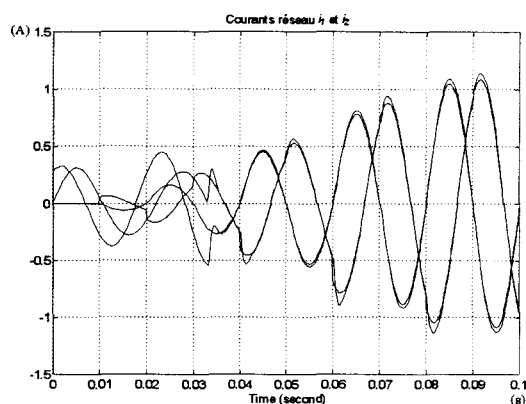
Figure 5.14 : schéma de la commande avec l'A.C.M.M.

Dans le cas du filtre déséquilibré, nous avons vu au chapitre précédent qu'il apparaît des ondulations, comparables à celle du convertisseur 2/2, lorsque le courant redressé est asservi par la solution n°2. Le choix des seuils est donc comparable au cas du convertisseur 2/2. Avec les paramètres choisis pour la simulation, les ondulations ont une amplitude d'environ 0.5 A : le seuil bas sera donc de 0.2 A et le seuil haut de 1 A.

La figure 5.15 et la figure 5.16 présentent les résultats de simulation lors d'une phase de démarrage et d'un changement de signe du courant redressé. Comme précédemment, l'A.C.M.M. remplit bien sa fonction.

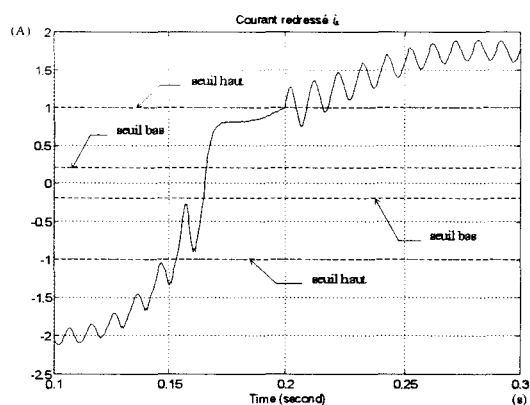


a) courant redressé

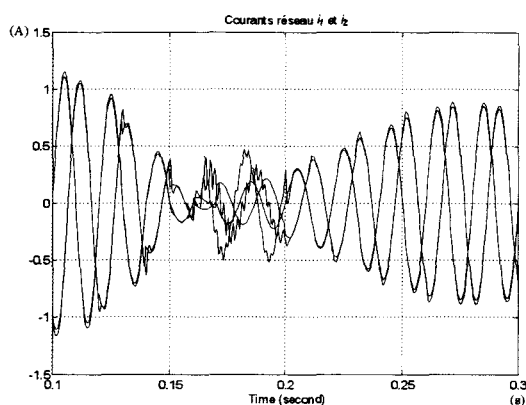


b) courants réseau

Figure 5.15 : démarrage.



a) courant redressé



b) courants réseau

Figure 5.16 : changement de signe du courant redressé.

5.4 REINITIALISATION D'UN CORRECTEUR NUMERIQUE

En général, les récurrences, permettant le calcul des correcteurs, sont initialisées à zéro puisque le calcul est lancé dès le début de la simulation ou de la commande temps réel. Cependant, le passage en boucle fermée après un fonctionnement en boucle ouverte nécessite d'initialiser les récurrences correctement pour ne pas avoir de discontinuité dans la commande.

Dans le cas d'un correcteur numérique, il faut initialiser les récurrences comme ceci :

- l'ensemble des mémoires (consigne, mesure, sortie) doivent être initialisées à zéro (si les récurrences sont calculées à partir des variations) ce qui correspond à un régime permanent sur l'horizon d'observation,
- un décalage ("offset") doit être ajouté à la sortie afin d'éviter une discontinuité de la commande ; ce décalage est donc calculé de façon à obtenir la même commande au moment du passage en boucle fermée que celle en boucle ouverte au même instant : il suffit pour cela d'inverser la chaîne causale (ne contenant que des relations rigides puisque chaque relation causale correspond à un asservissement) entre la commande et la sortie du correcteur.

Concrètement, dans le cas d'une boucle d'asservissement (cf. figure 5.17), pour initialiser le correcteur C , on procède de la manière suivante :

- x_k, x_{k-1}, \dots initialisés à 0,
- y_k, y_{k-1}, \dots initialisés à 0,
- u_k, u_{k-1}, \dots initialisés à 0,
- la sortie u_{k+1} sera ensuite calculée, par récurrence, **à partir des variations** de la consigne, des mesures et des sorties et en y ajoutant le décalage $u_{init} = u_{bo_k} - x_{p_k}$ (dans ce cas-ci).

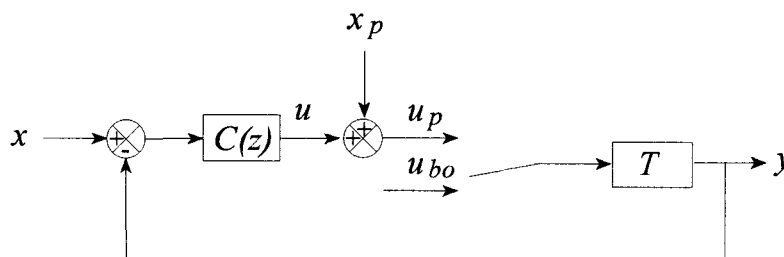


Figure 5.17 : schéma d'une boucle d'asservissement couplée à une boucle ouverte.

CONCLUSION

A partir des deux solutions d'asservissement pour le courant redressé, nous avons distingué deux modes de marche correspondant, d'une part, au fonctionnement sans asservissement des courants réseau lorsque le courant redressé est trop faible et, d'autre part, au fonctionnement avec asservissement réseau.

Grâce à l'Automate de Contrôle des Modes de Marche, chargé de la supervision de ces deux modes qui permet d'exploiter la complémentarité des deux solutions d'asservissement, il nous est possible de répondre complètement au cahier des charges qui nous imposait un contrôle permanent du courant redressé (quels que soient le signe et l'amplitude) et une absorption sinusoïdale à facteur de puissance unitaire dans la mesure du possible. Le changement des modes de marche s'effectue en douceur en réinitialisant correctement les correcteurs numériques.

Conclusion générale

Les méthodes de description proposées, dans le cadre de ce travail, sont plus souvent utilisées dans le domaine de l'automatique que dans celui de l'électronique ou de l'électrotechnique. L'utilisation des réseaux de Petri et la notion de représentation causale ne sont pas courantes dans la présentation usuelle de l'électronique de puissance. L'objectif n'est pas de s'éloigner de la réalité physique des phénomènes mis en jeu dans un convertisseur mais bien au contraire de les mettre en relief en décomposant clairement l'Axe de Puissance en blocs fonctionnels et en explicitant les liaisons entre eux.

Il est vrai que l'approche proposée ici ne remet pas en cause les fondements déjà connus de l'électronique de puissance mais permet, par son caractère fondamental, de s'attacher aux éléments essentiels et, ainsi, de proposer une méthodologie de description des convertisseurs statiques et de définir un vocabulaire unifié et structuré.

Au niveau de l'interrupteur, l'utilisation des réseaux de Petri décrit très précisément les mécanismes mis en jeu et conduit à la synthèse rigoureuse de nouvelles fonctionnalités d'interrupteurs. La définition d'un niveau supplémentaire de commande, appelé Bloc de Caractérisation Fonctionnelle, découle naturellement de cette analyse. Le réseau de Petri s'avère aussi très utile pour présenter graphiquement tous les cas possibles de commutations entre interrupteurs.

En ce qui concerne le convertisseur, l'accent a été mis sur une représentation matricielle minimale, quelles que soient les liaisons existant entre les sources connectées au convertisseur. Le graphe de causalité permet alors une présentation graphique et synthétique de l'ensemble de l'Axe de Puissance et permet, de ce fait, de disposer d'un moyen de synthèse de commande facile d'utilisation.

L'application à la création d'une source de courant continu bidirectionnelle a permis de développer tous les niveaux de commande présentés dans l'analyse générale. En effet, le Bloc de Caractérisation Fonctionnelle est indispensable, dans ce cas, pour assurer un fonctionnement correct des interrupteurs insérés dans chaque cellule de commutation. Le choix de la stratégie adoptée au niveau du Bloc de Contrôle des Commutations est dicté par celui opéré au niveau du B.C.F. On déduit ensuite tous les niveaux de la commande algorithmique par inversion du graphe de causalité de l'Axe de Puissance. Cette étude a permis, en particulier, de déduire une méthode de contrôle du courant redressé sur toute la plage de fonctionnement avec un changement de mode lorsque c'est nécessaire.

De nombreux prolongements peuvent être donnés à ces travaux. La prise en compte d'un modèle plus fin d'interrupteurs conduira à un modèle de commande plus réaliste, surtout dans le cas de certaines applications où les hypothèses d'interrupteurs idéaux sont vraiment trop grossières. Il sera alors possible d'en déduire une méthode de compensation des imperfections des interrupteurs comme, par exemple, introduction d'éléments parasites tels que les inductances de ligne afin d'étudier les phénomènes d'empiétement. Ce type d'étude vient conforter les résultats déjà obtenus par d'autres équipes [HUS 93], [JAU 93].

Un autre prolongement peut être l'étude de la commande de convertisseurs comportant un nombre plus important de cellules de commutation ou d'interrupteurs au sein de chaque cellule. C'est également une voie importante, pour la réalisation de montages fonctionnant en haute tension.

A. Le Graphe Informationnel Causal

INTRODUCTION

Selon les auteurs [HAU 96], le Graphe Informationnel Causal est une représentation graphique de l'information présente dans le système considéré. Quelques règles simples suffisent à l'établir de sorte qu'il est l'outil primaire de l'analyse en vue de la modélisation.

Ecrire un G.I.C. consiste alors à relier des opérateurs désignés processeurs ; un processeur étant un graphe élémentaire attaché à un objet physique ou groupe d'objets.

Ce formalisme particulier, d'une grande ouverture sur le plan pédagogique, n'est pas très éloigné de la technique du Bond Graph. En revanche, la causalité dérivée est une idée exclue car ne pouvant s'intégrer dans l'esprit système nécessaire à la modélisation d'un ensemble. Sans entrer dans le détail, précisons simplement que des modèles d'objets ne peuvent jamais s'interconnecter directement sans que les conditions du couplage ne soient prises en compte. Souvent, la solution est dans l'introduction d'un élément parasite ou d'une causalité dérivée provoquant respectivement l'imprécision du modèle ou l'insuffisance du pas de calcul dans certaines situations.

A.1 LES PROCESSEURS EN CONVERSION STATIQUE

Tout processeur agit suivant le principe de cause à effet ; attaché à un objet physique, il montre la grandeur influente (e) et la grandeur influencée (s) comme l'origine et l'extrémité de la relation R établie (cf. figure a.1).

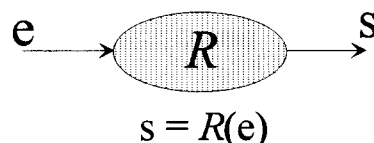


Figure A.1 : le processeur

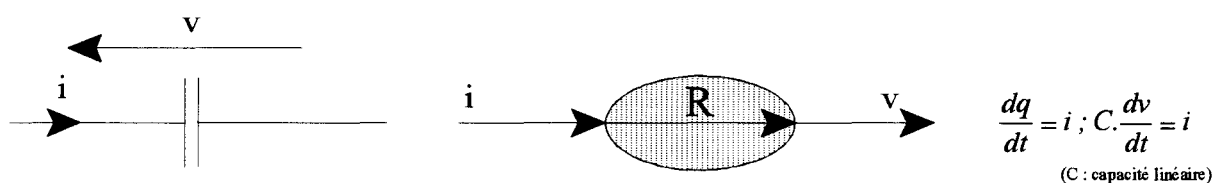
Toutefois selon les hypothèses, la relation R peut être définie à la limite de la causalité naturelle, en d'autres termes, rendue indépendante des actions passées de la (ou des) grandeur (s) influente. Pour distinguer ces cas, on parle de relations rigides par opposition aux relations causales.

Ces dernières traduisent une évolution dépendante du passé, elles génèrent donc un ordre de différentiation dans le système, contrairement aux relations rigides qui sont instantanées.

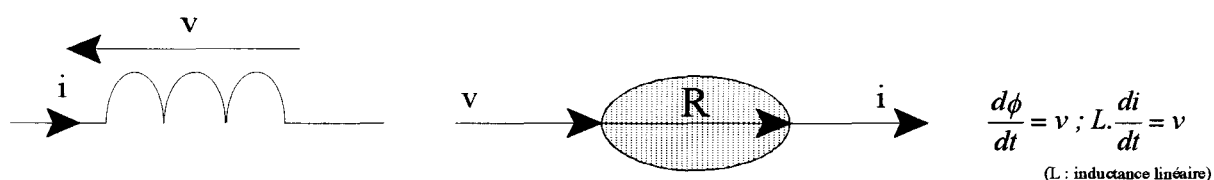
A.2 LES ELEMENTS DE CONVERSION

Les objets élémentaires de la conversion statique d'énergie électrique sont alors :

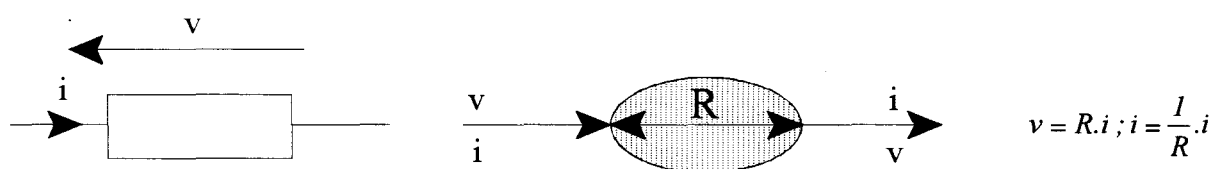
- le condensateur, processeur accumulateur d'énergie potentielle,
- la bobine, processeur accumulateur d'énergie cinétique,
- la résistance, processeur dissipateur,
- le modulateur, processeur bilatéral de couplage énergétiquement neutre lorsqu'il est idéalisé.



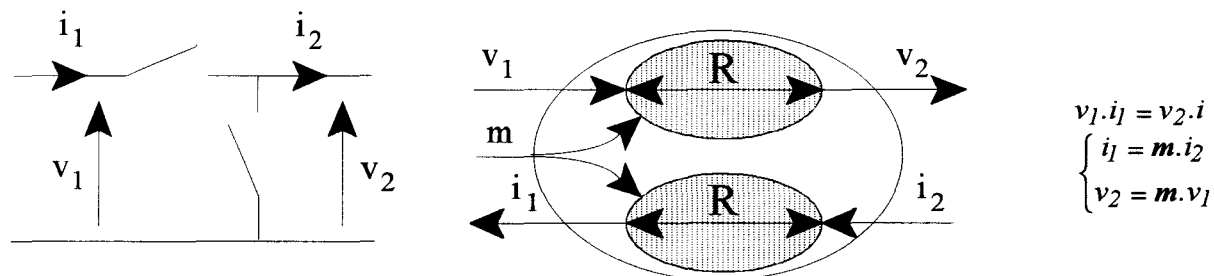
a) accumulation d'énergie potentielle



b) accumulation d'énergie cinétique



c) dissipation d'énergie



d) couplage

Figure A.2 : objets élémentaires de la conversion statique

Ces quatre objets peuvent suffire à modéliser tout type de processus électrique de conversion statique.

Sur la figure a.2, chacun est considéré comme idéal par rapport à sa définition :

- la bobine et le condensateur sont des éléments intégrateurs transformant l'énergie présente à l'entrée sous forme duale en sortie :

énergie cinétique \Rightarrow énergie potentielle

énergie potentielle \Rightarrow énergie cinétique

La grandeur de sortie est désignée comme variable d'état ; toute relation traduisant une accumulation d'énergie (donc dépendante du temps) est orientée.

- la résistance transforme l'énergie d'entrée en chaleur quelle que soit la forme de cette énergie ; la relation n'est pas orientée,
- le modulateur est le dispositif de base pour représenter le "cœur" d'un groupement d'interrupteurs idéalisés dans des conditions données ; les relations qui le caractérisent sont explicitées par un coefficient qui traduit le rapport entre les deux grandeurs potentielles (tensions) et les deux grandeurs cinétiques (courants) ; c'est le rapport de transformation pour le transformateur, mais il peut y avoir plusieurs coefficients de modulation, alors désignés fonctions de conversion, pour une association d'interrupteurs statiques.

A.3 LES REGLES D'ASSOCIATION

Le concept d'association repose sur la logique de la causalité. Les règles à retenir sont désormais classiques :

- les sorties des processeurs ne peuvent être reliées entre elles,
- dans une cascade causale, il y a alternance dans la nature des processeurs.

La nécessité d'enfreindre la première règle signifie une équivalence d'objets de même nature associés en série (bobine) ou en parallèle (condensateurs).

La figure a.3 est la structure archétype d'un processus de conversion incluant une association d'interrupteurs en cellules formant ainsi le modulateur. Le modulateur, conservant la nature énergétique des grandeurs qu'il transforme (par opposition au gyrateur), est donc connecté à deux "réservoirs énergétiques" de nature duale ; cette disposition porte plus communément le nom de règle d'alternance des sources qui est, de toute façon, incontournable puisqu'un objet potentiel (cinétique) ne peut s'accorder qu'avec un objet cinétique (potentiel).

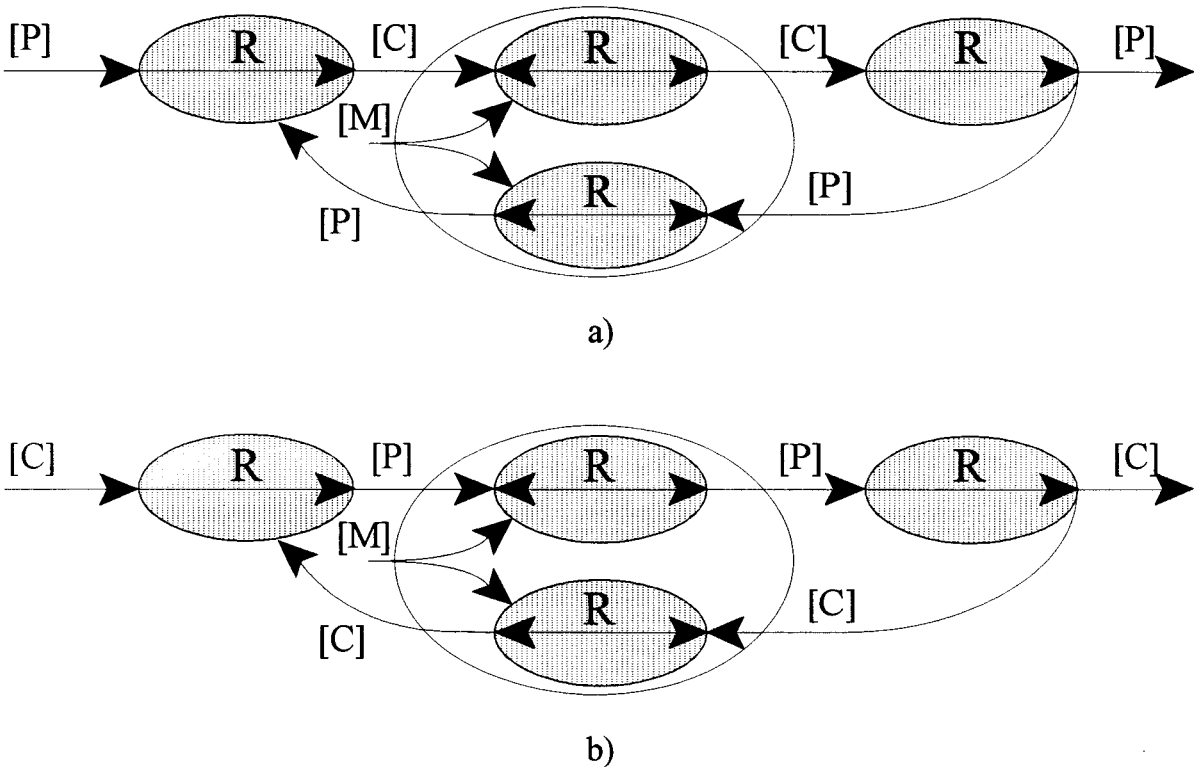


Figure A.3 : processus de conversion

Sur la représentation de la figure a.3, $[P]$ et $[C]$ désignent respectivement des vecteurs de grandeurs potentielles (donc des tensions) et des vecteurs de grandeurs cinétiques (donc des courants) ; $[M]$ est la fonction de modulation globale, formée de fonctions de conversion, elles-mêmes représentatives de l'association d'interrupteurs.

A.4 LES PRINCIPES D'INVERSION DES RELATIONS

A.4.1 RELATIONS NON CAUSALES

L'inversion d'une relation associée à un processus détermine **une relation de commande** qui caractérise la grandeur de réglage de ce processus dans des conditions précises. Pour un processus à une seule entrée influente et à une seule grandeur influencée, la commande se définit en permutant l'orientation de ces deux variables. En raison même du principe de causalité, l'**inversion directe** n'est possible que pour une relation rigide connue. Ainsi, sur la figure a.4, on a :

- processus : $y = R(e)$,
- commande : $e_{reg} = R_c(y_{ref})$,
- si $e = e_{reg}$ et $R_c = R^{-1}$, alors $y = y_{ref}$.

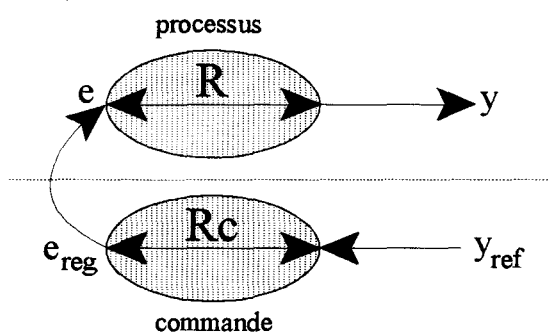


Figure A.4 : inversion d'une relation non causale

A.4.2 RELATIONS CAUSALES

Dans le cas d'une relation causale, l'effet de la grandeur influente n'est pas ressenti immédiatement sur la grandeur influencée en raison même de l'accumulation énergétique. Pour fixer l'objectif de cette dernière variable, il faut recourir à l'*inversion indirecte* au moyen d'une relation à grand gain sur l'écart entre la sortie y et une trajectoire de référence y_{ref} : c'est le concept d'*asservissement* décrit à la figure a.5 où l'on a :

- processus : $y = R(e)$,
- commande : $e_{reg} = R_c(y_{ref})$,
- si $e = e_{reg}$ et R_c à grand gain, alors $y \rightarrow y_{ref}$.

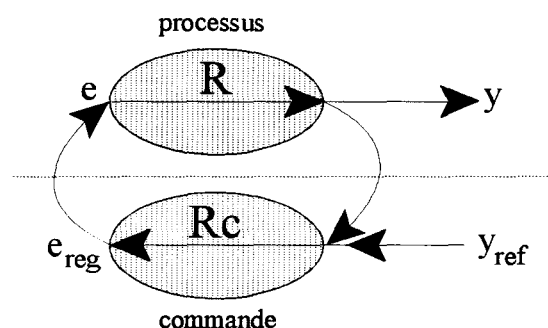


Figure A.5 : inversion d'une relation causale

A.4.3 CAS DE PLUSIEURS ENTREES

Lorsque plusieurs entrées agissent sur un même processeur, les grandeurs associées autres que celles de réglage sont considérées comme des perturbations.

La relation de commande s'obtient de la même manière que précédemment, c'est-à-dire en permutant l'orientation de la grandeur influencée du processus, ce qui oblige à permuter l'orientation d'une grandeur influente et d'une seule.

Toutefois, si les autres sont mesurables et captées, elles peuvent être introduites dans la relation de commande ; la figure a.6 en donne une illustration dans le cas d'un processeur monovarié à deux grandeurs influentes.

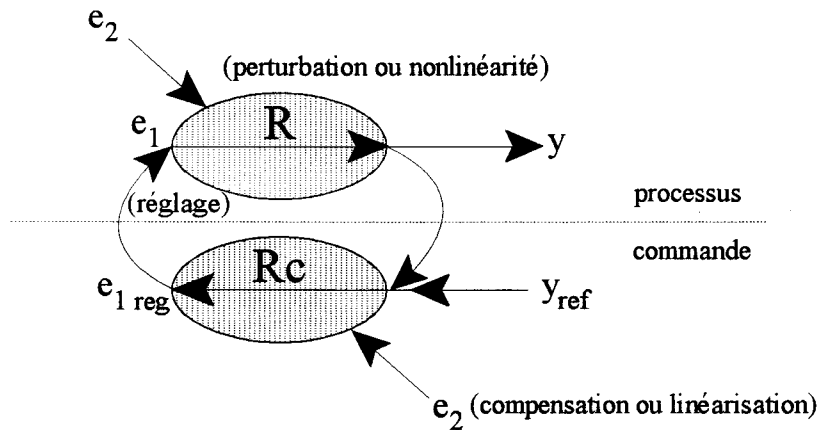


Figure A.6 : principe de compensation et de linéarisation

Lorsque la sortie y du processus résulte d'une **superposition** de ces deux grandeurs influentes, une **compensation** de la perturbation (ici e_2) peut être envisagée. Le principe consiste à appliquer un effet opposé par l'intermédiaire du réglage (ici e_1) ; c'est la superposition réalisée par le processeur de commande qui annule alors l'influence de la perturbation et on a :

- processus : $y = R_1(e_1) + R_2(e_2)$,
- commande : $e_{1_reg} = -\frac{R_2}{R_1}(e_2) + R_c(y_{ref} - y)$.

Si la relation de compensation $-\frac{R_2}{R_1}$ est physiquement réalisable (respect du principe de causalité) et, si $e_1 = e_{1_reg}$, on constate que e_2 n'a plus d'influence puisque :

- $y = R_1 \left(-\frac{R_2}{R_1}(e_2) + R_c(y_{ref} - y) \right) + R_2(e_2) = R_1 \cdot R_c(y_{ref} - y)$,
- si R_c est à grand gain, alors $y \rightarrow y_{ref}$.

Lorsque la sortie y du processus résulte du **produit** des deux grandeurs influents, une **linéarisation dynamique** peut être envisagée pour cette commande alors non linéaire. Comme précédemment, le principe consiste à appliquer un effet inverse à celui de la perturbation par l'intermédiaire du réglage ; c'est

l'inversion réalisée par le processeur de commande qui annule l'effet de la perturbation et on a alors :

- processus : $y = R(e_1 \times e_2)$,
- commande : $e_{1_{reg}} = \frac{1}{e_2} \times R_c(y_{ref} - y)$.

Si $e_1 = e_{1_{reg}}$, on constate que e_2 n'a plus d'influence puisque :

- $y = R\left(\frac{1}{e_2} \times R_c(y_{ref} - y) \times e_2\right) = R \times R_c(y_{ref} - y)$,
- si R_c est à grand gain, alors $y \rightarrow y_{ref}$.

La compensation idéale de perturbation suppose que les relations R_1 et R_2 soient connues ou suffisamment.

La linéarisation dynamique idéale, quant à elle, suppose que la grandeur e_2 ne soit pas de valeur infiniment petite.

Dans les deux cas, le principe de causalité doit être respecté lorsque les relations de commande sont des lois continues ; à la limite, de telles relations peuvent être explicitées par des équations différentielles ayant le même ordre de dérivation sur les entrées que sur les sorties, mais il s'agit alors d'une approximation négligeant des coefficients de faible valeur sur les ordres de dérivation les plus élevés des grandeurs influencées.

B. Associations parallèles avec des thyristors

B.1 THYRISTOR-DIODE

Le réseau de Petri à trois places présenté figure b.1 décrit l'association en antiparallèle d'un thyristor (*Th*) et d'une diode (*D*) :

- place n°0 : Les deux composants sont ouverts
- place n°1 : *Th* est fermé, *D* ouvert
- place n°2 : *Th* est ouvert, *D* fermé

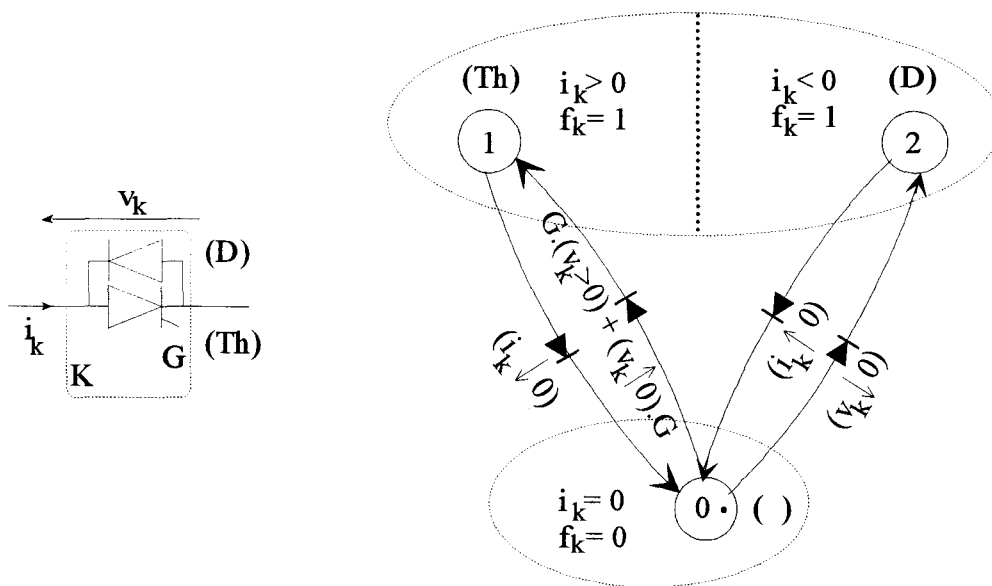


Figure B.1 : thyristor et diode en antiparallèle.

Remarque : l'interrupteur *K* est le composant formé de l'association des deux composants (*Th* et *D*).

La description du fonctionnement de l'association thyristor-diode est similaire à celle de l'association transistor-diode.

Le réseau de Petri simplifié de l'interrupteur de synthèse constitué de l'association des deux composants est présenté figure b.2.

La condition de fermeture est :

$$CF = G.(v_k > 0) + (v_k \uparrow 0).G + (v_k \downarrow 0) \quad (B.1)$$

Commutation commandée du thyristor	Commutation spontanée du thyristor	Commutation spontanée de la diode
--	--	---

La condition d'ouverture est :

$$CO = (i_k \uparrow 0).\bar{G} \quad (B.2)$$

Commutation
spontanée
de la diode

Etant données les conditions de transition (B.1) et (B.2), l'interrupteur K est bidirectionnel en courant mais pas en tension.

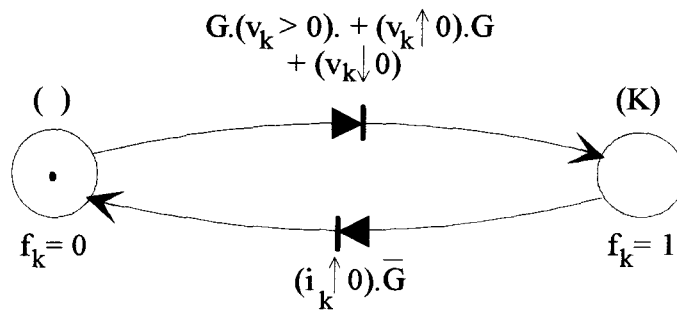


Figure B.2 : réseau de Petri simplifié.

B.2 THYRISTOR-THYRISTOR

L'association en antiparallèle de deux thyristors (Th^+ et Th^-) peut être décrit au moyen du réseau de Petri à trois places présenté figure b.3 :

- place n°0 : Les deux composants sont ouverts
- place n°1 : Th^+ est fermé, Th^- ouvert
- place n°2 : Th^+ est ouvert, Th^- fermé

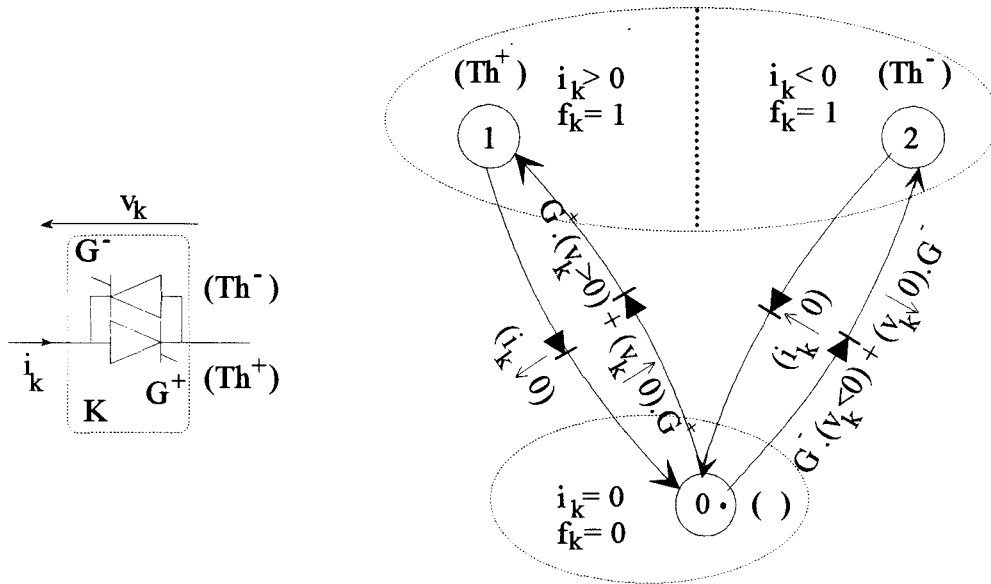


Figure B.3 : deux thyristors en antiparallèle.

Remarques :

- l'interrupteur K est le composant formé de l'association des deux composants (Th^+ et Th^-).
- l'indice + (resp -) est affecté aux commandes externes des thyristors (G^+ et G^-) ainsi qu'aux semi-conducteurs (Th^+ et Th^-) en fonction du signe respectivement positif ou négatif du courant i_k dans l'interrupteur K .

La figure b.4 montre le réseau de Petri simplifié de l'interrupteur de synthèse constitué de l'association des deux composants. La condition de fermeture est la somme logique des conditions de fermeture des deux composants élémentaires :

$$CF = G^+.(v_k > 0) + (v_k \uparrow 0).G^+ + G^-(v_k < 0) + (v_k \downarrow 0).G^- \quad (B.3)$$

Commutation	Commutation	Commutation	Commutation
commandée	spontanée	commandée	spontanée
du thyristor Th^+	du thyristor Th^+	du thyristor Th^-	du thyristor Th^-

Pour que l'interrupteur s'ouvre, il est nécessaire que l'un des deux composants s'ouvre **sans que l'autre ne se ferme spontanément**.

Ceci se traduit sous forme logique de la manière suivante :

$$CO = (i_k \uparrow 0).\overline{G^-} + (i_k \uparrow 0).\overline{G^+} \quad (B.4)$$

Commutation	Commutation
spontanée	spontanée
du thyristor Th^+	du thyristor Th^-

D'après les définitions données précédemment, l'examen des conditions de transition (B.3) et (B.4) montre que l'interrupteur K est bidirectionnel en courant mais pas en tension.

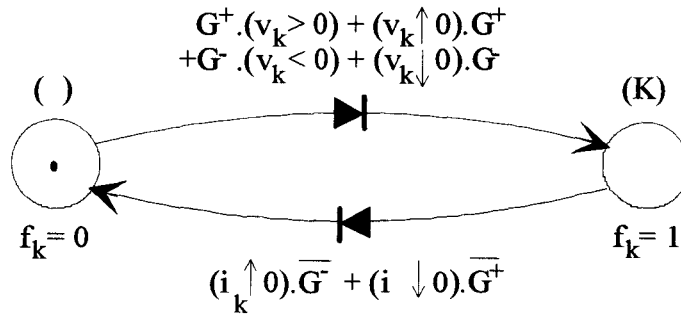


Figure B.4 : réseau de Petri simplifié.

C. Mise en équation sous forme d'état

INTRODUCTION

Nous avons vu au chapitre 3 que le bloc continu de chaque type de convertisseur pouvait se mettre en équation sous forme d'état :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = [A].(X(t)) + [B].(U(t)) \\ Y(t) = [C].(X(t)) + [D].(U(t)) \end{cases}$$

Nous avons également vu que l'on pouvait décomposer les grandeurs d'entrée en deux catégories : les grandeurs d'entrée externes et les grandeurs d'entrée internes.

$$\dot{X}(t) = [A].(X(t)) + [B_e].(U_e(t)) + [B_i].(U_i(t))$$

A partir de ces notions, nous allons expliciter les équations d'état pour quatre convertisseurs classiques.

C.1 CONVERTISSEUR 2/2

C.1.1 AVEC COUPLAGE

A l'aide des notations de la figure c.1, on définit les vecteurs d'état, d'entrées externes et d'entrées internes de la manière suivante :

Variables d'état

$$(X(t)) = \begin{pmatrix} i_{s_1} \\ i_{s_2} \\ v_{s_1} \\ v_{s_2} \end{pmatrix}$$

**Grandeurs d'entrées
externes**

$$(U_e(t)) = \begin{pmatrix} i_{l_1} \\ i_{l_2} \\ e_{s_1} \\ e_{s_2} \end{pmatrix}$$

**Grandeurs d'entrées
internes**

$$(U_i(t)) = \begin{pmatrix} i_{m_1} \\ i_{m_2} \\ v_{m_1} \\ v_{m_2} \end{pmatrix}$$

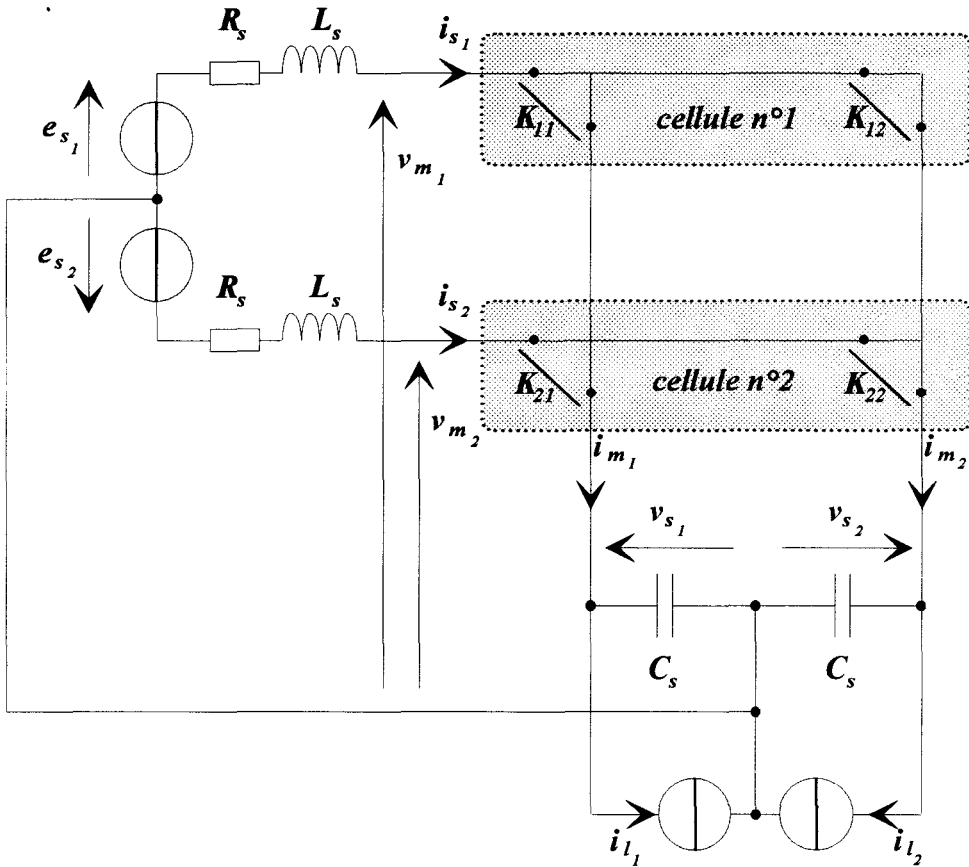


Figure C.1 : convertisseur 2/2 avec couplage.

Pour déterminer les matrices $[A]$, $[B_e]$, $[B_i]$, on écrit :

- la loi des nœuds :

$$\begin{cases} C_s \cdot \frac{dv_{s_1}}{dt} + i_{l_1} - i_{m_1} = 0 \\ C_s \cdot \frac{dv_{s_2}}{dt} + i_{l_2} - i_{m_2} = 0 \end{cases} \quad (\text{C.1})$$

- la loi des mailles :

$$\begin{cases} e_{s_1} - \left(L_s \cdot \frac{d}{dt} + R_s \right) \cdot i_{s_1} - v_{m_1} = 0 \\ e_{s_2} - \left(L_s \cdot \frac{d}{dt} + R_s \right) \cdot i_{s_2} - v_{m_2} = 0 \end{cases} \quad (\text{C.2})$$

On en déduit la mise sous forme matricielle :

$$\bullet [A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\bullet [B_e] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_s} \\ -\frac{1}{C_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_s} & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\bullet [B_i] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{C_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_s} & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

C.1.2 SANS COUPLAGE

A partir des notations de la figure c.2, les vecteurs d'état, d'entrées externes et d'entrées internes sont :

Variables d'état

$$(X(t)) = \begin{pmatrix} i_s \\ u_s \end{pmatrix}$$

**Grandeurs d'entrées
externes**

$$(U_e(t)) = \begin{pmatrix} i_l \\ e_s \end{pmatrix}$$

**Grandeurs d'entrées
internes**

$$(U_i(t)) = \begin{pmatrix} i_m \\ v_m \end{pmatrix}$$

Il s'agit maintenant de définir les matrices $[A]$, $[B_e]$, $[B_i]$.

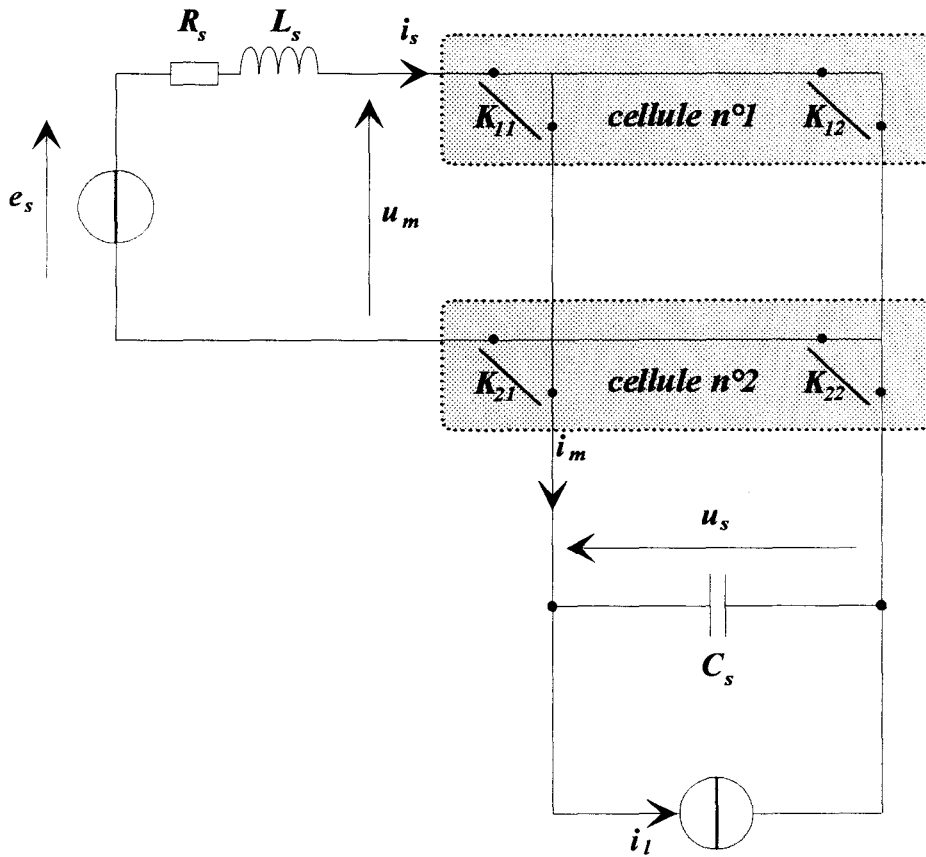


Figure C.2 : convertisseur 2/2 sans couplage.

La loi des nœuds s'écrit :

$$C_s \cdot \frac{du_s}{dt} + i_l - i_m = 0 \quad (\text{C.3})$$

La loi des mailles s'écrit :

$$e_s - \left(L_s \cdot \frac{d}{dt} + R_s \right) \cdot i_s - u_m = 0 \quad (\text{C.4})$$

Ces équations se mettent sous forme matricielle :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [B_e] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_s} \\ -\frac{1}{C_s} & 0 \end{bmatrix} \quad [B_i] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{C_s} & 0 \end{bmatrix}$$

C.2 CONVERTISSEUR 3/2

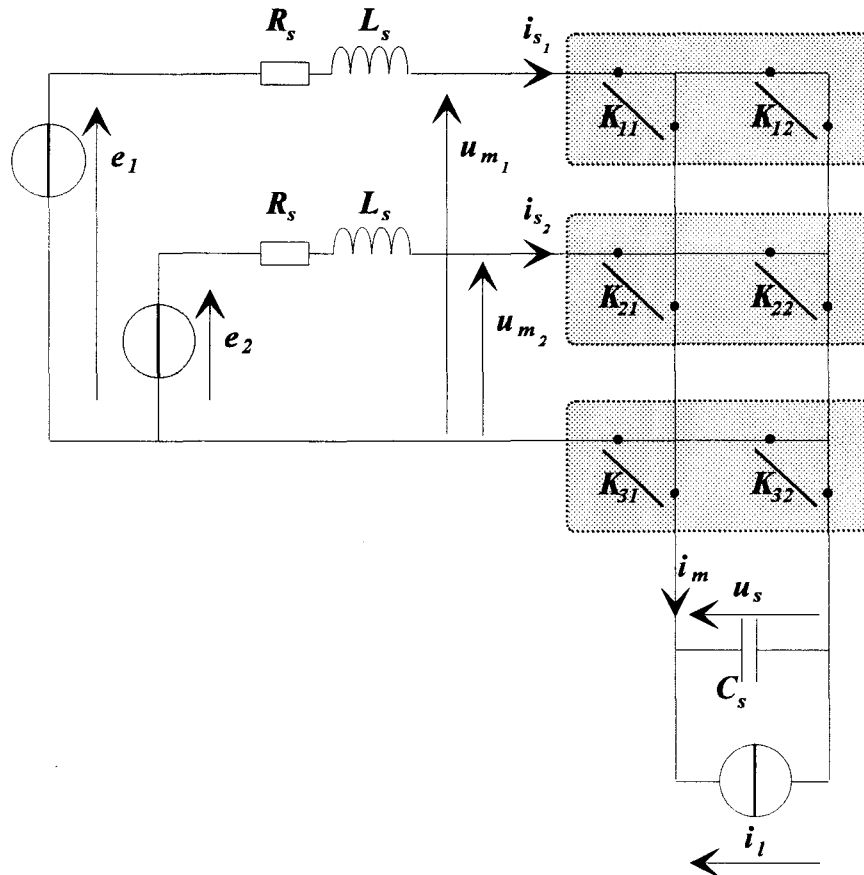


Figure C.3 : convertisseur 3/2.

A partir des notations de la figure c.3, on définit les vecteurs suivants :

Variables d'état

$$(X(t)) = \begin{pmatrix} i_{s_1} \\ i_{s_2} \\ u_s \end{pmatrix}$$

Grandeurs d'entrées externes

$$(U_e(t)) = \begin{pmatrix} i_l \\ e_1 \\ e_2 \end{pmatrix}$$

Grandeurs d'entrées internes

$$(U_i(t)) = \begin{pmatrix} i_m \\ u_{m_1} \\ u_{m_2} \end{pmatrix}$$

La loi des mailles sur le filtre triphasé s'écrit :

$$\begin{cases} e_1 - \left(L_s \cdot \frac{d}{dt} + R_s \right) \cdot i_{s_1} - u_{m_1} = 0 \\ e_2 - \left(L_s \cdot \frac{d}{dt} + R_s \right) \cdot i_{s_2} - u_{m_2} = 0 \end{cases} \quad (C.5)$$

La loi des nœuds sur le filtre monophasé s'écrit :

$$i_m - i_l - C_s \cdot \frac{du_s}{dt} = 0 \quad (\text{C.6})$$

Ces équations se mettent sous forme matricielle :

$$\bullet [A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\bullet [B_e] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_s} \\ -\frac{1}{C_s} & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\bullet [B_i] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{C_s} & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

C.3 CONVERTISSEUR 2/3

A partir des notations de la figure c.4, on définit les vecteurs suivants :

Variables d'état

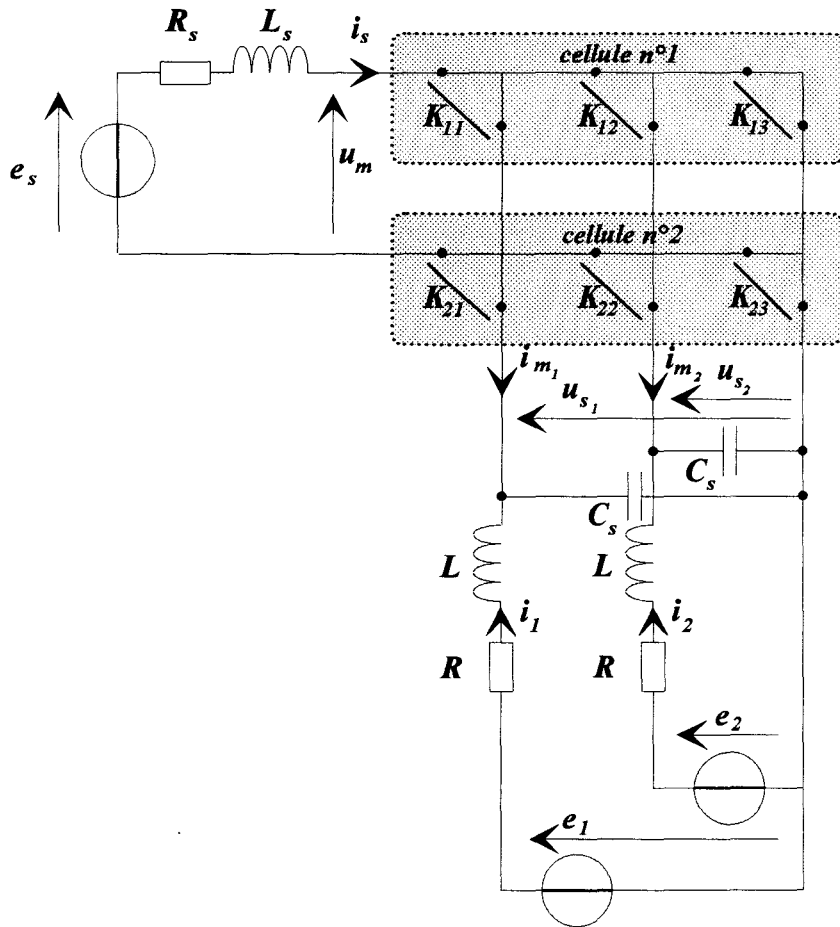
$$(X(t)) = \begin{pmatrix} i_s \\ u_{s_1} \\ u_{s_2} \\ i_l \\ i_2 \end{pmatrix}$$

*Grandeurs d'entrées
externes*

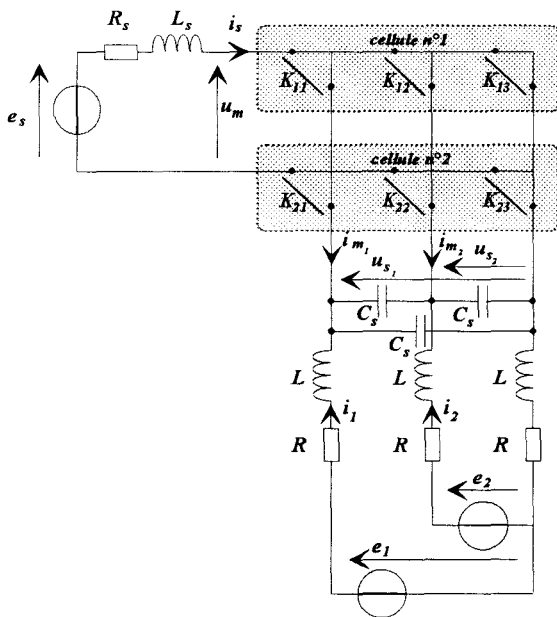
$$(U_e(t)) = \begin{pmatrix} e_s \\ e_l \\ e_2 \end{pmatrix}$$

*Grandeurs d'entrées
internes*

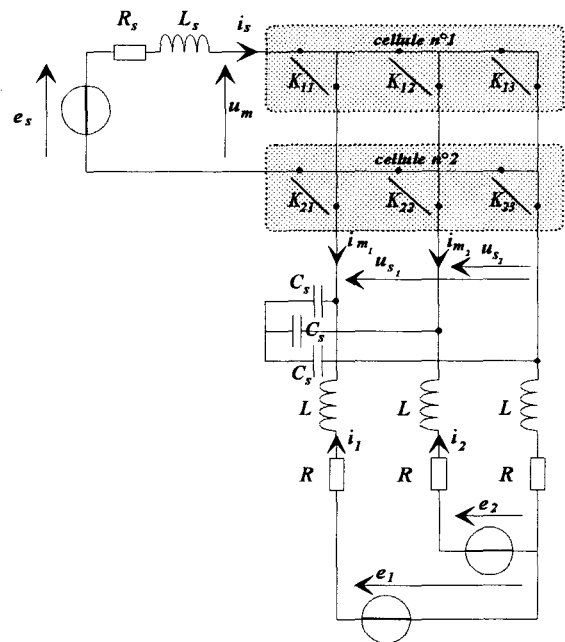
$$(U_i(t)) = \begin{pmatrix} i_{m_1} \\ i_{m_2} \\ u_m \end{pmatrix}$$



a) deux inductances et deux condensateurs



b) condensateurs en triangle,



c) condensateurs en étoile,

Figure C.4 : convertisseur 2/3.

C.3.1 DEUX CONDENSATEURS ET DEUX INDUCTANCES

La loi des mailles sur le filtre triphasé s'écrit :

$$\begin{cases} e_1 - \left(L \cdot \frac{d}{dt} + R \right) \cdot i_1 - u_{s_1} = 0 \\ e_2 - \left(L \cdot \frac{d}{dt} + R \right) \cdot i_2 - u_{s_2} = 0 \end{cases} \quad (\text{C.7})$$

La tension aux bornes des condensateurs s'exprime :

$$\begin{cases} i_1 + i_{m_1} - C_s \cdot \frac{du_{s_1}}{dt} = 0 \\ i_2 + i_{m_2} - C_s \cdot \frac{du_{s_2}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (\text{C.8})$$

La loi des mailles sur le filtre monophasé s'écrit :

$$e_s - \left(L_s \cdot \frac{d}{dt} + R_s \right) \cdot i_s - u_m = 0 \quad (\text{C.9})$$

La mise sous forme d'état donne alors :

$$\bullet [A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_s} \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix},$$

$$\bullet [B_e] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix},$$

$$\bullet [B_i] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{C_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

C.3.2 CONDENSATEURS EN TRIANGLE

La loi des mailles sur le filtre triphasé s'écrit :

$$\begin{cases} e_1 - \left(L \cdot \frac{d}{dt} + R\right) \cdot i_1 - u_{s_1} + \left(L \cdot \frac{d}{dt} + R\right) \cdot i_3 = 0 \\ e_2 - \left(L \cdot \frac{d}{dt} + R\right) \cdot i_2 - u_{s_2} + \left(L \cdot \frac{d}{dt} + R\right) \cdot i_3 = 0 \end{cases} \quad (C.10)$$

or $i_1 + i_2 + i_3 = 0$

d'où la relation suivante :

$$\begin{cases} 2 \cdot e_1 - e_2 - 3 \cdot \left(L \cdot \frac{d}{dt} + R\right) \cdot i_1 - 2 \cdot u_{s_1} + u_{s_2} = 0 \\ -e_1 + 2 \cdot e_2 - 3 \cdot \left(L \cdot \frac{d}{dt} + R\right) \cdot i_2 + u_{s_1} - 2 \cdot u_{s_2} = 0 \end{cases} \quad (C.11)$$

La relation sur les tensions aux bornes des condensateurs s'écrit :

$$\begin{cases} i_1 + i_{m_1} - C_s \cdot \frac{du_{s_1}}{dt} + C_s \cdot \frac{du_{s_3}}{dt} = 0 \\ i_2 + i_{m_2} - C_s \cdot \frac{du_{s_2}}{dt} + C_s \cdot \frac{du_{s_3}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (C.12)$$

soit, après simplification,

$$\begin{cases} 2 \cdot i_1 + i_2 + 2 \cdot i_{m_1} + i_{m_2} - 3 \cdot C_s \cdot \frac{du_{s_1}}{dt} = 0 \\ i_1 + 2 \cdot i_2 + i_{m_1} + 2 \cdot i_{m_2} - 3 \cdot C_s \cdot \frac{du_{s_2}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (C.13)$$

La loi des mailles sur le filtre monophasé reste inchangée.

Ces équations se mettent sous forme matricielle :

$$\bullet [A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{2}{3.C_s} & \frac{1}{3.C_s} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{3.C_s} & \frac{2}{3.C_s} \\ 0 & -\frac{2}{3.L} & \frac{1}{3.L} & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{3.L} & -\frac{2}{3.L} & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix},$$

$$\bullet [B_e] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2}{3.L} & -\frac{1}{3.L} \\ 0 & -\frac{1}{3.L} & \frac{2}{3.L} \end{bmatrix},$$

$$\bullet [B_i] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ \frac{2}{3.C_s} & \frac{1}{3.C_s} & 0 \\ \frac{1}{3.C_s} & \frac{2}{3.C_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

C.3.3 CONDENSATEURS EN ETOILE

Les équations s'écrivent d'une manière similaire.

L'équation (C.11) reste identique mais l'équation (C.12) devient :

$$\begin{cases} i_1 + i_{m_1} - C_s \cdot \frac{dv_{s_1}}{dt} = 0 \\ i_2 + i_{m_2} - C_s \cdot \frac{dv_{s_2}}{dt} = 0 \\ i_2 + i_{m_2} - C_s \cdot \frac{dv_{s_2}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (C.14)$$

or $i_{m_1} + i_{m_2} + i_{m_3} = 0$,

d'où la relation suivante :

$$\begin{cases} 2.i_1 + i_2 + 2.i_{m_1} + i_{m_2} - C_s \cdot \frac{du_{s_1}}{dt} = 0 \\ i_1 + 2.i_2 + i_{m_1} + 2.i_{m_2} - C_s \cdot \frac{du_{s_2}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (C.15)$$

On constate que l'on retrouve l'équation (C.13) avec des condensateurs dont la valeur C_s a été divisée par 3.

D. Transistors

Les transistors utilisés doivent répondre aux critères suivants :

- tension de claquage supérieure à $500 V$ pour une utilisation sur un réseau triphasé $127/220 V$,
- courant supporté supérieur à $20 A$,
- chaque module doit contenir au moins deux transistors et deux diodes en antiparallèle dont toutes les bornes sont accessibles et séparées (en particulier D et S) afin de réaliser un I.B.B.C. en les montant tête bêche avec un minimum d'encombrement.

Le choix s'est porté sur les modules *P2HM755H* de chez *Nihon Inter Electronics Corporation (NIEC)* contenant deux groupes transistors *CMOS* - diodes en antiparallèle séparés dans un même boîtier.

Remarque : une étude exhaustive des solutions serait intéressante pour les remplacer par des composants moins coûteux et plus disponibles.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_c = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Characteristics	Symbol	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = V_{DSS}, V_{GS} = 0V$	—	—	1	mA
		$T_J = 125^\circ\text{C}, V_{DS} = V_{DSS}, V_{GS} = 0V$	—	—	4	
Gate-Source Threshold Voltage	$V_{GS(th)}$	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 5\text{mA}$	2	3.1	4	V
Gate-Source Leakage Current	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20V, V_{DS} = 0V$	—	—	0.5	μA
Static Drain-Source On-State Resistance	$R_{DS(on)}$	$V_{GS} = 10V, I_D = 35A$	—	70	76	$\text{m}\Omega$
Drain-Source On-State Voltage	$V_{DS(on)}$	$V_{GS} = 10V, I_D = 35A$	—	2.9	3.2	V
Forward Transconductance	g_{fs}	$V_{DS} = 15V, I_D = 35A$	—	45	—	S
Input Capacitance	C_{iss}	$V_{GS} = 0V,$ $V_{DS} = 25V,$ $f = 1\text{MHz}$	—	14	—	nF
Output Capacitance	C_{oss}		—	1.8	—	nF
Reverse Transfer Capacitance	C_{rss}		—	0.4	—	nF
Turn-On Delay Time	$t_{d(on)}$		$V_{DD} = 1/2 \text{ Rated } V_{DSS}$ $I_D = 35A$ $V_{GS} = -5V, +10V$ $R_G = 5\Omega$	—	180	—
Rise Time	t_r	—		240	—	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{d(off)}$	—		520	—	ns
Fall Time	t_f	—		130	—	ns

SOURCE-DRAIN DIODE RATINGS AND CHARACTERISTICS ($T_c = 25^\circ\text{C}$)

Continuous Source Current	I_S	DC	—	—	53	A
Pulsed Source Current	I_{SM}		—	—	150	A
Diode Forward Voltage	V_{SD}	$I_S = 75A$	—	—	1.7	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$I_S = 75A$	—	70	—	ns
Reverse Recovered Charge	Q_R	$-di/dt = 100A/\mu\text{s}$	—	0.15	—	μC

THERMAL & MECHANICAL SPECIFICATIONS

Thermal Resistance	Junction to Case	$R_{th(j-c)}$	MOSFET	—	—	0.25	$^\circ\text{C/W}$
			Source-Drain Diode	—	—	2.0	
	Case to Heat Sink	$R_{th(c-f)}$	Mounting surface flat, smooth, and greased.	—	—	0.1	
Mounting Torque	F_{tor}		Busbar to Main Terminal (M5 Screw)	15	17	20	Kg·cm
			Module Base to Heat Sink (M6 Screw)	20	25	30	

Fig. 1 - Power Vs. Temperature Derating

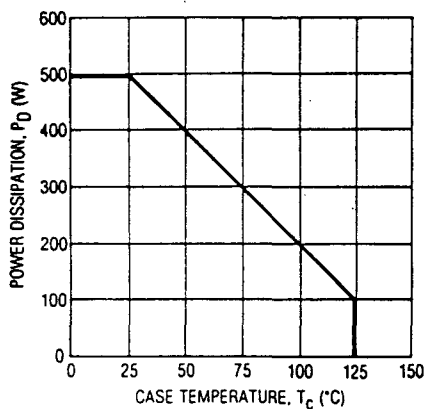


Fig. 2 - Typical Output Characteristics

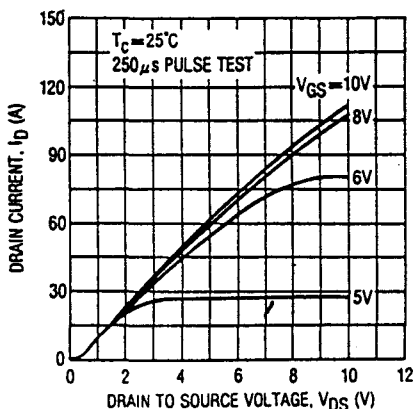


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

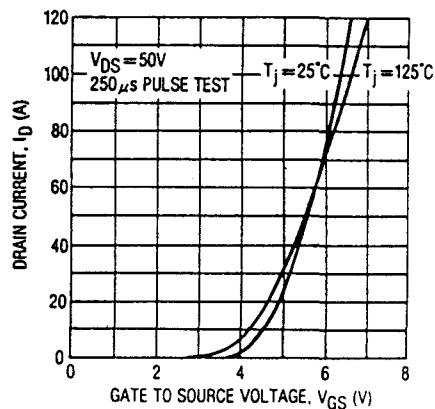


Fig. 4 - Typical Transconductance Vs. Drain Current

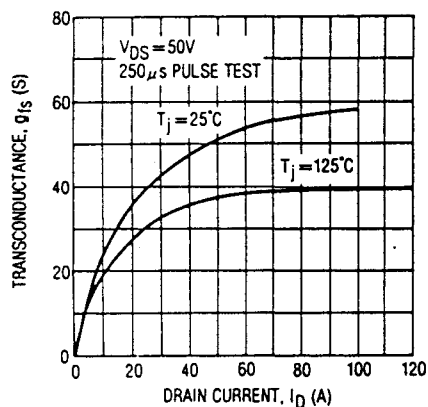


Fig. 5 - Typical Drain-Source On-Voltage Vs. Gate-Source Voltage

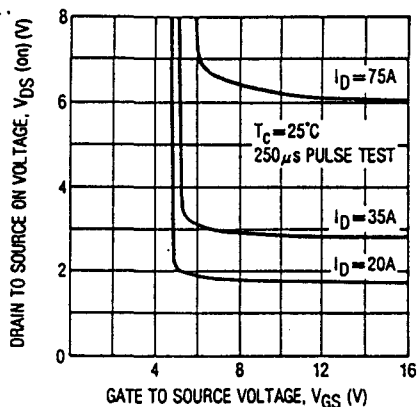


Fig. 6 - Typical Drain-Source On Voltage Vs. Junction Temperature

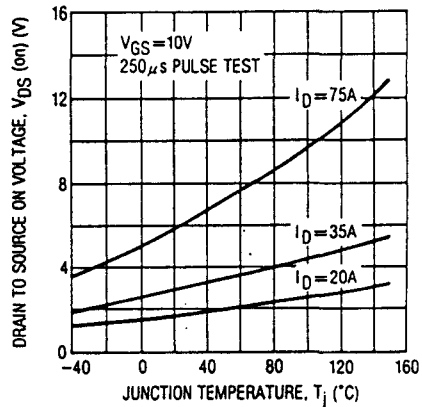


Fig. 7 - Typical Capacitance Vs. Drain-Source Voltage

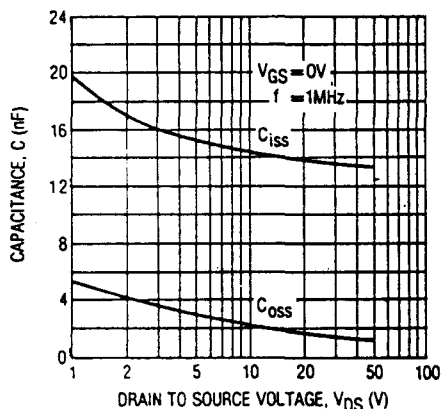


Fig. 8 - Typical Gate Charge Vs. Gate-Source Voltage

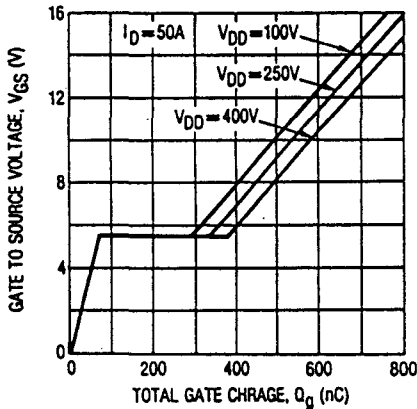


Fig. 9 - Typical Switching Time Vs. Series Gate Impedance

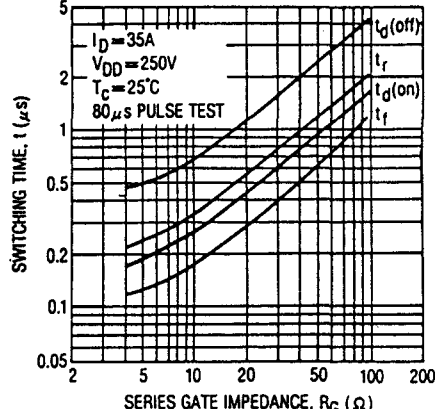


Fig. 10 - Typical Switching Time Vs. Drain Current

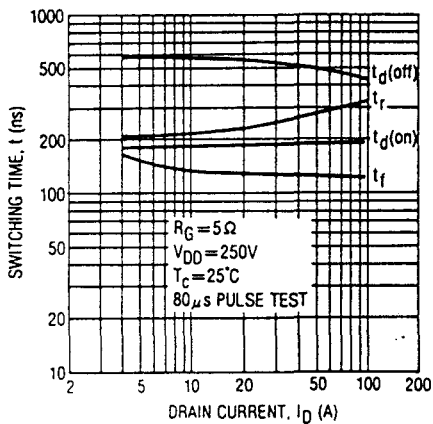


Fig. 11 - Typical Source-Drain Diode Forward Characteristics

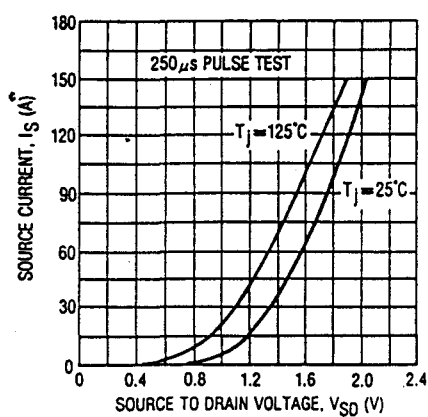


Fig. 12 - Typical Reverse Recovery Characteristics

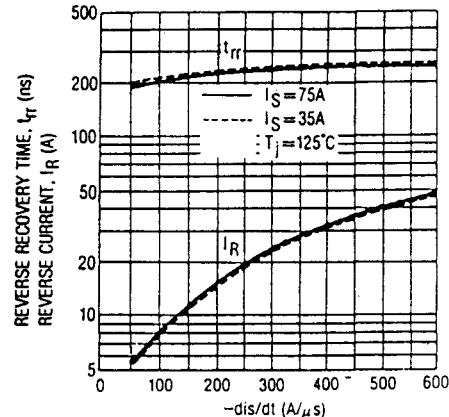


Fig. 13 - Maximum Safe Operating Area

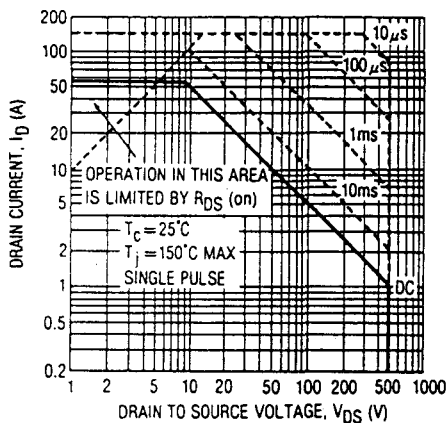


Fig. 14-1 Normalized Transient Thermal Impedance (MOSFET)

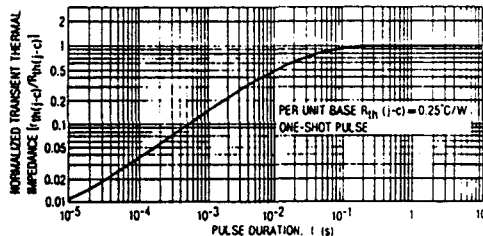


Fig. 14-2 Normalized Transient Thermal Impedance (DIODE)

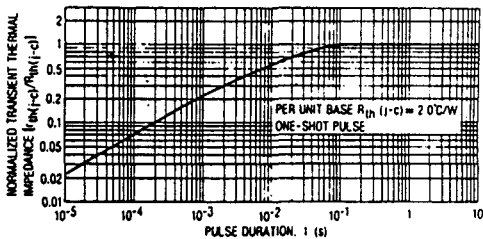


Fig. 15-1 Switching Time Test Circuit

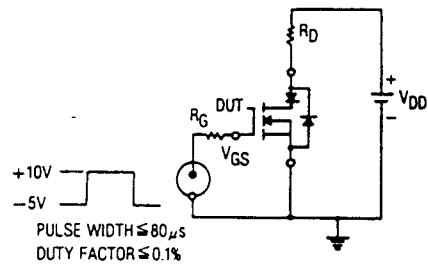


Fig. 15-2 Switching Time Waveforms

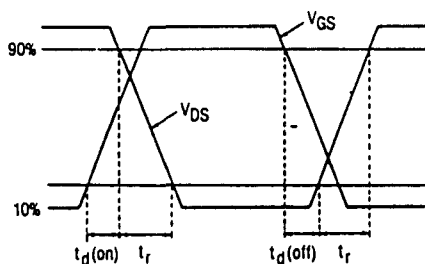
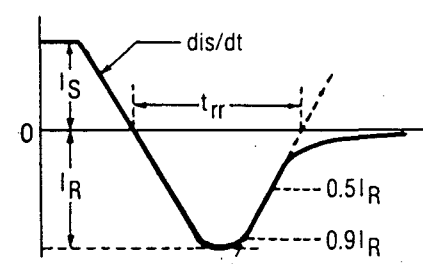


Fig. 16 - Diode Recovery Waveforms



E. Driver transistors

Le pilotage des transistors nécessite l'utilisation d'un composant particulier capable de délivrer une intensité suffisante pour les amorcer qui est appelé "drivers".

Le choix s'est porté sur le *MAX4429* de chez *MAXIM* qui est un driver simple à sorties inverseuses bon marché.

Le montage employé est présenté figure e.1 (chaque commande étant isolée par un opto-coupleur).

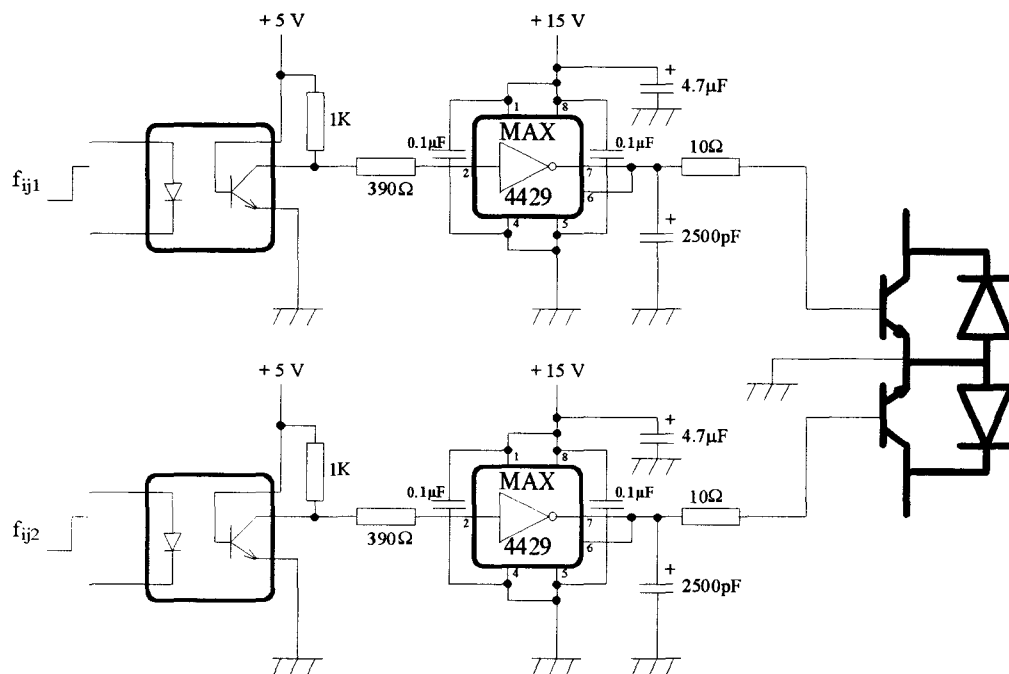


Figure E.1 : schéma du driver.

19-0039; Rev 0: 11/92



High-Speed, 6A Single MOSFET Drivers

General Description

The MAX4420, MAX4429 and MXT429 are single-output MOSFET drivers designed to translate TTL/CMOS inputs to high-voltage/high-current outputs. The low 1.5Ω output impedance and 6A peak current output allow them to rapidly switch high-capacitance power MOSFETs, improving efficiency.

A 40ns delay time and a 25ns rise or fall time (while driving 2500pF to 18V) minimize power losses during MOSFET switching transitions.

The MAX4420/MAX4429/MXT429 interface easily with either CMOS or bipolar switch-mode controllers because their logic inputs draw under 10μA. The outputs swing to within 25mV of GND or the power-supply rail, which can be 4.5V to 18V for the MAX4420/MAX4429, and 7V to 18V for the MXT429.

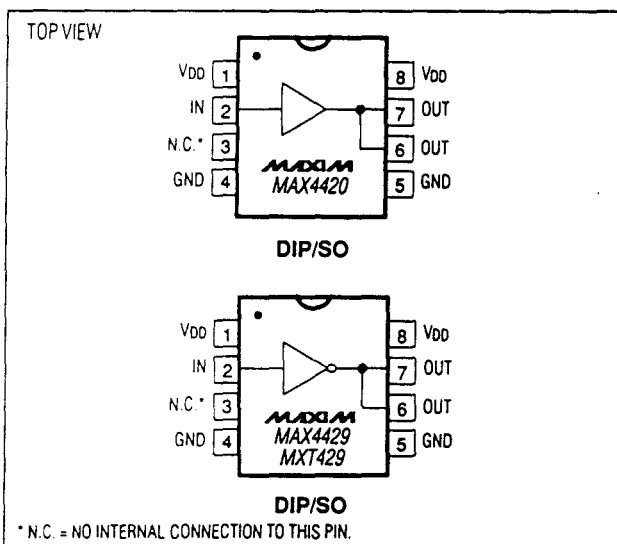
Power-supply quiescent current is typically 45μA and 450μA for logic input low and high, respectively. The MAX4420 has a non inverting output. The MAX4429 and MXT429 have inverting outputs.

For dual drivers, refer to the MAX626/MAX627/MAX628 and MAX4426/MAX4427/MAX4428 data sheets.

Applications

Switching Power Supplies
DC-DC Converters
Motor Controllers
Pin-Diode Drivers

Pin Configurations



Features

- ◆ TTL/CMOS Compatible ($I_{IN} \leq 10\mu A$)
- ◆ 4.5V to 18V Supply Range (MAX4420/MAX4429)
- ◆ 1.5Ω Output Resistance
- ◆ 6A Peak Output Current
- ◆ 40ns Delay Time
- ◆ 25ns Rise and Fall Times (2500pF Load)
- ◆ Output Swings to within 25mV of V_{DD} and GND

Ordering Information

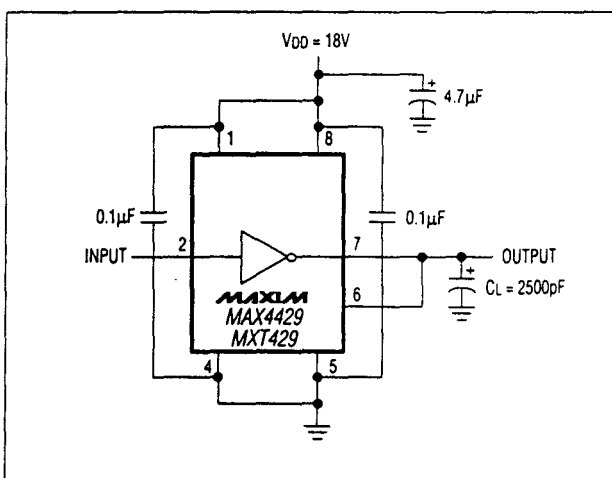
PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX4420CPA	0°C to +70°C	8 Plastic DIP
MAX4420CSA	0°C to +70°C	8 SO
MAX4420C/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX4420EPA	-40°C to +85°C	8 Plastic DIP
MAX4420ESA	-40°C to +85°C	8 SO
MAX4420MJA	-55°C to +125°C	8 CERDIP**
MAX4429CPA	0°C to +70°C	8 Plastic DIP
MAX4429CSA	0°C to +70°C	8 SO
MAX4429C/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX4429EPA	-40°C to +85°C	8 Plastic DIP
MAX4429ESA	-40°C to +85°C	8 SO
MAX4429MJA	-55°C to +125°C	8 CERDIP**

Ordering Information continued on last page.

* Dice are specified at $T_A = +25^\circ C$.

**Contact factory for availability and processing to MIL-STD-883 and DESC-SMD.

Typical Operating Circuit



MAX4420/MAX4429/MXT429

MAXIM

Maxim Integrated Products 1

Call toll free 1-800-998-8800 for free samples or literature.



High-Speed, 6A Single MOSFET Drivers

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage V _{DD} to GND	+20V
Input Voltage V _{IN}	-0.3V to (V _{DD} + 0.3V)
Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C)	
Plastic DIP (derate 9.09mW/°C above +70°C)	727mW
SO (derate 5.88mW/°C above +70°C)	471mW
CERDIP (derate 8.00mW/°C above +70°C)	640mW

Operating Temperature Ranges:

MAX442_C_, MXT429C_	0°C to +70°C
MAX442_E_, MXT429E_	-40°C to +85°C
MAX442_MJA, MXT429MJA	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +160°C
Lead Temperature (soldering, 10sec)	+300°C

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(MAX4420/MAX4429 V_{DD} = +4.5V to +18V, MXT429 V_{DD} = +7V to +18V, T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MAX4420/MAX4429			MXT429			UNITS	
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
Operating Range	V _{DD}		4.5		18	7		18	V	
Power Supply Current	I _{DD}	V _{IN} = 3V	T _A = +25°C		0.45	1.5	0.45		5.0	mA
			T _A = T _{MIN} to T _{MAX}				3.0	12.0		
		V _{IN} = 0V	T _A = +25°C		0.045	0.150	0.045		0.5	
			T _A = T _{MIN} to T _{MAX}				0.400	1.0		
Logic 1 Input Voltage	V _{IH}		2.4		2.4				V	
Logic 0 Input Voltage	V _{IL}				0.8		0.8		V	
IN Leakage Current	I _{IN}	V _{IN} = 0V to V _{DD}			±10		±10		µA	
Output High Voltage	V _{OH}	No load	V _{DD} - 25		V _{DD} - 25				mV	
Output Low Voltage	V _{OL}	No load			25		25		mV	
Peak Output Current	I _{OUT}	V _{DD} = 18V	T _A = +25°C		6		6		A	
Output Resistance	R _{OUT}	V _{DD} = 18V, I _{OUT} = 10mA, V _{IN} = 0.8V or 2.4V	T _A = +25°C		1.5	2.5	1.5		2.5	Ω
			T _A = T _{MIN} to T _{MAX}				5.0	5.0		
Rise Time (Note 1)	t _R	Figure 1	T _A = +25°C		25	30	25		35	ns
			T _A = T _{MIN} to T _{MAX}				60	70		
Fall Time (Note 1)	t _F	Figure 1	T _A = +25°C		25	30	25		35	ns
			T _A = T _{MIN} to T _{MAX}				60	70		
Delay Time (Note 1)	td1	Figure 1	T _A = +25°C		35	60	35		75	ns
			T _A = T _{MIN} to T _{MAX}				100	100		
	td2	Figure 1	T _A = +25°C		40	60	40		75	
			T _A = T _{MIN} to T _{MAX}				100	120		

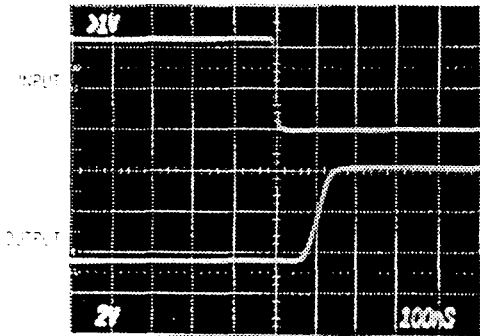
Note 1: Switching times guaranteed by design, not tested. See Figure 1 for timing measurement circuit, V_{DD} = 18V.

High-Speed, 6A Single MOSFET Drivers

Typical Operating Characteristics

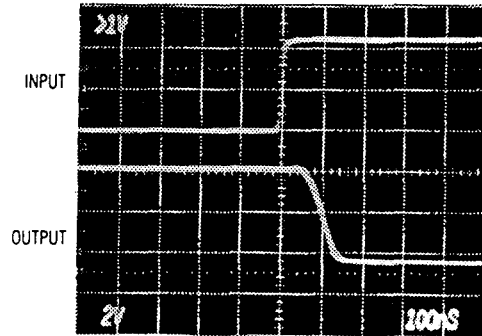
MAX4420/MAX4429/MXT429

MAX4429 SWITCHING SPEED (INPUT HIGH TO LOW)



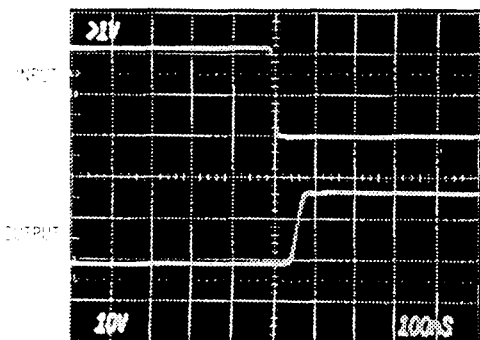
V_{DD} = 4.5V, C_L = 2500pF, TIME = 100ns/div.
 V_{IN} = 5V TO 0V
 T_A = +25°C

MAX4429 SWITCHING SPEED (INPUT LOW TO HIGH)



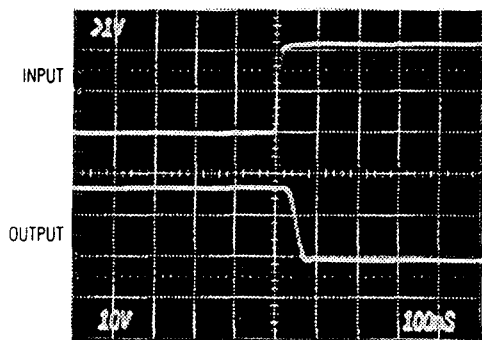
V_{DD} = 4.5V, C_L = 2500pF, TIME = 100ns/div.
 V_{IN} = 0V TO 5V
 T_A = +25°C

MAX4429 SWITCHING SPEED (INPUT HIGH TO LOW)



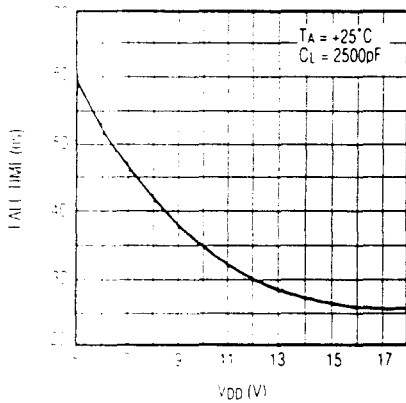
V_{DD} = 18V, C_L = 2500pF, TIME = 100ns/div.
 V_{IN} = 5V TO 0V
 T_A = +25°C

MAX4429 SWITCHING SPEED (INPUT LOW TO HIGH)

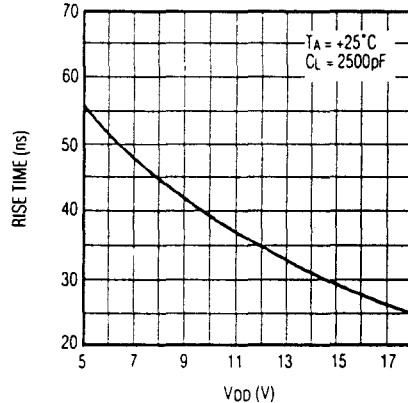


V_{DD} = 18V, C_L = 2500pF, TIME = 100ns/div.
 V_{IN} = 0V TO 5V
 T_A = +25°C

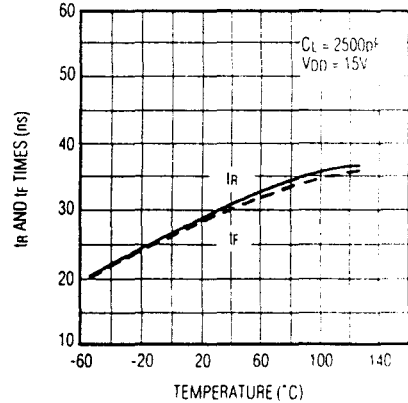
FALL TIME vs. POSITIVE SUPPLY VOLTAGE



RISE TIME vs. POSITIVE SUPPLY VOLTAGE



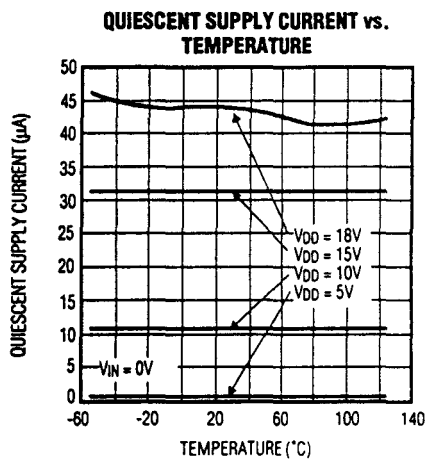
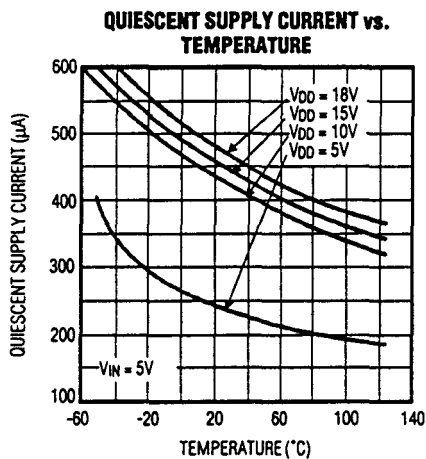
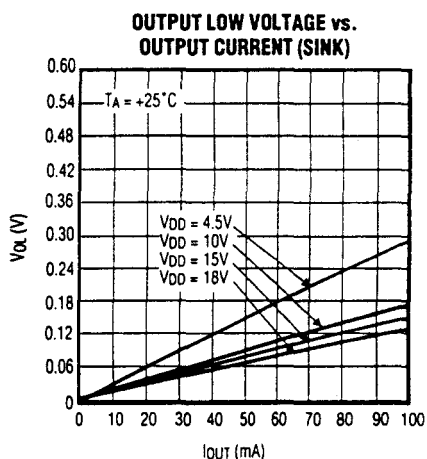
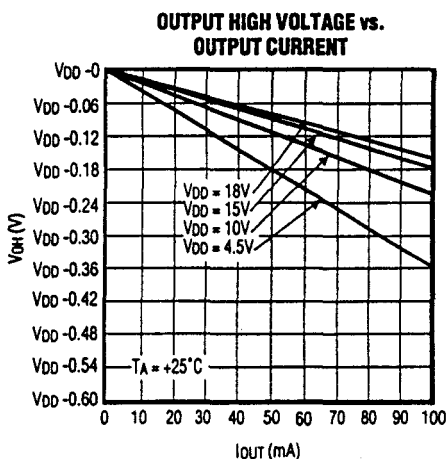
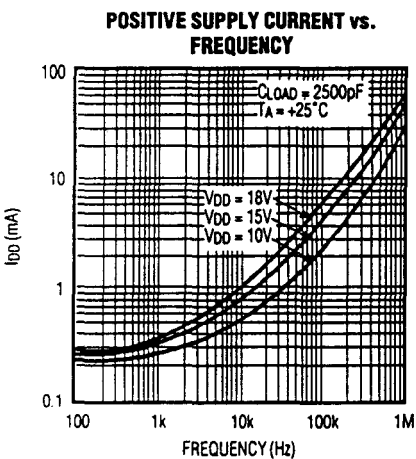
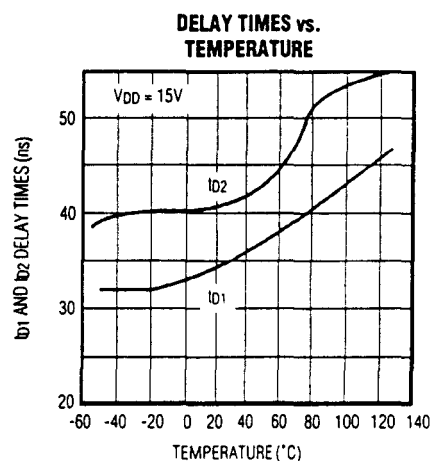
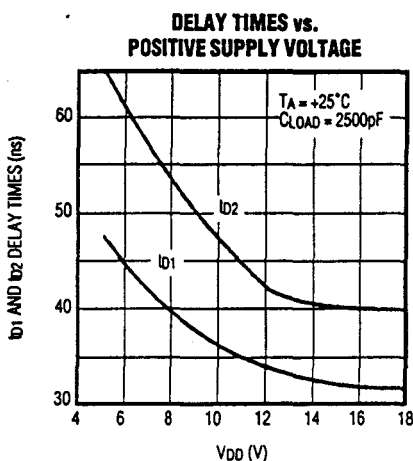
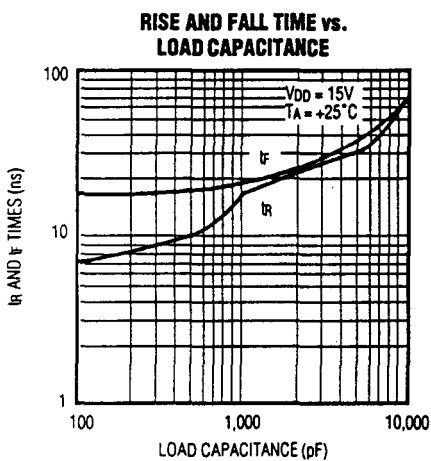
RISE AND FALL TIMES vs. TEMPERATURE



High-Speed, 6A Single MOSFET Drivers

MAX4420/MAX4429/MXT429

Typical Operating Characteristics (continued)



High-Speed, 6A Single MOSFET Drivers

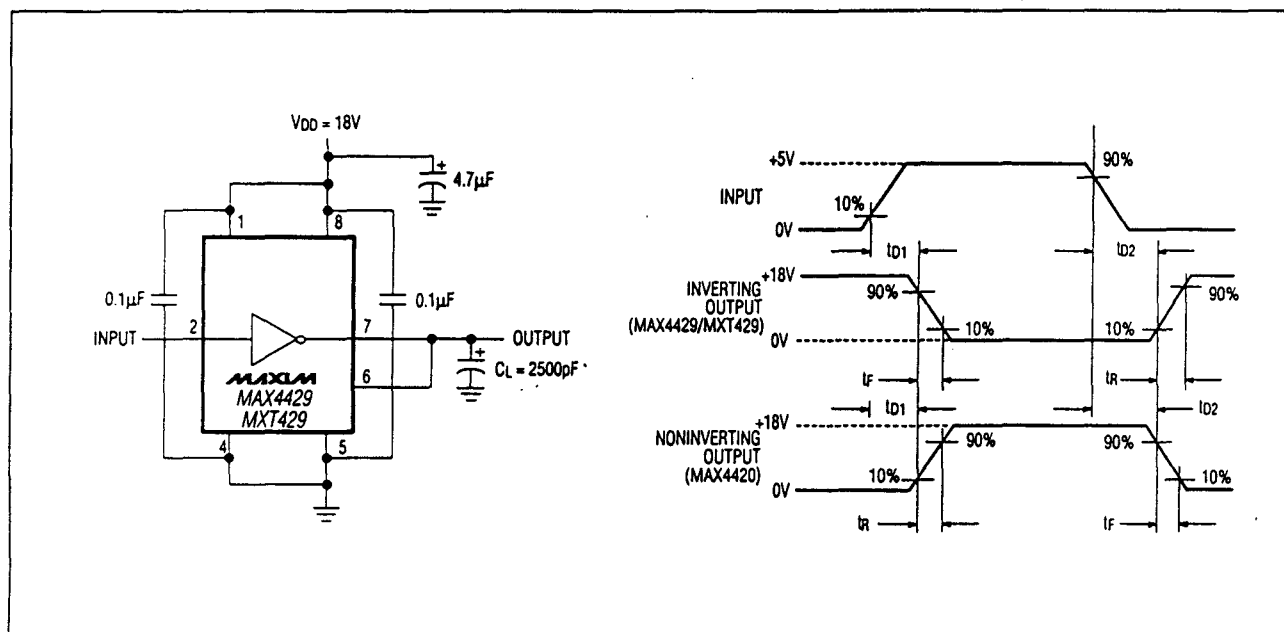


Figure 1. Switching-Time Measurement Circuit

Applications Information

The MAX4420/MAX4429/MXT429 have easy-to-drive inputs. However, the input must not be allowed to stay between V_{IH} and V_{IL} for more than 500ns. The power supply (V_{DD}) inputs must always be tied together, as should the outputs (OUT).

Supply bypassing and grounding are extremely important, as the peak supply and output currents can be greater than 6A. Ground drops are a form of negative feedback with inverters, and therefore will degrade the delay and transition time. Ringing may also be a problem with large $\Delta V/\Delta t$ and/or large AC currents.

Suggested bypass capacitors are a 4.7µF (low ESR) capacitor in parallel with 0.1µF ceramic capacitors, mounted as close as possible to the device. Use a ground plane if possible, or separate ground returns for inputs and outputs. Ringing can be minimized with a 5Ω resistor in series with the output, but this will degrade output transition time.

Power Dissipation

Power dissipation of the MAX4420/MAX4429/MXT429 consists of:

- 1) input inverter losses
- 2) crowbar current through the output devices
- 3) output current (either capacitive or resistive).

The sum of these must be kept below the maximum power-dissipation limit.

The DC input inverter losses are typically 45µA when the input is low and 450µA when the input is high.

The crowbar current through an output device making a transition is approximately 100mA for a few nanoseconds. This is a small portion of the total supply current, except for high switching frequencies or a small load capacitance (100pF).

The MAX4420/MAX4429/MXT429 power dissipation when driving a ground referenced resistive load is:

$$P = D \times R_{ON(max)} \times I_{LOAD}^2$$

where D is the percentage of time the MAX4420/MAX4429/MXT429 output pulls high, $R_{ON(max)}$ is the maximum on resistance of the device with the output high, and I_{LOAD} is the load current of the MAX4420/MAX4429/MXT429.

For capacitive loads, the power dissipation is:

$$P = C_{LOAD} \times V_{DD}^2 \times FREQ$$

where C_{LOAD} is the capacitive load, V_{DD} is the MAX4420/MAX4429/MXT429 supply voltage, and $FREQ$ is the toggle frequency.

F. Condensateurs

Les condensateurs retenus sont des condensateurs *MKP 1.44* ($25\mu F-400$ *Vac*) de chez *Arcotronics* dont voici les caractéristiques.

INTRODUCTION

The technological development of thyristors started an ever increasing widespread use of industrial power electronics. Many applications are based on forced commutation by means of capacitors.

The 1.44 series capacitors have been just designed for forced commutation of thyristors (SCR), protection (SNUBBER) and filtering.

They are wound in such a way to provide a minimum Series inductances (ESL) and a very low. Series Resistance (ESR), to reduce power dissipation. With these characteristics, the 1.44 series can withstand very high current peaks and RMS currents.

These values are obtained using dielectrics which offer very low losses and give high stability of the capacitance versus temperature and time.

All the internal contacts are soldered to assure maximum reliability.

The tight construction of the case guarantees complete protection against external pollutants. Furthermore, the dry execution avoids the unpleasant consequences of oil leaks which may be harmful or non biodegradable, and gives advantage of assembling these capacitors in any position without problems. The self healing metallized electrodes can withstand voltage transient exceeding the rated voltage without causing short circuits.

The capacitors for power electronics shown in this catalogue are only the most common models, but many others are normally in production or in development. For particular requirements please contact directly the local office.

GENERAL TECHNICAL DATA

The capacitive element is wound on high speed automated machines, in cylindrical shape, non inductive, self-healing, surge proof with low loss metallized plastic films. Terminations are connected to the electrodes through metal sprayed front ends, ensuring high contact reliability and low ESR.

Terminations

Standard terminations are provided by means of two M6 screws with a maximum driving torque of 4 Nm or two M10 screws with a max driving torque of 6 Nm, Nickel coated.

Upon request it is possible to supply single or double tinned faston 6.35×0.8 mm, and also mini-faston 2.8×0.5 mm.

Axial capacitors are provided with tinned copper wire terminations with diameter of 1 mm (18 AWG).

Markings

Black colour. Data shown: Arcotronics trade mark, Series number, Capacitance in microfarad, tolerance in % Rated D.C. and A.C. Voltage, operating temperature range in degrees Centigrade, coded climatic class and reliability data according to DIN 40040, Self-Healing property SH, Year and month of production coded in accordance with DIN 41314 standard showed in following table:

Year Code

1986	U
1987	V
1988	W
1989	X
1990	A
1991	B
1992	C
1993	D
1994	E
1995	F
1996	G
1997	H

Month Code

January	1
February	2
March	3
April	4
May	5
June	6
July	7
August	8
September	9
October	0
November	N
December	D

ARCOTRONICS
MKP 1.44/A
20 μ F \pm 5%
 $U_N = 400V$
 $U_{RMS} = 250 V$
-40...+85°C
GPD / LS

SH V2

SPECIFICATIONS AND TEST METHODS

— **Capacitance: C (μF)**

The rated capacitance measured at $20^\circ\text{C} \pm 5^\circ\text{C}$ at 1 KHz.

— **Tolerance**

The maximum admitted deviation from the rated value or the capacitance measured at $20^\circ\text{C} \pm 5^\circ$. The standard capacitance tolerances are: $\pm 5\%$ code J, $\pm 10\%$ code K.

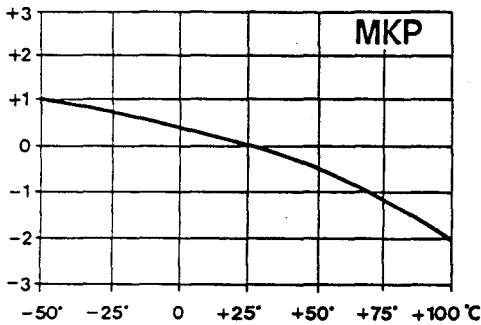
— **Capacitance change versus temperature**

The capacitance change from nominal value at $20^\circ\text{C} \pm 5^\circ\text{C}$ over specified temperature range. Typical capacitance change versus temperature is shown in the following diagrams.

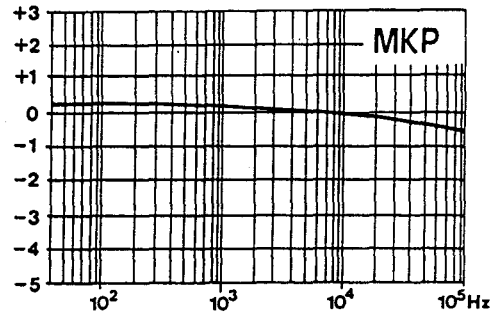
— **Capacitance change versus frequency**

Typical capacitance change versus frequency is:

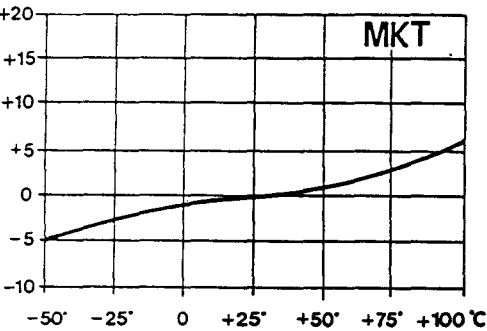
$\frac{\Delta C}{C} \%$ METALLIZED POLYPROPYLENE



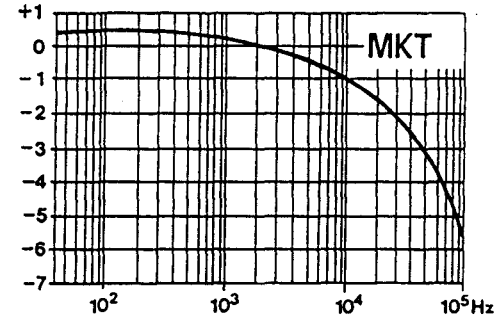
$\frac{\Delta C}{C} \%$ METALLIZED POLYPROPYLENE



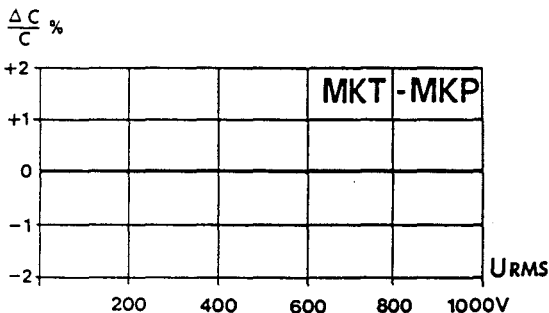
$\frac{\Delta C}{C} \%$ METALLIZED POLYESTER



$\frac{\Delta C}{C} \%$ METALLIZED POLYESTER



Capacitance change versus A.C. operating voltage.



The capacitance does not change versus A.C. Voltage.

— **Rated D.C. Voltage: U_n**

The maximum operating peak recurrent voltage of either polarity but of a non reversing type waveform marked on the capacitor.

— **Rated A.C. Voltage: U_{RMS}**

The maximum RMS value of the sinusoidal alternating voltage marked on the capacitor.

— **Non recurrent surge voltage: U_{PK}**

The maximum non recurrent peak D.C. voltage that may be applied in either polarity for a limited number of times.

The application of higher than rated peak voltage U_{PK} may result in premature failure of the dielectric.

— **U_{RMS} trapezoidal** - The RMS value of trapezoidal A.C. voltage at which the capacitor will provide full rated life.

— **U_{RMS} Max** - The Max RMS sinus A.C. 50/60 Hz voltage value that may be applied to the capacitor without damage but with reduced life.

- **Voltage test between terminals: U_{π}**
All capacitors are tested at $20^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$ for 10S to one or both the following voltages:

D.C. Test Voltage: $2.5 U_{N/2}$

A.C. Test Voltage: $1.5 U_{RMS}$

- **Voltage test between terminals and case: $U_{\tau c}$**
The standard test conditions are 3 kV_{RMS} sinus at 50 Hz, $20^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$ for 1 minute, no breakdown discharges are admitted.

- **Self-healing: SH**

The 1.44 series capacitors for Power Electronics are wound with vacuum metallized films with the self-healing characteristics.

Electrical discharges between electrodes may thus occur during operation without damaging dielectric producing only a negligible capacitance reduction.

- **Operating temperature - Climatic category - Reliability Data**

All capacitors for Power Electronic are in Accordance with Standard DIN 40040.

Metal case execution: DIN 40040 GPD/LS.

G = -40°C , P = $+85^{\circ}\text{C}$,

D = average humidity $\geq 80\%$,

L = failure quota $300/10^9$ components hours,

S = load duration 30,000 hours.

Polyester film coated execution: DIN 40040 GPE/LS.

E = average humidity $\geq 75\%$.

- **Storage temperature**

The range over which the capacitor may be stored unenergized, with no degradation is $-55 \dots +105^{\circ}\text{C}$.

- **Altitude**

The maximum allowable altitude is of 2200 meters.

- **Dissipation Factor DF ($\text{tg} \delta$)**

Two values are specified:

1) $\text{tg} \delta$ max, that represents the maximum guaranteed value.

2) $\text{tg} \delta$ typ, that is the typical value of the capacitors.

The $\text{tg} \delta$ value is measured at $20^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$ at 1 KHz.

The max error of $\text{tg} \delta$ measurement is less than $\pm 1 \times 10^{-4} \pm 10\%$ of the measured value.

Note: the measurements of capacitance and $\text{tg} \delta$ of capacitors MKP 1.44/3 are carried out at 50 Hz.

- **Equivalent Series Inductance: ESL**

The capacitor has certain inductance due to the length of connections and capacitive element, the sum of these stray inductances represents the Equivalent Series Inductance. The value indicated, is typical and is measured at $20^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$ and at self-resonance frequency, it is expressed in nano-Henry (nH).

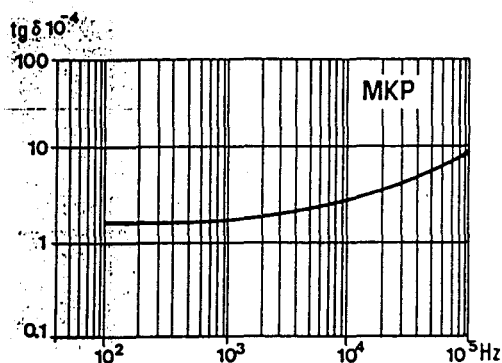
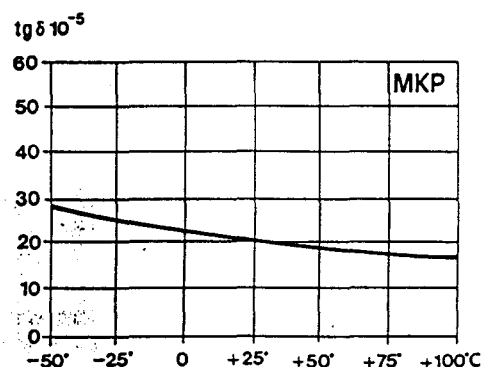
- **Equivalent Series Resistance: ESR**

The ESR is the equivalent series resistance due to resistivity of electrodes, internal connections and dielectric losses.

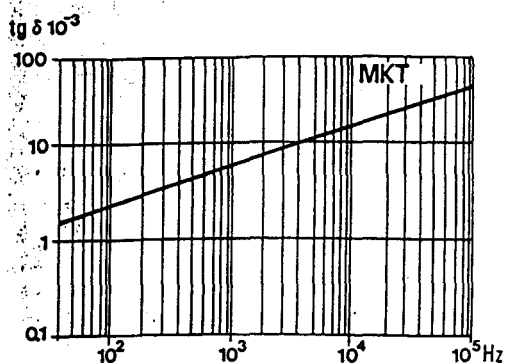
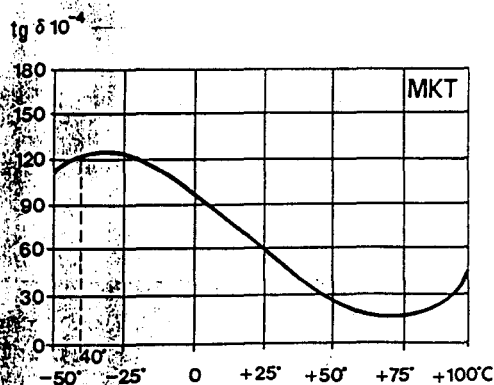
The ESR is measured in milliohm ($\text{m}\Omega$) at $20^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$ and 10KHz.

The $\text{tg} \delta$ value changes with temperature and frequency as follows:

METALLIZED POLYPROPYLENE



METALLIZED POLYESTER



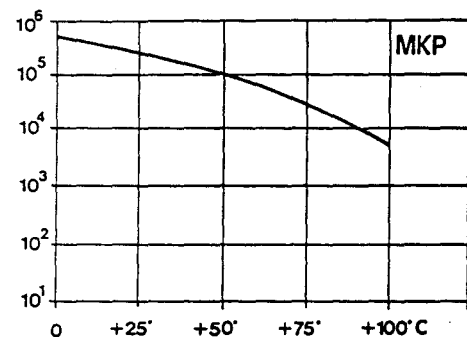
— Insulation Resistance - I.R.

The insulation resistance between terminals is expressed by means of the discharge time constant R.C. according to DIN 41180.

The standard guaranteed value is of $RC \geq 3000$ sec. measured for 1 minute at 100 Vdc and at $20^\circ\text{C} \pm 5^\circ\text{C}$. Climatic category: 40/85/21 according to IEC 68-1. Temperature influences insulation resistances as follows:

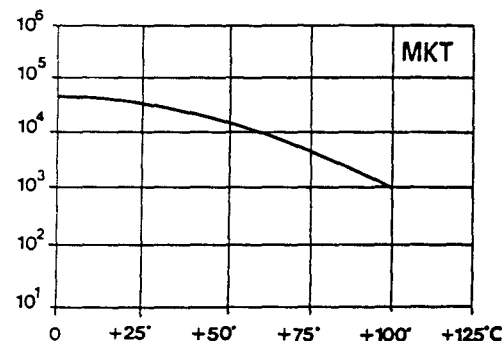
METALLIZED POLYPROPYLENE

M.Ω μF



METALLIZED POLYESTER

M.Ω μF



— I.R. - between terminals and case.

Applying a D.C. voltage of 500 Vdc the capacitor displays a resistance value higher than $3 \cdot 10^4 \text{M}\Omega$.

— Rated Insulation Voltage: U_i

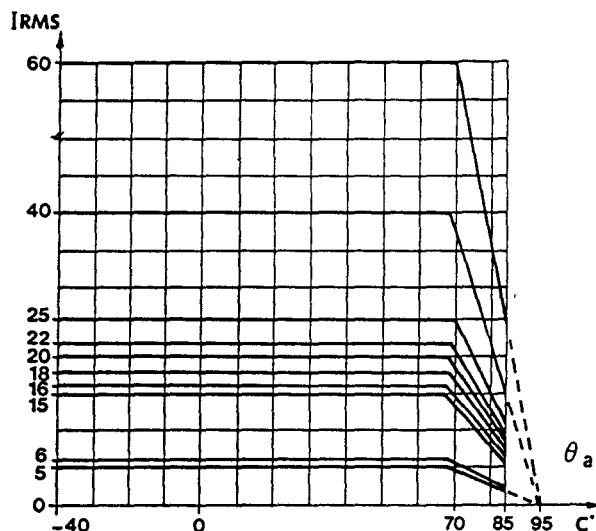
The rated insulation voltage is the RMS value of the A.C. Voltage for which the capacitor insulation between terminals and case is designed.

— Rated RMS current: I_{RMS}

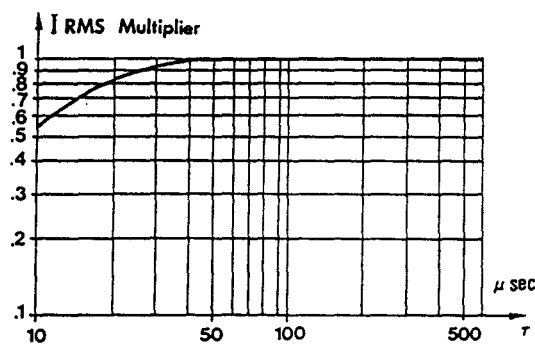
The rated RMS current is the highest permissible RMS value of the continuous current flowing through the capacitor at the max case temperature of 70°C .

The rated RMS current I_{RMS} must be derated taking into account the ambient temperature θ_A and the skin effect due to the duration of peak current time τ according to the following diagrams:

RATED RMS CURRENT VERSUS TEMPERATURE



RATED RMS CURRENT VERSUS PULSE CURRENT DURATION τ



— Pulse Duration: τ

Duration of the charge/discharge process from one voltage state to the other without overshoot or continued oscillations.

— Thermal Dissipation Coefficient: K

The thermal dissipation coefficient K is the typical value that allows to calculate the temperature rise of capacitor case over ambient temperature in operating conditions.

$$\Delta T = K ESR I_{RMS}^2 (\text{°C})$$

— Voltage rise time: du/dt

This value shows the maximum voltage rise/fall time, it is expressed in volts per microsecond, and cannot be overcome.

— Peak Repetitive Current: I_{pkr}

The peak repetitive current is the maximum value that the peak current can assume.

— Peak non Repetitive Current: I_{pkn}

The peak non repetitive current is the maximum admissible non periodic current peaks.

MKP 1.44 METALLIZED POLYPROPYLENE

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

700 V: RATED D.C. VOLTAGE - **400 V:** RATED A.C. VOLTAGE

500 Urms trapezoidal

900 UPK - D.C.

Code	C μF	K	Tg ¹⁰ -4		ESR typ. mΩ	ESL typ. nH	du/dt V/μs	I _{RMS} A	I _{PKR} A	I _{PKN} A	Fig.	Bolt		Case		APPROX. WEIGHT g	
			max	typ								Ø2	H	Ø1	L		L1
C44AJFP 4500ZAO	5	13	8	2	3	20	50	16	250	300	1	M8	10	45	80	96	135
C44AJFP 4600ZAO	6	13	8	2	3	19	50	16	300	360	1	M8	10	45	80	96	135
C44AJFP 4750ZAO	7,5	10.3	10	3	3	18	50	18	375	450	1	M8	10	45	80	96	135
C44AJFP 5100ZAO	10	10	10	3	3	18	50	18	500	600	1	M8	10	50	101	117	200
C44AJFP 5150ZAO	15	5.3	15	6	3	17	40	25	600	750	1	M8	10	50	101	117	200
C44AJFP 5200ZDO	20	5.3	15	10	3	16	40	25	800	1000	1	M8	10	50	101	117	200
C44AJGP 5220ZAO	22	5.3	15	10	3	16	40	25	880	1100	1	M12	12.5	55	101	117	235
C44AJGP 5250ZAO	25	5.3	15	10	3	17	40	25	1000	1250	1	M12	12.5	60	101	117	240
C44AJGP 5300ZAO	30	5.3	15	15	3	17	30	25	900	1200	1	M12	12.5	55	138	154	300
C44AJLP 5300ZAO	30	3.1	15	7	2	18	40	40	1200	1500	2	M12	12.5	47×89	101	117	450
C44AJGP 5330ZAO	33	5.3	15	10	3	18	30	25	990	1320	1	M12	12.5	60	138	154	310
C44AJGP 5400ZAO	40	4	25	15	4	15	30	25	1200	1600	1	M12	12.5	60	138	154	310
C44AJGP 5500ZAO	50	4	25	15	4	13	30	25	1500	2000	1	M12	12.5	65	138	154	360
C44AJGP 5500ZAO	55	4	25	15	4	13	30	25	1650	2200	1	M12	12.5	70	138	154	530
C44AJGP 5600ZAO	60	4	25	15	4	11	30	25	1800	2400	1	M12	16.5	76	138	154	625
C44AJGP 5700ZAO	70	4	25	15	4	10	30	25	2100	2800	1	M12	16.5	76	138	154	625
C44AJGR 5750ZAO	75	4	25	15	4	10	30	25	2250	3000	1	M12	16.5	85	137	164	770
C44AJGR 6100ZAO	100	2	15	10	3	12	40	40	4000	4500	1	M12	16.5	85	177	204	1040

850 V: RATED D.C. VOLTAGE - **450 V:** RATED A.C. VOLTAGE

600 Urms trapezoidal

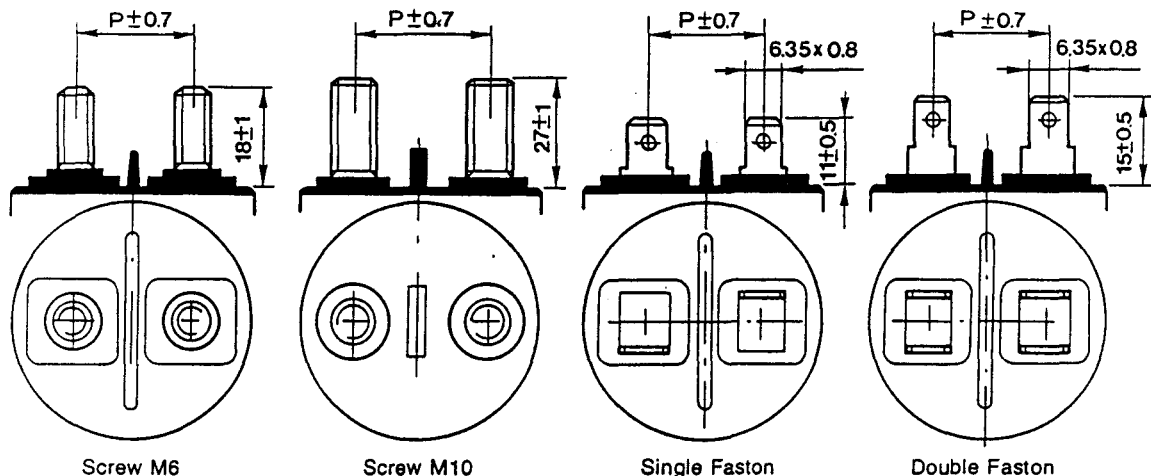
1000 UPK - D.C.

Code	C μF	K	Tg ¹⁰ -4		ESR typ. mΩ	ESL typ. nH	du/dt V/μs	I _{RMS} A	I _{PKR} A	I _{PKN} A	Fig.	Bolt		Case		APPROX. WEIGHT g	
			max	typ								Ø2	H	Ø1	L		L1
C44AMFP 4300ZAO	3	7.8	10	5	5	20	60	16	180	200	1	M8	10	45	80	96	135
C44AMFP 4500ZAO	5	7.8	10	5	5	20	60	16	300	350	1	M8	10	45	80	96	135
C44AMFP 4600ZAO	6	6.2	10	5	5	20	60	18	360	420	1	M8	10	45	80	96	135
C44AMFP 4750ZDO	7.5	4.1	10	6	5	27	50	22	375	450	1	M8	10	50	101	117	200
C44AMFP 4800ZAO	8	4.1	10	6	5	25	50	22	400	480	1	M8	10	50	101	117	200
C44AMFP 5100ZDO	10	3.2	10	6	5	20	50	25	500	600	1	M8	10	50	101	117	200
C44AMGP 5150ZAO	15	2	10	7	8	20	50	25	750	900	1	M12	12.5	60	101	117	240
C44AMGP 5200ZAO	20	2.6	10	7	6	20	50	25	1000	1200	1	M12	12.5	65	101	117	310
C44AMPLP 5200ZBO	20	1.5	10	5	4	26	50	40	1000	1200	2	M12	12.5	47×89	101	117	450
C44AMGP 5220ZAO	22	3.2	12	7	5	20	40	25	880	1100	1	M12	12.5	55	138	154	300
C44AMPLP 5220ZAO	22	1.6	7	4	3	26	50	40	1100	1320	2	M12	12.5	47×89	101	117	450
C44AMGP 5250ZAO	25	3.2	15	8	5	20	40	25	1000	1250	1	M12	12.5	55	138	154	300
C44AMGP 5300ZAO	30	3.2	15	8	5	20	40	25	1200	1500	1	M12	12.5	60	138	154	315
C44AMGP 5330ZAO	33	3.2	15	10	5	18	40	25	1320	1650	1	M12	12.5	65	138	154	360
C44AMGP 5350ZAO	35	3.2	15	10	5	18	40	25	1400	1750	1	M12	12.5	65	138	154	360
C44AMGP 5400ZAO	40	3.2	15	10	5	18	40	25	1600	2000	1	M12	12.5	70	138	154	530
C44AMGR 5500ZAO	50	3.2	20	10	5	18	40	25	2000	2500	1	M12	16.5	76	138	154	625
C44AMGR 5600ZAO	60	3.2	20	10	5	18	40	25	2400	3000	1	M12	16.5	85	137	164	770

MKP 1.44 METALLIZED POLYPROPYLENE

TERMINATIONS

The standard execution is provided with screw terminations and Bolt; upon request single or double faston connections can be supplied.



Screw M6

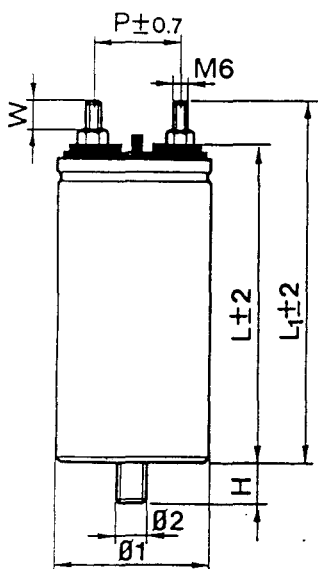
Screw M10

Single Faston

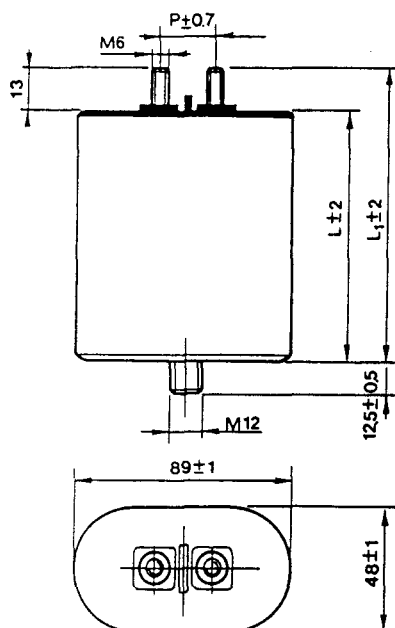
Double Faston

DRAWINGS

All dimensions in millimeters



Case	Brass Screw Terminations						Bolt			
	Diameter Ø1	Pitch P	W	Thread	Driving Torque Nm	Creepage Distance	Clearance In air	Ø2 Thread	H	Driving Torque Nm
45	22.5	13	M6	4	14	10	M8	10	4	4
50	22.5	13	M6	4	14	10	M8	10	4	4
55	22.5	13	M6	4	16	10	M12	12.5	8	8
60	22.5	13	M6	4	18	10	M12	12.5	8	8
65	22.5	13	M6	4	20	10	M12	12.5	8	8
70	22.5	13	M6	4	22	10	M12	12.5	8	8
76	35	13	M6	4	18	22	M12	16.5	8	8
85	35	25	M10	7	22	22	M12	16.5	8	8



Case Dimensions		Bolt			Brass Screw Terminations					
L ± 2	L1 ± 2	Ø2 Thread	H	Driving Torque Nm	Pitch P	W	Thread	Driving Torque Nm	Creepage distance	Clearance in air
101	117	M12	12.5	8	22.5	13	M6	4	22	10
136	152	M12	12.5	8	42	13	M6	4	22	22

G. Filtres

Afin d'éviter les problèmes de repliement de spectre, il est nécessaire de filtrer les mesures pour éliminer les harmoniques de rang élevé.

Le filtre retenu (cf. figure g.1) comporte deux étages :

- filtre passe bas,
- déphaseur pour remettre en phase le signal.

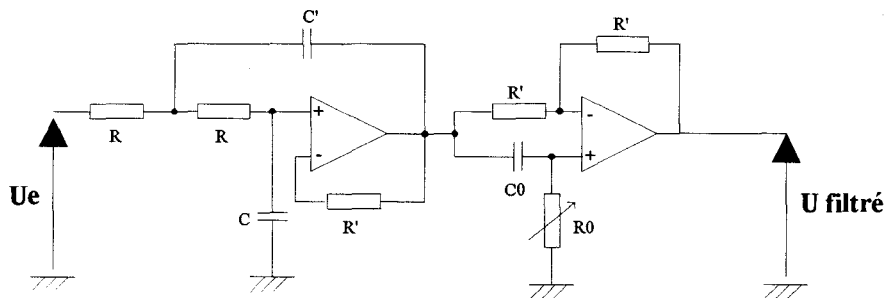


Figure G.1 : filtre capteur.

G.1 FILTRE DE SALLEN ET KEY

La fonction de transfert d'un tel filtre pas bas est :

$$\frac{s}{e} = \frac{1}{1 + 2.R.C.p + R^2.C.C'.p^2}$$

La fréquence de coupure choisie est de 5 kHz pour un fonctionnement à une fréquence de 10 kHz. L'amortissement étant réglé entre 0.7 et 1, on peut déterminer R, C, C' :

- $R = 4.7 \text{ k}\Omega$,
- $R' = 10 \text{ k}\Omega$,
- $C = 4.7 \text{ nF}$,
- $C' = 10 \text{ nF}$.

Afin de compenser le déphasage du filtre et celui éventuel des capteurs, on ajoute un déphaseur.

G.2 DEPHASEUR

La fonction de transfert d'un tel filtre déphaseur est :

$$\frac{s}{e} = \frac{R_0 \cdot C_0 \cdot p - 1}{R_0 \cdot C_0 \cdot p + 1}$$

On veut réaliser une avance de phase de $1.39e-2 \text{ rad}$ à une fréquence 50 Hz soit les valeurs de R_0 et C_0 :

- $R_0 = 100 \text{ k}\Omega$,
- $C_0 = 0.47 \text{ }\mu\text{F}$.

H. Correcteur résonnant

H.1 INTRODUCTION

Lorsqu'il s'agit de réguler un système soumis à un signal sinusoïdal, une première méthode consiste à faire usage des correcteurs à courant continu en démodulant le signal en amont du correcteur et en le remodulant en aval. Une autre méthode s'appuie sur un théorème de transposition de fréquence qui permet, soit de transformer un correcteur à courant continu en correcteur à courant alternatif, soit de définir la forme de la transmittance à donner à un quadripôle électrique pour lui faire jouer le rôle d'un correcteur à courant porteur.

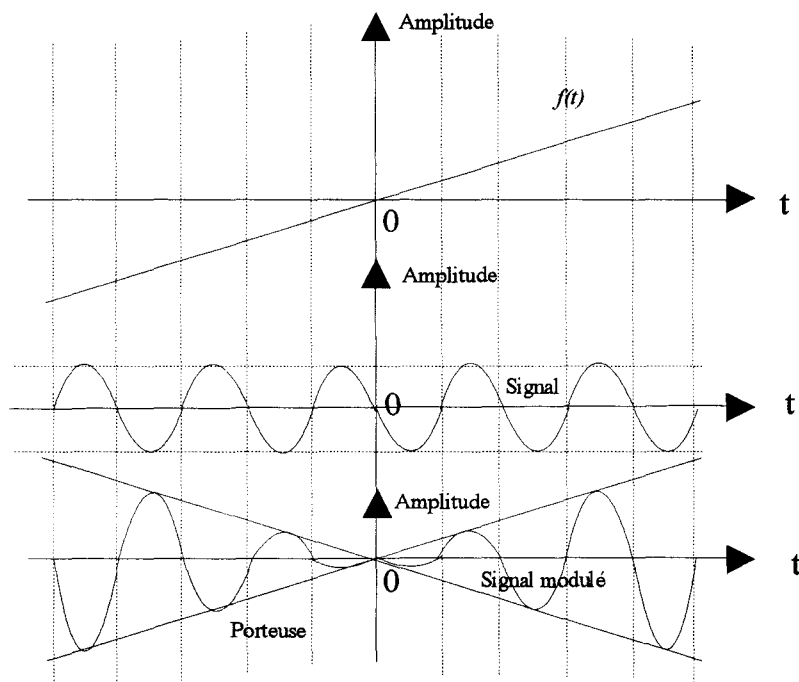


Figure H.1 : modulation d'amplitude avec suppression de la porteuse

Le type de modulation d'amplitude le plus couramment utilisé dans les systèmes asservis consiste à multiplier une porteuse $A_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)$ par le signal de modulation à transmettre $f(t)$; on obtient donc le signal modulé :

$$A_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \cdot f(t) \quad (\text{H.1})$$

La variation du signal modulé pour un signal de modulation $f(t) = k \cdot t$ de la figure h.1 nous montre que le signal modulé est en phase avec la porteuse pour $f(t)$ positif et en opposition de phase avec elle pour $f(t)$ négatif.

H.2 CAS DE LA MODULATION SINUSOÏDALE

Considérons en particulier un signal de modulation sinusoïdal :

$$f(t) = a_0 \cdot \cos(\omega \cdot t)$$

Le signal modulé est alors :

$$A_0 \cdot a_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) = \frac{1}{2} \cdot A_0 \cdot a_0 \cdot [\cos((\omega_0 + \omega) \cdot t) + \cos((\omega_0 - \omega) \cdot t)]$$

L'effet de la modulation de la porteuse de pulsation ω est de donner naissance à deux signaux sinusoïdaux de pulsations $(\omega_0 \pm \omega)$. Une fréquence négative n'ayant pas de réalité physique, il est clair que la pulsation de modulation ω doit être inférieure à la pulsation porteuse ω_0 ; sa limite théorique est la moitié de la pulsation porteuse, et sa limite pratique le tiers ou le quart. Cette circonstance impose donc une limite supérieure à la bande passante pouvant être obtenue avec une porteuse donnée.

Ceci étant, cherchons si connaissant un réseau correcteur en courant continu, il est possible d'en déduire un réseau ayant sur les composantes $(\omega_0 \pm \omega)$ de la porteuse de pulsation ω_0 , modulée à la pulsation ω , le même effet que le réseau en courant continu sur la pulsation ω ; en d'autres termes, cherchons s'il existe deux réseaux ayant la même impédance aux pulsations ω d'une part, $(\omega_0 \pm \omega)$ d'autre part. Dans l'affirmative, il sera possible de faire subir aux courbes de gain et de phase relatives au signal de modulation ω .

Une translation d'amplitude ω_0 le long de l'axe des fréquences, comme le montre la figure h.2 pour laquelle l'axe des fréquences est gradué en valeur arithmétique. On désigne par ω la pulsation courante relative au signal modulé.

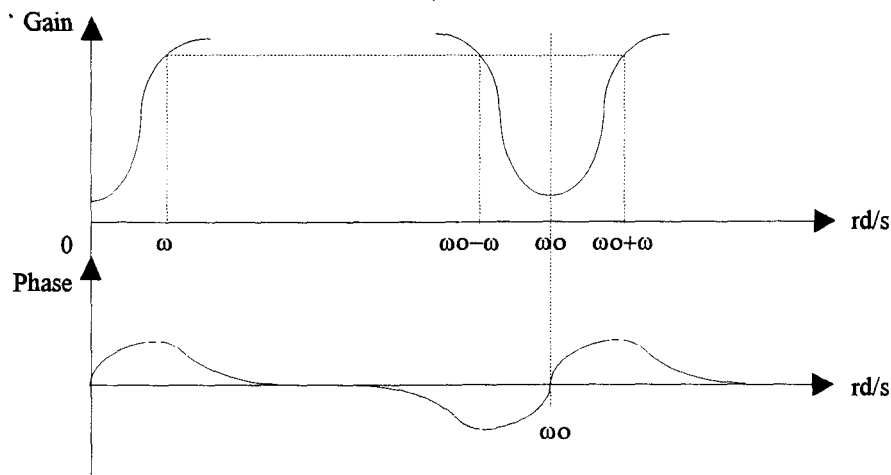
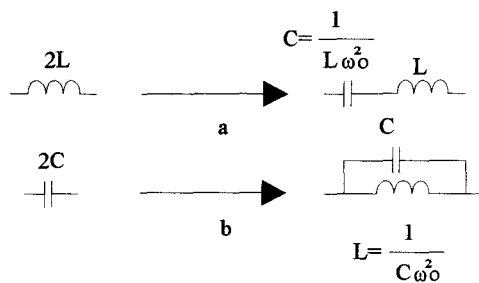


Figure H.2 : courbes de gain et de phase d'un correcteur à courant continu
et d'un correcteur à courant porteur

H.3 THEOREME DE LA TRANSPOSITION DE FREQUENCE



$$\omega = \frac{\omega_0}{2} \left(\frac{u}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{u} \right) \quad (\text{H.2})$$

$$S = \frac{\omega_0}{2} \left(\frac{s}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{s} \right)$$

Figure H.3 : théorème de transposition de fréquence

Montrons d'abord que les deux dipôles de la figure h.3 ont approximativement même impédance, le premier à la pulsation ω , le second aux pulsations $(\omega_0 \pm \omega)$, si ω est petit devant ω_0 . L'auto-inductance $2L$ a pour impédance à la pulsation ω :

$$z = 2.L. j.\omega \quad (\text{H.3})$$

Le circuit résonnant-série a pour impédance à la pulsation u :

$$Z = L \cdot j \cdot u + \frac{L \cdot \omega_0^2}{j \cdot u} = j \cdot L \cdot \left(u - \frac{\omega_0^2}{u} \right) = j \cdot L \cdot \frac{(u - \omega_0)(u + \omega_0)}{u} \quad (\text{H.4})$$

Si ω est voisin de ω_0 , cette expression s'écrit approximativement :

$$Z \approx 2 \cdot L \cdot j \cdot (u - \omega_0) \quad (\text{H.5})$$

soit en prenant comme nouvelle origine la fréquence porteuse :

$$Z \approx 2 \cdot L \cdot j \cdot \omega' \quad (\text{H.6})$$

La translation envisagée ci-dessus est possible, au moins pour des fréquences de modulation suffisamment faibles devant la fréquence de la porteuse.

En égalant z et Z , on obtient la formule de transformation suivante :

$$\omega = \frac{1}{2} \cdot \left(u - \frac{\omega_0^2}{u} \right) \quad (\text{H.7})$$

Soit sous une forme plus symétrique :

$$\omega = \frac{\omega_0}{2} \cdot \left(\frac{u}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{u} \right) \quad (\text{H.8})$$

Posons :

$$s = j \cdot \omega \quad \text{et} \quad S = j \cdot u \quad (\text{H.9})$$

La formule de transformation prend alors la forme :

$$s = \frac{\omega_0}{2} \cdot \left(\frac{S}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{S} \right) \quad (\text{H.10})$$

H.4 CONCLUSION

La transposition de fréquence permet de transformer la transmittance d'un correcteur à courant continu en un correcteur à courant porteur ayant les mêmes caractéristiques pour une fréquence désirée Elle consiste en un changement de l'opérateur de Laplace "s" en :

$$\frac{\omega_0}{2} \left(\frac{s}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{s} \right) \text{ avec } \omega_0 \text{ la pulsation de fonctionnement (ici } 100.\pi \text{ rad/s).}$$

I. Calcul correcteur courant réseau en continu

I.1 RAPPEL : CRITERE DE NASLIN

Lorsqu'un système asservi est d'ordre relativement élevé, on peut déterminer une configuration de pôles et zéros, pour la fonction de transfert que l'on considère (poursuite ou régulation), qui rend la réponse temporelle apparente à celle d'un système du second ordre.

La méthode de Naslin propose de normer le polynôme caractéristique en liant les paramètres entre eux selon un critère algébrique d'amortissement.

Le polynôme caractéristique est donné sous forme développée :

$$P_c(s) = a_0 + a_1 \cdot s + a_2 \cdot s^2 + \dots + a_n \cdot s^n = \sum_{i=0}^n a_i \cdot s^i \quad (\text{I.1})$$

Naslin définit les $(n-1)$ *rappports caractéristiques* et *pulsations caractéristiques* de la manière suivante :

$$\alpha_1 = \frac{a_1^2}{a_0 \cdot a_2}, \alpha_2 = \frac{a_2^2}{a_1 \cdot a_3}, \dots, \alpha_{n-1} = \frac{a_{n-1}^2}{a_{n-2} \cdot a_n} \quad (\text{I.2})$$

$$\omega_0 = \frac{a_0}{a_1}, \omega_1 = \frac{a_1}{a_2}, \dots, \omega_{n-1} = \frac{a_{n-1}}{a_n}$$

Le polynôme est défini normal lorsque tous les rapports caractéristiques $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ sont égaux à une même valeur α .

Ces rapports caractéristiques ont valeur de facteur d'amortissement pour les différents trinôme du second degré que l'on isole dans le polynôme caractéristique :

$$P_c = a_0 + a_1 \cdot s + \dots + a_k \cdot \left(1 + \frac{a_{k+1}}{a_k} \cdot s + \frac{a_{k+2}}{a_k} \cdot s^2 \right) \cdot s^k + \dots + a_n \cdot s^n$$

dynamique de la boucle de tension soit compatible avec la fréquence d'échantillonnage choisie.

L'algorithme de réglage des correcteurs est basé sur le critère de Naslin.

I.3.1 MISE EN EQUATION

La fonction de transfert de la boucle de tension s'écrit :

$$T_{u_s}(s) = C_{u_s}(s) \cdot \frac{I}{C_s \cdot s} \quad (I.4)$$

Le correcteur de cette boucle est de la forme :

$$C_{u_s}(s) = K \quad (I.5)$$

On en déduit la transmittance en boucle fermée de la tension u_s :

$$Tb_{u_s}(s) = \frac{K}{C_s \cdot s + K} \quad (I.6)$$

La fonction de transfert de la boucle de courant s'écrit :

$$T_i(s) = C_i(s) \cdot Tb_{u_s} \cdot \frac{I}{R + L \cdot s} \quad (I.7)$$

Le correcteur de cette boucle est de la même forme :

$$C_i(s) = K_p \cdot \frac{K_i}{s} \quad (I.8)$$

On en déduit la transmittance globale de la boucle ouverte :

$$To_i(s) = \frac{(K_p \cdot s + K_i) \cdot K}{s \cdot (C_s \cdot s + K) \cdot (R + L \cdot s)} \quad (I.9)$$

Le polynôme caractéristique s'écrit alors :

$$P_c(s) = C_s \cdot L \cdot s^3 + (K \cdot L + C_s \cdot R) \cdot s^2 + K \cdot (K_p + R) \cdot s + K \cdot K_i$$

On définit les deux coefficients caractéristiques de Naslin :

$$\begin{cases} \alpha_1 = \frac{a_1^2}{a_0 \cdot a_1} \\ \alpha_2 = \frac{a_2^2}{a_1 \cdot a_3} \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

où a_0 , a_1 , a_2 et a_3 sont les coefficients du polynôme caractéristique

On définit la pulsation caractéristique et le temps de montée :

$$\omega_0 = \frac{a_0}{a_1} \text{ et } T_D \approx \frac{2,2}{\omega_0} = 2,2 \cdot \frac{a_1}{a_0} \quad (\text{I.11})$$

Enfin de répondre au critère de Naslin, il faut résoudre le système suivant :

$$\{\alpha_1 = \alpha, \alpha_2 = \alpha\} \quad (\text{I.12})$$

où $\alpha = cste$ (en général égal à 2)

Cependant, ayant trois coefficients à régler, il reste un degré de liberté mis à profit pour imposer la dynamique du système. Le système final est alors le suivant :

$$\{\alpha_1 = \alpha, \alpha_2 = \alpha, \omega_0 = cste\} \quad (\text{I.13})$$

1.3.2 RESOLUTION

Un tel système peut se résoudre de manière symbolique. On obtien comme solution du système :

$$\begin{cases} K = \frac{C_s \cdot (\omega_0 \cdot \alpha^2 \cdot L - R)}{L} \\ K_p = \frac{\omega_0 \cdot \alpha^2 \cdot L \cdot (\omega_0 \cdot \alpha \cdot L - R)}{\omega_0 \cdot \alpha^2 \cdot L - R} \\ K_i = \frac{\omega_0^3 \cdot \alpha^3 \cdot L^2}{\omega_0 \cdot \alpha^2 \cdot L - R} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Les composants choisis ont les valeurs suivantes (valeurs des composants en triphasé ramenées en monophasé équivalent) :

$$\begin{cases} C_s = 25 \mu F \\ L = 2.4 mH \\ R = 0.2 \Omega \end{cases}$$

A ces valeurs, il faut ajouter :

- la pulsation du réseau : $\omega \approx 314 \text{ rad/s}$,
- le rapport caractéristique : $\alpha = 2$,
- la dynamique : $\omega_0 = 1200 \text{ rad/s}$.

La solution numérique du système est alors :

$$\{K = 0.1179, K_p = 5.662, K_i = 1242\}$$

soit,

$$\begin{cases} C_u(s) = 0,1179 \\ C_i(s) = 5,662 \cdot \left(1 + \frac{1242}{s}\right) \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Il reste à vérifier que la dynamique imposée à la boucle de tension n'est pas trop élevée par rapport à la période d'échantillonnage :

$$\omega_{0 u_s} = \frac{K}{C_s} \approx 4720 \text{ rad/s}$$

I.3.3. NUMERISATION

Les deux correcteurs vont être numérisés par l'approximation de Tustin :

$$s \approx \frac{2}{T_e} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad \text{où } T_e \text{ est la période d'échantillonnage} \quad (\text{I.16})$$

Les deux correcteurs s'écrivent alors :

$$\begin{cases} C_u(z) = K \\ C_i(z) = \frac{1}{2} \cdot \frac{(2K_p + K_i \cdot T_e) \cdot z - 2 \cdot K_p + K_i \cdot T_e}{z-1} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

A partir des résultats numériques du paragraphe précédent, ces deux correcteurs s'écrivent, pour une fréquence d'échantillonnage de 10 KHz :

$$\begin{cases} C_u(z) = 0,1179 \\ C_i(z) = \frac{6,013.z + 5,310}{z - 1} \end{cases} \quad (I.18)$$

I.4 CALCUL AVEC DES CORRECTEURS RESONNANTS

Nous avons vu au chapitre 4 que le correcteur retenu était de la forme $C(s) = \frac{c_0 + c_1.s + c_2.s^2}{s^2 + \omega^2}$ afin de satisfaire le critère de Routh et puisque les grandeurs de références étaient alternatives à une fréquence de 50 Hz.

Ces deux correcteurs vont être réglés simultanément en utilisant le critère de Naslin.

I.4.1 MISE EN EQUATION

La fonction de transfert de la boucle de tension s'écrit :

$$T_{u_s}(s) = C_{u_s}(s) \cdot \frac{1}{C_s \cdot s} \quad (I.19)$$

Le correcteur de cette boucle est de la forme :

$$C_{u_s}(s) = \frac{b_0 + b_1.s + b_2.s^2}{s^2 + \omega^2} \quad (I.20)$$

On en déduit la transmittance en boucle fermée de la tension u_s :

$$Tb_{u_s}(s) = \frac{b_0 + b_1.s + b_2.s^2}{C_s \cdot s^3 + b_2.s + (C_s \cdot \omega^2 + b_1).s + b_0} \quad (I.21)$$

La fonction de transfert de la boucle de courant s'écrit :

$$T_i(s) = C_i(s) \cdot Tb_{u_s} \cdot \frac{1}{R + L.s} \quad (I.22)$$

Le correcteur de cette boucle est de la même forme :

$$C_i(s) = \frac{c_0 + c_1 \cdot s + c_2 \cdot s^2}{s^2 + \omega^2} \quad (I.23)$$

On en déduit la transmittance globale de la boucle ouverte :

$$T_{oi}(s) = \frac{(c_0 + c_1 \cdot s + c_2 \cdot s^2) \cdot (b_0 + b_1 \cdot s + b_2 \cdot s^2)}{(s^2 + \omega^2) \cdot (C_s \cdot s^3 + b_2 \cdot s^2 + (C_s \cdot \omega^2 + b_1) \cdot s + b_0) \cdot (R + L \cdot s)} \quad (I.24)$$

Le polynôme caractéristique s'écrit alors :

$$P_c(s) = a_0 + a_1 \cdot s + a_2 \cdot s^2 + \dots + a_6 \cdot s^6$$

$$\begin{cases} a_0 = c_0 \cdot b_0 + R \cdot \omega^2 \cdot b_0 \\ a_1 = c_1 \cdot b_0 + c_0 \cdot b_1 + R \cdot \omega^2 \cdot b_1 + L \cdot \omega^2 \cdot b_0 + R \cdot C_s \cdot \omega^4 \\ a_2 = c_2 \cdot b_0 + c_1 \cdot b_1 + c_0 \cdot b_2 + R \cdot \omega^2 \cdot b_2 + L \cdot \omega^2 \cdot b_1 + R \cdot b_0 + L \cdot C_s \cdot \omega^4 \\ a_3 = c_2 \cdot b_1 + c_1 \cdot b_2 + L \cdot \omega^2 \cdot b_2 + R \cdot b_1 + L \cdot b_0 + 2 \cdot R \cdot C_s \cdot \omega^2 \\ a_4 = c_2 \cdot b_2 + R \cdot b_2 + L \cdot b_1 + 2 \cdot L \cdot C_s \cdot \omega^2 \\ a_5 = L \cdot b_2 + R \cdot C_s \\ a_6 = L \cdot C_s \end{cases} \quad (I.25)$$

On définit les coefficients caractéristiques de Naslin :

$$\begin{cases} \alpha_1 = \frac{a_1^2}{a_0 \cdot a_1} \\ \alpha_2 = \frac{a_2^2}{a_1 \cdot a_3} \\ \alpha_3 = \frac{a_3^2}{a_2 \cdot a_4} \\ \alpha_4 = \frac{a_4^2}{a_3 \cdot a_5} \\ \alpha_5 = \frac{a_5^2}{a_4 \cdot a_6} \end{cases} \quad (I.26)$$

On définit la pulsation caractéristique et le temps de montée :

$$\omega_0 = \frac{a_0}{a_1} \text{ et } T_D \approx \frac{2,2}{\omega_0} = 2,2 \cdot \frac{a_1}{a_0} \quad (\text{I.27})$$

Enfin de répondre au critère de Naslin, il faut résoudre le système suivant :

$$\{\alpha_1 = 2, \alpha_2 = 2, \alpha_3 = 2, \alpha_4 = 2, \alpha_5 = 2\} \quad (\text{I.28})$$

Cependant, ayant six coefficients à régler, il reste un degré de liberté mis à profit pour imposer la dynamique du système. Le système final est alors le suivant :

$$\{\alpha_1 = 2, \alpha_2 = 2, \alpha_3 = 2, \alpha_4 = 2, \alpha_5 = 2, \omega_0 = \text{cste}\} \quad (\text{I.29})$$

I.4.2 RESOLUTION

Le résolution d'un tel système est trop difficile pour être faite directement. Afin de simplifier la résolution, nous allons transformer le système en le résolvant en fonction des coefficients du polynôme caractéristique. On obtient alors le système équivalent suivant :

$$\begin{cases} a_0 = \omega_0^6 \cdot \alpha^{15} \cdot a_6 \\ a_1 = \omega_0^5 \cdot \alpha^{15} \cdot a_6 \\ a_2 = \omega_0^4 \cdot \alpha^{14} \cdot a_6 \\ a_3 = \omega_0^3 \cdot \alpha^{12} \cdot a_6 \\ a_4 = \omega_0^2 \cdot \alpha^9 \cdot a_6 \\ a_5 = \omega_0 \cdot \alpha^5 \cdot a_6 \end{cases} \quad \text{où } a_6 = L \cdot C_s \quad (\text{I.30})$$

Ce système est encore trop complexe pour être résolu symboliquement mais une résolution numérique ne pose pas de problème particulier.

Les composants choisis ont les valeurs suivantes (valeurs des composants en triphasé ramenées en monophasé équivalent) :

$$\begin{cases} C_s = 25 \mu F \\ L = 2.4 mH \\ R = 0.2 \Omega \end{cases}$$

A ces valeurs, il faut ajouter :

- la pulsation du réseau : $\omega \approx 314 \text{ rad/s}$,
- le rapport caractéristique : $\alpha = 2$,
- la dynamique : $\omega_0 = 180 \text{ rad/s}$.

La solution numérique du système est alors :

$$\{b_0 = 24790, b_1 = 76.81, b_2 = 0.1419, c_0 = 0.2678e7, c_1 = 6389, c_2 = 5.431\}$$

soit,

$$\begin{cases} C_{u_s}(s) = \frac{24790 + 76,81.s + 0,1419.s^2}{s^2 + \omega^2} \\ C_i(s) = \frac{0,2678e7 + 6389.s + 5,431.s^2}{s^2 + \omega^2} \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

Il reste à vérifier que la dynamique imposée à la boucle de tension n'est pas trop élevée par rapport à la période d'échantillonnage :

$$\omega_{0 u_s} = \frac{b_0}{b_1 + C_s \cdot \omega^2} \approx 312.6 \text{ rad/s}$$

I.4.3 NUMERISATION

Les deux correcteurs vont être numérisés par l'approximation de Tustin :

$$s \approx \frac{2}{T_e} \cdot \frac{z-1}{z+1} \text{ où } T_e \text{ est la période d'échantillonnage} \quad (\text{I.32})$$

Les deux correcteurs s'écrivent alors :

$$\begin{cases} C_{u_s}(z) = \frac{(b_0 \cdot T_e^2 + 2 \cdot b_1 \cdot T_e + 4 \cdot b_2) \cdot z^2 + (2 \cdot b_0 \cdot T_e^2 - 8 \cdot b_2) \cdot z + b_0 \cdot T_e^2 - 2 \cdot b_1 \cdot T_e + 4 \cdot b_2}{(\omega^2 \cdot T_e^2 + 4) \cdot z^2 + (2 \cdot \omega^2 \cdot T_e^2 - 8) \cdot z + \omega^2 \cdot T_e^2 + 4} \\ C_i(z) = \frac{(c_0 \cdot T_e^2 + 2 \cdot c_1 \cdot T_e + 4 \cdot c_2) \cdot z^2 + (2 \cdot c_0 \cdot T_e^2 - 8 \cdot c_2) \cdot z + c_0 \cdot T_e^2 - 2 \cdot c_1 \cdot T_e + 4 \cdot c_2}{(\omega^2 \cdot T_e^2 + 4) \cdot z^2 + (2 \cdot \omega^2 \cdot T_e^2 - 8) \cdot z + \omega^2 \cdot T_e^2 + 4} \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

A partir des résultats numériques du paragraphe précédent, ces deux correcteurs s'écrivent, pour une fréquence d'échantillonnage de 10 KHz :

$$\begin{cases} C_u(z) = \frac{0,1458.z^2 - 0,2837.z + 0,1381}{1,0002.z^2 - 1,9995.z + 1,0002} \\ C_i(z) = \frac{5,757.z^2 - 10,85.z + 5,118}{1,0002.z^2 - 1,9995.z + 1,0002} \end{cases} \quad (I.34)$$

J.1.2. CALCUL DES TRANSMITTANCES EN Z

Le procès se décompose en deux transmittances :

- $\frac{u_s}{i_c} = \frac{R + L.s}{L.C_s.s^2 + R.C_s.s + I}$,
- $\frac{i}{i_c} = \frac{I}{L.C_s.s^2 + R.C_s.s + I}$.

Pour numériser ces deux transmittances, il faut leur appliquer la transformée en Z sans oublier le bloqueur d'ordre zéro. On obtient les deux transmittances suivantes :

- $Z\left(B_0 \cdot \frac{u_s}{i_c}\right) = -\frac{R[(C_5 - C_1 - \tau.C_2).z + (\tau.C_2 + C_6 - C_1.C_4)]}{C_1.(z^2 - C_3.z + C_4)}$, (J.1)

- $Z\left(B_0 \cdot \frac{i}{i_c}\right) = \frac{[(C_5 - C_1).z + (C_6 - C_1.C_4)]}{C_1.(z^2 - C_3.z + C_4)}$. (J.2)

Les composants choisis pour les simulations et la réalisation pratique ont les valeurs suivantes :

$$\begin{cases} C_s = 25 \mu F \\ L = 2.4 mH \\ R = 0.2 \Omega \end{cases}$$

A ces valeurs, il faut ajouter la période d'échantillonnage $T_e = 100 \mu s$.

Les constantes τ , C_1 , C_2 , C_3 , C_4 , C_5 , C_6 s'expriment de la manière suivante en fonction des paramètres du système :

- $\tau = \frac{L}{R}$,
- $C_1 = \sqrt{4.L.C_s - R^2.C_s^2}$,
- $C_2 = 2.e^{-\frac{T_e}{2\tau}} \cdot \sin\left(\frac{T_e \cdot \sqrt{L.C_s - \frac{R^2.C_s^2}{4}}}{L.C_s}\right)$,

$$\begin{aligned}
 \bullet \quad C_3 &= 2.e^{-\frac{T_e}{2\tau}} \cdot \cos \left(\frac{T_e \cdot \sqrt{L.C_s - \frac{R^2.C_s^2}{4}}}{L.C_s} \right), \\
 \bullet \quad C_4 &= \left(e^{-\frac{T_e}{2\tau}} \right)^2 \cdot \left(\cos \left(\frac{T_e \cdot \sqrt{L.C_s - \frac{R^2.C_s^2}{4}}}{L.C_s} \right) + \sin \left(\frac{T_e \cdot \sqrt{L.C_s - \frac{R^2.C_s^2}{4}}}{L.C_s} \right) \right), \\
 C_5 &= e^{-\frac{T_e}{2\tau}} \cdot \left(\sqrt{4.L.C_s - R^2.C_s^2} \cdot \cos \left(\frac{T_e \cdot \sqrt{L.C_s - \frac{R^2.C_s^2}{4}}}{L.C_s} \right) \right. \\
 \bullet \quad & \left. + R.C_s \cdot \sin \left(\frac{T_e \cdot \sqrt{L.C_s - \frac{R^2.C_s^2}{4}}}{L.C_s} \right) \right), \\
 C_6 &= e^{-\frac{T_e}{2\tau}} \cdot \left(\sqrt{4.L.C_s - R^2.C_s^2} \cdot \cos \left(\frac{T_e \cdot \sqrt{L.C_s - \frac{R^2.C_s^2}{4}}}{L.C_s} \right) \right. \\
 \bullet \quad & \left. - R.C_s \cdot \sin \left(\frac{T_e \cdot \sqrt{L.C_s - \frac{R^2.C_s^2}{4}}}{L.C_s} \right) \right)
 \end{aligned}$$

A partir de ces deux transmittances, on exprime la transmittance T_{us} recherchée :

$$T_{us}(z) = -\frac{R}{C_1} \cdot \frac{[(C_5 - C_1 - \tau.C_2).z + (\tau.C_2 + C_6 - C_1.C_4)]}{(z-1) \cdot \left[z^2 + (1-C_3).z + \left(C_4 - \frac{C_6}{C_1} \right) \right]} \quad (J.3)$$

J.1.3 CALCUL DU CORRECTEUR R.S.T.

A partir de la transmittance T_{us} calculée au paragraphe précédent, nous allons calculer, par placement de pôles, un correcteur R.S.T. permettant d'asservir la tension u_s . La figure j.1 présente la structure d'un tel asservissement.

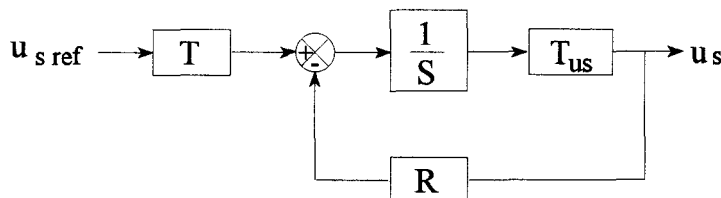


Figure J.2 : correcteur R.S.T.

En notant q^{-1} l'opérateur de retard, la fonction de transfert $T_{us}(q^{-1})$ du processus (irréductible) s'écrit :

$$T_{us}(q^{-1}) = \frac{q^{-1} \cdot B_{us}(q^{-1})}{A_{us}(q^{-1})} \quad (\text{J.4})$$

avec

$$\begin{cases} A_{us}(q^{-1}) = 1 - C_3 \cdot q^{-1} + \left(C_3 + C_4 - \frac{C_6}{C_1} - 1 \right) \cdot q^{-2} + \left(\frac{C_6}{C_1} - C_4 \right) \cdot q^{-3} \\ B_{us}(q^{-1}) = -\frac{R \cdot C_7}{C_1} \cdot (q^{-1} + C_8 \cdot q^{-2}) \end{cases} \quad (\text{J.5})$$

$$\text{avec } \begin{cases} C_7 = C_5 - C_1 - \tau \cdot C_2 \\ C_8 = \frac{\tau \cdot C_2 + C_6 - C_1 \cdot C_4}{C_5 - C_1 - \tau \cdot C_2} \end{cases}$$

Il vient pour le système bouclé la fonction de transfert :

$$W(q^{-1}) = \frac{q^{-1} \cdot T(q^{-1}) \cdot B(q^{-1})}{A(q^{-1}) \cdot S(q^{-1}) + q^{-1} \cdot B(q^{-1}) \cdot R(q^{-1})} \quad (\text{J.6})$$

où $R(q^{-1})$, $S(q^{-1})$ et $T(q^{-1})$ sont des polynômes en q^{-1} .

On pose $P(q^{-1})$:

$$P(q^{-1}) = A(q^{-1}) \cdot S(q^{-1}) + q^{-1} \cdot B(q^{-1}) \cdot R(q^{-1}) \quad (\text{J.7})$$

Le choix du dénominateur $P(q^{-1})$ de la fonction de transfert du système bouclé permet d'imposer les pôles du système.

Remarque : le degré des polynômes R et S doivent être compatibles avec le degré du polynôme P pour que l'identité de Bezout ait une solution.

Nous avons choisi d'imposer au polynôme $P(q^{-1})$ deux fois deux racines complexes dont la dynamique correspond à 7500 rad/s et dont l'amortissement correspond à $\sqrt{2}/2$ ainsi qu'une racine compensant la racine du numérateur $B_{us}(q^{-1})$. On obtient ainsi le polynôme :

$$P(q^{-1}) = \left(1 - 2 \cdot e^{-\omega \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot T_e} \cdot \cos\left(\omega \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot T_e\right) \cdot q^{-1} + e^{-\omega \cdot \sqrt{2} \cdot T_e} \cdot q^{-2} \right)^2 \cdot (1 + C_8 \cdot q^{-1}) \quad (\text{J.8})$$

$$\text{avec } \omega = 7500 \text{ rad/s}$$

Après résolution de l'identité de Bezout (identification des deux polynôme), on obtient la solution numérique suivante (la solution symbolique étant trop lourde à écrire) :

$$\begin{cases} r_0 = +0.1140 \\ r_1 = -0.1124 \\ r_2 = +0.02656 \\ s_0 = +1 \\ s_1 = -1.1939 \\ s_2 = +0.2006 \end{cases} \quad (\text{J.9})$$

Remarque : s_0 a été choisi arbitrairement égal à 1 puisqu'il doit être non nul pour que le correcteur soit réalisable.

Il reste maintenant à choisir la transmittance $T(q^{-1})$ en fonction de la transmittance globale que l'on obtient. Nous avons choisi de compenser totalement le dénominateur de la fonction de transfert après simplification avec le numérateur, soit :

$$T(q^{-1}) = \frac{1}{R.C_7} \cdot \left(1 - 2.e^{-\omega \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot T_e} \cdot \cos\left(\omega \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot T_e\right) \cdot q^{-1} + e^{-\omega \cdot \sqrt{2} \cdot T_e} \cdot q^{-2} \right)^2 \quad (J.10)$$

Le réglage du correcteur R.S.T. est donc le suivant :

$$\begin{cases} R(q^{-1}) = +0,1140 - 0,1124 \cdot q^{-1} + 0,02656 \cdot q^{-2} \\ S(q^{-1}) = 1 - 1,1939 \cdot q^{-1} + 0,2006 \cdot q^{-2} \\ T(q^{-1}) = 0,2571 - 0,5219 \cdot q^{-1} + 0,4429 \cdot q^{-2} - 0,1807 \cdot q^{-3} + 0,0308 \cdot q^{-4} \end{cases} \quad (J.11)$$

La transmittance équivalente de la boucle de tension condensateur s'exprime simplement :

$$W_{us}(q^{-1}) = q^{-2} \quad (J.12)$$

J.2 ASSERVISSEMENT DU COURANT RESEAU I

J.2.1 RAPPEL DE LA STRUCTURE

Comme précédemment, la structure de la boucle d'asservissement du courant réseau, noté i , a été vu au chapitre 5. La reprend cette structure.

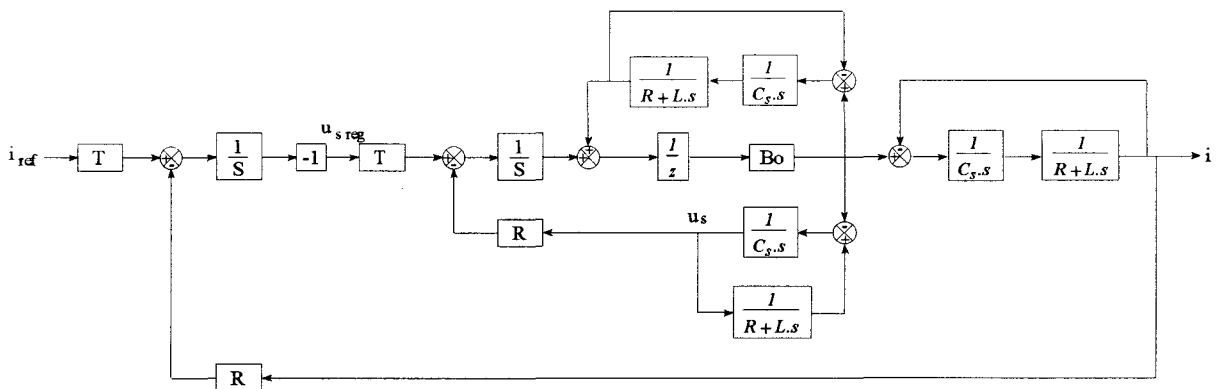


Figure J.3 : boucle d'asservissement du courant réseau.

Remarque : cette boucle reprend la boucle de tension condensateur et dépend donc du réglage de celle-ci (cf. relation (J.12)).

J.2.2 CALCUL DES TRANSMITTANCES EN Z

Le calcul de la transmittance $T_i(z)$ ne pose pas de problème et s'exprime en fonction de $W_{us}(z)$, $Z\left(B_0 \cdot \frac{u_s}{i_c}\right)$ et $Z\left(B_0 \cdot \frac{i}{i_c}\right)$:

$$T_i(z) = -W_{us}(z) \cdot \frac{Z\left(B_0 \cdot \frac{i}{i_c}\right)}{Z\left(B_0 \cdot \frac{u_s}{i_c}\right)} = \frac{[(C_5 - C_1) \cdot z + (C_6 - C_1 \cdot C_4)]}{R \cdot C_7 \cdot z^2 \cdot (z + C_8)} \quad (\text{J.13})$$

J.2.3 CALCUL DU CORRECTEUR R.S.T.

A partir de la transmittance T_i calculée précédemment, nous allons calculer un correcteur R.S.T. permettant d'asservir le courant réseau i .

La méthode du placement de pôles, explicitées lors du réglage de la boucle de tension u_s , est similaire dans ce cas-ci.

De même, nous avons choisi d'imposer au polynôme $P(q^{-1})$ deux racines complexes dont la dynamique correspond à 5000 rad/s et dont l'amortissement correspond à $\sqrt{2}/2$, un racine réelle dont la dynamique correspond à 5000 rad/s ainsi qu'une racine compensant la racine du numérateur $B_i(q^{-1})$. On obtient ainsi le polynôme suivant :

$$P(q^{-1}) = \left(1 - 2 \cdot e^{-\omega \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot T_e} \cdot \cos\left(\omega \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot T_e\right) \cdot q^{-1} + e^{-\omega \cdot \sqrt{2} \cdot T_e} \cdot q^{-2} \right) \cdot \left(1 - e^{-\omega \cdot T_e} \cdot q^{-1} \right) \cdot \left(1 + \frac{C_6 - C_1 \cdot C_4}{C_5 - C_1} \cdot q^{-1} \right) \quad (\text{J.14})$$

avec $\omega = 5000 \text{ rad/s}$

La solution numérique de ce système s'exprime de la manière suivante :

$$\begin{cases} r_0 = +20.65 \\ r_1 = -17.37 \\ s_0 = +1 \\ s_1 = +1.0648 \\ s_2 = +0.06725 \end{cases} \quad (\text{J.15})$$

Remarque : pour annuler l'erreur statique, il faut qu'il y ait un intégrateur dans le régulateur ; de ce fait, le polynôme $S(q^{-1})$ s'exprime de la manière suivante :

$$S(q^{-1}) = (1 - q^{-1})(1 + s_1 \cdot q^{-1} + s_2 \cdot q^{-2}).$$

Il s'agit maintenant de déterminer le polynôme $T(q^{-1})$ en fonction de la transmittance globale souhaitée. Nous avons choisi de ne conserver dans la transmittance globale que les deux pôles complexes conjugués et de simplifier le pôle réel. On obtient ainsi le polynôme suivante :

$$T(q^{-1}) = (1 - e^{-\omega \cdot T_e} \cdot q^{-1}) \cdot \frac{R \cdot C_7 \cdot \left(1 - 2 \cdot e^{-\omega \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot T_e} \cdot \cos\left(\omega \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot T_e\right) + e^{-\omega \cdot \sqrt{2} \cdot T_e} \right)}{C_5 - C_1} \quad (\text{J.16})$$

On obtient ainsi le réglage du correcteur R.S.T. :

$$\begin{cases} R(q^{-1}) = 20.65 - 17.37 \cdot q^{-1} \\ S(q^{-1}) = (1 - q^{-1})(1 + 1,0648 \cdot q^{-1} + 0,06735 \cdot q^{-1}) \\ T(q^{-1}) = 8.333 - 5.054 \cdot q^{-1} \end{cases} \quad (\text{J.17})$$

Ce réglage correspond à la transmittance suivante :

$$W_i(q^{-1}) = \frac{q^{-2} \cdot \left(1 - 2 \cdot e^{-\omega \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot T_e} \cdot \cos\left(\omega \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot T_e\right) + e^{-\omega \cdot \sqrt{2} \cdot T_e} \right)}{\left(1 - 2 \cdot e^{-\omega \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot T_e} \cdot \cos\left(\omega \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot T_e\right) \cdot q^{-1} + e^{-\omega \cdot \sqrt{2} \cdot T_e} \cdot q^{-2} \right)} \quad (\text{J.18})$$

K. Transformation de Park

INTRODUCTION

La transformation de grandeur triphasées alternatives dans le plan de Park nécessite un double changement de référentiel :

- une projection sur un système orthogonal avec conservation de la puissance (transformée de Concordia),
- une rotation.

Cette annexe présente succinctement les équations liées à cette transformation.

K.1 TRANSFORMATION DE CONCORDIA

Toutes les grandeurs sont référencées par rapport à un système d'axes triphasés déphasés de $\frac{2.\pi}{3}$ (cf. figure k.1).

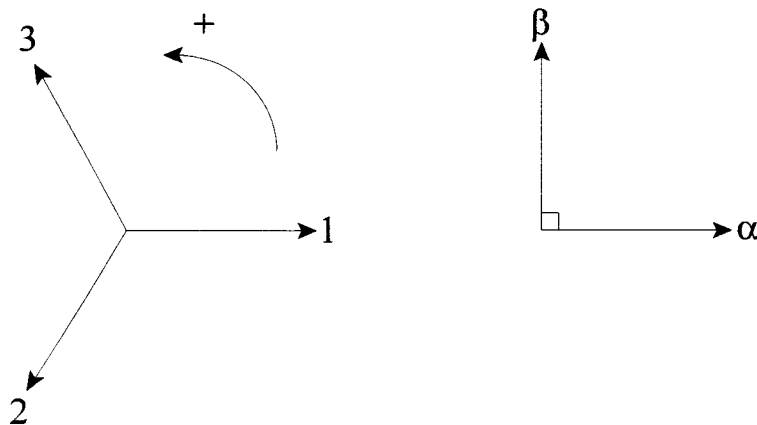


Figure K.1 : transformation de Concordia.

La matrice de passage du système triphasé au système orthogonal équivalent (conservation de la puissance) est appelée matrice de Concordia et notée $[T_{33}]$:

$$\begin{pmatrix} g_\alpha \\ g_\beta \\ g_o \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{pmatrix} = [T_{33}] \cdot \begin{pmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{pmatrix} \quad (\text{K.1})$$

Remarque : l'indice "o" représente la composante homopolaire.

Sachant que la somme des trois grandeurs est nulle, la composant homopolaire est elle-même nulle et la matrice peut se réduire à :

$$\begin{pmatrix} g_\alpha \\ g_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{2} \cdot \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} g_1 \\ g_2 \end{pmatrix} = [T_{22}] \cdot \begin{pmatrix} g_1 \\ g_2 \end{pmatrix} \quad (\text{K.2})$$

K.2 TRANSFORMATION DE PARK

La matrice de rotation pour passer du repère orthogonal fixe de Concordia au repère orthogonal tournant, dans le cas présent, à la pulsation du réseau (cf. figure k.2) est appelée matrice réduite de Park (la composante homopolaire ayant été simplifiée) et notée $[R(\omega.t)]$:

$$\begin{pmatrix} g_d \\ g_q \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega.t) & \sin(\omega.t) \\ -\sin(\omega.t) & \cos(\omega.t) \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} g_\alpha \\ g_\beta \end{pmatrix} = [R(\omega.t)] \cdot \begin{pmatrix} g_\alpha \\ g_\beta \end{pmatrix} \quad (\text{K.3})$$

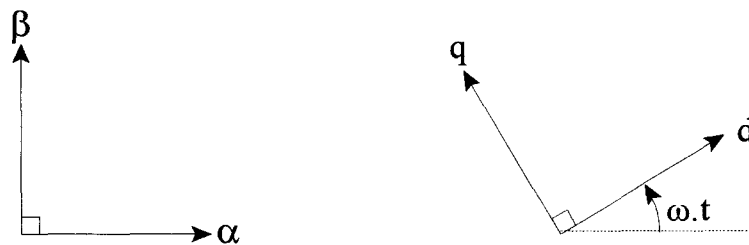


Figure K.2 : transformation de Park.

K.3 APPLICATION

Cette transformation peut être appliquée, par exemple, aux courants réseau et sa transformée inverse aux fonctions de conversion :

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega.t) & \sin(\omega.t) \\ -\sin(\omega.t) & \cos(\omega.t) \end{bmatrix} \cdot \sqrt{2} \cdot \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix}$$

(K.4)

$$\begin{pmatrix} m_1 \\ m_2 \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega.t) & -\sin(\omega.t) \\ \sin(\omega.t) & \cos(\omega.t) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} m_d \\ m_q \end{pmatrix}$$

Remarques : on a $[T_{33}^{-1}] = [T_{33}]^t$ mais $[T_{22}^{-1}] \neq [T_{22}]^t$.

Références bibliographiques

- [ALE 89] : A. Alesina and M.G.B. Venturini
"Analysis and design of optimum amplitude nine switch direct DC-DC converter"
IEEE trans. on P.E. - january 1989 - vol. 4 n°1.
- [CHE 82] : Y. Cheron
"Application des règles de la dualité à la conception de nouveaux convertisseurs à transistors de puissance. Synthèse du thyristor dual."
Thèse de Docteur-Ingénieur - INP Toulouse - 1982
- [CAM 96] : J.P. Cambronne, P. Lemoigne et J.P. Hautier
"Synthèse d'un onduleur de tension"
Journal de Physique III - juillet 1999 - pp. 575 à 778
- [CIT 94] : R. Cittadini, J.J. Huselstein et C. Jaunay
"Convertisseur direct monophasé à interrupteurs bidirectionnels. Etude d'un automate de gestion de la commutation par séparation des commandes"
EPF'94 - Cachan - 28/30 septembre 1994 - pp. 63 à 68
- [DEL 96] : D. Delfanne et Duquesne Laurent
"Commande d'un commutateur de courant"
P.F.E. - E.N.S.A.M. Lille - Juin 1996
- [FAU 92] : J. Faucher et M. Grandpierre
"Les graphes informationnels de causalité : application à la simulation des systèmes électriques"
Journées du Club EEA Electrotechnique - Paris - 1992
- [FOC 80] : H. Foch, P. Marty and J. Roux
"Use of duality rules in the conception transistorised converters"
PCI Proceeding - Munich 1980
- [FOC 89] : H. Foch
"Eléments constitutifs et de synthèse des convertisseurs statiques"
Techniques de l'Ingénieur, traité d'électrotechnique - Sept. 1989

- [FRA 96] : B. François
"Formalisme de modélisation et de synthèse des commandes appliqué aux convertisseurs statiques à structure matriciel"
Thèse de doctorat - Université de Lille I - Lille - janvier 1996
- [GLA 90] : C. Glaize, J.J. Huselstein, C. Jaunay, R. Badarou et G. Capolino
"Analyse de la commutation dans les convertisseurs monophasés à interrupteurs bidirectionnels"
Atelier SEE "Interrupteurs bidirectionnels" - Montpellier - novembre 1990
- [GLA 92] : C. Glaize, J.J. Huselstein et C. Jaunay
"Etude d'une cellule de commutation à interrupteurs bidirectionnels et bicommandables"
Revue Générale d'Electricité - n°5 mai 1992 - pp. 67-72
- [GUI 92] : X. Guillaud
"Sur la modélisation et la commande des redresseurs de courant à interrupteurs bi-commandables"
Thèse de doctorat - Université de Lille I - Lille - décembre 1992
- [GUI 94] : X. Guillaud et J.P. Hautier
"Concepts de modélisation pour la commande des convertisseurs statiques"
Journal de Physique III - avril 1994 - pp. 805 à 819
- [GUI 96-1] : X. Guillaud, A. Deleu, P. Degobert et J.P. Hautier
"Le contrôle des commutations dans une cellule bidirectionnelle bicommandable"
Journal de Physique III - janvier 1996 - pp. 121 à 141
- [GUI 96-2] : X. Guillaud, P. Degobert
"General Control Modelling of Static Converters and Optimisation of their conversion function"
Electr'IMACS 96 - Saint-Nazaire - september 1996 - pp. 397 to 402
- [HAU 85] : J.P. Hautier et G. Manesse
"Description par réseau de Petri et décomposition fonctionnelle d'un convertisseur direct réversible"
C.R. Acad. Sc. Paris - t.300, série II, n°20 p. 991 à 996 - 1985
- [HAU 89] : J.P. Hautier
"Contribution à la conception des commandes dans les convertisseurs statiques"
Rapport de synthèse, habilitation - Lille - décembre 1989

- [HAU 90] : J.P. Hautier
"Les montages à interrupteurs bidirectionnels totalement contrôlés"
Atelier SEE "Interrupteurs bidirectionnels" - Montpellier - novembre
1990
- [HAU 92] : J.P. Hautier et P. Degobert
"Modélisation des cellules de commutation de l'électronique de puissance"
Journée EEA - Electrotechnique - Paris - mars 1992
- [HAU 96] : J.P. Hautier et J. Faucher
"Le Graphe Causal, outils de modélisation et de synthèse des processus
électromécaniques"
Bulletin de l'Union des Physiciens n°785 - cahier de l'Enseignement
Supérieur - vol 90 - juin 1996 - pp. 167 à 189
- [HOL 92] : J. Holtz and B. Beyer
"Optimal synchronous pulsewidth modulation with a trajectory tracking
scheme for high dynamic performance"
Applied Power Electronics Conference (APEC) - Boston 1992 - pp. 147
to 154.
- [HUS 93] : J.J. Huselstein
"Etude de la commutation dans les convertisseurs à interrupteurs
bidirectionnels bicommandables - Contribution à la gestion de la
commutation entre interrupteurs commandables"
Thèse de doctorat - Université de Montpellier II - Montpellier - février
1993
- [JAU 93] : C. Jaunay
"Etude d'une cellule de commutation à interrupteurs bidirectionnels
bicommandables"
Thèse de doctorat - INP Toulouse - Toulouse - juillet 1993
- [KLU 87] : R.D. Klug
"Non linear control of PWM four quadrant choppers in current control
loops"
EPE European conference on Power Electronic Applications - 1987
- [KLU 89] : R.D. Klug
"Effects and correction of switching dead-times in 3 phases PWM
inverters drives"
EPE European conference on Power Electronic Applications - Aachen
Germany 1989 - pp. 1261 to 1266.
- [LED 91] : G. Ledwich
"Current Source Inverter Modulation"
IEEE trans. on P.E. - october 1991 - vol. 6 n°4 - pp. 618 to 623

- [LOR 96] : D. Loriol et B. François
"A DSP interface device for control algorithms implementation in the scope of power systems"
CESA'96 - Lille - juillet 1996
- [MAN 87] : G. Manesse
"Sur l'analyse fonctionnelle des groupements d'interrupteurs statiques - Extension à la modélisation des convertisseurs dans leur environnement de contrôle et de puissance"
Thèse de doctorat d'état - USTLFA - Lille avril 1987
- [MUR 87] : Y. Murai, T. Watakabe and H. Iwasaki
"Waveform distortions and correction circuit for PWM inverters with switching log-times"
IEEE trans. IA -1987 - pp. 881 to 886
- [NAS 66] : P. NASLIN
"Technologie et calcul pratique des systèmes asservis"
Dunod PARIS - 1966
- [STE 89] : J.K. Steinke
"Switching frequency optimal PWM control of a three level inverter"
EPE European conference on Power Electronic Applications - Aachen Germany - 1989
- [SUK 91] : T. Sukegawa, K. Kamiyama, K. Mitsui and T. Okuyama
"Fully digital, vector controlled PWM VSI-Fed AC drives with an inverter dead-time compensation strategy"
IEEE trans. on IA - may/june 1991 - vol. 27 pp. 552 to 559
- [THO 90] : J.L. Thomas
"Séquence optimale de commande d'un onduleur de type MLI S.O.C.M.L.I."
EPF Electronique de puissance du futur - Toulouse 1990
- [VIL 95] : J.P. Vilain et C. Lesbroussart
"Une nouvelle stratégie de modulation du vecteur d'espace pour un onduleur de tension triphasé : la Modulation Delta Sigma Vectorielle"
Journal de Physique III - juillet 1995 - pp. 1075 à 1088
- [WAN 93] : X. Wang et B.T. Ooi
"Unity PF Current-Source Rectifier Based on Dynamic Trilogic PWM"
IEEE trans. on P.E. - july 1993 - vol. 8 pp. 288 to 294

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE.....	1
PARTIE I.....	5
1. PROGRAMMATION FONCTIONNELLE D'UNE CELLULE DE COMMUTATION BIDIRECTIONNELLE.....	6
1.1 L'INTERRUPTEUR IDEALISE	7
1.1.1 DEFINITION.....	7
1.1.2 DESCRIPTION PAR RESEAU DE PETRI.....	7
1.1.2.1 Présentation	7
1.1.2.2 Mode de commutation	8
1.1.2.3 Définition de la fonction de connexion	8
1.1.3 CARACTERISATION DES INTERRUPTEURS	8
1.1.3.1 Mode de commande.....	8
1.1.3.2 Bidirectionnalité en courant.....	9
1.1.3.3 Bidirectionnalité en tension.....	9
1.1.3.4 Interrupteur Bidirectionnel BiCommandable (I.B.B.C.)	9
1.1.4 INTERRUPTEURS ELEMENTAIRES.....	10
1.1.4.1 Diode.....	10
1.1.4.2 Thyristor.....	10
1.1.4.3 Transistor.....	11
1.1.5 ASSOCIATIONS	11
1.1.5.1 Association parallèle transistor-diode.....	11
1.1.5.2 Association série transistor-diode.....	13
1.1.6 I.B.B.C. DE SYNTHESE	15
1.1.7 BLOC DE CARACTERISATION FONCTIONNELLE (B.C.F.).....	18
1.1.7.1 Définition	18
1.1.7.2 Fonction thyristor	19

1.1.7.3 Fonction thyristor dual [FOC 89].....	20
1.1.8 CONCLUSION	22
1.2 LA CELLULE DE COMMUTATION	22
1.2.1 INTRODUCTION	22
1.2.2 PRESENTATION.....	22
1.2.2.1 Définition	22
1.2.2.2 Relation fondamentale	23
1.2.2.3 Précision sur la commande interne d'un interrupteur	24
1.2.3 DESCRIPTION D'UNE CELLULE DE COMMUTATION ELEMENTAIRE.....	25
1.2.3.1 Réseau de Petri	25
1.2.3.2 Organisation de la commande d'une cellule de commutation.....	27
1.2.3.3 Influence du type de source sur le choix des interrupteurs.....	29
1.2.4 CELLULE A INTERRUPTEURS UNIDIRECTIONNELS EN COURANT	29
1.2.4.1 Fonctionnement de la cellule.....	29
1.2.4.2 Bloc de Contrôle des Commutations (B.C.C.).....	31
1.2.5 CELLULE A INTERRUPTEURS UNIDIRECTIONNELS EN TENSION	31
1.2.5.1 Fonctionnement de la cellule.....	31
1.2.5.2 Bloc de Contrôle des Commutations (B.C.C.).....	33
1.2.6 CELLULES A INTERRUPTEURS BIDIRECTIONNELS ET BiCOMMANDABLES	33
1.2.6.1 Introduction	33
1.2.6.2 Restriction de la bidirectionnalité en courant (solution n°1).....	34
1.2.6.2.1 Bloc de Caractérisation Fonctionnelle (B.C.F.).....	34
1.2.6.2.2 Bloc de Contrôle des Commutations (B.C.C.).....	36
1.2.6.3 Restriction de la bidirectionnalité en tension (solution n°2)	38
1.2.6.3.1 Bloc de Caractérisation Fonctionnelle (B.C.F.).....	38
1.2.6.3.2 Bloc de Contrôle des Commutations (B.C.C.).....	40
1.3 LA CELLULE GENERALISEE	41
1.3.1 INTRODUCTION	41
1.3.2 CELLULE A n I.B.B.C. (SOLUTION DE COMMANDE N°1)	41
1.3.2.1 Bloc de Caractérisation Fonctionnelle (B.C.F.).....	41
1.3.2.2 Bloc de Contrôle des Commutations (B.C.C.).....	42
1.3.3 CELLULE A n I.B.B.C. (SOLUTION DE COMMANDE N°2)	43
1.3.3.1 Bloc de Caractérisation Fonctionnelle (B.C.F.).....	43
1.3.3.2 Bloc de Contrôle des Commutations (B.C.C.).....	44

1.3.4 MISE EN OEUVRE DU BLOC DE CARACTERISATION FONCTIONNELLE.....	45
1.3.4.1 Restriction de la bidirectionnalité en courant	45
1.3.4.2 Restriction de la bidirectionnalité en tension.....	47
2. MODELISATION DE L'AXE DE PUISSANCE EN VUE DE LA COMMANDE	49
2.1 LE CONVERTISSEUR.....	49
2.1.1 REPRESENTATION NORMALISEE.....	49
2.1.2 RELATION FONDAMENTALE.....	51
2.1.2.1 Notations	51
2.1.2.2 Matrices de connexion	51
2.1.2.3 Matrices de conversion	52
2.1.3 REPRESENTATION REDUITE	53
2.1.3.1 Introduction	54
2.1.3.2 Réduction en tension.....	54
2.1.3.2.1 Notations.....	54
2.1.3.2.2 Mise en équations	55
2.1.3.2.3 Relations de conversion	56
2.1.3.3 Réduction en courant	57
2.1.3.3.1 Hypothèse.....	57
2.1.3.3.2 Notations.....	57
2.1.3.3.3 Mise en équations	58
2.1.3.3.4 Relations de conversion	59
2.1.3.4 Méthode pratique.....	59
2.1.3.5 Résumé.....	60
2.1.4 EXEMPLES D'APPLICATION.....	61
2.1.4.1 Convertisseur 2/2.....	61
2.1.4.2 Convertisseur 3/2.....	62
2.1.4.3 Convertisseur 2/3.....	63
2.1.5 MODELE DU CONVERTISSEUR.....	64
2.2 LES ELEMENTS DE FILTRAGE	65
2.2.1 MISE EN EQUATION.....	66
2.2.2 EXEMPLES D'APPLICATION.....	67
2.2.2.1 Convertisseur 2/2.....	67
2.2.2.1.1 Avec couplage.....	67

2.2.2.1.2 Sans couplage	69
2.2.2.2 Convertisseur 3/2	70
2.2.2.3 Convertisseur 2/3	72
2.3 DESCRIPTION GENERALE DE L'AXE DE PUISSANCE.....	74
2.3.1 MODELE GLOBAL	74
2.3.2 MODELE DE COMMANDE.....	75
2.3.2.1 Convertisseur en mode commandable	75
2.3.2.2 Définition des fonctions génératrices	75
2.3.2.3 Modèle de commande général.....	76
2.4 PRINCIPE GENERAL DE COMMANDE DES CONVERTISSEURS	77
2.4.1 CHOIX DE LA GRANDEURS A CONTROLER	77
2.4.2 INVERSION DE LA CHAINE CAUSALE.....	78
2.4.2.1 Schéma de principe de la commande.....	78
2.4.2.2 Utilisation de la mise en équation générale	79
2.4.2.3 Utilisation de la mise en équation réduite.....	80
2.4.2.4 Application aux convertisseurs usuels.....	80
2.4.2.4.1 Convertisseur 2/2	80
2.4.2.4.2 Convertisseur 3/2	81
2.4.2.4.3 Convertisseur 2/3	83
2.4.3 LE MODULATEUR	87
2.4.3.1 Rôle du modulateur.....	87
2.4.3.2 Exemples d'application.....	88
2.4.3.2.1 Cellule de commutation a deux interrupteurs.....	88
2.4.3.2.2 Cellule de commutation a trois interrupteur.....	89
2.4.4 SCHEMA GENERAL DE LA COMMANDE	90
PARTIE II.....	93
1 CAHIER DES CHARGES.....	93
2 REALISATION EXPERIMENTALE	94
2.1 AXE DE PUISSANCE	94
2.1.1 Eléments actifs.....	95
2.1.2 Eléments passifs	96
2.1.3 Capteurs	96
2.2 AXE DE COMMANDE.....	97

2.2.1 Bloc de Caractérisation Fonctionnelle	97
2.2.2 Bloc de Contrôle des Commutations et modulateur.....	97
2.2.3 Système contrôle-commande.....	98
2.3 PREMIERS ESSAIS : FONCTIONNEMENT EN MODE ONDULEUR TRIPHASE	100
3. CONTROLE DES COURANTS DU RESEAU	101
3.1 CONVERTISSEUR 2/2	101
3.1.1 INVERSION DU GRAPHE INFORMATIONNEL CAUSAL.....	102
3.1.2 ETUDE DE DIFFERENTS TYPES DE CORRECTEUR	104
3.1.2.1 Correcteurs P. et P.I.	104
3.1.2.2 Correcteurs résonnants.....	108
3.1.2.3 Correcteurs R.S.T.	110
3.1.3 ROBUSTESSE VIS-A-VIS DES VARIATIONS DE L'INDUCTANCE.....	112
3.1.4 COMPENSATION DE LA F.E.M. DU RESEAU.....	114
3.1.4.1 Solution directe.....	114
3.1.4.2 Solution indirecte.....	116
3.1.4.3 Bilan.....	119
3.2 CONVERTISSEUR 2/3	120
3.2.1 FILTRE RESEAU DESEQUILIBRE	120
3.2.2 FILTRE RESEAU EQUILIBRE	122
3.2.2.1 Mise en évidence du couplage.....	123
3.2.2.2 Découplage.....	124
3.2.3 INVERSION DU GRAPHE INFORMATIONNEL CAUSAL.....	125
3.2.3.1 Inversion directe	125
3.2.3.2 Inversion avec compensation indirecte.....	126
3.2.4 CORRECTEURS P. ET P.I.	127
3.2.5 SIMULATION ET RESULTATS EXPERIMENTAUX	128
4. CONTROLE DU COURANT REDRESSE	132
4.1 CONVERTISSEUR 2/2	132
4.1.1 INTRODUCTION	132
4.1.2 SOLUTION N°1 : INVERSION DU GRAPHE INFORMATIONNEL CAUSAL	133
4.1.3 SOLUTION N°2 : BILAN DES PUISSANCES.....	135
4.1.4 CALCUL DU CORRECTEUR.....	138

4.1.5 SATURATION DE LA COMMANDE.....	139
4.1.6 SIMULATION	139
4.2 CONVERTISSEUR 2/3	141
4.2.1 INTRODUCTION	141
4.2.2 MODELISATION DANS LE PLAN DE PARK.....	141
4.2.2.1 Cas du filtre équilibré	142
4.2.2.2 Cas du filtre déséquilibré	144
4.2.2.3 Graphe informationnel causal	145
4.2.3 SOLUTION N°1 : INVERSION DU GRAPHE INFORMATIONNEL CAUSAL	146
4.2.4 SOLUTION N°2 : BILAN DES PUISSANCES.....	148
4.2.4.1 Cas du filtre équilibré	148
4.2.4.2 Cas du filtre déséquilibré	150
4.2.5 CALCUL DU CORRECTEUR.....	152
4.2.6 SATURATION DE LA COMMANDE.....	153
4.2.7 SIMULATION ET RESULTATS EXPERIMENTAUX	153
5. SUPERVISION.....	157
5.1 L'AUTOMATE DE CONTROLE DES MODES DE MARCHE	157
5.2 CONVERTISSEUR 2/2	158
5.3 CONVERTISSEUR 2/3	161
5.3.1 FILTRE EQUILIBRE	161
5.3.1.1 Simulations et résultats expérimentaux	161
5.3.1.2 Fonctionnement à faible puissance avec un filtre équilibré.....	163
5.3.2 FILTRE DESEQUILIBRE	166
5.4 REINITIALISATION D'UN CORRECTEUR NUMERIQUE.....	167
CONCLUSION GENERALE	170
A. LE GRAPHE INFORMATIONNEL CAUSAL	172
A.1 LES PROCESSEURS EN CONVERSION STATIQUE	172
A.2 LES ELEMENTS DE CONVERSION	173
A.3 LES REGLES D'ASSOCIATION	174
A.4 LES PRINCIPES D'INVERSION DES RELATIONS.....	175
A.4.1 RELATIONS NON CAUSALES	175

A.4.2 RELATIONS CAUSALES.....	176
A.4.3 CAS DE PLUSIEURS ENTREES.....	176
B. ASSOCIATIONS PARALLELES AVEC DES THYRISTORS	179
B.1 THYRISTOR-DIODE.....	179
B.2 THYRISTOR-THYRISTOR.....	180
C. MISE EN EQUATION SOUS FORME D'ETAT	183
C.1 CONVERTISSEUR 2/2.....	183
C.1.1 AVEC COUPLAGE.....	183
C.1.2 SANS COUPLAGE.....	185
C.2 CONVERTISSEUR 3/2.....	187
C.3 CONVERTISSEUR 2/3.....	188
C.3.1 DEUX CONDENSATEURS ET DEUX INDUCTANCES.....	190
C.3.2 CONDENSATEURS EN TRIANGLE.....	191
C.3.3 CONDENSATEURS EN ETOILE.....	192
D. TRANSISTORS	194
E. DRIVER TRANSISTORS	198
F. CONDENSATEURS.....	204
G. FILTRES.....	211
G.1 FILTRE DE SALLEN ET KEY.....	211
G.2 DEPHASEUR.....	212
H. CORRECTEUR RESONNANT	213
H.1 INTRODUCTION.....	213
H.2 CAS DE LA MODULATION SINUSOIDALE.....	214
H.3 THEOREME DE LA TRANSPOSITION DE FREQUENCE.....	215
H.4 CONCLUSION.....	217
I. CALCUL CORRECTEUR COURANT RESEAU.....	218
I.1 RAPPEL : CRITERE DE NASLIN.....	218

I.2 RAPPEL DE LA STRUCTURE.....	219
I.3 CALCUL AVEC DES CORRECTEURS P. ET P.I.....	219
I.3.1 MISE EN EQUATION.....	220
I.3.2 RESOLUTION.....	221
I.3.3 NUMERISATION.....	222
I.4 CALCUL AVEC DES CORRECTEURS RESONNANTS	223
I.4.1 MISE EN EQUATION.....	223
I.4.2 RESOLUTION.....	225
I.4.3 NUMERISATION.....	226
J. CALCUL CORRECTEUR COURANT RESEAU.....	228
J.1 ASSERVISSEMENT DE LA TENSION U_s	228
J.1.1 RAPPEL DE LA STRUCTURE.....	228
J.1.2 CALCUL DES TRANSMITTANCES EN Z.....	229
J.1.3 CALCUL DU CORRECTEUR R. S. T.	231
J.2 ASSERVISSEMENT DU COURANT RESEAU I	233
J.2.1 RAPPEL DE LA STRUCTURE.....	233
J.2.2 CALCUL DES TRANSMITTANCES EN Z.....	234
J.2.3 CALCUL DU CORRECTEUR R. S. T.	234
K. TRANSFORMATION DE PARK	236
K.1 TRANSFORMATION DE CONCORDIA	236
K.2 TRANSFORMATION DE PARK	237
K.3 APPLICATION	238

