



**HAL**  
open science

# Commande numérique industrielle des convertisseurs à thyristors d'une machine synchrone autopilotée

Mohamed-Karim Fellah

► **To cite this version:**

Mohamed-Karim Fellah. Commande numérique industrielle des convertisseurs à thyristors d'une machine synchrone autopilotée. Autre. Institut National Polytechnique de Lorraine, 1991. Français. NNT : 1991INPL081N . tel-01751035

**HAL Id: tel-01751035**

**<https://hal.univ-lorraine.fr/tel-01751035v1>**

Submitted on 29 Mar 2018

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

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



## AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : [ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr](mailto:ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr)

## LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

[http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg\\_droi.php](http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php)

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>

15600 8 036 0

91 INPL 084N

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE  
Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique

[M] 1991 FELLAH, M-K

## THESE

*présentée à*

**L'INSTITUT NATIONAL POYTECHNIQUE DE LORRAINE**

*pour l'obtention du titre de*  
**DOCTEUR DE L' I.N.P.L.**

*spécialité : Génie électrique*

*par*

**Mohamed-Karim FELLAH**  
Ingénieur U. S. T. Oran - Algérie



**COMMANDE NUMERIQUE INDUSTRIELLE DES  
CONVERTISSEURS A THYRISTORS D'UNE MACHINE  
SYNCHRONNE AUTOPILOTEE**

-----  
Soutenu publiquement le 26 Septembre 1991 devant la commission d'examen  
-----

Membres du jury :

Président	M. VERON
Rapporteurs	J.P. HAUTIER A. REZZOUG
Examineurs	J.F. AUBRY B. WERTZ C. ZANNE

*A ma mère, à mon père,  
A mon frère et mes soeurs,  
Avec toute mon affection.*

## Avant-propos

Le travail décrit dans ce mémoire a été réalisé au Centre de Recherche en Automatique de Nancy, à l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique (I.N.P.L.).

Je tiens à exprimer ma reconnaissance aux gouvernements Algériens et Français pour l'aide matérielle qu'ils m'ont octroyée et pour les avantages dont j'ai bénéficié durant mon séjour en France.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à :

- Monsieur **J. F. AUBRY**, Professeur à l'INPL, pour avoir dirigé ces travaux, pour ses précieux conseils, pour m'avoir initié au travail de recherche, et surtout pour la confiance qu'il m'a accordée.

- Monsieur **C. ZANNE**, Maître de Conférence à l'INPL, pour avoir co-dirigé ces travaux, pour son amitié, pour sa sympathie, pour son aide efficace et pour sa rigueur et ses conseils quant à la rédaction de ce mémoire.

Je remercie vivement :

- Monsieur le Professeur **M. VERON**, de l'Université de Nancy I, directeur du CRAN, pour l'honneur qu'il m'a fait en jugeant ces travaux et en présidant ce jury.

- Monsieur **J. P. HAUTIER**, du Laboratoire de Génie Electrique et Systèmes à l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Metiers de Lille, pour l'intérêt qu'il porte à ces travaux, pour avoir accepté de les juger et d'en être rapporteur.

- Monsieur **A. REZZOUG**, Maître de Conférence à l'INPL, du Groupe de Recherche en Electronique et Electrotechnique de Nancy à l'ENSEM, pour avoir accepté de juger ces travaux et d'en être rapporteur.

- Monsieur **B. WERTZ**, Ingénieur à CEGELEC Belfort pour avoir accepté de faire partie de ce jury.

Que Monsieur **P. WANG** trouve ici toute ma sympathie pour sa collaboration dans ces travaux, et pour son amitié.

Je remercie tous mes camarades chercheurs et techniciens, ainsi que tout le personnel administratif du laboratoire pour leur gentillesse.

# TABLE DES MATIERES

## TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION.....	1
-------------------	---

### CHAPITRE I : SYNCHRONISATION

I .1 INTRODUCTION ET PRINCIPE.....	7
I .1.1 Cahiers des charges des Signaux de synchronisation .....	8
I .1.1.1 Domaines de fonctionnement .....	9
I .1.1.2 Caractéristiques des réseaux .....	9
I .2 DETECTION DES PASSAGES PAR ZERO .....	10
I .2.1 Méthodes analogiques.....	10
I .2.1.1 Utilisation de comparateurs .....	10
I .2.1.2 Utilisation d'optocoupleurs .....	11
I .2.2 Méthodes numériques.....	12
I .3 PERTURBATIONS RESEAU.....	14
I .3.1 Introduction .....	14
I .3.2 Nature et origines des creux de tensions.....	15
I .3.3 Harmoniques.....	16
I .4 FILTRAGE.....	16
I .4.1 Introduction .....	16
I .4.2 Problèmes d'adaptation du filtre aux variations fréquentielles du signal à filtrer.....	18
I .4.3 Filtrage numérique passe-bande pour système à fréquence fixe .....	22
I .4.3.1 Introduction .....	22
I .4.3.2 Filtres récursifs et filtres non-récursifs .....	23
I .4.3.3 Application .....	27
I .4.4 Filtrage numérique pour système à fréquence variable.....	29
I .4.4.1 Introduction .....	29
I .4.4.2 PLL analogique et numérique.....	30
I .4.4.2.1 Principe .....	31
I .4.4.2.2 Plage de verrouillage .....	34
I .4.4.2.3 Plage de capture.....	35
I .4.4.2.4 Synthétiseur de fréquence.....	36
I .4.4.3 Autre méthode proposée.....	38
I .5 HORLOGE TEMPS REEL.....	40
I .6 RESULTATS .....	41

### CHAPITRE II : ALLUMEUR NUMERIQUE

II .1 INTRODUCTION.....	53
II .2 ALLUMEURS NUMERIQUES.....	54
II .2.1 Allumeur à coïncidence .....	54
II .2.2 Allumeur à retard .....	55
II .2.3 Allumeur incrémental.....	56
II .3 ALLUMEUR MULTI-STRATEGIES.....	57
II .4 CONCLUSION.....	60

### CHAPITRE III : METHODE "MAREL"

III .1 INTRODUCTION.....	63
III .2.1 Introduction .....	64



III .2.2	Méthode déductive.....	67
III .2.3	Réseaux de Pétri Interprétés (RdPI).....	68
III .3	LA METHODE 'MAREL'.....	68
III .3.1	Formalisation du cahier des charges.....	69
III .3.2	Recherche d'une solution fonctionnelle.....	70
III .3.2.1	Flux de données.....	70
III .3.2.2	Découpage en blocs fonctionnels.....	73
III .3.2.3	Description externe des blocs fonctionnels.....	73
III .3.2.4	Description interne des blocs fonctionnels.....	75
III .3.3	Implantation.....	76
III .4	CONCLUSION.....	76

## CHAPITRE IV : FORMALISATION

IV .1	LA MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE ET SES MODES DE MARCHE.....	81
IV .1.1	Généralités sur la MSA.....	81
IV .1.1.1	Introduction.....	81
IV .1.1.2	Etude de la conduction et de la commutation.....	83
IV .1.1.2.1	Cas du fonctionnement en moteur.....	88
IV .1.1.2.2	Cas du fonctionnement en générateur.....	89
IV .1.1.3	Etude du démarrage.....	89
IV .1.2	Recapitulatif de fonctionnement pour l'application.....	93
IV .1.2.1	Modes de marche.....	93
IV .1.2.1.1	Démarrage en pas à pas : marche cadencée ( $\Omega \leq \Omega_{lim}$ )....	93
IV .1.2.1.1.1	Comportement sur la première demande d'allumage du P.M.....	93
IV .1.2.1.1.2	Comportement en marche cadencée.....	93
IV .1.2.1.2	Comportement en marche autopilotée.....	94
IV .2	CAHIER DES CHARGES.....	95
IV .2.1	Cahier des charges de la commande de portes du Pont Réseau.....	95
IV .2.2	Cahier des charges de la commande de portes du Pont Machine.....	96
IV .2.3	Performances.....	99
IV .2.4	premier bilan des entrées / sorties : Interfaces.....	101
IV .2.4.1	Entrées.....	101
IV .2.4.2	Sorties.....	102
IV .3	FORMALISATION DU CAHIER DES CHARGES.....	103
IV .3.1	Bilan des fonctions a accomplir.....	103
IV .3.1.1	Calibrer les signaux d'allumage.....	104
IV .3.1.2	Coordonner les différentes demandes d'allumage.....	104
IV .3.1.3	Déterminer les numéros de thyristors allumables.....	105
IV .3.1.4	Produire la commande d'angle effective.....	105
IV .3.1.5	Produire les signaux de synchronisation et test du réseau.....	106
IV .3.2	Calibrer les signaux d'allumage.....	107
IV .3.3	Coordonner les différentes demandes d'allumage.....	109
IV .3.3.1	Coordination du Pont Machine.....	109
IV .3.3.2	Coordination du Pont Réseau.....	112
IV .3.4	Déterminer les numéros de thyristors allumables.....	113
IV .3.4.1	Cas du PR et du PM à système de synchronisation constant.....	115
IV .3.4.2	Choix du système de synchronisation pour le PM et traitement des changements de mode.....	118
IV .3.4.2.1	Changement de mode lorsque $SYNCI=SYNT$ .....	118
IV .3.4.2.2	Changement de mode lorsque $SYNCI \neq SYNT$ .....	120
IV .3.5	Produire la commande d'angle effective (COEF).....	125
IV .3.5.1	Production de COEF pour le Pont Réseau.....	125
IV .3.5.2	Production de COEF pour le PM.....	127
IV .3.6	Démarrage de la MSA et production des synchronisations.....	129

IV .3.6.1 Réseau de Pétri .....	129
IV .3.6.2 Formalisation des opérateurs.....	132
IV .3.6.2.1 Formalisation de "Test du réseau" .....	132
IV .3.6.2.2 Formalisation du Calcul de $\theta_0$ .....	132
IV .3.6.2.3 Initialisation et calcul de POS.....	133
IV .3.6.2.4 Formalisation et initialisation de SYNCI.....	136
IV .3.6.2.5 Détermination de THDEM (thyristor de démarrage).....	145
IV .3.6.2.5.1 Détermination de POSD et INDICE .....	146
IV .3.6.3 Formalisation des prédicats .....	148
IV .3.6.3.1 Test Réseau.....	148
IV .3.6.3.2 Mesures valides .....	148
IV .3.6.4 Evénements .....	148
IV .3.6.5 Variables.....	148
IV .3.7 Bilan des fonctions accomplies sur le pont réseau.....	149
IV .3.7.1 Bilan .....	149
IV .3.7.2 Flux de Données et découpage en Blocs Fonctionnels (B.F.) .....	149
IV .3.7.3 Description externe des Blocs Fonctionnels.....	150
IV .3.7.4 Réseau de Contrôle des Activations (RCA) .....	153
IV .3.8 Bilan des fonctions accomplies sur le pont machine.....	155
IV .3.8.1 Bilan .....	155
IV .3.8.2 Flux de Données et découpage en Blocs Fonctionnels (B.F.) .....	156
IV .3.8.3 Description Externe des Blocs Fonctionnels .....	157
IV .3.8.4 Réseau de Contrôle des Activations (RCA) .....	161
IV .3.9 Implantation .....	163
<b>CONCLUSION .....</b>	<b>169</b>
<b>ANNEXE .....</b>	<b>173</b>
<b>GLOSSAIRE .....</b>	<b>179</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>185</b>
<b>RESUME / MOTS CLES .....</b>	<b>195</b>

# INTRODUCTION

## **INTRODUCTION**

Les progrès réalisés dans le domaine des dispositifs semi-conducteurs de puissance permettent de remplacer la machine à courant continu par l'association d'un convertisseur électronique et d'une machine à courant alternatif dans des applications où la présence du collecteur serait inacceptable ou introduirait des limitations de performances (grande vitesse, puissance élevée, atmosphère hostile). Pour des applications à basse et moyenne puissance, on utilise en général des moteurs d'induction en raison de leur extrême simplicité, de leur robustesse et de leur coût réduit. Pour les puissances supérieures (500 kW à 40 MW), la machine synchrone est plus performante, puisqu'elle présente un rendement et un facteur de puissance plus élevés.

Parmi ces associations l'ensemble formé par un redresseur-onduleur commuté par la charge et d'une machine synchrone constitue un système particulièrement bien adapté aux grandes puissances, dans la mesure où le convertisseur se réduit à un pont de thyristors déclenchés en synchronisme avec la rotation de la machine. De plus, on évite l'utilisation de dispositifs auxiliaires de commutation en profitant de la force électromotrice interne pour assurer une commutation naturelle.

Le travail décrit dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre d'une collaboration de recherche EDF-CEGELEC-CRAN. Il présente la réalisation complète d'une commande numérique industrielle d'une machine synchrone autopilotée sur la base d'un cahier des charges présentant des contraintes en précision pour les angles de retard à l'amorçage et en dynamique de suivi fréquentiel.

Dans la première partie de cette thèse, on présente un dispositif original destiné à la détermination des origines des angles d'allumage (système de synchronisation) dans les systèmes à convertisseurs statiques alimentés à partir d'un réseau perturbé et à fréquence variable.

La numérisation, les spécifications de précision, et la dynamique de fréquence exigée nous ont conduit à une recherche spécifique sur le problème de synchronisation.

Une solution fondée sur un filtrage adaptatif en fréquence a été retenue.

La seconde partie s'intéresse aux allumeurs numériques et aux méthodes de génération des impulsions de gâchettes, les performances du système complet convertisseur à thyristors dépendant directement du type d'allumeur employé et l'équilibre ou la présence d'harmoniques dans l'équipement étant largement dépendant de l'allumeur utilisé.

Une description et une étude comparative de plusieurs allumeurs déjà existants (allumeur à coïncidence, à retard, incrémental) est faite. On présente ensuite un nouvel algorithme d'allumage (allumeur multi-stratégies) alliant les avantages des allumeurs cités ci-dessus.

L'étude complète (du cahier de charges à la réalisation pratique) de la commande de portes d'une machine synchrone autopilotée est présentée dans la dernière partie.

Cette étude comprend, entre-autres :

- la commande des thyristors des 2 ponts réseau (PR) et machine (PM) (calibrage des impulsions de gâchettes, allumage multi-stratégies, coordination des 2 ponts, etc ...)
- l'élaboration des signaux de synchronisation pour les 2 ponts :
  - \* à partir des tensions réseau (fréquence constante ou peu variable) pour le pont réseau
  - \* à partir des tensions induites dans la machine (mode autopiloté) ou du codeur incrémental (mode cadencé) pour le pont machine
- le traitement des basculements de mode (marche autopilotée - marche cadencée).

Par ailleurs, la conception des systèmes de commande numériques des convertisseurs d'énergie électromécaniques (machines électriques + convertisseurs de puissance) posant encore de nombreux problèmes : la rapidité des processus, la complexité des interactions entre les différentes fonctions, ont conduit le laboratoire à développer une méthode de conception d'applications temps réel adaptée au problème de la commande de processus rapides en général et des commandes de portes en particulier.

Cette méthode ("*MAREL* " pour Méthode de conception d'Applications temps Réel pour la commande de processus ELectromécaniques) qui avait été validée et s'était révélée efficace sur plusieurs applications de laboratoire (commande de machines à courant continu,

synchronisation réseau, programmation de machines en tranches), n'a jamais été utilisée sur un dispositif présentant la complexité d'une application industrielle réelle.

Il était donc important, d'une part, de valider scientifiquement l'utilisation de la méthode développée par le CRAN sur les systèmes réels concernés par le contrat, et d'autre part d'expérimenter l'utilisation de cette méthode avec d'autres personnes que les concepteurs eux-mêmes ou leurs proches collaborateurs (chercheurs du laboratoire) afin de valider ses possibilités d'utilisation pratiques.

Notre étude de la commande numérique industrielle d'une machine synchrone autopilotée a donc été basée sur le formalisme de la méthode MAREL.

# **I - SYNCHRONISATION**

## CHAPITRE I : SYNCHRONISATION

### I.1 INTRODUCTION ET PRINCIPE

Les intervalles de conduction des semi-conducteurs de puissance, dans les convertisseurs statiques raccordés à un réseau alternatif, sont dictés par les tensions alternatives de ligne.

Indépendamment de la méthode ou de l'algorithme utilisé pour le contrôle en phase des thyristors, des signaux synchronisant ces allumages avec les tensions d'alimentation sont, la plupart du temps, nécessaires. Pour un pont triphasé à thyristor, il y a six signaux logiques, chacun associé à un thyristor et défini à partir des instants de commutation naturelle, donc de l'intersection de 2 tensions composées, ce qui coïncide avec le passage par zéro d'une autre tension composée. Ces signaux de synchronisation définissent les intervalles théoriques possibles de conduction des thyristors pour les modes opératoires onduleur ou redresseur du convertisseur. Du fait que ces signaux logiques sont complémentaires 2 à 2, seuls 3 sont nécessaires. La figure I.1 montre la génération des signaux de synchronisation à partir des tensions composées pour un pont triphasé à thyristors.

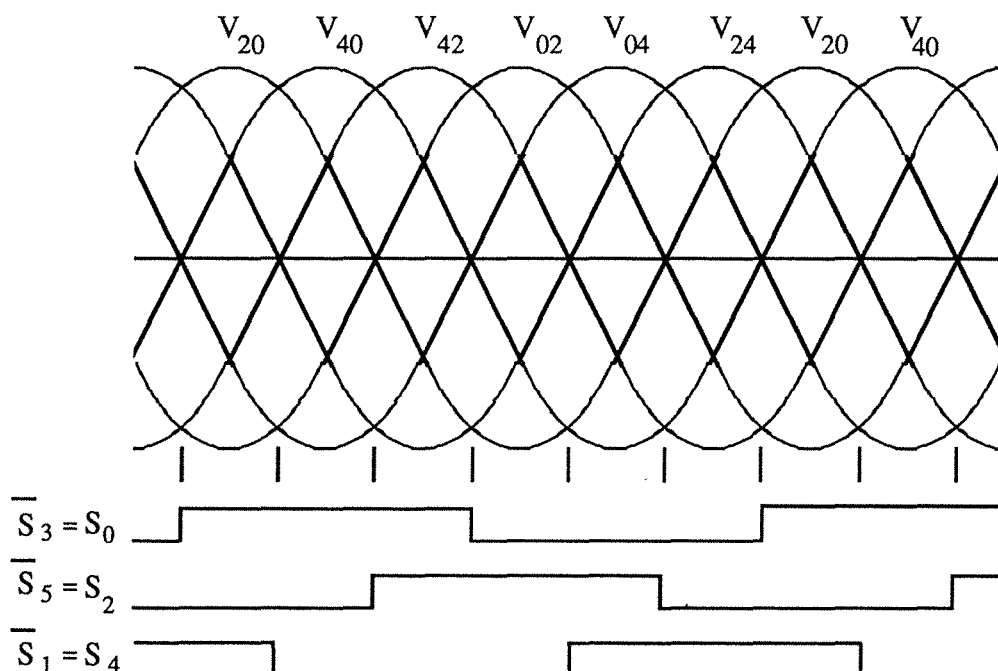


Figure I.1



A partir de ces signaux de synchronisation, l'allumage du thyristor s'opèrera en retardant l'envoi de l'impulsion de gâchette (retard à l'amorçage) par rapport au basculement du signal correspondant. Toute erreur sur ces synchronisations entraîne une erreur directe sur le retard à l'amorçage [DAWSON 89].

Par conséquent, tout calcul visant la détermination des signaux de synchronisation doit être fait avec la plus grande précision possible. Deux approches sont souvent utilisées :

a) synchronisation sur 3 phases : chaque impulsion d'allumage est référencée par rapport au passage par zéro des lignes de tension correspondantes.

b) synchronisation équidistante sur une phase unique : sur un ensemble de 6 impulsions, une seule est synchronisée par rapport au passage par zéro de la tension de ligne, les autres sont décalées à intervalles réguliers ( $60^\circ$  électriques).

Cette dernière approche est souvent préférée puisqu'elle minimise les harmoniques non caractéristiques sur la ligne. Par ailleurs, du point de vue matériel, cette approche requiert moins de composants. Par conséquent, nous adopterons cette méthode par la suite.

Définissons tous d'abord le cahier des charges de l'établissement des signaux de synchronisation. Pour cela, il faut distinguer le cas du Pont Réseau (relié au réseau de distribution de l'énergie) de celui du Pont Machine (relié aux enroulements statoriques d'une machine synchrone) pour la commande de la machine synchrone autopilotée. En effet, les 2 convertisseurs travaillent dans des domaines différents de fonctionnement en fréquence (§ IV).

### I .1.1 CAHIERS DES CHARGES DES SIGNAUX DE SYNCHRONISATION

*(voir cahier des charges de la commande de machine synchrone autopilotée § IV .2)*

*Pour le Pont Réseau* : Booléen indiquant le passage par zéro des composantes directes des ondes fondamentales des tensions différentielles appliquées aux thyristors.

Pour la génération des 3 signaux de synchronisation, on utilisera une seule phase et décalera le signal obtenu de  $120^\circ$  et  $240^\circ$ .

*Pour le Pont Machine* : Booléen indiquant le passage par zéro des composantes directes des ondes fondamentales des tensions différentielles appliquées aux thyristors.

- En marche cadencée, les signaux de synchronisation sont élaborés à partir de la position initiale et d'un codeur incrémental placé en bout d'arbre de la machine. Ces signaux indiquent, en fait, la position du rotor au 1/6 de tour près, par rapport aux axes des pôles statoriques.

- En marche auto-synchrone (ou autopilotée), ils sont définis à partir des tensions différentielles aux bornes de la machine, traitées dans un circuit externe pour reboucher les encoches de commutation.

### **I .1.1.1 Domaines de fonctionnement**

- Fréquence variable de la tension du réseau d'alimentation d'un pont (de 0 à 200 Hz pour le pont machine et de 20 à 75 Hz pour le pont réseau) avec une dérivée comprise entre 0 et 20 Hz/s (en valeur absolue).

- Pour le pont réseau, si l'amplitude de la tension varie entre  $\pm 15\%$ , on doit avoir les performances exigées par le cahier des charges (§ IV .2) ; Si elle varie entre  $-50\%$  et  $+30\%$ , on obtiendra des performances dégradées mais les fonctionnements doivent être sauvegardés.

### **I .1.1.2 Caractéristiques des réseaux**

La commande doit supporter les éventuels défauts du réseau sans produire d'aléas. La précision n'est plus requise dans ce cas.

Déformation des tensions réseau :

Les différentes déformations susceptibles d'affecter le réseau sont extraites de la CEI 146, classe B.

- Taux de distorsion harmonique total : 10 %

- Taux de distorsion individuel :

\* rangs impairs : 8 %

\* rangs pairs : 2 %

- Creux de commutation :

\* profondeur : 40 % de  $U_{LWN}$  (Tension différentielle max. excluant toute sous-tension alimentée)

- \* largeur ( $^{\circ}$  elec.) : 30
- \* surface (%  $x^{\circ}$  elec.) : 120

En outre, la présence de creux de profondeur 100 % et de brève durée doit être prise en compte.

## **I.2 DETECTION DES PASSAGES PAR ZERO**

Qu'il s'agisse d'une synchronisation sur une phase ou sur 3 phases, le problème d'une bonne détection des passages par zéro des tensions pour la détermination des signaux de synchronisation reste le même, surtout lorsque ces tensions sont très perturbées. Cette détection peut être à l'origine d'une importante dissymétrie dans le système d'allumage des thyristors.

Traitons, tout d'abord, la détection des passages par zéro des tensions de ligne dans les cas où celles-ci sont filtrées ou ne sont pas perturbées.

### **I.2.1 METHODES ANALOGIQUES**

#### **I.2.1.1 Utilisation de comparateurs**

La figure I.2.(1) représente le montage le plus simple pour la détection des passages par zéro. D'autres variantes, adaptées à un filtrage simultané de la tension d'entrée, peuvent en découler.

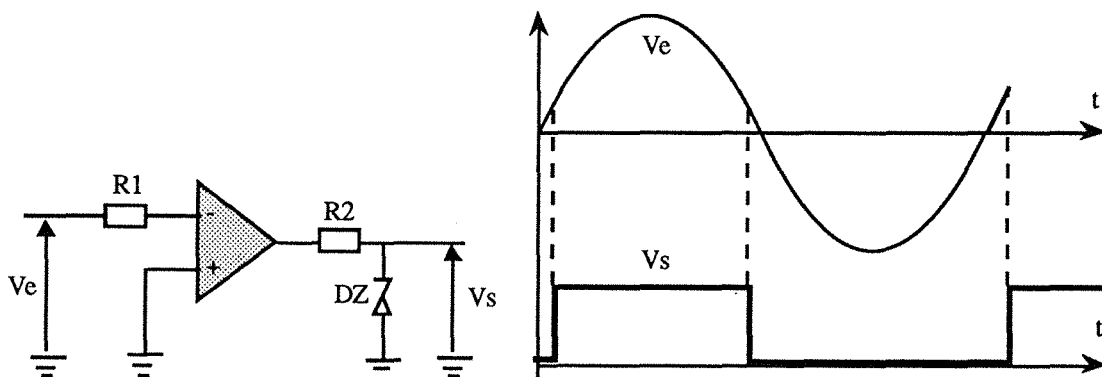


Figure I.2 (1)

La diode Zener DZ limite la tension, la résistance R2 le courant.

Bien que les seuils de basculement soient fixés à zéro, la détection des passages par zéro ne se fait qu'avec une précision dépendant des tolérances du matériel employé.

### I .2.1.2 Utilisation d'optocoupleurs

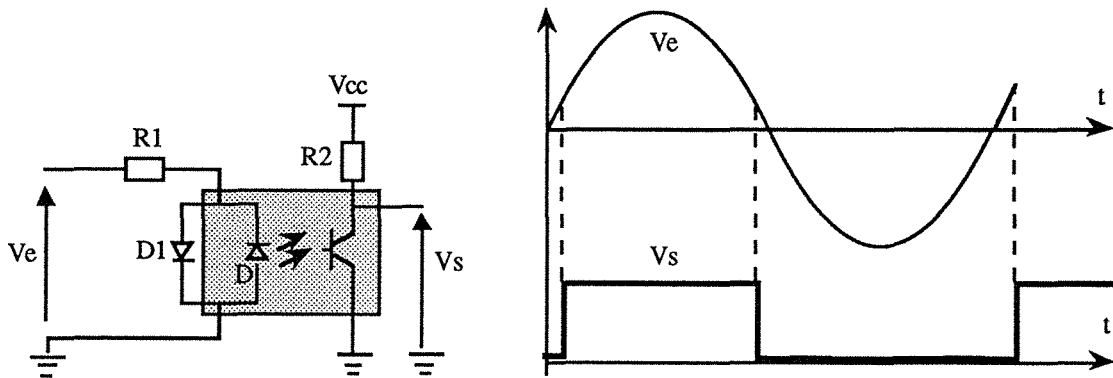


Figure I .2 (2)

La résistance R1 limite le courant direct dans la diode photo-émissive D ,et D1 sa tension inverse.

La figure I .2 (2) montre les signaux d'entrée et de sortie du détecteur.

Le délai entre le passage par zéro réel et sa détection peut être réduit par un choix judicieux des résistances R1, R2 et de l'optocoupleur, mais peut être difficilement inférieur à 2 degrés. Il est à noter que si la transition de vrai à faux du signal de sortie est assez tardive, celle de faux à vrai arrive trop tôt, ce qui est en soi une autre forme de dissymétrie [DURAND 90].

Un meilleur détecteur, utilisant un optocoupleur à interface 'AC vers logique', tel que l'HCPL 3700 d'Hewlet Packard est représenté sur la figure I .2 (3).

Les transitions de Vrai vers Faux du signal de sortie  $V_s$  indiquent les passages par zéro avec une avance de 2 à 3 degrés, mais cette avance est la même pour les 2 alternances et peut être prise en compte au niveau du système d'allumage.

Ces méthodes analogiques présentent l'avantage d'être peu coûteuses mais également l'inconvénient d'être peu précises (en raison des tolérances des diverses composants utilisés et autres dérives) surtout lorsqu'une grande précision sur l'angle d'allumage est demandée.

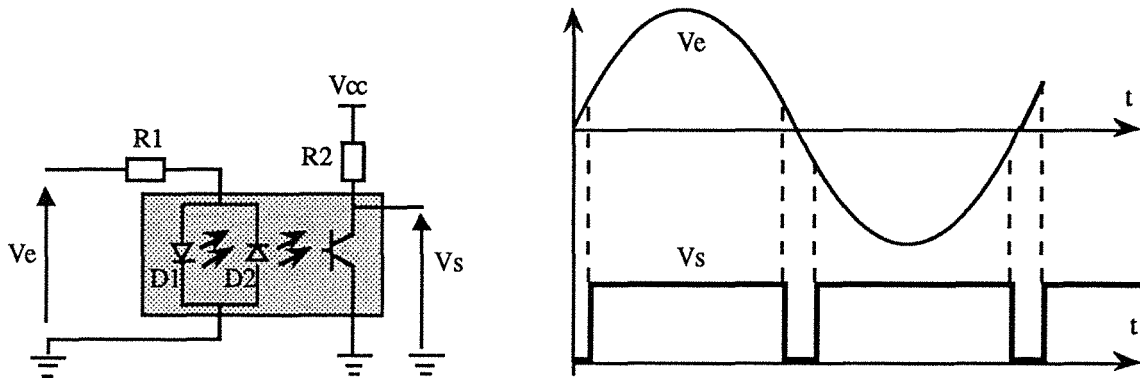


Figure I .2 (3)

Les plus graves inconvénients sont liés à la présence de parasites qui peuvent faire basculer les comparateurs. Ces parasites doivent être filtrés. Cela entraîne un déphasage qui n'est pas gênant car connu en fréquence fixe mais dangereux en fréquence variable. Dans ce dernier cas, l'utilisation d'une P.L.L. (pour Phase-Locked Loop) ou système à verrouillage de phase équivalent s'avère nécessaire afin d'obtenir des sinusoïdes propres, en phase avec le réseau, et alors mettre le comparateur sur cette dernière (cf § I .4).

## I .2.2 METHODES NUMERIQUES

Cette méthode requière l'utilisation de capteur de tension, de convertisseur analogique/numérique, et d'un processeur.

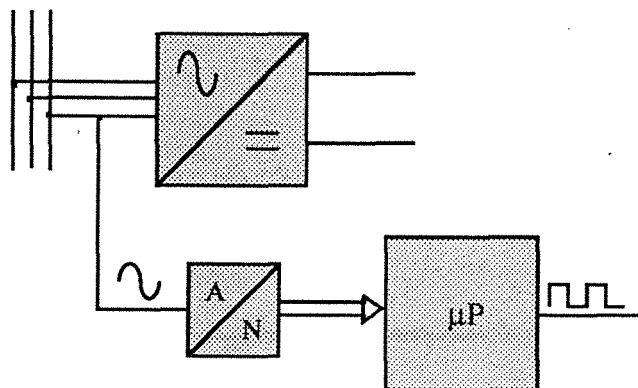


Figure I .2 (4)

L'image de la tension réseau est échantillonnée à une fréquence  $F_e$ , la plus grande possible, afin de considérer que pour les 3 ou 4 points d'échantillonnage autour du passage par zéro réel, la tension d'entrée est pratiquement linéaire ( $\sin(x) \cong x$  pour  $x$  très faible). Le passage par zéro est déterminé numériquement par extrapolation.

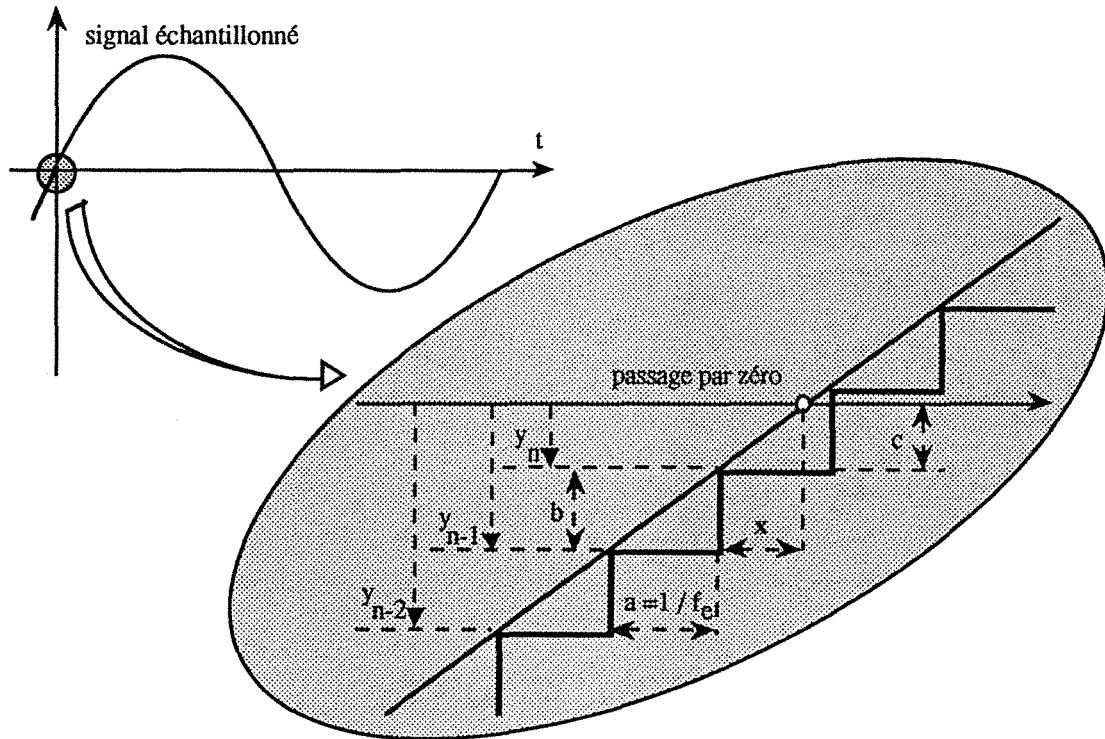


Figure I.2 (5)

Si  $y_n$  et  $y_{n-1}$  sont respectivement les échantillons aux instants  $n$  et  $n-1$ , alors, l'extrapolation, pour la détermination de la date future du passage par zéro de la tension, s'opère à l'instant  $n$  lorsque l'amplitude (en valeur absolue) de l'échantillon  $y_n$  devient inférieure à celle séparant les échantillons  $y_n$  et  $y_{n-1}$  (Figure I.2 (5)):

en posant  $c = |y_n|$

et  $b = |y_{n-1} - y_n|$

**Si**  $c < b$  **Alors** "extrapolation"

|

**Sinon** continue

Dans le cas où une extrapolation s'impose, c'est à dire que le passage par zéro interviendra avant le prochain échantillon  $y_{n+1}$ , alors la date  $x$  d'occurrence de ce passage, comptée à partir de l'instant  $n$ , est déterminée de la façon suivante :

en posant  $a = \frac{1}{F_e}$   $F_e$  : fréq. d'échantillonnage du signal d'entrée.  
 et  $x =$  délai entre l'instant  $n$  et l'occurrence du passage par zéro.

on a :  $\frac{x}{x+a} = \frac{c}{c+b}$

ce qui donne :  $x = \frac{c}{b} * a$

Il suffirait alors de charger, à l'instant  $n$ , un timer programmable qui indiquerait précisément ce passage par zéro. La valeur à charger doit correspondre à la valeur  $x$  moins les différents temps de calcul et d'adressage, ce qui est parfaitement connu.

### **I.3 PERTURBATIONS RESEAU**

Les lignes de synchronisation sont souvent perturbés par la présence de distorsion sur les lignes AC, introduites par les autres équipements opérant sur la même ligne et, plus souvent, par le convertisseur de puissance lui même.

Avant de voir comment l'on peut obtenir des signaux de synchronisation fiables, passons d'abord en revue quelques-unes des principales sources de perturbation sur le réseau.

#### **I .3.1 INTRODUCTION**

Le réseau de transmission de l'énergie électrique est d'une grande étendue. Entre les centrales de production et les équipements électriques des utilisateurs, cette énergie subit des influences parfois perturbatrices. Ces perturbations sont le résultat de phénomènes à caractère aléatoire comme la foudre, les court-circuits, le givre, ..., mais aussi, bien souvent, de "parasites" créés par les utilisateurs eux-mêmes.

D'une manière générale, ces perturbations se manifestent par des variations qui affectent les paramètres caractéristiques des alimentations électriques triphasées : la fréquence, l'amplitude, la forme d'onde, la symétrie (équilibre des phases). Parmi les divers types de défauts que l'on rencontre, les creux de tension, qui se manifestent souvent par une variation

d'amplitude et un déséquilibre, sont ceux qui peuvent affecter le plus fortement les convertisseurs statiques à thyristors en particulier lorsqu'ils fonctionnent en onduleur (énergie fournie au réseau). Ces convertisseurs sont essentiellement utilisés dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable mettant en oeuvre des machines synchrones autopilotées, qui couvrent maintenant une grande gamme d'applications depuis le remplacement des moteurs à courant continu utilisés en atmosphères explosibles jusqu'à celui des turbines à gaz ou à vapeur de moyennes et de grandes puissances.

Pour ces équipements électroniques d'entraînement à vitesse variable, bien s'adapter avec son réseau signifie [MAIRE 89]:

- être tolérant aux imperfections naturelles de ce réseau,
- éviter d'être la cause de ces imperfections,
- supprimer, quand c'est possible, certaines d'entre-elles.

### I .3.2 NATURE ET ORIGINES DES CREUX DE TENSIONS

Parmi les divers types de perturbations susceptibles d'être perçues par un équipement, les creux de tension sont ceux qui affectent le plus fortement le fonctionnement des installations.

Un creux de tension se définit par une diminution de l'amplitude de la tension pendant un intervalle de temps à l'intérieur duquel elle reste en permanence inférieure à sa valeur normale [MAIRE 89] [ROYE 85].

Les phénomènes qui sont à l'origine des creux de tensions sont très variés :

- Fonctionnement des ponts de redresseurs statiques commandés.
- Transitoires de fonctionnement dans l'installation d'un client (appareils à variations de charge rapides : four à arcs, laminoirs, ...).
- Défaillances de matériel dans le réseau de distribution (défauts d'isolement, blessures de câbles souterrains, ...).
- Phénomènes atmosphériques sur le réseau de distribution (foudre, vent, neige, brouillards givrants, ...).

Le distributeur s'assure généralement que les perturbations produites par le premier type de phénomènes restent admissibles. Il en résulte que les origines des creux de tensions sont essentiellement de nature accidentelle : des court-circuits. Ils se produisent alors des chutes de



tension dans une zone du réseau plus ou moins étendue autour du point origine du défaut jusqu'à la mise hors service de l'élément défectueux par les protections.

### I .3.3 HARMONIQUES

Parmi les différentes sources de distorsion harmonique, les convertisseurs électroniques de puissance tiennent une place importante. Contrairement aux récepteurs linéaires classiques, les convertisseurs statiques génèrent des courants harmoniques dont la circulation dans les impédances du réseau provoque une déformation de l'onde de tension. C'est à ces déformations que sont généralement sensibles les équipements perturbés. De plus, la circulation de ces courants à des fréquences élevées peut entraîner des échauffements non prévus dans les diverses impédances traversées. Dans la plus part des cas, les tensions harmoniques sont d'autant plus élevées que l'on est proche de la source qui les provoque. Ainsi, le pollueur commence par se polluer lui même et polluer aussi ses plus proches voisins.

Rappelons qu'il existe deux types de courants harmoniques produits par les convertisseurs à commutation naturelle [ADAM 88] [HOSSEINI 81] [NONNON 91] :

\* les courants harmoniques caractéristiques prévus par la théorie sur la base d'un circuit parfaitement équilibré. Les rangs de ces harmoniques, répondent aux formules :

$h = 6p \pm 1$  ( $p \in \mathbb{N}$ ) pour des convertisseurs hexasphasés, et

$h = 12p \pm 1$  ( $p \in \mathbb{N}$ ) pour des convertisseurs dodécaphasés.

\* les courants harmoniques non caractéristiques qui ont pour origine divers déséquilibres dûs aux dispersions sur les caractéristiques électriques des transformateurs de conversion et sur les angles de fonctionnement des différents thyristors des convertisseurs, ainsi qu'aux tensions alternatives alimentant les convertisseurs (composante inverse).

## I.4 FILTRAGE

### I .4.1 INTRODUCTION

Les tensions d'entrée étant, généralement, considérablement perturbées, il est classique d'admettre comme origine le passage par zéro du fondamental de ces tensions. La détermination de cette tension fondamentale est difficile à réaliser avec précision et un fonctionnement incorrect peut en résulter.

Pour remédier à cet inconvénient, il serait plus judicieux de détecter les passages par zéro au niveau du primaire du transformateur d'alimentation, ou alors, ce qui est utilisée d'une façon plus standard dans les équipements industriels, d'obtenir les signaux de synchronisation en filtrant la tension alternative à l'aide de filtres numériques ou analogiques, passifs ou actifs, du premier ou second ordre, habituellement des filtres passe-bas [JOOS 89].

La première méthode présente comme principal inconvénient le déphasage entre les tensions primaires et secondaires qui est dépendant des grandeurs électriques du circuit (courant de charge etc ...). D'autre part, la tension au primaire est, souvent, elle même très perturbée.

La seconde méthode présente également un retard de phase inhérent aux filtres, qui doit être compensé par ailleurs. D'autre part, dans le cas des filtres analogiques, elle requière un réglage occasionnel des potentiomètres et la précision dépend largement des tolérances des composants utilisés. Elle n'est pas utilisable dans les systèmes de puissance présentant une variation de fréquence non négligeable ou lorsque le système d'alimentation alternative est une génératrice synchrone. Cette méthode et ses variantes donnent des signaux raisonnablement propres si les distorsions ne sont pas importantes et si la tension d'entrée ne contient pas d'harmoniques de faible fréquence. La méthode fonctionne essentiellement en boucle ouverte.

Comme nous venons de le voir, que cela soit pour les méthodes numériques ou analogiques, les tensions de ligne (ou leurs images), servant à l'élaboration des signaux de synchronisation, sont généralement filtrées par des filtres passe-bas classiques. Ceux-ci donnent des signaux de sortie avec un déphasage nul (ou du moins, très faible) par rapport aux signaux d'entrée tant que les fréquences de ces derniers restent bien inférieures à la fréquence de coupure du filtre. Par conséquent, nous voyons tout de suite les limitations d'un tel système:

- Si le signal d'entrée contient des sous-harmoniques, ceux-ci ne seront pas filtrés.
- Le filtre, pour être efficace, doit couper à une fréquence plus ou moins proche de celle du signal d'entrée, afin d'éviter de faire passer les fréquences harmoniques immédiatement supérieures. Le signal d'entrée ne peut donc pas varier dans une large gamme de fréquence. D'autre part, plus la fréquence de coupure est proche de la fréquence d'entrée, plus est grand le déphasage entrée/sortie provoqué par le filtre.

L'idéal, afin d'éliminer la première limitation, serait l'utilisation d'un filtre passe-bande dont la fréquence centrale  $F_c$  serait celle du fondamental du signal d'entrée. Or, pour un tel filtre, le déphasage est nul pour la fréquence centrale, mais varie, généralement, linéairement,

sur une large gamme, autour de cette fréquence (Figure I .4.1). De ce fait, la deuxième limitation persiste, à moins d'adapter ce filtre aux variations fréquentielles éventuelles du signal d'entrée  $F_e$ . En effet, si le filtre passe-bande est asservi à l'entrée de telle manière que la fréquence centrale  $F_c$  soit toujours égale au fondamental  $F_e$ , alors le filtre passe-bande n'introduira aucun déphasage et affaiblira toute fréquence autre que  $F_e$ .

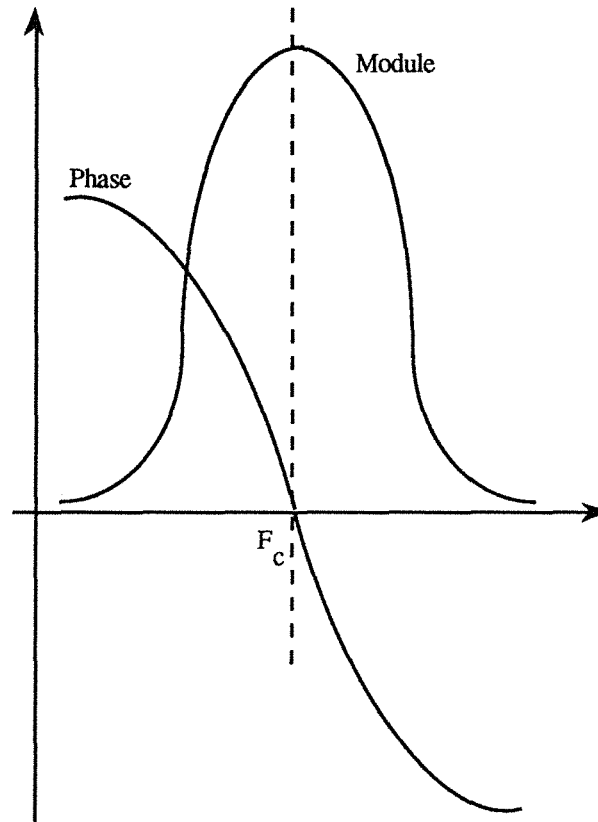


Figure I .4.1

Ce sont ces 2 principes (l'utilisation d'un filtre passe-bande et son asservissement en fréquence) qui ont servi de base à notre réalisation présentée dans ce qui suit.

#### I .4.2 PROBLEMES D'ADAPTATION DU FILTRE AUX VARIATIONS FREQUENTIELLES DU SIGNAL A FILTRER

Adapter le filtre passe-bande aux variations fréquentielles du signal d'entrée n'est pas chose aisée. En effet, la fonction de transfert d'un filtre numérique s'écrit en général :

$$F_N(z^{-1}) = \frac{Y(z^{-1})}{X(z^{-1})} = \frac{\sum_{k=0}^M B_k \cdot z^{-k}}{1 - \sum_{k=0}^M A_k \cdot z^{-k}}$$

$$\text{pour un filtre d'ordre 2 : } F_2(z^{-1}) = \frac{Y(z^{-1})}{X(z^{-1})} = \frac{B_0 + B_1 \cdot z^{-1} + B_2 \cdot z^{-2}}{1 - A_1 \cdot z^{-1} - A_2 \cdot z^{-2}}$$

Les coefficients  $A_i$  et  $B_i$  (donc le filtre) dépendent de :

- la nature du filtre souhaité (passe-bas, passe-bande, etc...),
- l'ordre de ce filtre (raideur à la coupure),
- la largeur de bande passante  $B$ ,
- la fréquence centrale (fréquence du signal d'entrée à ne pas éliminer, ni affaiblir),
- la fréquence d'échantillonnage.

En se fixant les 3 premiers critères en fonction de la sélectivité désirée (nature du filtre, ordre, bande-passante), vouloir adapter le filtre sur la fréquence  $F_e$  du fondamental d'entrée (c'est à dire avoir un filtre tout le temps centré sur la fréquence d'entrée) revient à calculer en permanence les coefficients  $A_i$  et  $B_i$ , puisqu'il est classique de considérer, également, la fréquence d'échantillonnage comme étant fixe.

Dans l'hypothèse où l'on disposerait d'un moyen de connaissance de la fréquence  $F_e$ , on pourrait penser déterminer les  $A_i$  et  $B_i$  en parcourant des tables stockées en mémoire, ou encore les calculer en temps réel :

- Le premier cas est à éliminer tout de suite car peu pratique, et peu précis puisque non continu. D'autre part, il ne permettrait pas, à la fois, une large gamme de variation et une grande précision, la mémoire de stockage des coefficients n'étant pas infinie.
- Le deuxième cas, toujours dans l'hypothèse de la connaissance de  $F_e$ , signifierait des temps de calcul importants qui surchargeraient n'importe quel processeur, même un processeur spécialisé de traitement de signal (DSP), d'autant plus que ces calculs incluent, entre autres, des opérations de division et de trigonométrie.

Si par ailleurs, nous savons que, suivant le type de filtre utilisé, le nombre de coefficients à calculer peut, par exemple, varier de 5 pour un filtre d'ordre 2 de type IIR (récursif) à 15 ou

20 fois plus pour un filtre de type FIR (non récursif) ayant les mêmes caractéristiques de coupure. Un ordre de 100 à 200 peut même être, parfois, juste suffisant pour des filtres ayant 2 (ou plusieurs) fréquences de coupure (passe-bande, coupe bande, filtres sélectifs). Il ne serait, alors, plus envisageable de recourir à cette méthode.

Avant de présenter les différentes solutions possibles, précisons d'abord la notion de fréquence d'échantillonnage utilisée dans ce travail :

Echantillonner un signal d'entrée de fréquence  $F_e$  avec une fréquence d'échantillonnage  $F_{ech}$ , c'est prendre  $N$  échantillons (ou mesures) sur une période du signal d'entrée afin de le reconstituer numériquement et/ou le filtrer. Le nombre  $N$  est tel que  $F_{ech} = N.F_e$ .

Classiquement la fréquence d'échantillonnage est fixe. Nous qualifions cet échantillonnage de **temporel** puisque les échantillons sont pris à des intervalles de temps constants. Si la fréquence du signal d'entrée varie, le nombre d'échantillons  $N$  par période varie également, puisque  $F_{ech}$  reste fixe.

Par contre, si nous nous fixons le nombre d'échantillons par période du signal d'entrée, la fréquence d'échantillonnage doit forcément varier dans le même sens de variation de la fréquence d'entrée  $F_e$ . Nous réalisons, alors, un échantillonnage **angulaire** ; les échantillons sont pris à des intervalles d'angle constants.

Cela étant défini, considérons un signal d'entrée  $e(t)$  échantillonné et filtré par un filtre de fonction de transfert  $C_1(z)$  (Figure I .4.2 (1)) dont la réponse fréquentielle, pour une pulsation d'échantillonnage  $T_1$  et une fréquence centrale  $\omega_{01}$ , est  $|C_1(e^{j\omega T_1})|$  (Figure I .4.2 (2)).

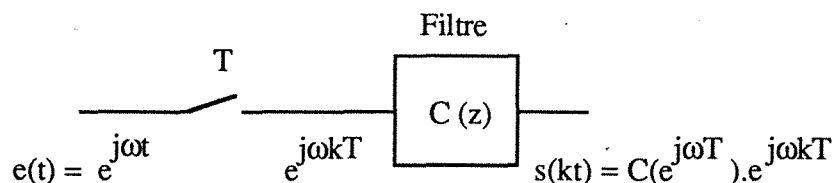


Figure I .4.2 (1)

Maintenant, si nous construisons un autre filtre pour une autre pulsation d'échantillonnage  $T_2$ , et une autre fréquence centrale  $\omega_{02}$  (donc pour un autre filtre), nous obtenons la réponse fréquentielle  $|C_2(e^{j\omega T_2})|$ .

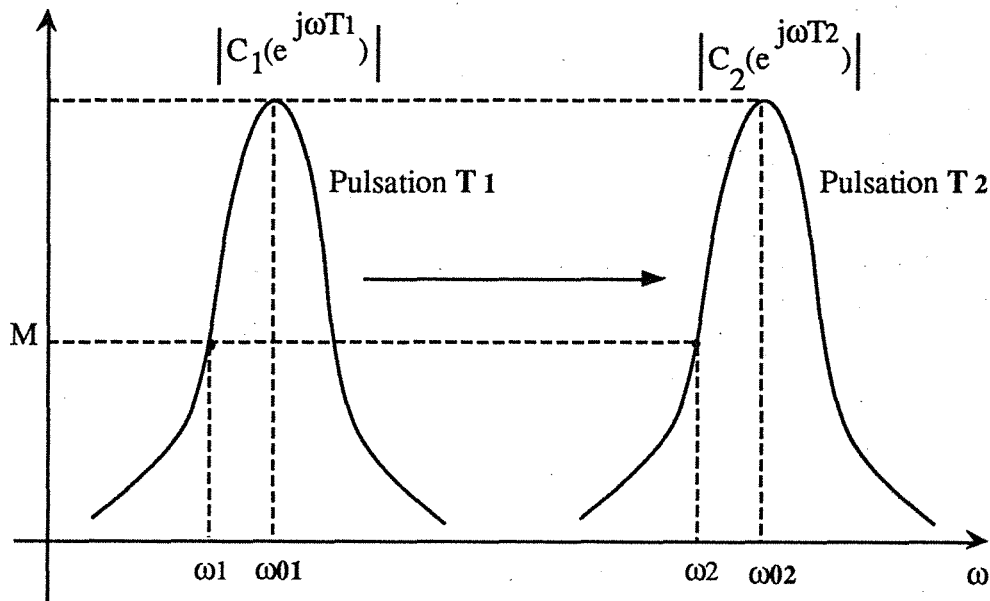


Figure I.4.2 (2)

Pour garder le même filtre, donc obtenir les mêmes réponses, il faudrait avoir pour tout  $(\omega_1, \omega_2)$  :

$$M = |C_1(e^{j\omega_1 T_1})| = |C_2(e^{j\omega_2 T_2})|$$

d'où :

$$\omega_1 \cdot T_1 = \omega_2 \cdot T_2$$

notamment pour

$$\omega_{01} \cdot T_1 = \omega_{02} \cdot T_2$$

c'est à dire :

$$T_2 = T_1 \cdot \frac{\omega_{01}}{\omega_{02}} = T_1 \cdot \frac{F_{01}}{F_{02}}$$

Toute variation de la fréquence d'entrée doit engendrer une variation de la fréquence d'échantillonnage dans le même rapport et dans le même sens de cette variation.

Tout se passe alors comme si, en faisant glisser le bode  $C_1$  vers le bode  $C_2$  lorsque  $\omega$  varie de  $\omega_1$  à  $\omega_2$ , la pulsation  $T_1$  glissait vers la pulsation  $T_2$  de ce rapport.

Le nombre d'échantillons par période reste donc constant, d'où un échantillonnage angulaire.

Par conséquent, nous comprenons alors pourquoi, dans le raisonnement précédent concernant les coefficients  $A_i$  et  $B_i$ , il fallait recalculer en permanence ces derniers:  $F_{ech}$  étant fixe (échantillonnage temporel), si la fréquence d'entrée varie, le nombre d'échantillons par période varie inversement, et le filtre passe-bande n'opère plus dans les mêmes conditions pour lesquelles il a été calculé initialement, il introduit un déphasage et un affaiblissement.

Tout le problème est donc le maintien fixe du nombre  $N$  d'échantillons par période. Pour cela, plusieurs techniques sont possibles et seront étudiées dans les chapitres suivants.

Dans une première partie (§ I .4.3), nous verrons le cas d'un signal d'entrée à filtrer ayant une fréquence fixe. Le filtre numérique passe-bande est calculé d'une façon définitive sur la base d'une fréquence centrale donnée et en se fixant, soit un nombre d'échantillons par période donc une fréquence d'échantillonnage, soit l'inverse. Les échantillonnages angulaires et temporels sont exactement identiques dans ce cas là.

Une deuxième partie (§ I .4.4), introduira la notion d'asservissement en phase pour un filtrage numérique d'un signal d'entrée à fréquence variable. Plusieurs solutions sont présentées, et une méthode originale de traitement du problème de filtrage en fréquence variable sera proposée.

## **I .4.3 FILTRAGE NUMERIQUE PASSE-BANDE POUR SYSTEME A FREQUENCE FIXE**

### **I .4.3.1 Introduction**

Tout comme un filtre analogique opère sur un signal analogique en modifiant son spectre, un filtre numérique opère sur un signal numérique et remplit la même fonction. Toutefois, le signal numérique résulte de l'échantillonnage d'un signal analogique.

Le signal  $x(t)$  (figure I .4.3.1) est filtré par un filtre passe-bas analogique, généralement très simple, dont la fréquence de coupure est légèrement inférieure à la fréquence  $F_{ech}/2$  (théorème de Shannon). Son rôle consiste à éviter le repliement du spectre du signal échantillonné. Ce filtre est appelé filtre de garde ou encore filtre anti-recouvrement ou anti-repliement.

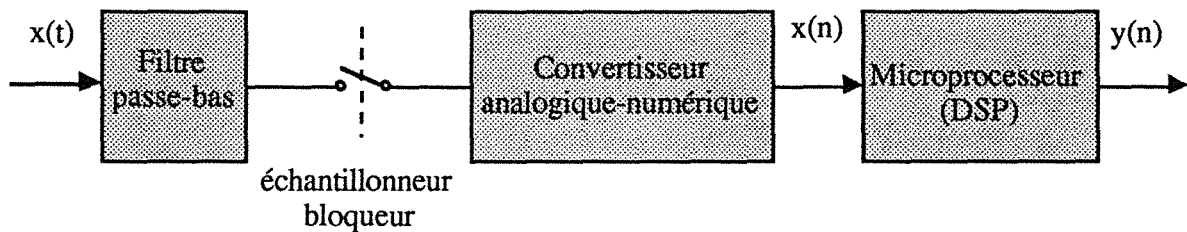


Figure I .4.3.1

Le signal échantillonné  $x(n)$  est ensuite traité dans le but de satisfaire certaines exigences techniques (filtrage, modulation, etc, ....).

Nous nous intéresserons, pour notre cas, aux problèmes de filtrage.

Dans ce qui suit, nous présenterons les filtres passe-bande en essayant d'argumenter les choix que nous avons fait pour notre réalisation.

#### I .4.3.2 Filtres récurrents et filtres non-récurrents

Un filtre numérique travaille sur des grandeurs numériques se succédant dans le temps à des intervalles  $T$  (temps ou angle). Pour une large variété d'applications, les filtres numériques sont habituellement représentés par l'équation aux différences à coefficients constants entre les séquences d'entrées du filtre  $x(n)$  et ses séquences de sortie  $y(n)$  [BOSE 85] [LOVRICH 88] [OPPENHEIM 90] [BOITE 90] :

$$y_n = \sum_{k=0}^M b_k \cdot x_{n-k} + \sum_{j=1}^N a_j \cdot y_{n-j} \quad (\text{équation I.4 (1)})$$

Les  $a_k$  et les  $b_k$  sont les constantes qui caractérisent le filtre et qu'il faut déterminer pour que le filtre respecte les spécifications désirées.

L'ordre du filtre est la plus grande des valeurs  $M$  ou  $N$ .

2 classes de filtres peuvent être représentées par cette équation aux différences à coefficients constants :

- a) les filtres non récurrents ou filtre à réponse impulsionnelle finie (ou FIR pour "Finite Impulse Response"), et
- b) les filtres récurrents ou filtre à réponse impulsionnelle infinie (ou IIR pour "Infinite Impulse Response").



Pour le filtre FIR, tous les coefficients  $a_k$  sont nuls. L'équation I.4 (1) se réduit, donc, à:

$$y_n = \sum_{k=0}^M b_k \cdot x_{n-k}$$

Sa fonction de transfert en  $z$  est donc :

$$H(z^{-1}) = \frac{Y(z^{-1})}{X(z^{-1})} = \sum_{k=0}^M b_k \cdot z^{-k} \quad (\text{équation I.4 (2)})$$

L'équation I.4 (2) peut être représentée par la structure de la figure I.4.3.2 (1). Cette structure est appelée forme directe du filtre FIR puisque les coefficients du filtre peuvent être identifiés directement à partir de l'équation aux différences. D'autres représentations sont possibles et ont chacune des caractéristiques particulières.

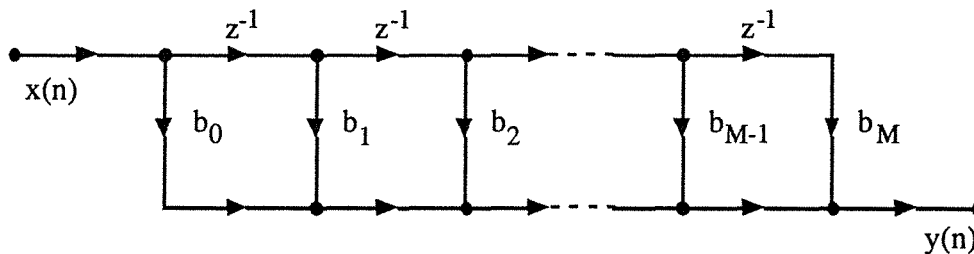


Figure I.4.3.2 (1)

De tels filtres sont toujours stables, puisque les pôles en  $z$  sont nuls : c'est donc là une propriété intéressante de ces filtres. D'autre part, ils présentent une phase linéaire.

Si leur formulation est simple, elle n'en nécessite pas moins, cependant, un grand nombre de mémoires pour stocker les paramètres du filtre, de l'entrée et un grand nombre de calculs. En revanche les registres peuvent être choisis de taille relativement faible car les erreurs de calculs ne se cumulent pas.

Pour le filtre IIR, le filtrage récursif, donc causal, consiste en une sommation pondérée et finie des valeurs du signal d'entrée  $x(n)$  et des valeurs de sortie précédemment calculées  $y(n)$ . Ce type de filtre est formulé par l'équation I.4 (1), où au moins un des coefficients  $a_k$  n'est pas nul. Sa fonction de transfert en  $z$  est donc :

$$H(z^{-1}) = \frac{Y(z^{-1})}{X(z^{-1})} = \frac{\sum_{k=0}^M b_k \cdot z^{-k}}{1 - \sum_{k=1}^N a_k \cdot z^{-k}} \quad (\text{équation I.4 (3)})$$

L'équation I .4 (3) peut être représentée par la structure de la figure I .4.3.2 (2). Cette structure est appelée forme directe du filtre IIR puisque les coefficients du filtre peuvent être identifiés directement à partir de l'équation aux différences.

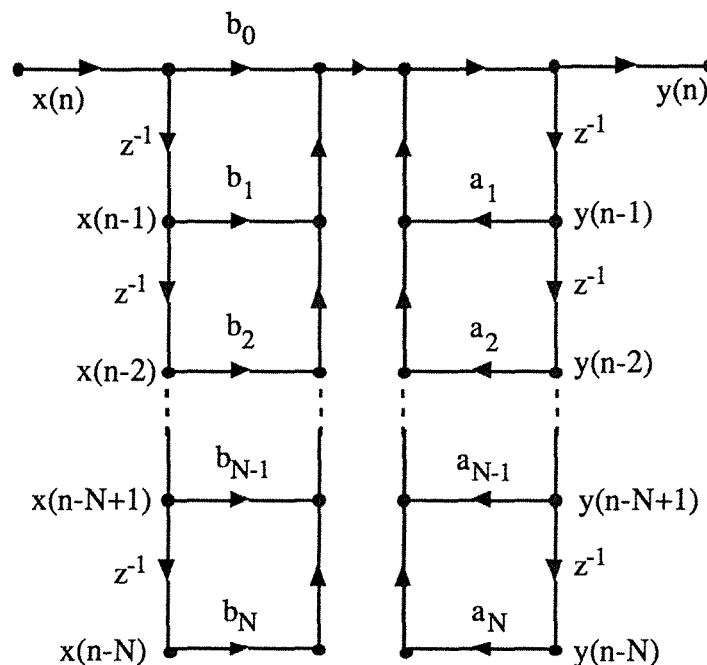


Figure I 4.3.2 (2)

La position des pôles dans le plan complexe fournit la stabilité du filtre IIR. Bien qu'ils semblent parfaitement adaptés au calcul numérique en temps réel parce qu'ils ont besoin de peu de mémoires et peu d'opérations, leur mise en oeuvre peut s'avérer délicate du fait des problèmes de stabilité et de précision car souvent les pôles se regroupent dans un petit anneau en bordure du cercle limite de stabilité de rayon 1, et la grande précision des coefficients est une nécessité pour s'assurer de la stabilité du filtre [LOVRICH 88] [PHILLIPS 84].

Parmi les nombreuses caractéristiques des filtres FIR et IIR, celles qui les différencient l'un de l'autre et qui doivent être prises en considération au moment de l'implantation, sont l'allure de la phase, la stabilité, l'effet de quantification des coefficients, le temps de calcul du filtre, etc...

Pour une réponse fréquentielle donnée, le filtre FIR requiert un ordre beaucoup plus grand que celui d'un filtre IIR correspondant, ayant les mêmes caractéristiques (fréquence centrale, phase, etc ...). Ceci n'implique pas forcément que le filtre IIR doit être utilisé dans tout les cas de figure. En effet, pour certaines applications, il est nécessaire que le filtre ait une phase linéaire et seul le filtre FIR peut la fournir.

Un autre point important est la stabilité du filtre. Puisque la réponse impulsionnelle d'un filtre FIR est finie, il est par conséquent stable. D'un autre côté, le filtre IIR peut être ou peut ne pas être stable, suivant l'emplacement de ces pôles [PHILLIPS 84].

Les filtres numériques sont toujours conçus comme s'ils allaient être mis en oeuvre sur des éléments à précision infinie. Cependant, comme tous les processeurs ont une précision finie, il est nécessaire d'approximer les coefficients idéaux du filtre. Cette approximation introduit une erreur de quantification des coefficients. La conséquence de cette représentation imprécise est une déviation de la réponse fréquentielle du filtre relativement à celle idéale. Les filtres IIR à bande étroite et à pôles proches du cercle unité, requièrent une quantification sur des mots de plus en plus grand. Le pire effet d'une mauvaise quantification est l'instabilité résultant d'un déplacement des pôles à l'extérieur du cercle unité. La sensibilité des coefficients dépend beaucoup de la longueur des mots utilisés pour leur quantification [LOVRICH 88] [PHILLIPS 84].

Cela étant dit, comme notre traitement se fait en temps réel, nous ne pouvons nous permettre d'utiliser un filtre de type FIR. En effet, celui-ci exigerait un temps de calcul beaucoup trop important relativement à un filtre IIR puisque, pour des caractéristiques de filtrage équivalentes, l'ordre d'un filtre FIR (donc le nombre de coefficients) est 15 à 20 fois plus important.

Il existe plusieurs méthodes de conception d'un filtre IIR (voir ANNEXE). La plus utilisée est celle basée sur un filtre analogique prototype, suivie d'une transformation bilinéaire garantissant l'identité de la réponse fréquentielle sur une gamme de fréquence donnée (voir ANNEXE).

En partant d'un filtre passe-bas analogique classique (Butterworth, Chebychev, etc...) d'un ordre  $N$  donné, nous déterminons le filtre passe-bande correspondant ayant une fréquence centrale  $F_0$  et une largeur de bande  $B$ . Ensuite, la transformation bilinéaire permet d'obtenir le filtre numérique équivalent.

### I .4.3.3 Application

Il s'agit de la synthèse d'un filtre passe-bande de Butterworth d'ordre 2 de type récursif (IIR), de fréquence centrale 50 Hz (fréquence réseau), de fréquence d'échantillonnage 3200 Hz (64 échantillons / période afin de considérer le signal filtré comme étant linéaire autour du passage par zéro) et de bande passante de 12 Hz. Ce filtre nous permettra d'extraire le fondamental de la tension perturbée du réseau. Il éliminera tous bruits et autres harmoniques, et ne devra introduire aucun déphasage.

A partir de ce signal filtré (donc du fondamental), les signaux de synchronisation sont déterminés par détection numérique des passages par zéro, comme au chapitre I .2.2.

Ce filtre calculé par la méthode exposée précédemment et à l'aide d'un logiciel spécialisé (MATLAB), a pour fonction de transfert :

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{0.0116 + 0 \cdot z^{-1} - 0.0116 \cdot z^{-2}}{1 - 1.9673 \cdot z^{-1} + 0.9768 \cdot z^{-2}}$$

Ses pôles sont :

$$p1 = 0.9836 + j 0.0961$$

$$p2 = 0.9836 - j 0.0961$$

La figure I .4.3.2 (3) présente le module et la phase de ce filtre en fonction de la fréquence. La figure I .4.3.2 (4) montre, pour le même filtre, le module en fonction de la fréquence, sur une échelle différente.

La phase est nulle pour la fréquence centrale (50 Hz) du filtre.

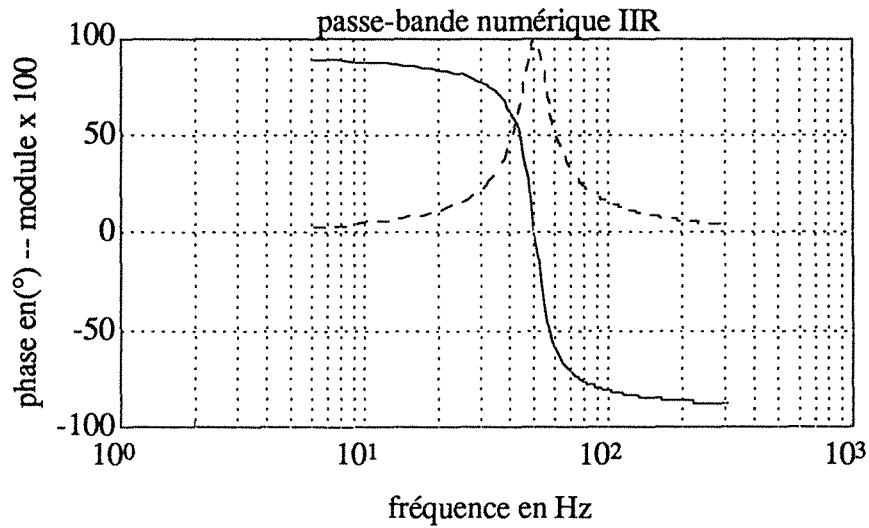


Figure I .4.3.2 (3)

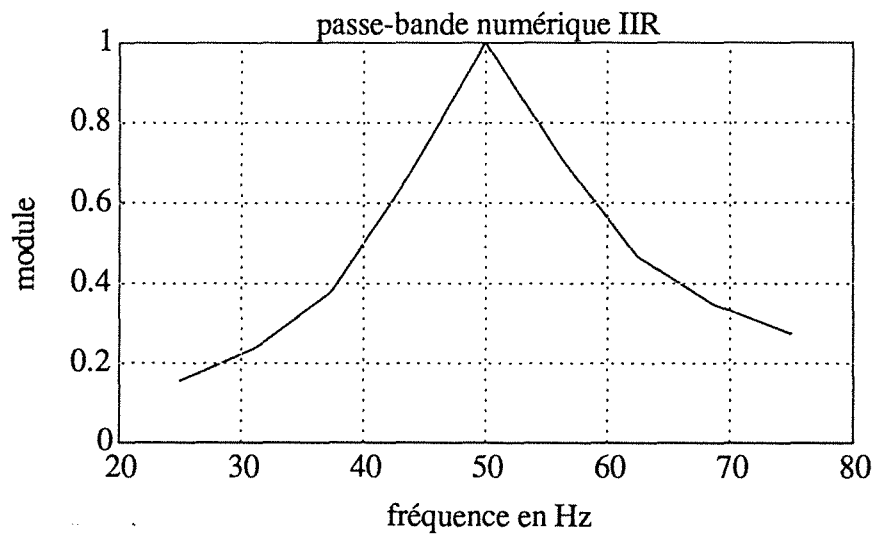


Figure I .4.3.2 (4)

A titre indicatif, un filtre FIR ayant des caractéristiques de coupure assez comparables au filtre IIR précédent exige un ordre beaucoup plus grand.

Les figures I .4.3.2 (5) et I .4.3.2 (6) présentent respectivement le module et la phase d'un filtre FIR avec fenêtre de Hamming pour un ordre de 128, 256, et 384.

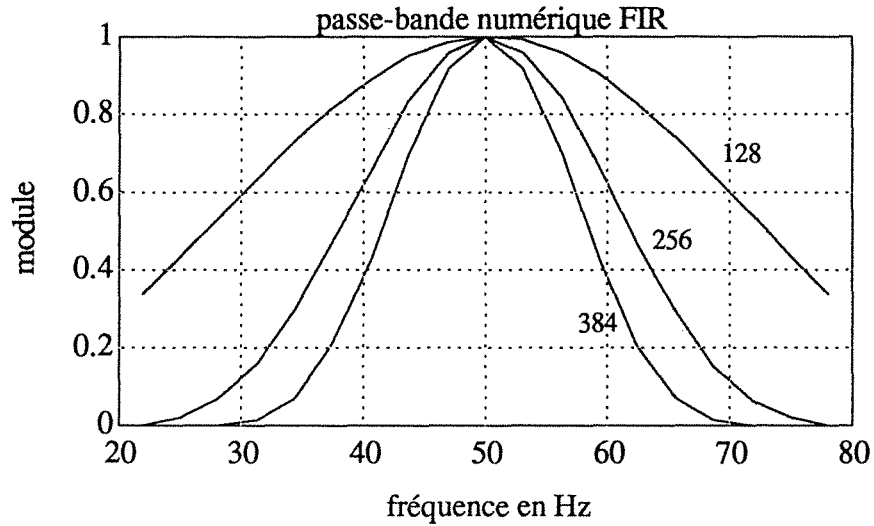


Figure I .4.3.2 (5)

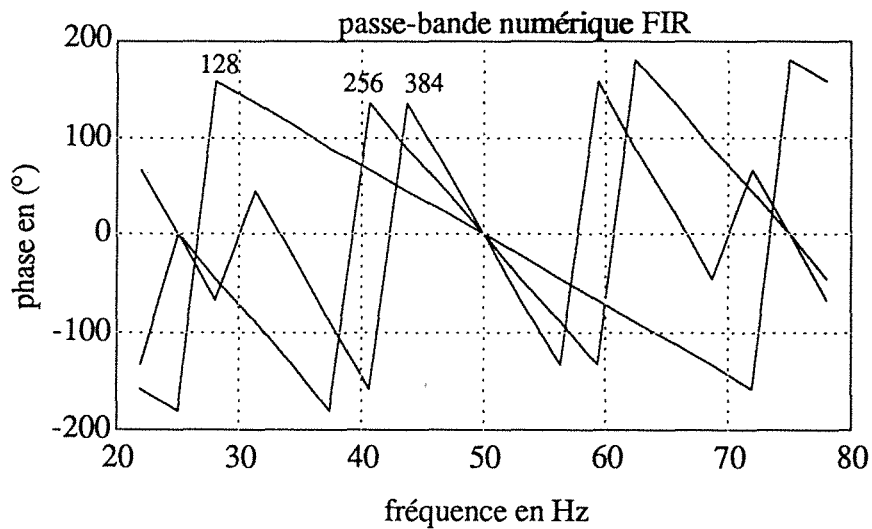


Figure I .4.3.2 (6)

Vu les temps de calcul qu'exigerait un filtre FIR et les performances fréquentielles requises, nous avons opté pour un filtre de type IIR. Ce filtre numérique a été installé sur un TMS320 20. Il ne présente pas d'instabilité due aux problèmes de quantification (cf § I .4.3.2).

#### I .4.4 FILTRAGE NUMERIQUE POUR SYSTEME A FREQUENCE VARIABLE

##### I .4.4.1 Introduction

Nous avons vus précédemment qu'afin d'éviter de recalculer en permanence les coefficients du filtre, il fallait maintenir constant le nombre d'échantillons par période du signal d'entrée. De ce fait, l'ensemble (filtre+ système d'asservissement en fréquence) se comporterait comme un système de filtrage pour fréquence d'entrée constante.

Un nombre fixe d'échantillons par période est garanti si la fréquence d'échantillonnage  $F_{ech}$  du filtre passe-bande suit les variations de la fréquence d'entrée  $F_e$  de telle manière que la fréquence centrale  $F_c$  du passe-bande soit asservie au fondamental  $F_1$  à extraire du signal d'entrée.

Cet asservissement en fréquence peut être réalisé grâce à un système de suivi en fréquence. Cela peut être, notamment, une boucle à verrouillage de phase (ou P.L.L. pour "Phase Locked Loop") analogique ou numérique (Figure I .4.4.1) [JOOS 89].

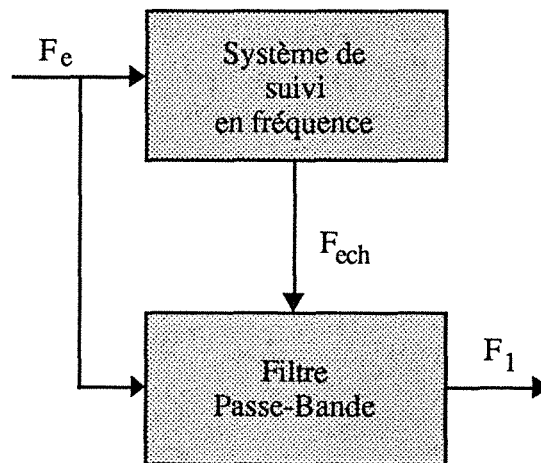


Figure I .4.4.1

Si la boucle est analogique, le processeur chargé du filtrage du signal perturbé et de l'établissement des signaux de synchronisation recevra sur une de ses entrées d'interruption les impulsions de "fréquence  $F_{ech}$ " afin d'échantillonner le signal d'entrée.

Dans le cas du tout numérique, le processeur assurera, à la fois, la boucle à verrouillage de phase et les autres fonctions de filtrage et de détection des passages par zéro.

Que l'on opte pour l'une ou l'autre des solutions, le principe de la boucle à verrouillage reste le même. Il est exposé dans le paragraphe suivant.

#### I .4.4.2 PLL analogique et numérique

### I .4.4.2.1 Principe

Une boucle à verrouillage de phase permet d'asservir la phase du signal issu d'un oscillateur modulable en fréquence à celle du signal d'entrée, lorsque celle-ci varie selon certaines conditions. Le schéma bloc d'un tel asservissement est représenté sur la figure I .4.4.2 (1) [BLANCHARD 75].

Ce système comprend un comparateur de phase fournissant une information sur le déphasage des deux signaux. Un filtre assure la double fonction de correcteur pour stabiliser la boucle et de réjecteur des composantes haute fréquence du signal de comparaison ou d'erreur; il délivre donc la tension de commande de l'oscillateur modulable en fréquence (ou V.C.O. pour "Voltage Controlled Oscillator") de telle manière que la phase du signal de l'oscillateur soit asservie à la fréquence du signal d'entrée.

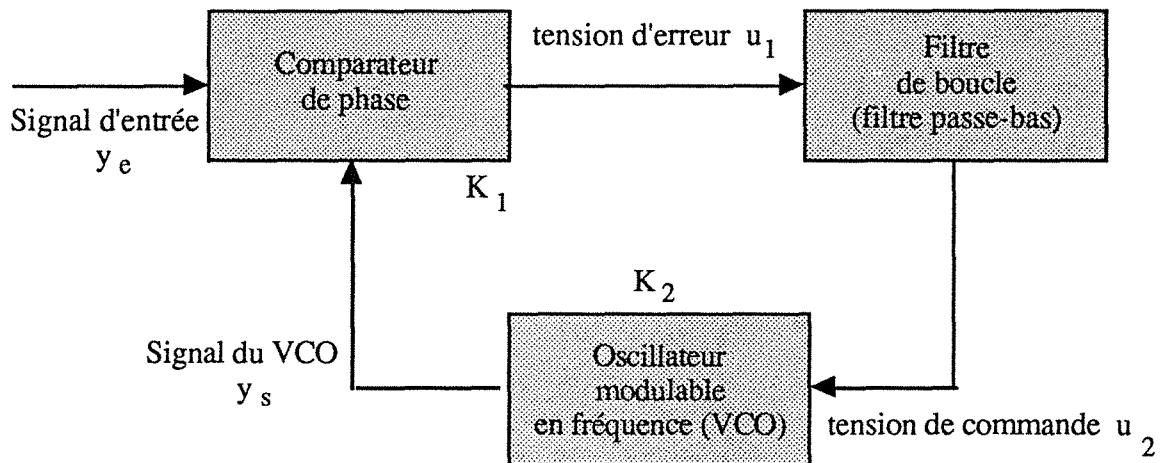


Figure I .4.4.2 (1)

Pour mieux comprendre le fonctionnement de la boucle, considérons un exemple simple et étudions le fonctionnement du dispositif :

Supposons tout d'abord que la boucle n'est pas fermée, c'est -à-dire que la tension  $u_2$  n'est pas appliquée à l'entrée modulation du VCO. Supposons ensuite que les signaux  $y_e$  et  $y_s$  sont des signaux sinusoïdaux d'expression :

$$y_e = A \cdot \cos(\omega_e \cdot t + \theta_e)$$

$$y_s = B \cdot \cos(\omega_o \cdot t + \theta_s)$$



La pulsation du signal d'entrée est  $\omega_e$  tandis que  $\omega_0$  est la pulsation de repos du VCO. La valeur des constantes de phase  $\theta_e$  et  $\theta_s$  dépend du choix de l'origine du temps. Dans le cas général,  $\omega_e$  est différent de  $\omega_0$  et les signaux ne sont pas synchrones. Si le comparateur de phase est un multiplieur, la tension de sortie a pour expression :

$$\begin{aligned} u_1 &= \beta \cdot y_e(t) \cdot y_s(t) \\ &= K_1 \cdot \{ \cos [ (\omega_e - \omega_0).t + \theta_e - \theta_s ] + \cos [ (\omega_e + \omega_0).t + \theta_e + \theta_s ] \} \end{aligned}$$

où  $\beta$  est une constante. Après filtrage, éliminant  $\{ \cos (\omega_e + \omega_0).t \}$ , on obtient :

$$u_2 = K_1 \cdot \cos [ (\omega_e - \omega_0).t + \theta_e - \theta_s ]$$

$$K_1 = \beta \cdot \frac{A \cdot B}{2}$$

Les signaux  $y_e$  et  $y_s$  n'étant pas synchrones, la tension de commande  $u_2$  est une tension sinusoïdale d'amplitude crête  $K_1$  et dont la pulsation est égale à la différence des pulsations des signaux  $y_e$  et  $y_s$ .

A un instant  $t$  quelconque, on applique la tension  $u_2$  à l'entrée modulation du VCO. Au bout d'un temps suffisamment grand pour que les régimes transitoires soient éteints et sous réserve que la différence de pulsation ( $\omega_e - \omega_0$ ) ne soit pas trop grande, on constate que le signal  $y_s$  issu du VCO est devenu synchrone du signal d'entrée  $y_e$ . On peut alors écrire l'expression de  $y_s$  sous la forme :

$$y_s = B \cdot \cos ( \omega_e.t + \alpha_s )$$

c'est-à-dire que la quantité  $\theta_s$  est devenue une fonction linéaire du temps d'expression :

$$\theta_s = ( \omega_e - \omega_0 ).t + \alpha_s \quad (\text{équation I.4(4)})$$

tandis que la tension de commande  $u_2$  s'écrit :

$$u_2 = K_1 \cdot \cos ( \theta_e - \alpha_s ) \quad (\text{équation I.4(5)})$$

Le VCO est un oscillateur modulable en fréquence. Sa pulsation instantanée est une fonction linéaire de la tension de commande, autour de la pulsation de repos  $\omega_0$  :

$$\omega_i = \frac{d}{dt} (\omega_0.t + \theta_s) = \omega_0 + K_2.u_2 \quad (\text{équation I.4(6)})$$

donc :

$$\frac{d}{dt} \theta_s = K_2 . u_2 \quad (\text{équation I.4(7)})$$

$K_2$ , la constante de proportionnalité, représente la sensibilité de modulation du VCO.

En portant les équations I.4(4) et I.4(5) dans l'équation I.4(7), on obtient :

$$\omega_e - \omega_0 = K_2.u_2 = K_2.K_1.\cos(\theta_e - \alpha_s)$$

d'où l'on tire :

$$\alpha_s = \theta_e - \text{Arccos} \frac{\omega_e - \omega_0}{K_1.K_2} \quad (\text{équation I.4(8)})$$

La tension de commande  $u_2$  peut donc s'écrire :

$$u_2 = \frac{\omega_e - \omega_0}{K_2}$$

Pour résumer, initialement, les signaux  $y_e$  et  $y_s$  n'étaient pas synchrones : le signal  $y_e$  avait une pulsation  $\omega_e$  et une phase  $\theta_e$ ; le signal  $y_s$  avait une pulsation  $\omega_0$  et une phase  $\theta_s$ .  $\omega_0$  et  $\theta_s$  étant absolument indépendante de  $\omega_e$  et  $\theta_e$ . La boucle était dite "décrochée" ou "déverrouillée".

Lorsque le dispositif fonctionne, le signal  $y_s$  devient synchrone du signal  $y_e$ . On dit que la boucle est "accrochée" ou "verrouillée". Les signaux ont la même pulsation  $\omega_e$ . Toutefois, subsiste entre les deux signaux une différence de phase  $\theta_e - \alpha_s$  donnée par l'équation I.4(8). Cette différence de phase produit une composante continue que laisse passer le filtre de boucle et qui est appliquée en tension de commande à l'entrée du VCO :

$$u_2 = \frac{\omega_e - \omega_0}{K_2} \quad (\text{équation I.4(9)})$$

Cette dernière équation montre que c'est précisément la tension continue  $u_2$  qui permet à la pulsation du VCO de passer de sa valeur de repos  $\omega_0$  à la valeur de la pulsation d'entrée  $\omega_e$ . En effet,

$$\omega_i = \omega_o + K_2.u_2 = \omega_o + \omega_e - \omega_o = \omega_e$$

Si la différence de pulsation initiale  $\omega_e - \omega_o$  est faible devant le produit  $K_1.K_2$ , l'équation I.4(8) devient :

$$\theta_e - \alpha_s \approx \text{Arccos} (0) = \frac{\pi}{2}$$

d'où

$$\alpha_s = \theta_e - \frac{\pi}{2}$$

c'est-à-dire que si l'écart de fréquence entre le signal d'entrée et le signal du VCO est faible lorsque la boucle est "décrochée", le signal du VCO est pratiquement en quadrature avec le signal d'entrée lorsque la boucle est "accrochée". La quadrature est obtenue rigoureusement pour  $\omega_e = \omega_o$ . La tension de commande est alors nulle.

#### *I .4.4.2 Plage de verrouillage*

C'est la plage, désignée par  $2 |\Delta\omega_H|$ , à l'intérieur de laquelle on peut faire varier, de façon infiniment lente, la pulsation du signal de référence d'une boucle verrouillée [ENCINAS 90].

En éliminant  $u_2$  à partir des équations I.4(5) et I.4(9), on a :

$$\cos (\theta_e - \alpha_s) = \frac{\omega_e - \omega_o}{K_1.K_2}$$

mais puisque  $-1 \leq \cos (\theta_e - \alpha_s) \leq 1$ , la condition suivante s'impose

$$\frac{|\omega_H - \omega_o|}{K_1.K_2} = 1$$

$\omega_H$  étant la plus grande ou la plus petite valeur que peut prendre la pulsation sans qu'il y ait décrochage. Il s'en suit que :

$$|\omega_H - \omega_o| = K_1.K_2$$

$$|\Delta\omega_H| = K_1.K_2$$

La plage de verrouillage est donc :

$$2. |\Delta\omega_H| = 2.K_1.K_2 \quad (\text{équation I.4(10)})$$

d'où la nécessité pour la pulsation de référence  $\omega_e$  de vérifier la double inégalité suivante :

$$\omega_0 - K_1.K_2 \leq \omega_e \leq \omega_0 + K_1.K_2$$

La plage de verrouillage est dite aussi de maintien ou de suivi.

#### I .4.4.2.3 Plage de capture

La plage de capture est celle à l'intérieur de laquelle les signaux de référence et de l'oscillateur se synchronisent [ENCINAS 90].

Pour la déterminer nous supposons au départ le signal de référence non verrouillé et sa pulsation telle que :

$$\omega_e < \omega_0 - K_1.K_2$$

Considérons un signal alternatif à fréquence croissante et un filtre passe-bas idéal dont la bande passante B est telle que :

$$2.\pi.B < K_1.K_2$$

La figure I .4.4.2 (2) représente le spectre de l'oscillateur.

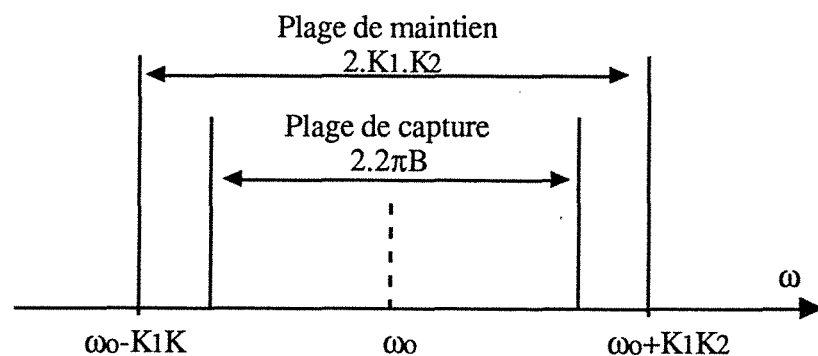


Figure I .4.4.2 (2)

Si l'on augmente progressivement la pulsation de référence à partir d'une valeur inférieure à  $\omega_0 - K_1.K_2$ , le verrouillage ne pourra s'effectuer que si :

$$\omega_e - \omega_0 \leq 2.\pi.B = \Delta\omega_L$$

pour que le filtre, que l'on suppose parfait, laisse passer la composante de pulsation  $(\omega_e - \omega_0)$ .

Si  $\omega_e$  continue à augmenter, le verrouillage se maintiendra jusqu'à ce que  $\omega_e$  atteigne la limite  $\omega_0 + |\Delta\omega_H| = \omega_0 + K_1.K_2$ .

De même, si l'on diminue de façon progressive  $\omega_e$  à partir d'une valeur supérieure à  $(\omega_0 + K_1.K_2)$ , la capture aura lieu lorsque :

$$\omega_e - \omega_0 < |\Delta\omega_L|$$

Le verrouillage se maintiendra jusqu'à ce que la pulsation atteigne la limite :

$$\omega_0 - |\Delta\omega_L|$$

La plage de capture est donc :

$$2 |\Delta\omega_L| = 2 \times 2\pi B \quad (\text{équation I.4(11)})$$

Elle dépend donc directement de la bande passante du filtre de boucle.

#### ***I .4.4.2.4 Synthétiseur de fréquence***

La figure I .4.4.2 (1) représentait le système de base pour une boucle à verrouillage de phase. La variante de la figure I .4.4.2 (3) permet d'obtenir un synthétiseur de fréquences.

D'une façon générale, un synthétiseur de fréquences est une source de fréquence dont la sortie est un multiple de la fréquence d'entrée. Le synthétiseur est formé à partir d'un P.L.L. en intercalant un compteur diviseur-par-N entre le VCO et le comparateur de phase [BERLIN 78]. Comparé au P.L.L. de base, le comparateur du synthétiseur produit une tension moyenne proportionnelle à la différence entre le signal de référence,  $F_{ref}$ , et la fréquence de sortie du diviseur,  $F_0/N$ . Le compteur génère une impulsion unique pour chaque N impulsions d'entrée. La tension de sortie du détecteur de phase, après filtrage, contrôle la fréquence  $F_0$  de sortie du VCO. Cette fréquence est égale à N fois la fréquence de référence durant le régime permanent

de la boucle (boucle verrouillée). Le comparateur de phase, le filtre de boucle, et le VCO constituent la chaîne directe. Le compteur diviseur-par-N constitue maintenant la chaîne de retour.

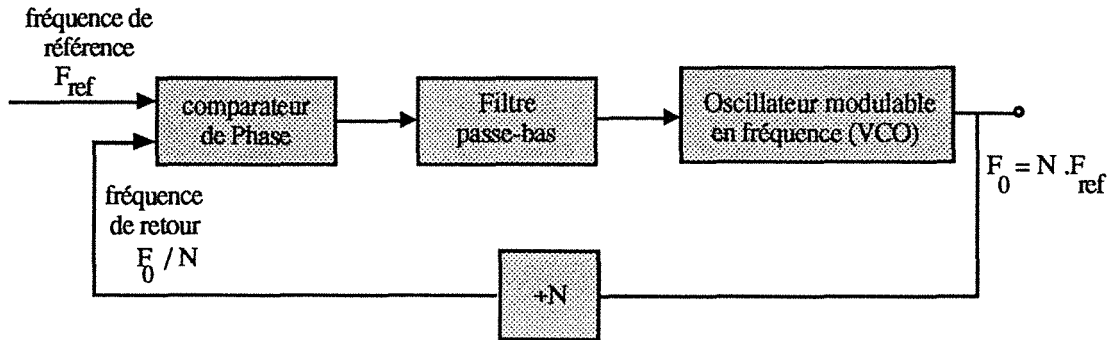


Figure I .4.4.2 (3)

Si nous adoptons maintenant ce système à notre problème d'origine, figure I .4.4.1, nous obtenons la configuration de la figure I .4.4.2 (4).

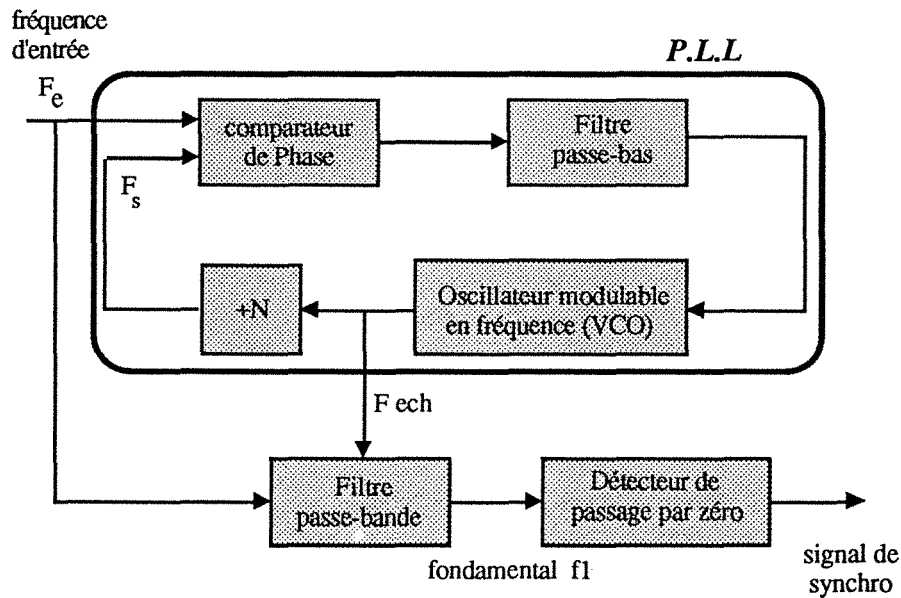


Figure I .4.4.2 (4)

Dans la plage de verrouillage en fréquence, la fréquence d'échantillonnage du filtre passe-bande est, à tout moment, proportionnelle à la fréquence du réseau, d'où un échantillonnage angulaire.

Le fondamental  $F_1$ , qui n'est autre que la fréquence centrale du filtre passe-bande, est extrait du signal du réseau. Une détection des passages par zéro est ensuite faite sur ce signal propre de fréquence  $F_1$ , afin de déterminer le ou les signaux de synchronisation.

Le VCO étant considéré comme un intégrateur, si le filtre de boucle est un filtre passe-bas du premier ordre, la boucle se comporte comme un système du second ordre dont la pulsation propre  $\omega_n$  et le coefficient d'amortissement  $\xi$  restent liés au gain de boucle  $K=K_1.K_2$ , qui lui-même est proportionnel à l'amplitude  $A$  du signal appliqué à l'entrée du comparateur. D'autre part, bien que la plage de verrouillage de la boucle ne dépende pas des paramètres du filtre (équ. I.4(10)), celle de capture est fonction de la largeur de bande du filtre (équ. I.4(11)). De plus la fonction de transfert du filtre de boucle influence fortement les propriétés de l'asservissement. De ce fait, tant que l'on demande à la boucle d'évoluer à l'intérieur d'une gamme étroite de variation de fréquence, les performances requises sont maintenues et l'échantillonnage angulaire à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase donne des résultats satisfaisants. C'est le cas notamment de la détermination des signaux de synchronisation pour un réseau dont la fréquence varie faiblement autour de 50Hz.

Pour des signaux de basse fréquence (quelques Hz), le P.L.L. est très difficile, voire impossible, à mettre en oeuvre. Si en plus, la plage de variation s'étend de quelques Hz à quelques dizaines ou centaines de Hz, comme pour le cas des f.e.m. induites dans une machine synchrone autopilotée, alors le filtre de boucle n'est plus adaptée à cette large gamme de variation de fréquence, et les performances du P.L.L. s'en trouvent affectées ; la capture ne peut plus se faire pour toute les fréquences, le verrouillage n'est plus assuré, et les transitoires durent de plus en plus.

Une solution incluant un filtrage adaptatif pour le filtre passe-bas (ou filtre de boucle) repose les mêmes problèmes que ceux pour le filtre passe-bande au chapitre I .4.2.

#### **I .4.4.3 Autre méthode proposée**

Nous avons vu que pour une large gamme de variation de fréquence d'entrée et spécialement lorsque cette gamme se trouve dans la plage des basses fréquences, la boucle à verrouillage de phase classique est mal adaptée.

Afin de garantir un échantillonnage angulaire, il est possible de produire la fréquence d'échantillonnage  $F_{ech}$  du filtre passe-bande en chargeant un temporisateur programmable avec une valeur  $\frac{T}{N}$  telle que :

$$F_{ech} = \frac{N}{T} = N.F_e$$

$N$  est le nombre d'échantillons par période  $T$  du signal d'entrée.

$N$  étant fixe et  $T = \frac{1}{F_e}$  variable,  $\frac{T}{N}$  est déterminée de la façon suivante :

Le signal d'entrée est tout d'abord filtré grâce à un filtre passe-bas grossier (figure I .4.4.3), calculé pour éliminer les parasites de haute fréquence. Ensuite le signal est envoyé sur un comparateur afin d'obtenir un signal rectangulaire (état haut pour les alternances positives et état bas pour les alternances négatives) permettant un traitement numérique ultérieur aisé. Le filtre passe-bas et le comparateur sont des éléments analogiques. Le comparateur peut être un des éléments cités aux chapitres I .2.1.1 ou I .2.1.2.

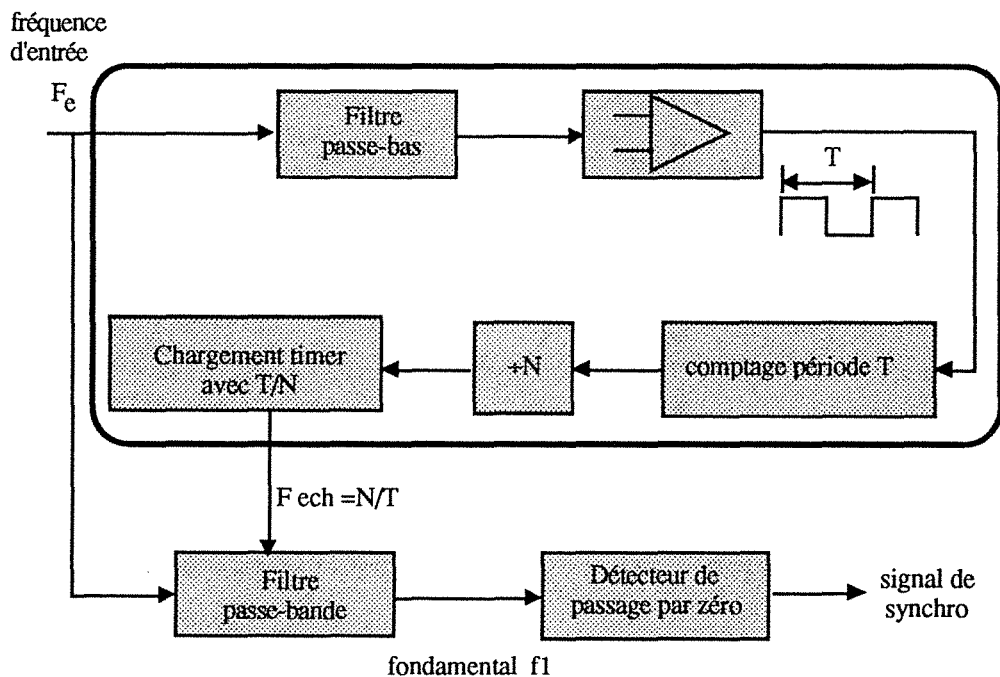


Figure I .4.4.3

Le processeur détecte les transitions du signal rectangulaire et déclenche un compteur de période  $T$  (ou de  $1/2$  période  $T/2$ ). A la prochaine période (ou  $1/2$  période), le nombre



d'échantillons  $N$  par période (ou  $1/2$  période) étant connu et fixe, une division par  $N$  du contenu de ce compteur donne la période d'échantillonnage  $\frac{T}{N} = \frac{1}{F_{ech}}$  du filtre passe-bande.

Des tests sur la dynamique de changement de la période  $T$  sont effectués afin d'éviter que des parasites aléatoires ne faussent les calculs. Dans ce cas, le parasite est soit ignoré, soit une moyenne est faite sur la valeur actuelle et les valeurs précédentes.

Ce type de système n'est limité en basse fréquence que par la taille du compteur de période (ou de  $1/2$  période).

### **I.5 HORLOGE TEMPS REEL**

La détermination des signaux de synchronisation n'est pas une fin en soi. Certes ceux-ci définissent les intervalles théoriques possibles de conduction des thyristors pour les modes opératoires inverseur ou redresseur du convertisseur, mais permettent également d'obtenir des origines pour l'élaboration des angles de retards à l'amorçage conformément à la référence de commande.

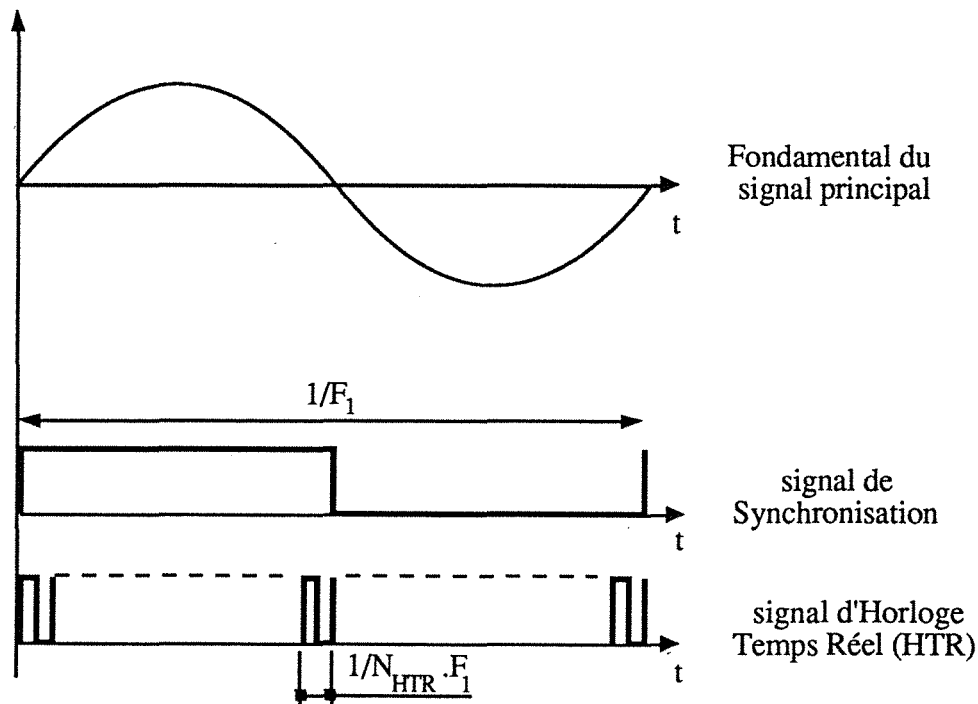


Figure I.5

Le signal de synchronisation établi à partir du fondamental du signal d'entrée est verrouillé en phase sur le réseau auquel le convertisseur est raccordé (Figure I .5). Si la fréquence d'une horloge (dite "HTR" pour Horloge Temps réel) est multiple de la fréquence du fondamental, alors le nombre  $X_{TOP}$  de TOP d'HTR nécessaires pour une référence donnée  $\alpha$  du retard à l'amorçage (valeur temporelle), est :

$$X_{TOP} = \alpha \cdot F_{HTR}$$

avec  $F_{HTR} = N_{HTR} \cdot F_1$

Il est évident que plus est grande la fréquence de HTR, plus finement est discrétisé l'établissement du retard à l'amorçage conformément à la référence.

Afin que le rapport  $N_{HTR}$  entre  $F_1$  et  $F_{HTR}$  soit maintenu fixe, plusieurs solutions sont possibles :

Avec des boucles à verrouillage de phase comme en § I .4.4.2 :

- soit utiliser le même synthétiseur de fréquence que celui de la Figure I .4.4.2 (3) en y adjoignant un deuxième synthétiseur dont la fréquence d'entrée est  $F_0$ , la fréquence de sortie est  $F_{HTR}$ , et le rapport du diviseur est  $N'$  tel que  $N_{HTR} = N \cdot N'$ .
- soit utiliser un synthétiseur de fréquence dont la fréquence d'entrée est la fréquence du fondamental  $F_1$ , la fréquence de sortie est  $F_{HTR}$ , et un diviseur de valeur  $N_{HTR}$ .

Avec des compteurs-timers programmables comme en § I .4.4.3 :

- utiliser un diviseur  $N_{HTR}$  au lieu d'un diviseur  $N$  pour calculer  $F_{HTR}$ .

## **I .6 RESULTATS**

La figure I .6 (1) représente le schéma synoptique du montage utilisé pour la détermination de signaux de synchronisation.

Les opérations de filtrage (traitement du signal en général) sont effectuées sur émulateur de DSP Texas Instruments TMS 320 20 raccordée à une carte développée au laboratoire, puis transférée sur une carte industrielle DSP Burr Brown à base de TMS 320 C25 au format VME. L'émulateur est raccordée à une station de travail HP 9000.

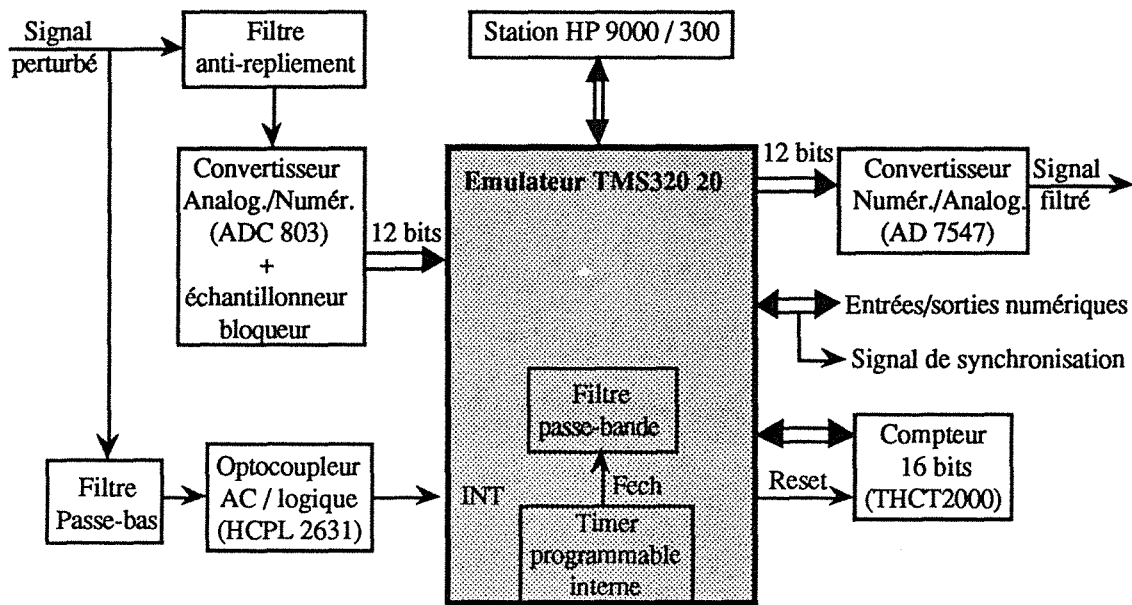


Figure I .6 (1)

Le comptage des périodes (ou 1/2 périodes) s'effectue par un compteur 16 bits (THCT 2000).

Les signaux d'entrée (signaux perturbés) suivants ont été obtenus à l'aide de générateurs basse fréquence et d'un simulateur de réseau (construit au laboratoire) comprenant des EPROM contenant un fichier SINUSOÏDE (1024 points).

Cette sinusoïde, à laquelle on peut rajouter des sauts ou creux de tension de différentes valeurs et à différents endroits, est envoyée sur un convertisseur numérique-analogique et constitue le signal de sortie du simulateur.

Les courbes ont été relevées sur un oscilloscope numérique (100 MHz) de Hewlett Packard.

Les figures I .6 (2,3,4) représentent des réponses à des signaux sinusoïdaux, en dents de scie et carrés de fréquence 50 Hz

Les figures I .6 (5,6) représentent des réponses à des signaux sinusoïdaux contenant respectivement des harmoniques de rang 7 et 5.

Les figures I .6 (7,9) représentent des réponses à des signaux sinusoïdaux contenant l'harmonique de rang 5 + respectivement un saut de tension et un creux de tension.

La figure I .6 (8) donne la réponse à un signal sinusoïdal de 50 Hz auquel est rajouté un signal à 1000 Hz.

Les figures I .6 (10,11,12) représentent des réponses à des signaux sinusoïdaux présentant des sauts et des creux de tension.

Les figures I .6 (13,14) représentent des réponses à l'enclenchement du signal sinusoïdal d'entrée.

Les figures I .6 (15,16) représentent des réponses à des rampes de fréquences respectivement de 22,56 Hz/s (de 58,14 à 54,35 Hz) et de 26,46 Hz/s (de 40 à 28,57 Hz).

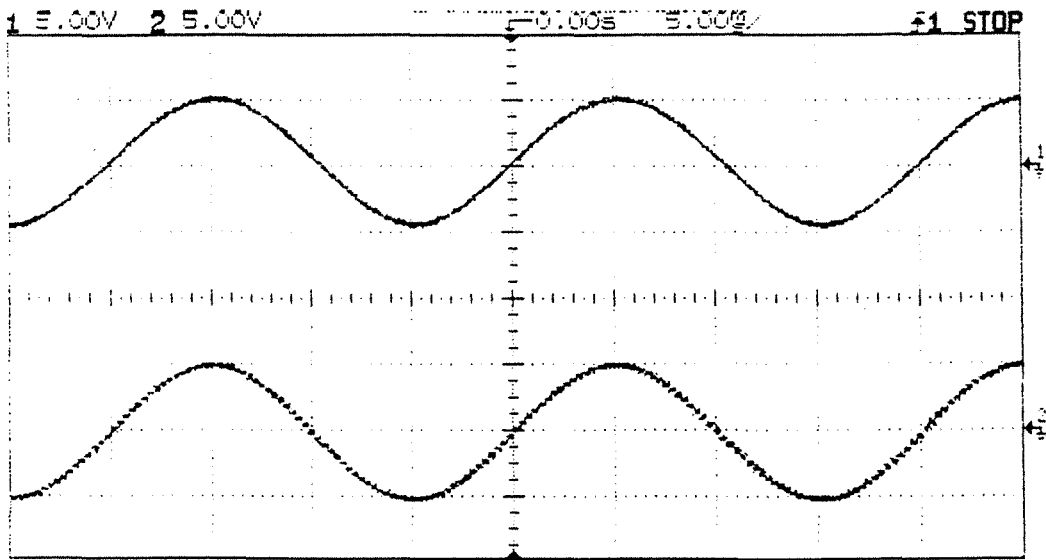


Figure I.6 (2)

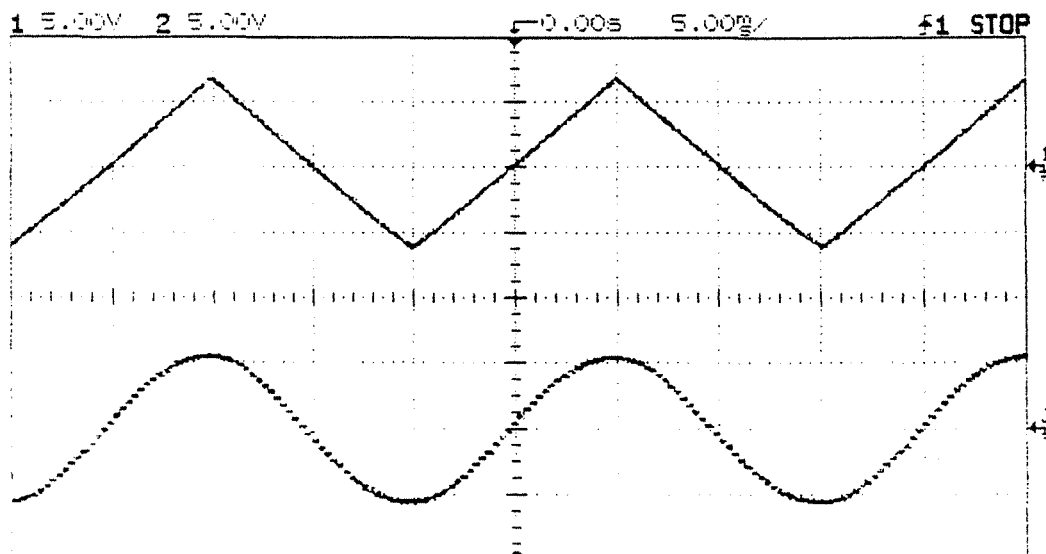


Figure I.6 (3)

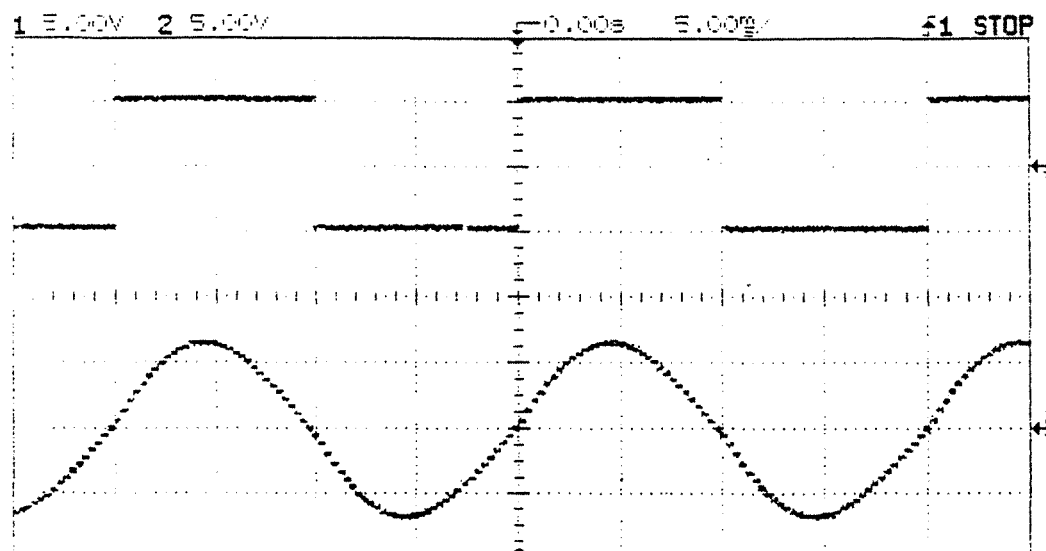


Figure I.6 (4)

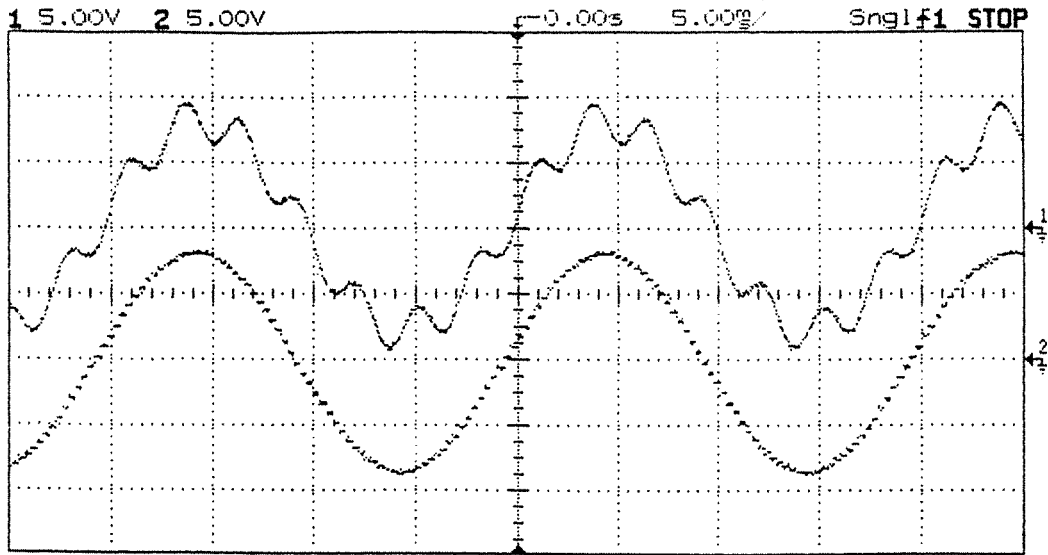


Figure I.6 (5)

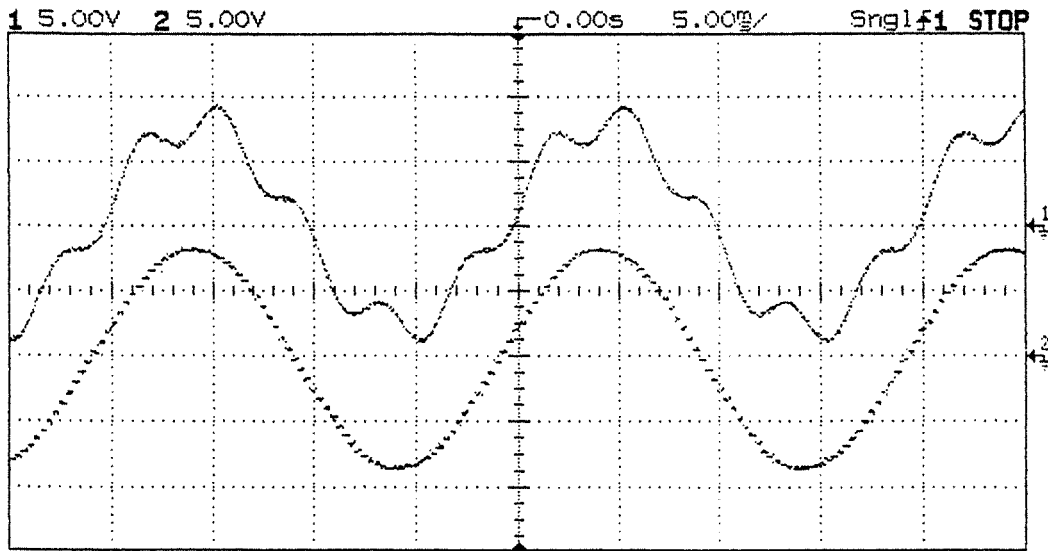


Figure I.6 (6)

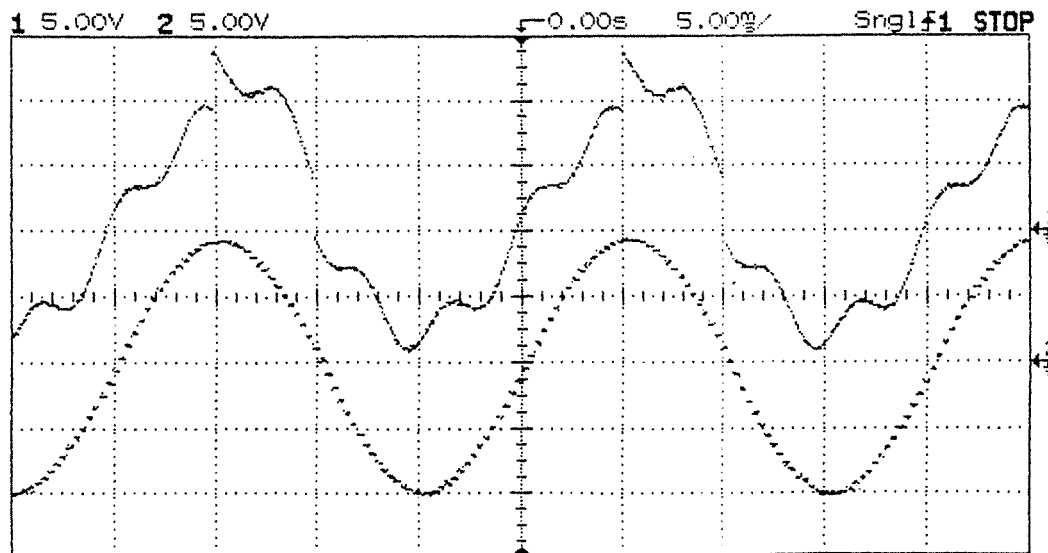


Figure I.6 (7)

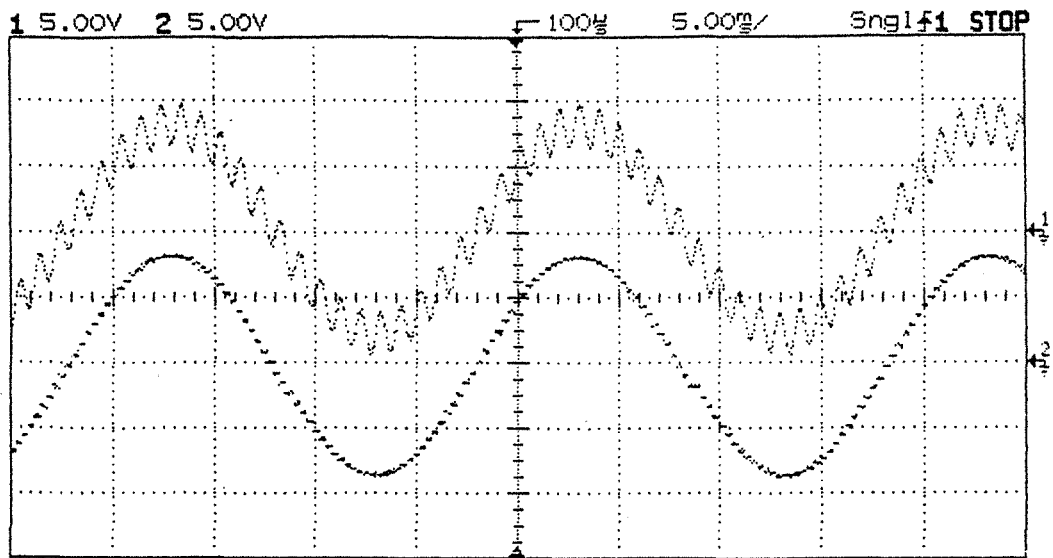


Figure I.6 (8)

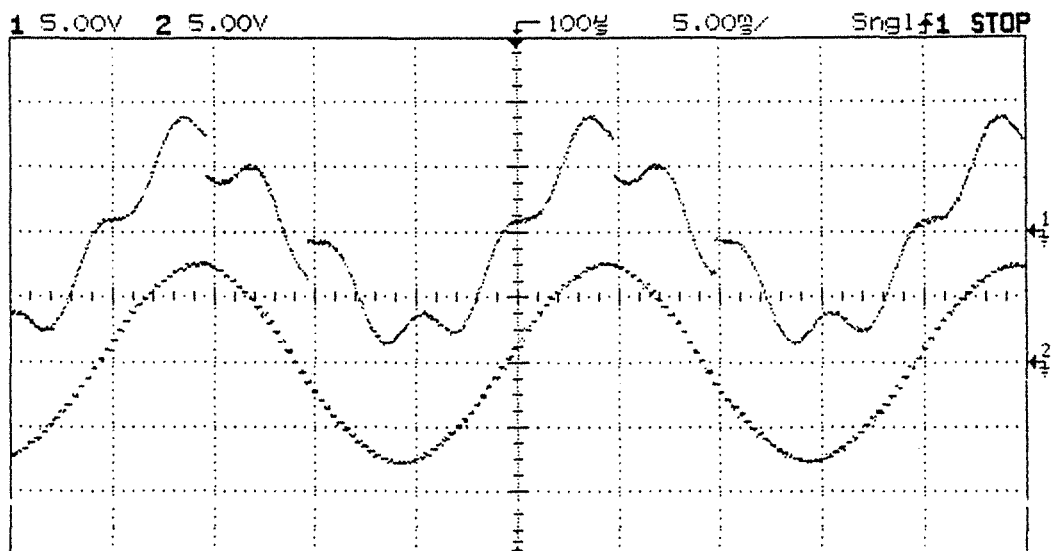


Figure I.6 (9)

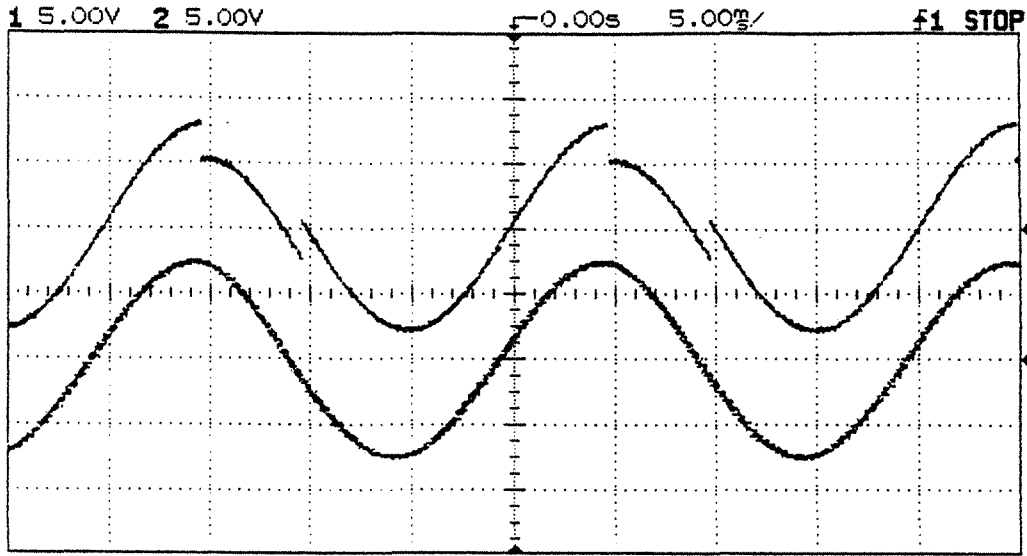


Figure I.6 (10)

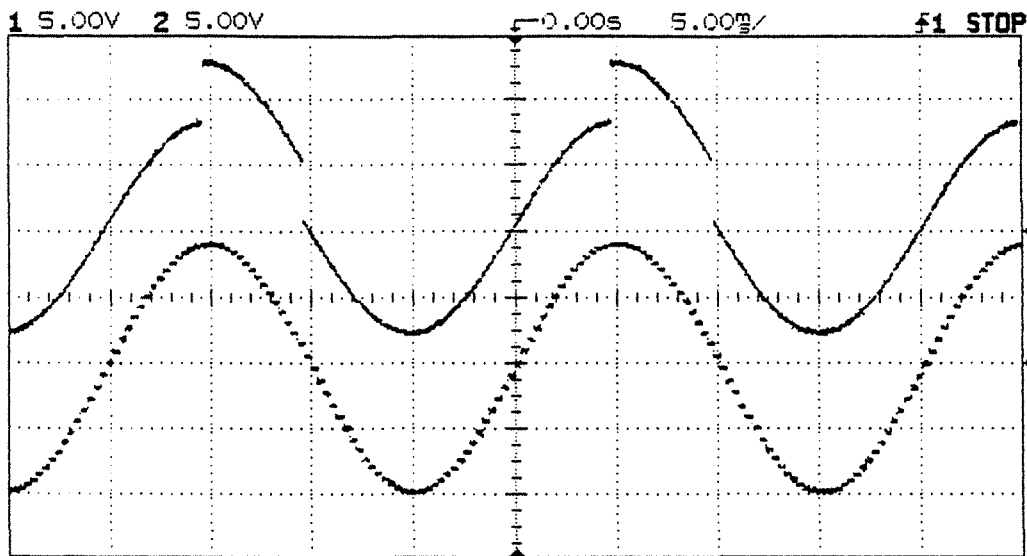


Figure I.6 (11)

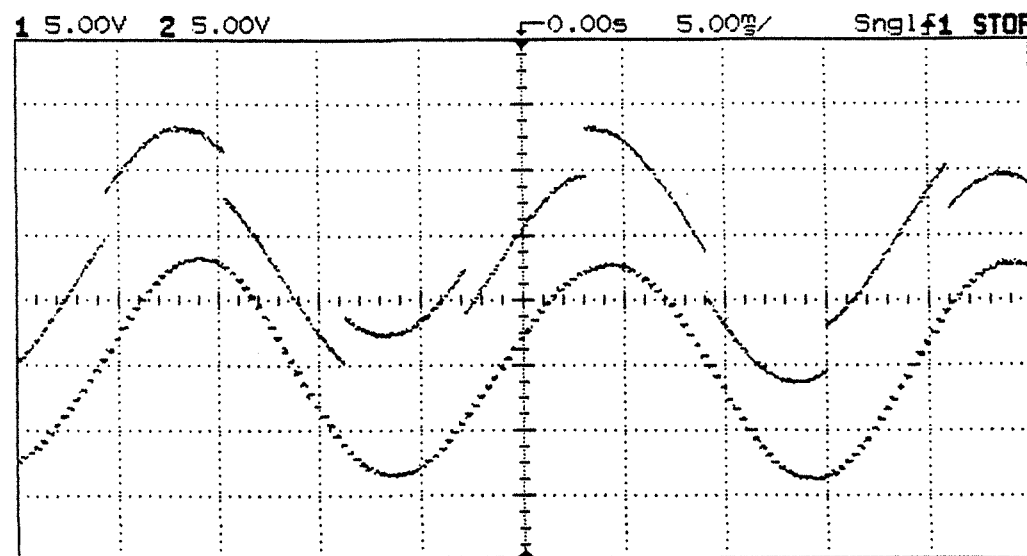


Figure I.6 (12)



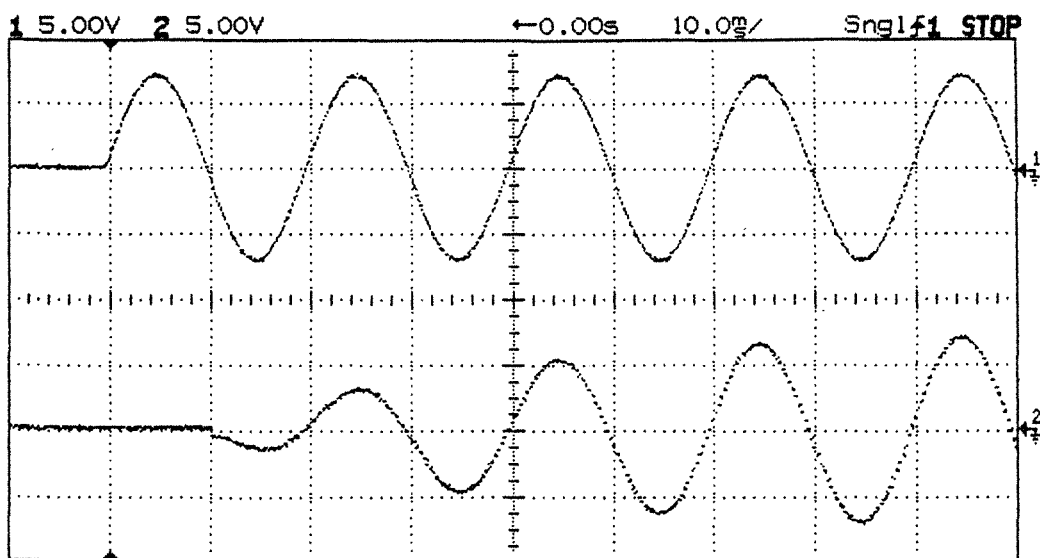


Figure I.6 (13)

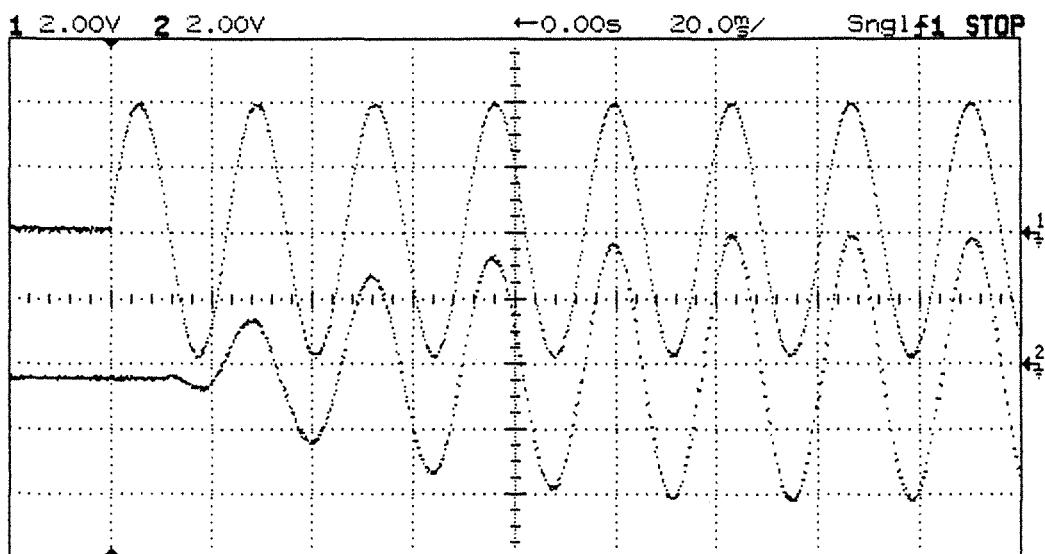
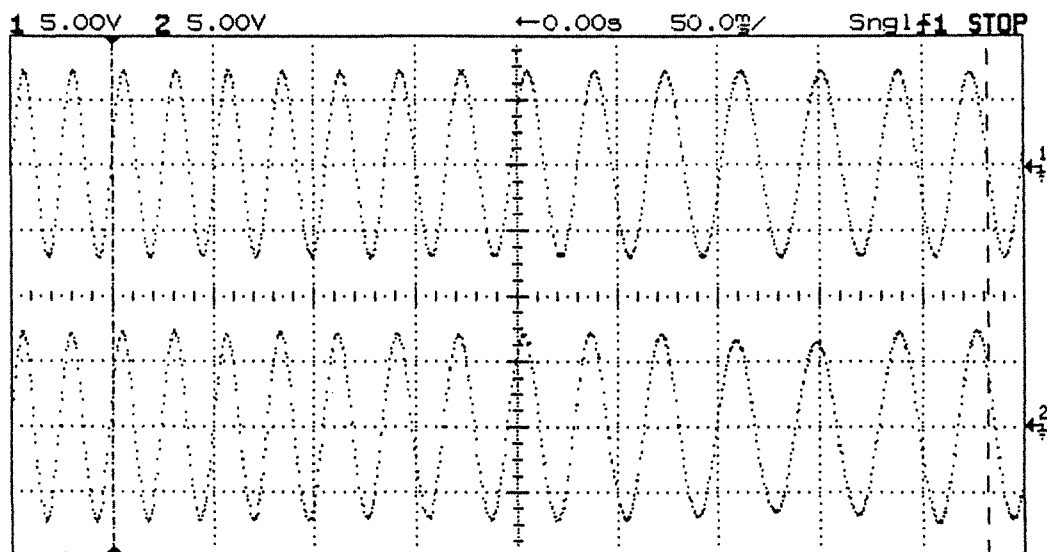
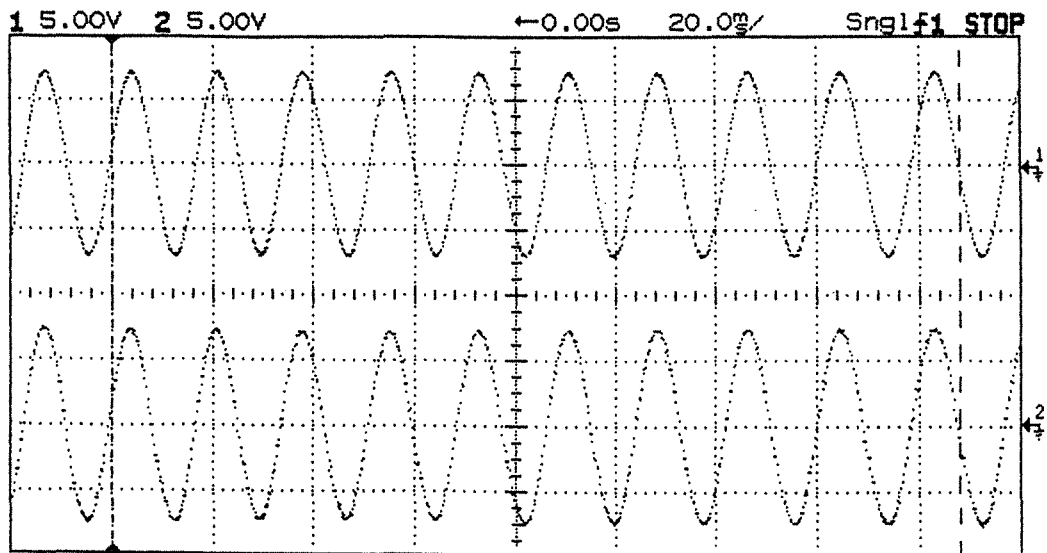


Figure I.6 (14)



## **II - ALLUMEUR**

## CHAPITRE II : ALLUMEUR NUMERIQUE

### II.1 INTRODUCTION

La fonction d'un allumeur est de provoquer l'amorçage des thyristors d'un convertisseur statique avec un angle de retard indiqué par une référence tension ou courant. L'allumeur comprend généralement [FINNEY 80] :

- le système d'allumage (algorithme d'allumage),
- la butée redresseur,
- la butée onduleur.

Le terme "allumeur" associe, parfois, le système de synchronisation et le système d'allumage.

Le système de synchronisation aide à l'établissement d'un allumage de tous les thyristors relativement à une référence angulaire fixe du signal de tension alternative. L'allumeur modifie le retard à l'allumage  $\alpha$  en fonction d'une tension d'entrée variable. Les butées onduleur et redresseur limitent la plage de variation de l'angle  $\alpha$  à l'intérieur d'un domaine de fonctionnement sûr. Si la butée redresseur peut être très proche de  $\alpha = 0$ , la butée onduleur doit tenir compte des temps d'extinction des thyristors (turn-off) et laisser une marge de sécurité suffisante (angle de garde  $\gamma$ ) afin de garantir la commutation.

Il est impossible de négliger l'importance de l'allumeur quant à un fonctionnement satisfaisant d'une application ou d'un équipement à thyristors. Seule une conception correcte de l'allumeur permet d'exploiter au maximum les potentiels des thyristors et du système commandé.

L'essentiel dans un allumeur est la méthode de génération des impulsions de gâchette. Les performances du système complet convertisseur à thyristor dépendent directement du type d'allumeur employé. Le déséquilibre ou la présence d'harmoniques dans l'équipement est largement dépendant de l'allumeur utilisé.

Plusieurs allumeurs numériques existent déjà (allumeur à coïncidence, à retard, incrémental, etc...). Dans les chapitres suivants nous les décrirons brièvement et essayerons de les comparer. Nous proposerons, ensuite, un nouvel algorithme d'allumage (allumeur multi-stratégies) alliant les avantages des allumeurs cités ci-dessus.

## II.2 ALLUMEURS NUMERIQUES

### II.2.1 ALLUMEUR A COINCIDENCE

Cet allumeur est issue des techniques analogiques. Il compare l'angle de référence à une courbe d'allumage linéaire (ou sinusoidale) avec une fréquence d'échantillonnage aussi grande que possible.

A chaque fois qu'une rampe d'allumage est coupée (égalité de la référence et de la rampe), une impulsion de gâchette est envoyée vers le thyristor correspondant (une impulsion de rappel doit également être envoyée vers le thyristor précédent dans le cas d'un fonctionnement à courant discontinu).

La figure II.2.1 présente un allumeur à coïncidence à courbes (ou rampes) d'allumage linéaires.

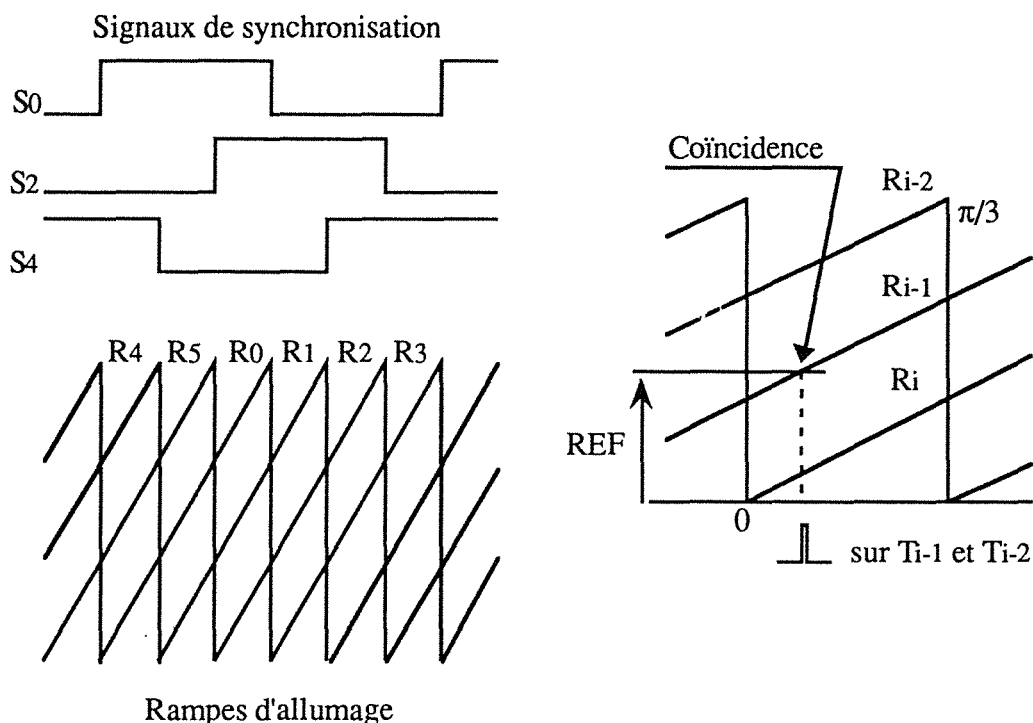


Figure II.2.1

L'allumeur à coïncidence présente un bon suivi de la référence en dynamique. Cependant, la fréquence d'échantillonnage élevée (qui détermine la discrétisation de l'angle) surcharge le processeur d'où une faible quantification de l'angle d'allumage. En outre, le taux

d'harmoniques du courant principal dépend étroitement de la distribution des impulsions d'allumage en régime permanent, ainsi que de la quantification des angles d'allumage et de leurs précision [GRÖTZBACH 90]. Les 2 sources d'imprécision sont ici la détermination de l'origine des angles et la fréquence d'échantillonnage.

## II .2.2 ALLUMEUR A RETARD

A chaque transition positive (de Faux à Vrai) des signaux de synchronisation, donc tous les  $\pi/6$  pour un pont triphasé à thyristor, la référence de l'angle de retard à l'amorçage est échantillonnée et un compteur programmable, associé à un thyristor, est chargé. A la fin du décomptage, une impulsion est envoyée vers le thyristor correspondant (Figure II .2.2).

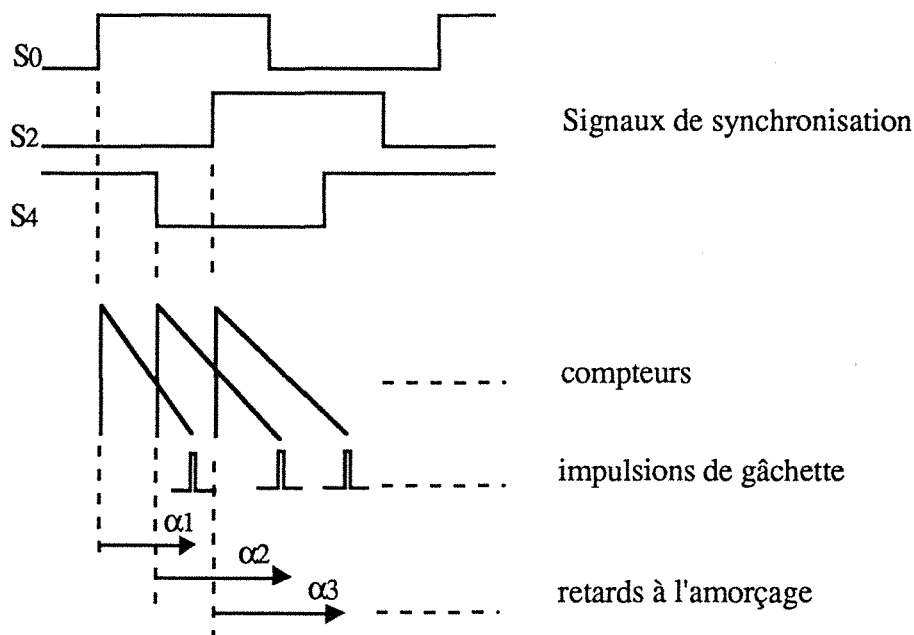


Figure II .2.2

Le processeur est moins chargé puisque le retard à l'allumage est contrôlé par un timer programmable, et la quantification peut être aussi fine que possible (horloge externe). Cependant, l'imprécision due à la détermination des passages par zéro persiste, mais plus celle due à la fréquence d'échantillonnage. D'autre part, il peut apparaître un délai de retard pour le suivi d'un échelon de référence (le système est strictement échantillonné).

## II .2.3 ALLUMEUR INCREMENTAL

Pour cet allumeur, les impulsions de gâchette ne sont pas synchronisées par rapport aux transitions des signaux de synchronisation (exception faite pour la première paire de thyristors à allumer) mais par rapport à l'allumage précédent. L'angle d'allumage  $\alpha_n$  est élaboré par addition d'un incrément (retard) à l'angle d'allumage  $\alpha_{n-1}$ . Dans le cas d'un pont triphasé, cet incrément est de  $60^\circ$  (Figure II .2.3).

Ce système ne peut être utilisé que dans le cas d'une boucle fermée ou d'un rafraîchissement périodique pour éviter toute dérive.

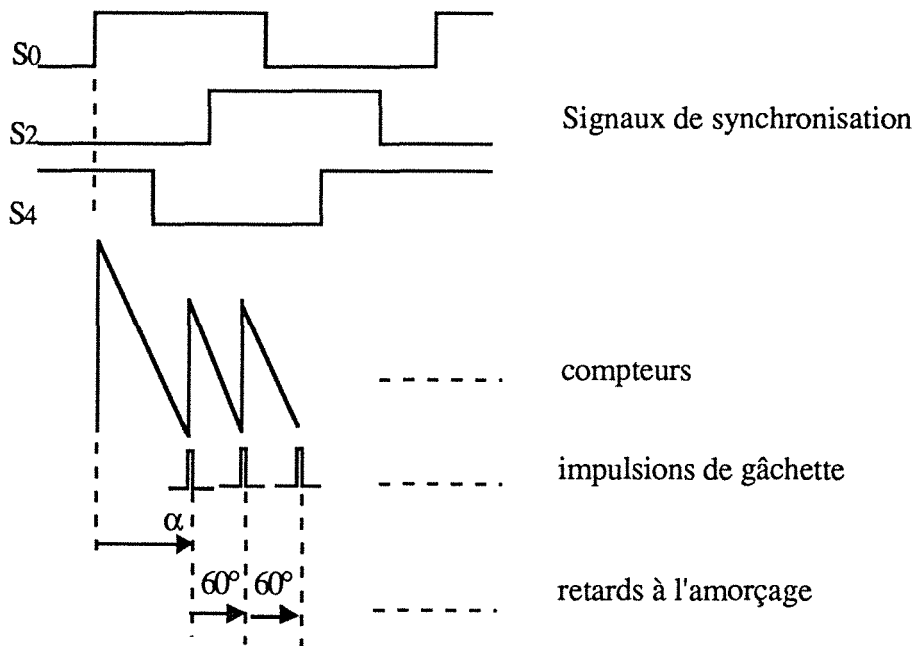


Figure II .2.3

Lorsque la référence est constante, ce système n'étant pas synchronisé sur la tension principale, l'incertitude due aux origines disparaît. Le processeur est moins chargé (retard contrôlé par timer programmable), et les impulsions successives étant séparées d'exactly  $60^\circ$  (équirépartition à référence d'angle constante) le taux d'harmoniques ne dépend plus que de la quantification de l'angle (horloge externe). D'autre part, un retard peut être observé quant à la prise en compte d'un échelon de référence puisque celle-ci n'est échantillonnée qu'aux moments des allumages.

### II.3 ALLUMEUR MULTI-STRATEGIES

Partant de la connaissance des allumeurs précédents, nous avons imaginé un nouvel algorithme d'allumage qui regroupe leurs avantages. Cet allumeur a été baptisé allumeur *multi-stratégies* ou allumeur *hybride*.

Les exigences pour un tel allumeur sont :

- une bonne précision sur l'équirépartition des allumages à référence constante,
- une bonne quantification des angles d'allumage,
- un bon suivi dynamique de la référence.

Pour cela, nous utilisons la stratégie suivante :

- nous utilisons le contrôle incrémental pour satisfaire l'équirépartition en régime permanent. Dans ce cas, toutes les impulsions d'allumage sont séparées de  $60^\circ$  (pont triphasé). Un temporisateur programmable chargé avec cette valeur est décrémenté à la fréquence d'une horloge dite HTR pour Horloge Temps Réel (figure II .2.4 (1)). Cette horloge à une fréquence verrouillée à celle du réseau auquel le convertisseur est raccordé (dans le cas du convertisseur relié à la machine synchrone, HTR est proportionnelle à la vitesse de rotation). HTR constitue donc une horloge fixe en angle.

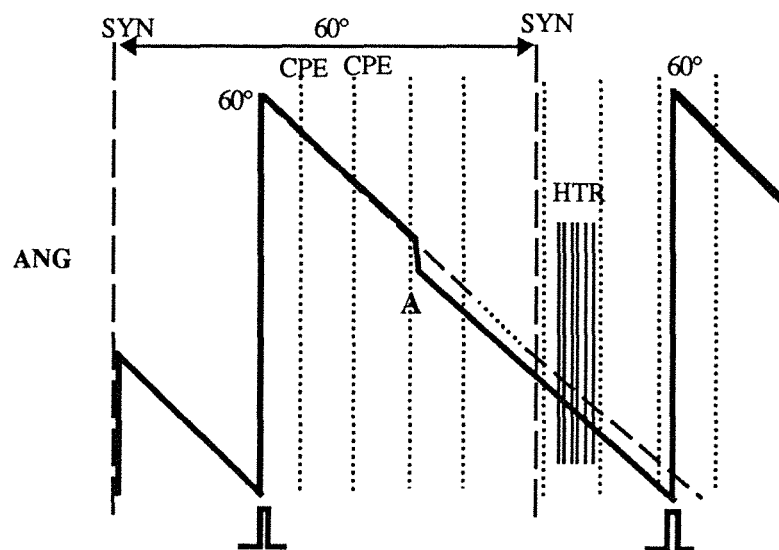


Figure II .2.4 (1)



- pour réduire les retards de prise en compte de la référence, celle-ci est échantillonnée plusieurs fois entre 2 allumages successifs grâce à une horloge fixe CPE (Changement de Période d'Echantillonnage). Toute variation de cette référence (exemple en A, figure II .2.4 (1)) est reportée immédiatement au niveau du compteur (allumeur à coïncidence).

- si 2 allumages successifs diffèrent de plus d'un certain  $\epsilon$  (dépendant de la précision désirée), une resynchronisation sur le prochain basculement du signal de synchronisation est opérée (allumeur à retard).

### Algorithme :

Soit REF la valeur de la référence de l'angle d'allumage.

- a) A l'initialisation, pour l'allumage du thyristor  $j$ , nous déterminons tout d'abord le retard à l'amorçage (ANG) référencé non plus par rapport au basculement du signal de synchronisation correspondant (comme le serait REF), mais par rapport à la dernière transition de synchronisation intervenue (Figure II 2.4 (2)). ANG est alors le reste de la division de REF par  $60^\circ$  (pour un pont triphasé). ANG est donc toujours compris entre 0 et  $60^\circ$ .

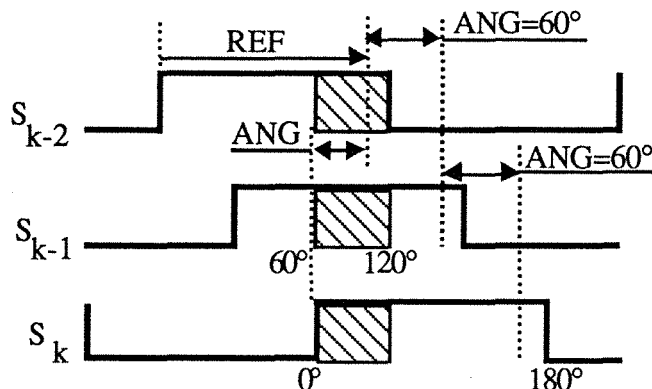


Figure II .2.4 (2)

Ainsi, si nous choisissons le basculement de Faux à Vrai de la composante  $k$  des signaux de synchronisation comme instant d'initialisation, 3 thyristors sont allumables suivant la valeur de la référence REF :

REF étant toujours telle que  $0^\circ \leq \text{REF} \leq 180^\circ$ , il existe alors  $q \in [0,1,2]$  tel que :

$$q \cdot 60^\circ \leq \text{REF} \leq (q+1) \cdot 60^\circ$$

Si  $q=0$ , alors  $0^\circ \leq \text{REF} \leq 60^\circ$ , il faut allumer le thyristor  $k$ .

Si  $q=1$ , alors  $60^\circ \leq \text{REF} \leq 120^\circ$ , il faut allumer le thyristor  $k-1$ .

Si  $q=2$ , alors  $120^\circ \leq \text{REF} \leq 180^\circ$ , il faut allumer le thyristor  $k-2$ .

D'une manière générale, le numéro (j) du thyristor à allumer est donné par :

$$j = k - q$$

avec :

$k$  : numéro de la composante de synchronisation dont la transition de Faux à Vrai est la plus récente.

$q$  : quotient de la division entière de REF par  $60^\circ$  ( $q=0,1,2$ ).

Sur la figure II .4.2 (2), la référence REF est supérieure à  $120^\circ$ . Le thyristor à allumer est donc le thyristor  $k-2$ . Le retard à l'amorçage ANG est compté à partir du basculement du signal de synchronisation  $S_k$  (instant d'initialisation). La valeur correspondant à ANG sera chargée dans un temporisateur programmable. Le passage par zéro de ce compteur définira l'instant d'allumage. Nous retrouvons ici l'allumeur à retard.

- b) Pour l'allumage du thyristor  $j+1$ , ANG sera désormais référencé par rapport à l'allumage effectif du thyristor précédent (j).

En l'absence de tout changement de référence, échantillonnée par une horloge de fréquence fixe CPE (Changement de Période d'Echantillonnage) (Figure II .2.4 (2)), ANG est initialisée après chaque allumage et vaut  $60^\circ$  (générateur incrémental).

Cette valeur est décrétementée par l'horloge temps réel (HTR).

- c) Toute variation sur REF sera reportée sur ANG à chaque CPE (allumeur à coïncidence).

- d) A chaque allumage, l'Angle effectif d'Allumage ANAL est mémorisé. Si 2 allumages successifs diffèrent de plus de  $\epsilon$  degrés (à définir suivant l'application), alors une resynchronisation sur la prochaine transition d'un signal de synchronisation

permettra de recalculer, comme au point a), le prochain thyristor à allumer et le nouveau retard à l'allumage ANG (allumeur à retard).

Un réseau de Pètri décrivant le fonctionnement de l'allumeur multi-stratégies, dans le cadre de la machine synchrone autopilotée, sera présenté au chapitre IV .3.4.

## **II.4 CONCLUSION**

L'allumeur multi-stratégies est l'allumeur approprié aux applications industrielles. Il présente une bonne précision sur les angles d'amorçage, même en mode transitoire, et une bonne équirépartition des impulsions en régime permanent.

Il sera implanté dans la commande des convertisseurs de la machine synchrone autopilotée, mais pourra également être utilisé pour d'autres applications, à chaque fois que les deux critères cités ci-dessus figureront dans le cahier des charges.

### **III - METHODE "MAREL"**

## CHAPITRE III : METHODE "MAREL"

[AUBRY 87] [ZANNE 90 (1,2)]

### III.1 INTRODUCTION

Face à la demande croissante du monde industriel de numérisation des dispositifs de commande de ces processus, il nous a paru important de poser le problème de conception, suivant ainsi l'expérience, déjà conséquente, des processus manufacturiers et des concepteurs de logiciels. En effet, dans ces derniers domaines, la conception est maintenant abordée de manière globale et systématique et l'on dispose de nombreuses méthodes et outils : Réseaux de Pétri, GRAFCET,....

A l'inverse, au cours des dernières décennies, les automaticiens des processus continus se sont essentiellement préoccupés à développer des algorithmes de commande plus performants: retour d'état, observateur, commande auto-adaptative....Mais les problèmes de conception industrielle et d'enchaînement de tâches, qui se posent de manière cruciale pour des processus rapides tels que ceux déjà évoqués ici et pour lesquels les solutions des noyaux temps réels classiques sont inapplicables car trop lentes, n'ont, à notre connaissance, jamais été abordés de manière systématique.

Nous avons donc cherché à concevoir le système de commande en suivant une démarche descendante en utilisant certains des outils précités : après avoir spécifié globalement l'ensemble du problème de commande à résoudre, on descend progressivement jusqu'au niveau des fonctions élémentaires à accomplir. L'architecture est alors déduite de la spécification du problème.

La méthode MAREL (Méthode de conception et d'Application en temps Réel pour la commande des processus ELectromécaniques), développée au sein de notre laboratoire, est une méthode permettant de concevoir le dispositif de commande en suivant une démarche descendante en trois étapes :

- Formalisation du cahier des charges :
  - \* Choix des algorithmes propres à satisfaire les objectifs du cahier des charges.
  - \* Spécification non ambiguë des différentes fonctions à assurer.
  
- Recherche d'une solution fonctionnelle :
  - \* Découpage du problème en blocs fonctionnels.

\* Définition des fonctions assurées par chaque bloc et de leurs enchaînements dans le temps

- Implantation :

- \* répartition des blocs en tâches.
- \* Définition de leur mode de réalisation.
- \* Choix des machines.
- \* Programmation.

Cette méthode utilise largement les réseaux de Pétri interprétés et les outils de la programmation déductive.

Après avoir rappelé brièvement les outils utilisés au cours de cette démarche au paragraphe III .2, nous exposons la méthode proposée au paragraphe III .3. Les lecteurs intéressés par les réalisations pratiques pourront utilement se reporter aux références citées en bibliographie [GUESSOUS 86] [AUBRY 87] [HABI 87] [WANG 90].

## III .2 LES OUTILS UTILISES

### III .2.1 INTRODUCTION

Classiquement [MOALLA 80] , lorsqu'on étudie la conception d'un automatisme destiné à un processus discontinu, l'ensemble du problème est représenté comme l'interconnexion de deux parties qui coopèrent (Figure III .2.1 (1)):

- la partie **opérative** qui représente le processus à commander
- la partie **commande** qui représente l'automatisme à concevoir

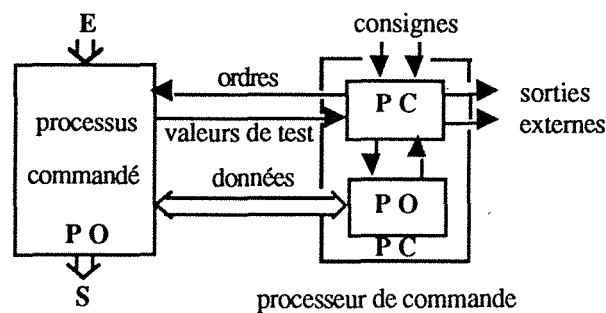


Figure III .2.1 (1)

Lorsque la partie commande est complexe, elle peut être modélisée de la même manière, c'est à dire décomposée elle même en une partie commande et une partie opérative.

La partie opérative contient l'ensemble des variables et des opérateurs servant à effectuer les calculs, la partie commande gère le séquençement des opérations et utilise les résultats pour commander le processus.

La commande d'un système continu de la classe considérée ici nécessite toujours des traitements nombreux et complexes. Il faut donc découper l'ensemble de ces traitements en morceaux, afin de faciliter le travail du concepteur. Ces morceaux, que nous appelons blocs fonctionnels, sont constitués de suite d'opérations qu'il faut activer lorsque certaines conditions sont vérifiées ou que certains événements issus du processus sont présents. Ces conditions sont le résultat de calculs effectués sur les variables du système de commande.

On voit donc que le dispositif de commande peut être décrit, de même que précédemment, par une partie commande et une partie opérative.

La partie opérative représente l'ensemble des opérateurs traitant les variables du processus commandé. A partir des mesures effectuées sur celui-ci et des consignes, elle élabore les commandes, évalue les conditions et produit les événements internes. Elle est organisée en blocs fonctionnels.

La partie commande est un automate chargé d'activer les blocs fonctionnels de la partie opérative en fonction des événements externes issus du processus ou d'un niveau de commande hiérarchiquement supérieur (ordinateur de supervision ...), des conditions évaluées par la partie opérative, ainsi que des événements internes produits par cette dernière.

Le schéma de la figure III .2.1 (2) résume cette modélisation.

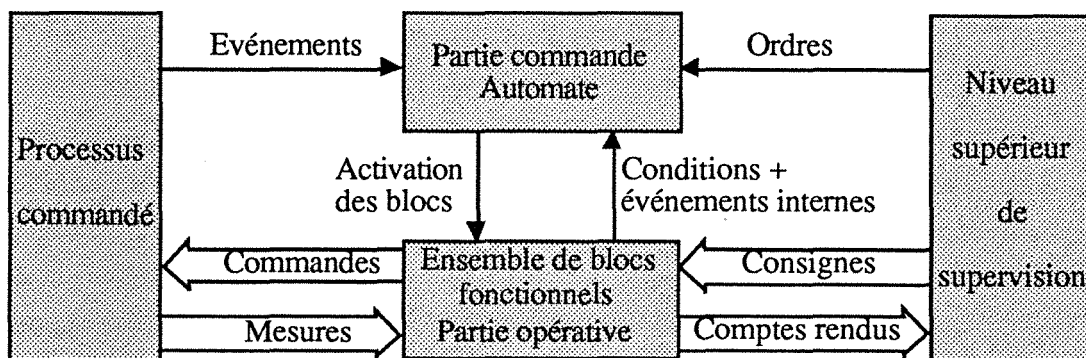


Figure III .2.1 (2)

Ce modèle n'exclut pas bien sûr la possibilité de modéliser un bloc fonctionnel par une partie opérative et une partie commande. Cette dernière décrit alors les synchronisations des actions définies dans le bloc fonctionnel sur des conditions et des événements provenant soit du procédé (événements externes), soit des autres blocs fonctionnels (événements internes au système de commande).

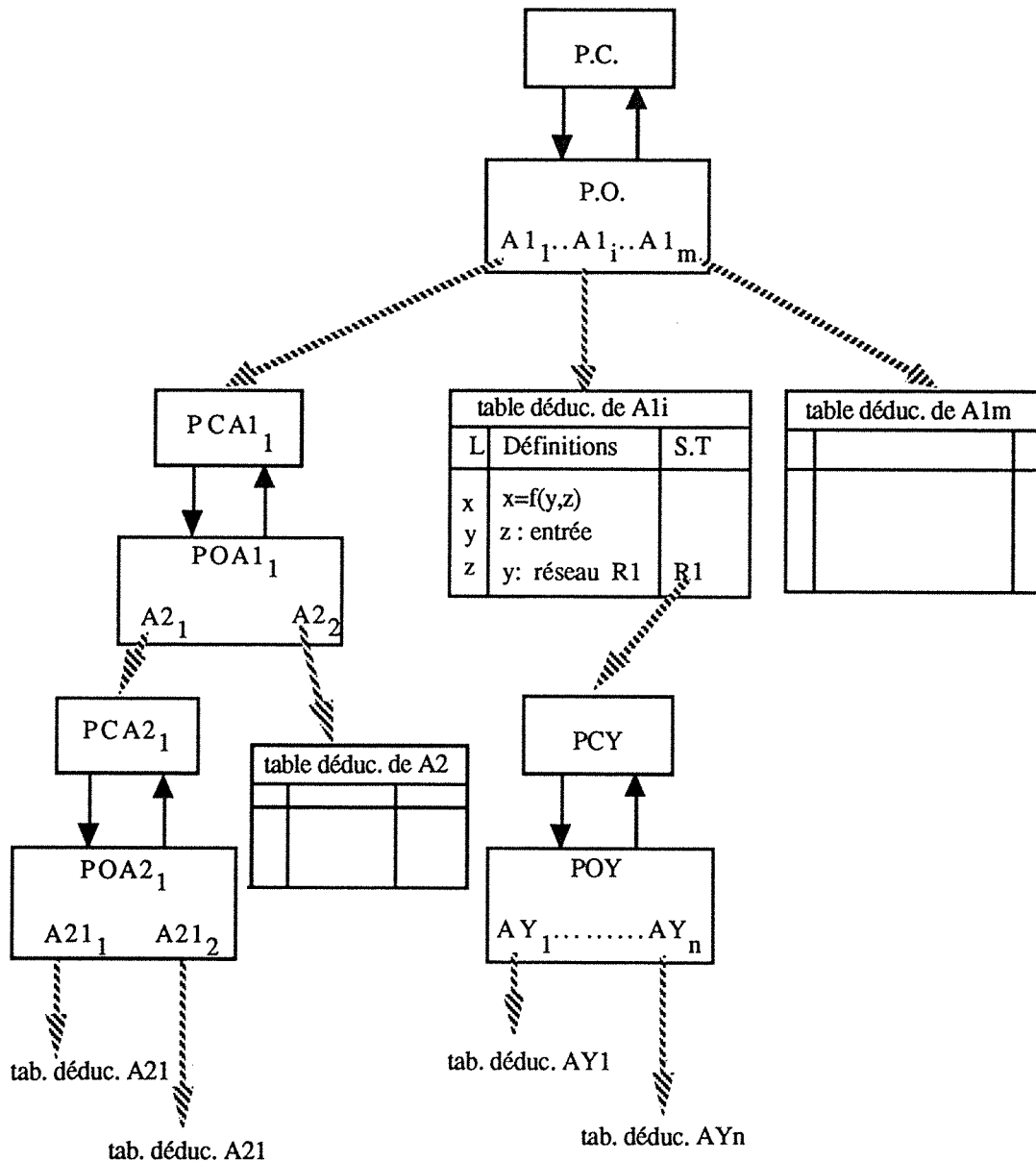


Figure III .2.1 (3)



Si une des actions, définies dans un bloc fonctionnel, est suffisamment complexe, on peut, de nouveau, la décrire à l'aide d'une partie commande et d'une partie opérative. Le modèle ainsi obtenu est récursif.

De même, une action simple décrite par une table déductive, peut contenir une variable dont l'élaboration est suffisamment complexe pour nécessiter l'utilisation d'une partie commande et d'une partie opérative (Figure III .2.1 (3)).

Cette décomposition par étapes s'arrête lorsque les déroulements des actions définies dans toutes les parties opératives ne dépendent plus d'événements internes ou externes.

Toutes les parties commandes ainsi définies sont des automates. Il nous a paru judicieux de les décrire à l'aide des réseaux de Petri interprétés [MOALLA 85].

Nous avons enfin choisi d'utiliser les tables de la programmation déductive [PAIR 77] pour définir avec précision les différents traitements dont le déroulement n'est plus synchronisé sur des événements. Ces tables permettent de définir les traitements à effectuer à partir des résultats à produire en remontant déductivement vers les données nécessaires sans oubli possible.

### III .2.2 METHODE DEDUCTIVE [PAIR 77]

Cette méthode utilise des tables divisées en 4 colonnes. De gauche à droite :

- . \* Lexique
- \* définition
- \* ordre
- \* sous tables appelées

La colonne "ordre" est inutile au cours de la formalisation. On ne l'utilisera que dans la phase d'implantation

- Dans la colonne 'lexique', on énonce le résultat (variable - action - ....etc...) à produire

- On définit cette variable résultat dans la colonne 'définition'. Ceci amène à introduire de nouvelles variables à partir desquelles le résultat est produit (assertions logiques, équations mathématiques, etc...)

- Au fur et à mesure que ces nouvelles variables apparaissent dans les définitions, on les porte dans la colonne lexique
- Toutes les variables ainsi introduites seront définies de la même manière, dans l'ordre de leur apparition au lexique
- Certaines définitions pourront, par leur importance, être traitées par des sous-tables qui sont notées au fur et à mesure dans la colonne sous tables appelées et qui seront définies à la suite de la table principale et selon la même procédure
- La "programmation" est terminée lorsque toutes les variables sont définies (épuisement du lexique) [PAIR 77]
- Il reste alors à ordonnancer, c'est à dire définir dans quel ordre les opérations doivent s'effectuer (on part des données connues et on évalue au fur et à mesure les variables).

### **III .2.3 RESEAUX DE PETRI INTERPRETES (RDPI)**

Nous avons choisi d'utiliser les Réseaux de Pétri interprétés tels qu'ils sont définis dans [MOALLA 85]. Ils résultent de la concaténation d'un réseau de Pétri classique et des ensembles suivants :

- ensemble de variables
- ensemble d'opérateurs agissant sur ces variables et activés dans les places du réseau
- un ensemble d'événements et de conditions enrichissant les règles de franchissement des transitions.

Ces RdPI servent à décrire l'enchaînement des opérateurs (ou de leur groupement en blocs-fonctionnels) en fonction des événements (internes ou externes) des conditions et des ordres (cf figure.III .2.1 (2)).

### **III.3 LA METHODE 'MAREL'**

Une fois le cahier des charges établi de manière aussi précise que possible, la méthode s'articule en trois phases :

- formalisation du cahier des charges
- recherche d'une solution fonctionnelle
- implantation.

### III .3.1 FORMALISATION DU CAHIER DES CHARGES

Dans cette phase, l'automaticien choisit les algorithmes de traitement propres à atteindre les objectifs fixés dans le cahier des charges par le spécialiste du domaine d'application. Il précise également toutes les fonctions qui doivent être réalisées par le système de commande.

Des équations mathématiques ou logiques traduisent sans préoccupation d'implantation, les spécifications du cahier des charges. On considère que cette traduction ne contient plus d'ambiguïté lorsque l'automaticien et le spécialiste du procédé l'ont approuvée.

Un certain nombre d'hypothèses complémentaires peuvent être faites à ce niveau pour pallier à certaines imprécisions du cahier des charges. Le comportement hors hypothèses devra être également précisé.

Nous travaillons ici sur des systèmes de commande échantillonnés. On doit donc définir l'ensemble des traitements et commandes à exécuter dans une période d'échantillonnage.

Ce sont en général des équations de récurrences dans lesquelles le rang est indiqué par un indice. En outre, certains algorithmes dépendent également du temps, c'est-à-dire qu'en fonction d'événements liés au temps, l'algorithme prend telle ou telle forme. Nous avons choisi de décrire cette évolution à l'aide de RdPI [MOALLA 85].

Dans ces réseaux, le temps est présent par l'intermédiaire d'un événement que nous appelons Changement de Période d'Echantillonnage (CPE). L'automaticien définit les traitements et les actions à accomplir entre les événements CPE et spécifie les contraintes temporelles.

La formalisation du cahier des charges commence toujours par un bilan des fonctions à accomplir et un RdPI décrivant le fonctionnement général du système de commande lorsque celui ci est connu à priori.

Plusieurs applications particulières peuvent être consultées pour plus de précisions [MENEZES 87] [WANG 90].

### III .3.2 RECHERCHE D'UNE SOLUTION FONCTIONNELLE

#### III .3.2.1 Flux de données

Après la formalisation, toutes les variables et leurs relations sont rigoureusement définies. Cependant, on ne s'est absolument pas soucié de savoir comment tous ces algorithmes, ces traitements doivent cohabiter dans le temps.

Pour préciser cela, il faut pouvoir découper le problème en morceaux et voir ensuite comment ces morceaux peuvent s'articuler. Pour faire ce découpage, il faut disposer d'une représentation globale du système permettant de ne rien oublier. Nous proposons pour cela la représentation par un graphe du flux de donnée [ZANNE 82] [ZANNE 83].

Ce graphe représente les relations entre les différentes informations permettant d'aboutir aux sorties à partir des entrées. Dans ce graphe, les noeuds sont les variables et les arcs orientés indiquent les dépendances entre variables. Ainsi, le graphe de la figure III .3.2.1 (1) signifie que la détermination de y nécessite la connaissance de x.

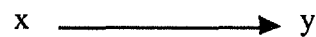


Figure III .3.2.1 (1)

Ainsi, en partant des sorties à produire, on recherche quelles sont les variables dont la connaissance est indispensable puis de proche en proche à partir de ces variables, on remonte jusqu'aux entrées nécessaires; le graphe du flux des données se construit donc de manière purement déductive. Ces dépendances sont bien sûr déduites de l'ensemble des relations définies dans la phase précédente :

- définitions, équations logiques et algébriques.
- Opérateurs des réseaux de Pétri.

Ce graphe est la représentation des relations entre les variables traitées dans la partie opérative du système de commande. Les prédicats sont résultats de traitement de ces variables. Ils apparaissent donc dans le flux de données comme des sorties, au même titre que les sorties de commande.

Un point important doit encore être précisé afin de ne rien oublier dans le flux. Il s'agit du cas de variables calculées par des algorithmes différents en fonction de l'état du système.

Afin de répartir ces différents algorithmes entre les blocs fonctionnels, il est important de les faire tous figurer dans le flux.

On choisit alors la représentation de la figure III .3.2.1 (2), qui met en évidence les variables communes à toutes les déterminations et les variables spécifiques à chaque détermination.

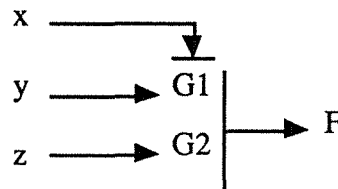


Figure III .3.2.1 (2)

Ce morceau de graphe du flux de données signifie que pour calculer F il faut connaître G et que G peut être calculé de 2 manières suivant l'état du système. Dans le premier cas, il faudra connaître les variables x et y et dans le second cas les variables x et z.

Bien que les systèmes dont nous nous préoccupons ici soient caractérisés par un nombre de variable relativement réduit, il peut se faire que le flux des données devienne complexe et difficile à appréhender. Afin de le simplifier on peut considérer que certains traitements sont des entités élémentaires que l'on appellera modules (Figure III .3.2.1 (3)).

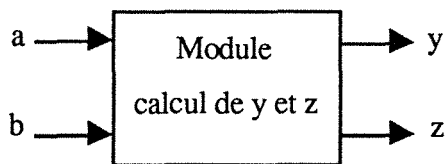


Figure III .3.2.1 (3)

Cette représentation signifie que le calcul de x et de y nécessite la connaissance de a et b mais il met en oeuvre des variables intermédiaires qu'il n'est pas utile de faire figurer sur le graphe.

Il reste enfin à régler le cas des équations de récurrence de la forme :

$$y(n)=f \{y(n-1),\dots,y(n-p),x(n),x(n-1),\dots,x(n-q)\}$$

Nous avons choisi de faire figurer les valeurs des différentes variables aux instants précédents sous forme "d'entrées internes" que nous signalons en les soulignant en pointillé.

Ainsi le flux des données de l'équation  $y(n) = f\{y(n-1), x(n)\}$  aura la forme donnée par la figure III .3.2.1 (4).

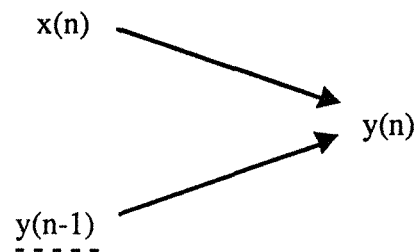


Figure III .3.2.1 (4)

La présence de telles entrées implique, bien sûr, la nécessité de mémoriser les p valeurs précédentes de la variable en question.

Pratiquement le graphe du flux des données se trace de la manière suivante :

- Les variables de sorties sont disposées en colonne à droite et entourées
- Pour chacune de ces variables on cherche les variables dont la connaissance est nécessaire à son élaboration. Cette nouvelle série de variables est disposée dans une nouvelle colonne à gauche de la précédente. Les arcs indiquant les relations sont portés au fur et à mesure.
- On procède de la même manière avec cette seconde série de variables et l'on crée ainsi une troisième colonne contenant les nouvelles variables introduites....et ainsi de suite.
- Lorsqu'on a terminé, toutes les variables doivent recevoir au moins un arc sauf les entrées internes et externes.

La mise au point d'un outil informatique permettant une automatisation, au moins partielle, du tracé et de l'exploitation du flux des données à partir de la formalisation du cahier des charges a été engagée en collaboration avec une équipe du CRIN et a déjà donné naissance

à un premier logiciel (MISTRAL) [MOITESSIER 91]. C'est en effet une condition indispensable à un transfert vers l'industrie de la méthode proposée ici.

### III .3.2.2 Découpage en blocs fonctionnels

On appelle "bloc fonctionnel", une entité correspondant à un groupement d'un certain nombre de fonctions bien identifiées. Le découpage de l'application en blocs consiste donc à identifier ces fonctions. Plusieurs critères sont usuellement envisagés pour guider le découpage:

- une connaissance à priori d'un découpage du procédé physique ou du système de commande en un certain nombre de fonctions "naturelles",
- un découpage minimisant les communications d'informations entre les blocs,
- en découpage selon les ressources nécessaires à chacun de ces blocs,
- un découpage en fonction de certaines contraintes liées à la sûreté de fonctionnement

### III .3.2.3 Description externe des blocs fonctionnels

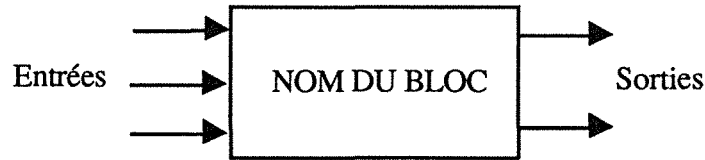
La description externe des blocs fonctionnels se fait en trois étapes :

- La spécification des entrées des sorties et des conditions d'activation
- La spécification du contrôle des activations
- La spécification des communications.

#### ETAPE 1 : *Spécification des entrées, des sorties et des conditions d'activations* :

Elle est issue directement du découpage du graphe du flux de données. Les arcs pénétrant dans le bloc sont les entrées, les arcs sortant, les sorties (Figure III .3.2.3 (1)).

La condition d'activation du bloc précise dans quelles circonstances les opérations qu'il contient sont exécutées.



C.A. : Description de la condition d'activation

Figure III .3.2.3 (1)

Ces conditions d'activation peuvent être :

- des conditions sur les variables
- des événements internes ou externes
- des combinaisons d'événements
- des combinaisons d'événements et de conditions

ETAPE 2 : *Spécification des communications entre Blocs Fonctionnels*

On résume sur un tableau la nature des communications entre blocs fonctionnels : les données sont-elles diffusées, consommées, consultées ; quel est l'exemplaire pris en compte ? etc ...).[GUESSOUS 86] [AUBRY 87] [WANG 90].

ETAPE 3 : *Spécification du contrôle des activations des B.F.*

Cette étape décrit la succession dans le temps des activations des blocs fonctionnels. On utilise un RdPI construit à partir du résultat de la formalisation du fonctionnement global du système de commande et des conditions d'activation des B.F. décrites précédemment.

Ce réseau de contrôle des activations (RCA) décrit l'automate qui est la partie commande évoquée au § III .2.1 et dont l'évolution dépend d'événements internes ou externes et de conditions sur les variables traitées.

Les variables manipulées dans les places du RCA sont des booléens dits variables d'activation dont la mise à "Vrai" provoque l'activation du bloc fonctionnel qui lui est attaché (cf § III .3.2.4).

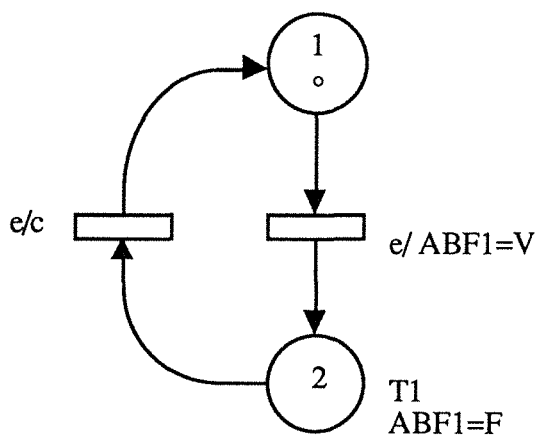
Les remises à "Faux" de ces variables se font soit dans le RCA, soit dans les blocs fonctionnels.



### III .3.2.4 Description interne des blocs fonctionnels

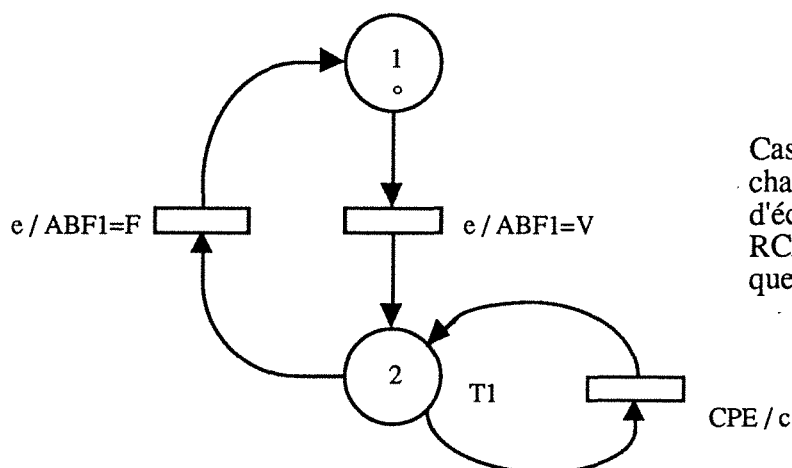
Le découpage une fois fixé, il faut décrire en détail les fonctions que doivent assurer les différents blocs fonctionnels ainsi que leur synchronisation éventuelle avec les événements aussi bien internes qu'externes.

Nous avons choisi d'utiliser systématiquement les RdPI comme outils de description interne des blocs fonctionnels, et de réserver les tables de la méthode déductive pour la description des algorithmes (ou des portions d'algorithmes) où n'intervient plus aucune synchronisation, ni sur événement, ni sur condition. Ainsi, dans le cas d'un bloc fonctionnel BF1 décrit entièrement par une table déductive T1, le RdPI associé aura une des deux structures données figure III .3.2.4 (1 et 2).



Cas où T1 doit être activé chaque fois que le RCA le demande

Figure III .3.2.4 (1)



Cas où T1 doit être activée à chaque période d'échantillonnage une fois que le RCA a donné l'autorisation et tant que celle-ci est maintenue

Figure III .3.2.4 (2)

### III .3.3 IMPLANTATION

Dans cette phase, on répartit les blocs fonctionnels en tâches, on définit leur mode de réalisation, programmée, câblée numérique ou analogique, et on affecte ces tâches aux différentes machines choisies.

Pour effectuer ces choix, on dresse un tableau des contraintes, des différentes répartitions possibles des blocs fonctionnels en tâches et les moyens de production et de détection des événements. Le choix des différents capteurs est également à faire à cette étape.

Après avoir fait un choix parmi les différentes possibilités, on doit vérifier rapidement que les contraintes sont satisfaites, sinon on doit le remettre en cause.

On peut alors commencer à écrire les programmes pour les différents processeurs ou, si l'essai sur le site n'est pas possible, faire une simulation. On peut alors seulement vérifier que toutes les contraintes sont absolument respectées. Si ce n'est pas le cas, l'optimisation des programmes peut parfois suffire, sinon il faudra remettre en cause certains choix.

S'il n'y a vraiment pas de choix permettant une implantation satisfaisante, il faut éventuellement remettre en cause la formalisation et choisir d'autres algorithmes.

### III .4 CONCLUSION

La méthode proposée est certes encore imparfaite, mais son utilisation pour la conception de plusieurs réalisations pratiques [GUESSOUS 86][HABI 87][WANG 90] a mis en évidence une amélioration considérable de la facilité de mise au point ainsi que du temps nécessaire à celle-ci.

Il est à noter toutefois, que MAREL n'a jamais été utilisée sur un dispositif présentant la complexité d'une application industrielle réelle. Il était donc important d'une part de valider scientifiquement l'utilisation de cette méthode sur des systèmes réels, et d'autre part d'expérimenter son utilisation avec d'autres personnes étrangères au laboratoire afin de valider ses possibilités d'utilisation pratiques.

A ce propos, et parallèlement à ces travaux, une collaboration de recherche entre le CRAN et le CRIN (Centre de Recherche en Informatique de Nancy, équipe du génie logiciel) a

vu le jour [MOITESSIER 91]. Son objectif est d'intégrer cette méthode dans un environnement de type atelier logiciel.

Cette intégration suppose :

- une formalisation rigoureuse et complète de la méthode,
- la conception d'outils informatiques spécifiques,
- l'exploitation d'outils existants (SADT, éditeurs, etc ...),
- l'intégration de ces outils (interfaçage) dans un environnement unique.

## **IV - FORMALISATION**

## CHAPITRE IV : FORMALISATION

### IV .1 LA MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE (M.S.A.) ET SES MODES DE MARCHE

#### IV .1.1 GENERALITES SUR LA MSA

##### IV .1.1.1 Introduction

Le convertisseur alimentant la machine synchrone joue le rôle de redressement d'un système balai-collecteur d'une machine à courant continu. En effet, le commutateur électronique connecte cycliquement les bornes de la machine synchrone à deux bornes d'alimentation continue. Si on suppose que la commutation du courant d'induit se fait instantanément, ce qui implique un couplage parfait entre l'induit et l'inducteur, le convertisseur a le même rôle qu'un système de commutation mécanique comprenant un collecteur et des balais ponctuels.

La machine synchrone autopilotée consiste en une machine synchrone alimentée par un convertisseur statique, dont la commande est faite par la position du rotor de manière à fixer les phases relatives des champs du rotor et du stator (Figure IV .1.1.1 (1)).

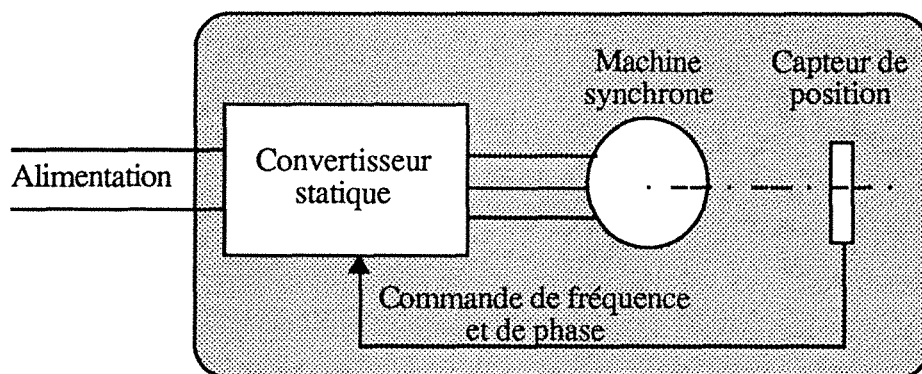


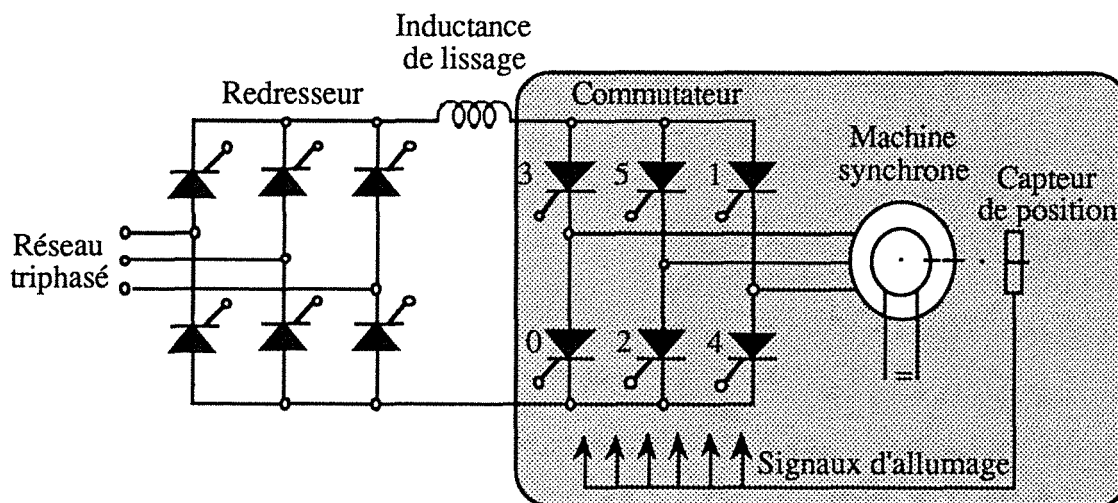
Figure IV .1.1.1 (1)

Le moteur synchrone possède un induit polyphasé alimenté en courant alternatif et un inducteur alimenté en courant continu; par analogie au moteur à courant continu, le couple développé par la machine est proportionnel au produit vectoriel (algébrique pour la machine continue) du courant d'induit par le flux inducteur.

Par ailleurs, pour faire varier la vitesse de la machine (avec un couple quelconque), il est nécessaire de faire varier la fréquence des courants dans l'induit, car celle-ci est rigidement liée à la fréquence de rotation mécanique et au nombre de pôles. La pulsation du courant  $\omega_s$  est toujours liée à la vitesse de rotation  $\Omega_s$  par la loi  $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$ .

Cette solution (Figure IV .1.1.1 (2)), également appelée redresseur-onduleur commuté, comporte un premier convertisseur d'entrée alimenté par le réseau et un second piloté par la machine avec une inductance intermédiaire de lissage.

Dans le fonctionnement en moteur, le convertisseur côté réseau fonctionne en mode redresseur et règle l'intensité dans l'étage intermédiaire à courant continu; le second convertisseur travaille en mode onduleur non autonome et commute ce courant à fréquence variable dans les phases de la machine. La commutation périodique du courant, d'une phase du moteur à une autre, produit des courants triphasés à fréquence variable, de forme théorique rectangulaire et de durée égale à  $120^\circ$ . Ces courants produisent le champ tournant du stator.



*Machine Synchrone Autopilotée (M.S.A.)*

Figure IV .1.1.1 (2)

La commutation d'une phase à la suivante est déterminée, soit par mesure de la position du rotor, soit par mesure des tensions statoriques, l'énergie réactive nécessaire à cette commutation étant fournie par la machine excitée. Il y a ainsi correspondance entre les flux d'excitation et d'induit, comme dans la machine à courant continu. Cette solution écarte tout risque de décrochage. La fréquence reste toujours parfaitement synchrone de la vitesse.

Les deux convertisseurs élémentaires (ponts de graëtz triphasé), semblables à ceux utilisés pour la commande des moteurs à courant continu, fonctionnent donc en commutation naturelle.

Au démarrage et aux basses vitesses, la tension de la machine est insuffisante pour effectuer la commutation. Dans ce cas, c'est le redresseur d'entrée qui assure cette fonction en annulant 6 fois par période le courant dans l'étage intermédiaire continu, et ce, pendant un temps très court (quelques millisecondes) permettant le changement des phases sur le convertisseur solidaire du moteur. Les instants de commutation sont synchronisés sur la position du rotor (représentative de la position du champ rotor), déterminée par un capteur de position.

L'excitation peut être réalisée par bagues et balais, mais elle le sera plus généralement sans contact glissant en utilisant un ensemble transformateur + redresseur tournant. le second mode d'excitation donne à la machine toutes les propriétés requises pour être utilisée en environnement hostile.

#### IV .1.1.2 Etude de la conduction et de la commutation

Afin de produire un champ statorique tournant par pas de  $60^\circ$  (positions de  $P_0$  à  $P_5$  sur la figure IV .1.1.2 (1)), on aiguille le courant dans les phases de la machine synchrone autopilotée.

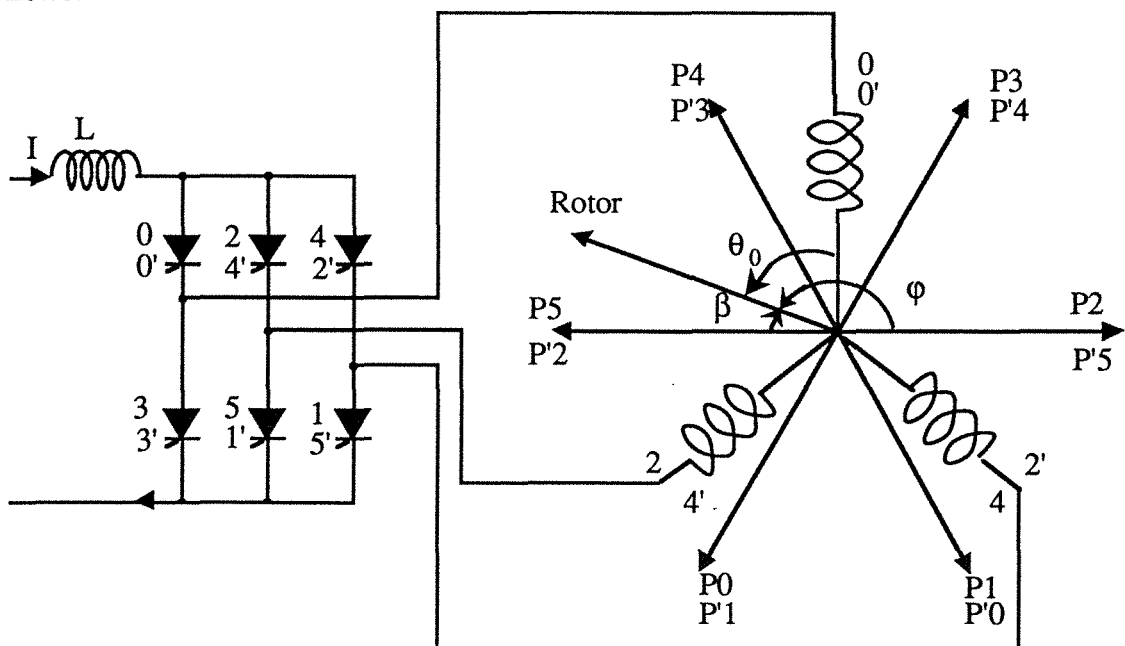


Figure IV .1.1.2 (1)

Les séquences d'allumage produisant ce 'champ tournant' dans le sens directe sont portées sur le tableau IV .1.1.2 (2) suivant (les notations en ' designent le sens inverse de fonctionnement) :

Thyristors allumés	Phases en conduction	Direction du champ
$T_0-T_5$ ( $T_1'-T_0'$ )	0-2 (0'-4')	$P_0$ ( $P_1'$ )
$T_1-T_0$ ( $T_0'-T_5'$ )	0-4 (0'-2')	$P_1$ ( $P_0'$ )
$T_2-T_1$ ( $T_5'-T_4'$ )	2-4 (4'-2')	$P_2$ ( $P_5'$ )
$T_3-T_2$ ( $T_4'-T_3'$ )	2-0 (4'-0')	$P_3$ ( $P_4'$ )
$T_4-T_3$ ( $T_3'-T_2'$ )	4-0 (2'-0')	$P_4$ ( $P_3'$ )
$T_5-T_4$ ( $T_2'-T_1'$ )	4-2 (2'-4')	$P_5$ ( $P_2'$ )

Tableau IV .1.1.2 (2)

Du fait même de cette séquence d'alimentation des phases, le champ statorique ne tourne pas d'une manière continue mais par sauts. Le rotor essaye alors de poursuivre ce champ statorique mais du fait de son inertie cette rotation est plus uniforme.

Le champ rotorique est fonction du courant d'excitation et tourne avec la vitesse du rotor.

Le champ statorique n'est pas un champ tournant classique, car les courants statoriques ne sont pas sinusoïdaux.

Commander une MSA c'est définir les positions du rotor auxquelles il faut provoquer une commutation de la séquence précédente pour obtenir un couple moyen désiré. Cependant, pour pouvoir effectuer les commutations, il faut respecter les contraintes de polarisation des thyristors qui sont fonction des tensions existantes aux bornes des phases de la machine.

Supposons, par exemple, que les thyristors  $T_0$  et  $T_5$  conduisent. Considérons alors une commutation du thyristor  $T_1$  sur le thyristor  $T_5$  (Figure IV .1.1.2 (3)).



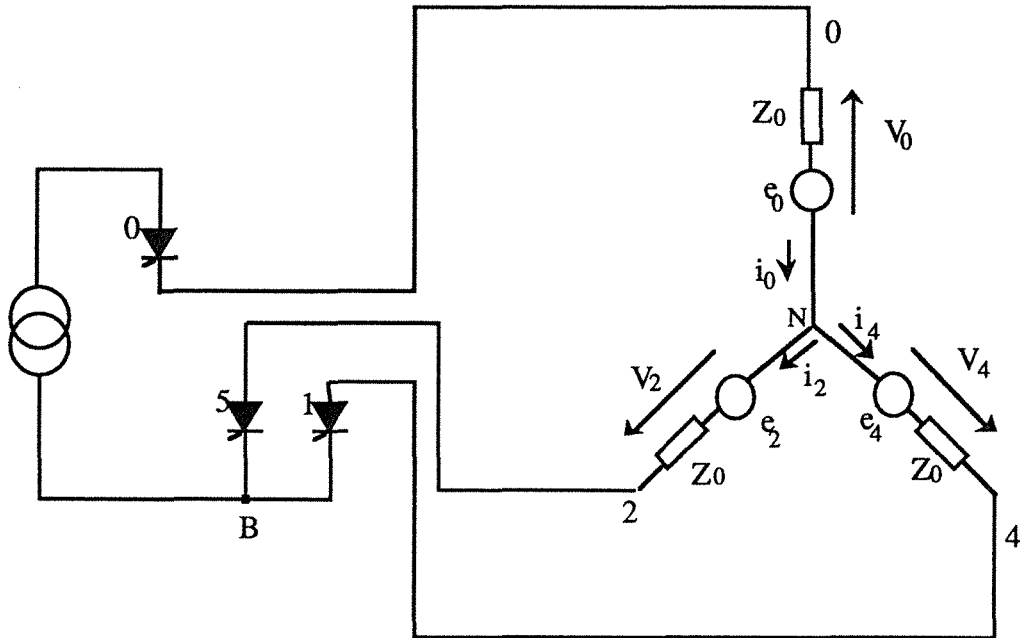


Figure IV .1.1.2 (3)

Pour que  $T_1$  puisse conduire il faut qu'il soit polarisé en direct :

$$e_4 = V_4 > V_2$$

En effet  $T_5$  étant passant, la tension en B est  $V_2$ .

Lorsque  $T_1$  est allumé, cela polarise  $T_5$  en inverse. Le courant dans  $T_5$  diminue puis s'annule et celui-ci finit par se bloquer. La durée de la commutation dépend essentiellement du courant et des impédances des phases qui, contrairement au cas du réseau, sont non négligeables, d'où une durée de commutation plus importante.

Pendant la commutation, l'équation de maille est :

$$V = Z_0 * i_2 - e_2 \quad \text{et} \quad V = Z_0 * i_4 - e_4$$

$$\text{d'où : } Z_0 * i_2 - e_2 = Z_0 * i_4 - e_4$$

$$\text{en outre, } i_2 + i_4 = i_0 = \text{constante} \quad \text{et} \quad V_2 = V_4$$

$$\text{alors : } 2 * Z_0 * i_2 = (e_2 - e_4) + Z_0 * i_0$$

$$i_2 = \frac{e_2 - e_4}{2 * Z_0} + \frac{i_0}{2}$$

On voit, sur ce résultat, que pour que T<sub>5</sub> se bloque il faut que i<sub>2</sub> diminue, donc il faut que:

$$e_4 > e_2$$

Il est à noter que la fin de la commutation est donnée par la solution de :

$$\frac{e_2(t) - e_4(t)}{2 * Z_0} + \frac{i_0}{2} = 0$$

Remarquons que :

$$\text{phase 4 à vide et } V_4 > V_2 \iff e_4 > V_2 = e_2 + Z_0 * i_2$$

$$\text{si } Z_0 * i_2 > 0 \implies e_4 > e_2$$

Le signal de validation de l'allumage (ou signal de synchronisation) de T<sub>1</sub> (Figure IV .1.1.2 (4)) correspond donc à :

$$(e_4 - e_2) > 0$$

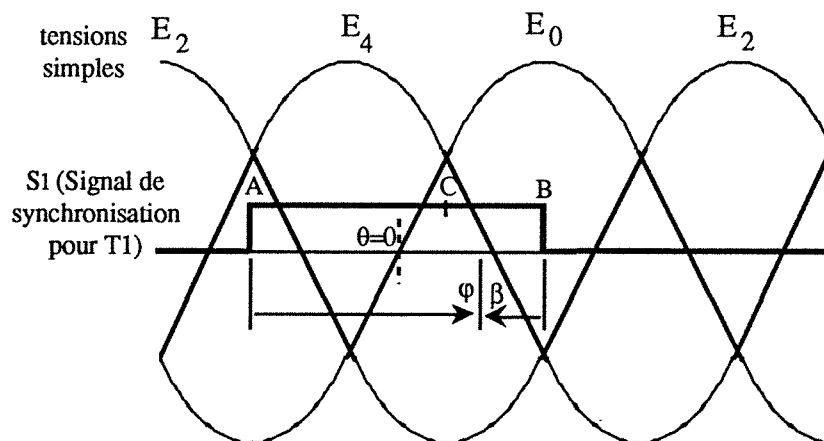


Figure IV .1.1.2 (4)

De là, et par analogie, nous déduisons les conditions d'allumage pour les autres thyristors:

$$\begin{array}{ll}
 T_0 & \rightarrow e_4 - e_0 > 0 \\
 T_1 & \rightarrow e_4 - e_2 > 0 \\
 T_2 & \rightarrow e_0 - e_2 > 0 \\
 T_3 & \rightarrow e_0 - e_4 > 0 \\
 T_4 & \rightarrow e_2 - e_4 > 0 \\
 T_5 & \rightarrow e_2 - e_0 > 0
 \end{array}$$

En désignant  $e_0$  indifféremment par  $e_0$  et  $e_1$ ,  $e_2$  par  $e_2$  et  $e_3$ , et  $e_4$  par  $e_4$  et  $e_5$ , on peut écrire :

$$\text{pour allumer } T_k, \text{ il faut que : } e_{k+4} - e_{k+1} > 0$$

et si à chacune des conditions précédentes nous associons un signal logique tel que:

$$\begin{array}{l}
 \text{si } e_{k+4} - e_{k+1} > 0 \quad \text{alors } S_k = 1 \\
 | \\
 \text{sinon } S_k = 0
 \end{array}$$

nous venons de définir des signaux de synchronisation. Ceux-ci étant opposés deux à deux.

Ceci étant, prenons la direction de la bobine 0 comme origine des angles de rotation  $\theta$  ( $\theta = \omega * t$ ) et repérons la position du rotor par rapport à cette direction.

Si  $M_{r0}$  est la mutuelle entre le rotor et l'enroulement statorique de la phase 0, la f.e.m.  $e_0$  dans cet enroulement sera :

$$e_0 = - \frac{d\phi_0}{dt}$$

$$\begin{array}{ll}
 \text{or } \phi_0 = M_{r0} * i_r & i_r : \text{courant rotorique et } \phi : \text{flux} \\
 \text{et } M_{r0} = M * \cos(\theta) & (\text{la mutuelle est nulle lorsque l'axe du rotor et l'axe de la} \\
 & \text{phase 0 du stator sont colinéaires})
 \end{array}$$

$$\text{donc } e_0 = -\frac{d(M * i_r * \cos(\theta))}{dt}$$

$e_0 = M * i_r * \omega * \sin(\theta)$  est maximale si  $\theta = \pi/2$ , et nulle si  $\theta = 0$ .

$\theta = 0$  correspond donc, dans notre cas, à  $(e_4 - e_2)_{\max}$ , c'est à dire à  $90^\circ$  avant  $E_{0\max}$ .

Pour l'allumage du thyristor  $T_1$ , l'origine de  $S_1$  correspond alors à  $\theta = -\pi/2$ , et l'allumage est théoriquement possible sur tout le segment AB (Figure IV .1.1.2 (4)). L'angle de retard à l'allumage est  $\varphi$ .

Cependant, sur les zones  $S_k$  de possibilités d'allumage (du point de vue des polarisations) des thyristors  $T_k$ , on ne peut allumer n'importe où, il faut tenir compte des modes de fonctionnement de la machine (moteur ou générateur).

#### IV .1.1.2.1 Cas du fonctionnement en moteur

Si la machine doit fonctionner en moteur, les tensions  $e_i$  sont des forces contre électromotrices et le courant doit rentrer par le pôle positif (Figure IV .1.1.2 (5)). Il faut donc que  $e_0 > e_4$ , c'est à dire pour un retard à l'allumage  $\varphi > 120^\circ$  (segment CB), l'origine des  $\varphi$  étant le point A.

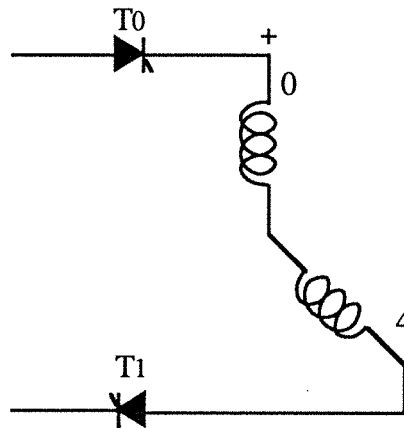


Figure IV .1.1.2 (5)

Cependant, à cause :

- de l'empiétement  $\mu$ ,
- du temps de recouvrement des thyristors  $\gamma$ ,

- de l'imprécision, éventuelle, pouvant résulter des signaux de synchronisation, un angle de garde  $\beta$  devra être observé et  $\varphi$  ne dépassera jamais l'angle  $\varphi_{\max}$  ( $\varphi < \varphi_{\max} < 180^\circ$ ).

Lorsque l'allumage se fait sur le segment BC, la MSA fonctionne en moteur . Le transit de l'énergie se fait toujours dans le sens continu / alternatif. Le pont est alors onduleur.

#### IV .1.1.2.2 Cas du fonctionnement en générateur

Si la machine doit fonctionner en générateur (freinage), les  $e_i$  sont des forces électromotrices et le courant doit rentrer par le pôle négatif (Figure IV .1.1.2 (6)). Il faut donc que  $e_4 > e_0$ .

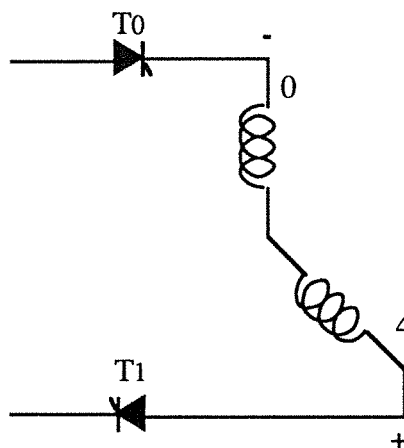


Figure IV .1.1.2 (6)

Pour freiner la machine il faudra donc allumer sur le segment AC, c'est à dire avoir un angle d'allumage  $\varphi < 120^\circ$ .

La MSA fonctionne alors en alternateur. L'énergie transite dans le sens alternatif / continu. Le pont fonctionne en redresseur.

#### IV .1.1.3 Etude du démarrage

Tout ce qui a été dit précédemment considère le fonctionnement normal. Lorsque la machine est à l'arrêt, l'absence de tension impose une séquence particulière. Cette séquence devra résoudre les problèmes suivants:

- détecter la position du rotor à l'arrêt : ceci est aisé avec un capteur de position.

- sélectionner les thyristors à allumer.
- bloquer le courant dans ces thyristors avant d'allumer les suivants. L'absence de tension aux bornes de la machine interdit le fonctionnement en commutation naturelle. Deux méthodes principales sont utilisées :

- + sans thyristor auxiliaire
- + avec thyristor auxiliaire

#### *Principe du démarrage sans thyristor auxiliaire*

Cette technique de commutation est basée sur le fait que le courant traversant les thyristors du commutateur est annulé par la mise en onduleur, pendant un court instant, du pont redresseur. La durée de l'annulation est déterminée par la constante de temps de l'inductance reliant le redresseur au commutateur. La figure IV .1.1.4 (1) indique la tension aux bornes du redresseur et le courant  $I$  pendant une commutation forcée.

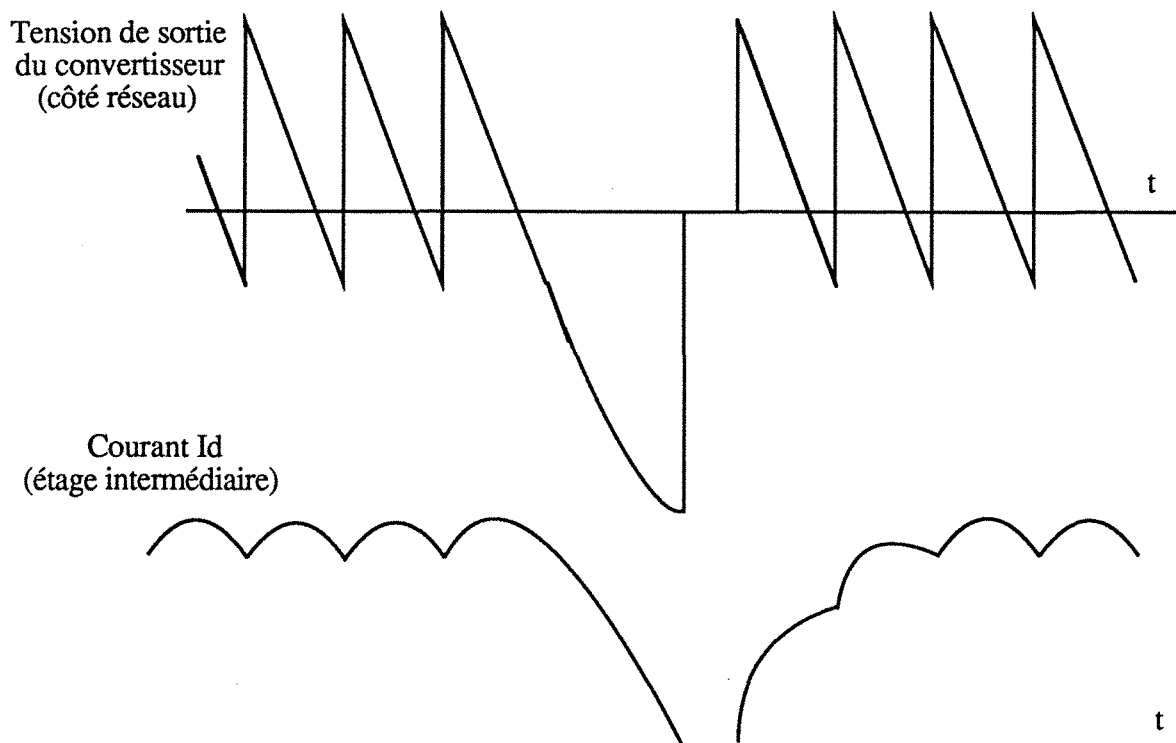


Figure IV .1.1.4 (1)

Cette séquence va durer jusqu'à l'apparition de tensions suffisantes aux bornes de la machine ( $\Omega < \Omega/10$ ). La commande devra donc assurer les tâches suivantes :

- réguler la valeur du courant  $I_d$  envoyé dans les 2 premiers thyristors sélectionnés par le capteur de position,
- lorsque ce capteur indique une rotation conduisant à la commande de commutation, il faudra :

- + bloquer les impulsions sur le commutateur
- + basculer le pont redresseur en butée d'onduleur
- + suivre l'évolution de  $I_d$  et détecter son annulation
- + rétablir le fonctionnement normal en allumant les thyristors sélectionnés.

Pendant le démarrage, l'angle de commande  $\beta$  est gardé constant et égal à 0 (couple maximum) ou il peut être modifié suivant la stratégie adoptée.

- lorsque la vitesse est suffisante on passe en commutation naturelle avec l'angle  $\beta$  voulu.

#### *Principe du démarrage avec thyristor de roue libre*

Le principe est aussi basé sur l'annulation du courant continu  $I_d$ , de façon à éteindre les thyristors en conduction ; les temps de commutation peuvent devenir très importants. Pour remédier à ce défaut, un thyristor auxiliaire placé en parallèle avec l'inductance de lissage (Figure IV .1.1.4 (2)) la court-circuiterait, à chaque changement de paire de thyristors.

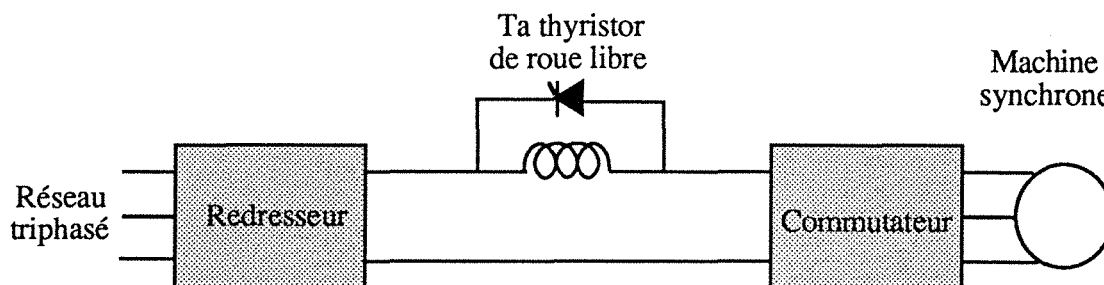


Figure IV .1.1.4 (2)

Pour que le thyristor puisse conduire, il faut que sa tension anode-cathode soit positive. Cette condition est réalisée au moment où la tension aux bornes du pont redresseur est négative. Ceci est illustré dans la figure IV .1.1.4 (3).

Le thyristor se bloque naturellement dès que la tension aux bornes du redresseur devient positive ce qui impose une tension négative aux bornes de l'élément auxiliaire.

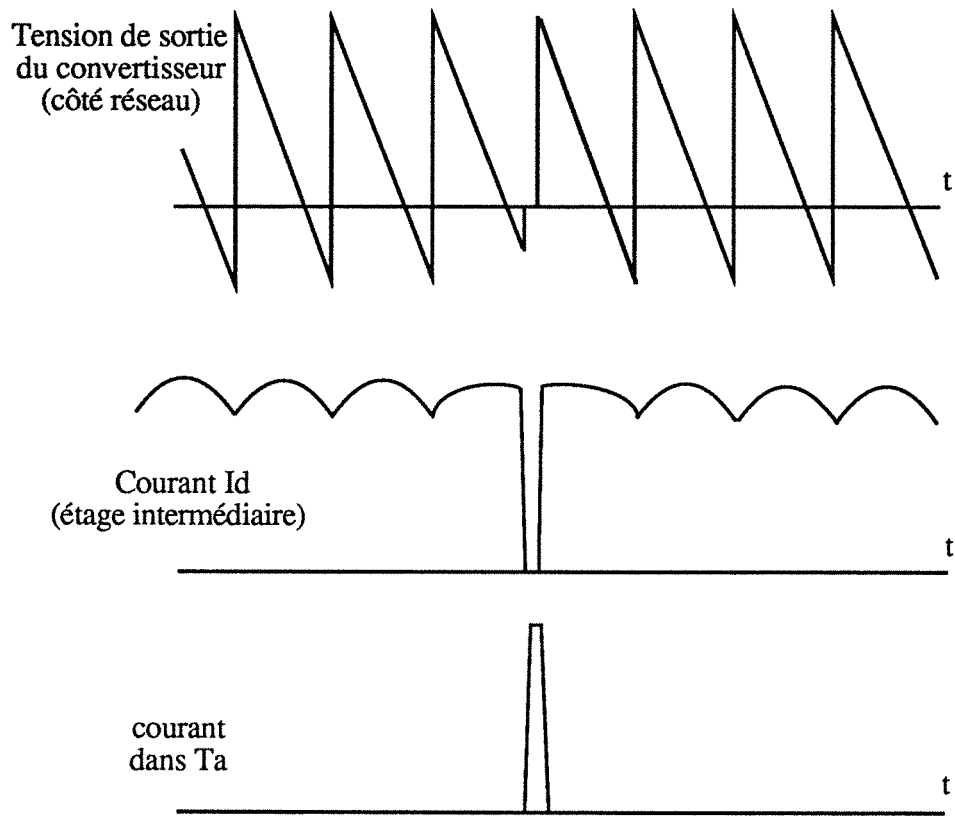
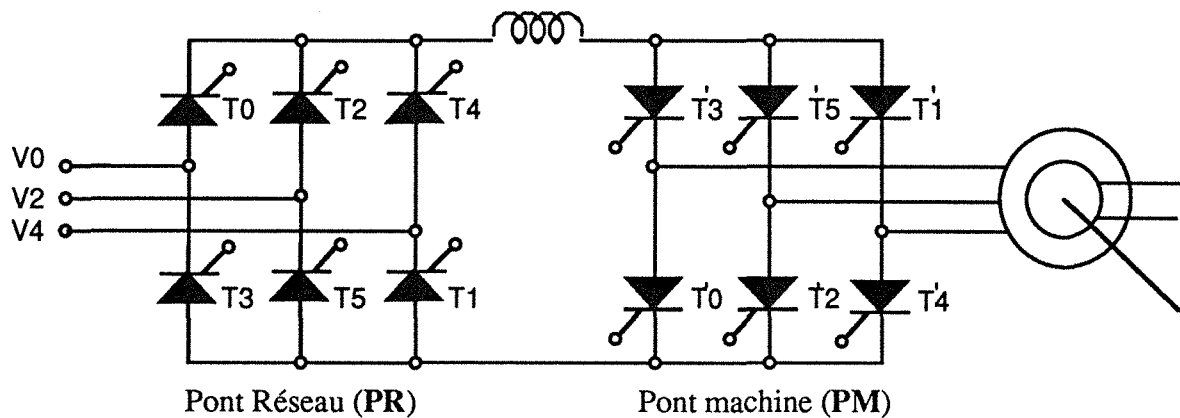


Figure IV .1.1.4 (3)



## IV .1.2 RECAPITULATIF DE FONCTIONNEMENT POUR L'APPLICATION



Les deux ponts sont des montages triphasés à 6 voies de commande et 6 sorties d'impulsion. Chaque volonté d'allumage d'un pont doit être coordonnée avec celle de l'autre.

### IV .1.2.1 Modes de marche

#### IV .1.2.1.1 Démarrage en pas à pas : marche cadencée ( $\Omega \leq \Omega_{lim}$ )

##### IV .1.2.1.1.1 Comportement sur la première demande d'allumage du P.M.

Au démarrage, il faut disposer d'une information de position du rotor. Suivant le sens demandé, on en déduit dans quelle phase il faut faire passer le courant. La commande du Pont Machine (P.M.) veut alors allumer une paire de thyristors, elle se met en attente d'allumage du Pont Réseau (P.R.) qui est généralement produit en fonction du courant demandé.

##### IV .1.2.1.1.2 Comportement en marche cadencée

La marche cadencée est caractérisée par le fait que les f.e.m. de la machine synchrone ne sont pas suffisantes pour éteindre le courant dans une phase lorsque l'on commute sur la suivante. Il faut donc que le basculement se fasse lorsque  $I = 0$ .

- Marche en dehors de la procédure de commutation du PM :

Le PR peut être en conduction continue ou discontinue.

Si le PR est en conduction continue, sa commande allume à chacune de ses volontés d'allumage (et le PM reste sur la même paire de thyristors).

Si le PR est en conduction discontinue, le PM et le PR doivent être allumés à chaque volonté d'allumage du PR.

- Procédure de commutation du PM :

Lorsque la commande du PM détecte une nécessité de commutation, elle la signale à la commande du PR qui doit annuler le courant. Le P.R. est donc mis en Butée Onduleur (B.O.). Lorsque le courant est nul, les 2 ponts doivent se synchroniser pour allumer ensemble sur un allumage du PR (la commande du PM allume alors sur une nouvelle paire de thyristors).

L'indication "courant nul depuis  $\Delta T$ " indique que le courant s'est éteint depuis un certain temps de sécurité . Elle inclut une certaine temporisation au niveau même du capteur .

#### *IV .1.2.1.2 Comportement en marche autopilotée*

Lorsque la vitesse  $\Omega$  est supérieure à  $\Omega_1$ , les f.e.m. de la machine synchrone sont suffisantes pour éteindre les thyristors au cours de la commutation. Le P.M. n'est plus forcé d'attendre le courant nul pour commuter d'une phase sur l'autre (marche auto synchrone).

- Si le PR est en conduction continue, les deux ponts commutent indépendamment l'un de l'autre . (Pas de rappel d'impulsions sur le Pont Machine)

- Si le PR est en conduction discontinue, la commande du PM allume le PM sur chaque volonté d'allumage du PR . Lorsque la commande du PM détecte une nécessité de commutation, elle attend l'allumage suivant du PR pour commuter sur la nouvelle paire.

- L'information conduction continue / discontinue est fournie pas un capteur de courant non nul instantané .

## **IV .2 CAHIER DES CHARGES**

### **IV .2.1 CAHIER DES CHARGES DE LA COMMANDE DE PORTES DU PR**

- fournir les 6 signaux de commande des gâchettes d'un Pont triphasé à thyristors (ou 12 pour le cas d'un montage dodécaphasé).
- garantir la sécurité du fonctionnement (butée onduleur et redresseur)
- fournir le "ou" de ces signaux de commande
- synchroniser avec le Pont Machine (PM)

#### **IV .2.1.1 Sécurité**

- Assurer la limitation de la référence aux butées onduleur et redresseur. Ces deux butées doivent être paramétrables. Le fonctionnement de ces sécurités devra être indiqué par des signaux booléens de sortie (butée onduleur active et butée redresseur active).

- Prévoir une entrée d'inhibition des impulsions. Cependant, si une impulsion est en cours, il faut la terminer.

#### **IV .2.1.2 Signal de commande**

Impulsion unique ou train d'impulsion délivrée avec un certain retard par rapport à un signal de synchronisation.

#### **IV .2.1.3 Impulsion**

Booléen passant de l'état 0 à l'état 1 et y demeurant 100, 150 ou 300  $\mu$ s (paramétrable).

#### **IV .2.1.4 Train d'impulsions**

Booléen passant alternativement de l'état 0 à l'état 1 avec une fréquence de 3 kHz (paramétrable par pas de 150 Hz) de rapport cyclique paramétrable et pendant une durée correspondant à 1/3 de la période des tensions du réseau.

Précision sur la fréquence : +/- 15 %.

#### IV .2.1.5 Retard

Le retard est la conversion en temps de l'angle  $\alpha$  séparant la transition active du signal de synchronisation et l'impulsion d'allumage. Il est donné par la valeur de la commande d'angle ou celle des butées.

#### IV .2.1.6 Signaux de synchronisation

Booléen indiquant le passage par zéro des composantes directes des ondes fondamentales des tensions différentielles appliquées aux thyristors.

Pour la génération des 3 signaux de synchronisation, on utilisera une seule phase et on décalera le signal obtenu de  $120^\circ$  et  $240^\circ$ .

#### IV .2.1.7 Commande d'angle

Entrée codée sur 11 bits. Elle représente l'angle d'allumage séparant la transition active du signal de synchronisation de l'impulsion d'allumage.

#### IV .2.1.8 Tension différentielle

Tension entre deux lignes du réseau :  $(V_k - V_{k+2})$  et  $(V_k - V_{k+4})$  pour  $k \in \{0,2,4\}$ .

Le thyristor  $k$  peut être allumé lorsque  $(V_k - V_{k+2}) > (V_{k+4} - V_{k+2})$  soit lorsque  $(V_k - V_{k+4}) > 0$ . Cette tension est notée  $V_{k, k+4}$ .

#### IV .2.1.9 Coordination PR - PM

Elle devra permettre le fonctionnement décrit au paragraphe IV .1.2 sans aléa.

#### IV .2.2 CAHIER DES CHARGES DE LA COMMANDE DE PORTES DU PM

- Fournir les six signaux de commande des gâchettes d'un Pont triphasé à thyristors.
- Garantir la sécurité du fonctionnement (butée onduleur ou redresseur)
- Fournir le "ou" des signaux de commande.
- Synchroniser les allumages du PR et du PM.

#### IV .2.2.1 Sécurité

- En marche autopilotée : Assurer la limitation de la référence aux butées onduleur et redresseur. Ces deux butées doivent être paramétrables. Le fonctionnement de ces sécurités devra être indiqué par des signaux booléens de sortie (butée onduleur active ou butée redresseur active).

- En marche cadencée : Il n'y a pas de butée onduleur ni redresseur à satisfaire.

- Prévoir une entrée d'inhibition des impulsions. Cependant, si une impulsion est en cours, il faut la terminer.

#### IV .2.2.2 Signaux de commande

Impulsion unique ou train d'impulsion délivrée avec un certain retard par rapport à un signal de synchronisation.

#### IV .2.2.3 Impulsions

Booléen passant de l'état 0 à l'état 1 et y demeurant 100, 150 ou 300  $\mu$ s (paramétrable).

#### IV .2.2.4 Train d'impulsions

Booléen passant alternativement de l'état 0 à l'état 1 avec une fréquence de 3 kHz (paramétrable par pas de 150 Hz) de rapport cyclique paramétrable et pendant une durée correspondant à 1/3 de la période des tensions du réseau.

Précision sur la fréquence : +/- 15 %.

#### IV .2.2.5 Retard

Le retard est la conversion en temps de l'angle  $\alpha$  séparant la transition active du signal de synchronisation et l'impulsion d'allumage. Il est donné par la valeur de la commande d'angle ou celle des butées.

#### IV .2.2.6 Signaux de synchronisation

Booléen indiquant le passage par zéro des composantes directes des ondes fondamentales des tensions différentielles appliquées aux thyristors.

- En marche cadencée, les signaux de synchronisation sont élaborés à partir de la position initiale et d'un codeur incrémental placé en bout d'arbre de la machine. Ces signaux indiquent, en fait, la position du rotor à 1/6 de tour près, par rapport aux axes des pôles statoriques.

- En marche auto-synchrone (ou autopilotée), ils sont définis à partir des tensions différentielles aux bornes de la machine, traitées dans un circuit externe pour reboucher les encoches de commutation.

- Au changement de mode de marche, le passage d'un système de synchronisation à l'autre doit se faire sans aléas.

#### IV .2.2.7 Position initiale

C'est la position du rotor à l'arrêt, repérée par l'angle entre l'axe du rotor et l'axe de la phase zéro. Elle est déterminée par l'analyse des tensions statoriques induites à la mise sous tension de l'excitation.

#### IV .2.2.8 Commande d'angle

c'est une entrée codée sur 11 bits + signe indiquant le sens du couple au démarrage.

#### IV .2.2.9 Tension différentielle

Tension entre deux bornes de la machine :  $(V_k - V_{k+2})$  et  $(V_k - V_{k+4})$  pour  $k \in \{0,2,4\}$ .

Le thyristor  $k$  peut être allumé lorsque  $(V_k - V_{k+2}) > (V_{k+4} - V_{k+2})$  soit lorsque  $(V_k - V_{k+4}) > 0$ . Cette tension est notée  $V_{k, k+4}$ .

#### IV .2.2.10 Coordination PR - PM

Elle devra permettre le fonctionnement décrit au paragraphe IV .1.2 sans aléa.

## IV .2.3 PERFORMANCES

### IV .2.3.1 Domaine de fonctionnement

- Fréquence variable de la tension du réseau d'alimentation d'un pont (de 0 à 200 Hz pour le pont machine et de 20 à 75 Hz pour le pont réseau) avec une dérivée comprise entre 0 et 20 Hz/s (en valeur absolue).

- Pour le pont réseau, si l'amplitude de la tension varie entre  $\pm 15\%$ , on doit avoir les performances exigées par le cahier des charges; Si elle varie entre  $-50\%$  et  $+30\%$ , on obtiendra des performances dégradées mais les fonctionnements doivent être sauvegardés.

- Les angles d'allumages  $\alpha$  et  $\beta$  sont compris entre 0 et  $180^\circ$  avec une dérivée comprise entre 0 et  $90^\circ/\text{ms}$  (en valeur absolue).

### IV .2.3.2 Précision et stabilité de la détermination des impulsions d'allumage

#### IV .2.3.2.1 Origine des angles d'allumage

L'origine des angles d'allumage sont les signaux de synchronisation définis au § IV .2.1.6.

#### IV .2.3.2.2 Valeur des angles d'allumage

La valeur de l'angle d'allumage indiquée par la référence ( $\alpha$  ou  $\beta$ ) doit être respectée avec une précision de  $\pm 0,5^\circ$  en régime permanent et de  $\pm 5^\circ$  (à 20 Hz/s) en régime transitoire de fréquence sur le réseau d'alimentation.

Le régime permanent de fréquence sur le réseau d'alimentation est défini comme une rampe de fréquence de pente inférieure à  $0,01\text{Hz/s}$ .

#### IV .2.3.2.3 Stabilité des angles d'allumages (équirépartition)

La stabilité des angles d'allumage est définie comme la différence entre deux angles d'allumage successifs qui n'est pas imputable à la variation de la commande d'angle.

Lorsque la variation des références  $\alpha$  et  $\beta$  entre 2 instants d'allumage est telle que  $|\Delta\alpha| < 0,5^\circ$  et lorsqu'on est en régime permanent de fréquence du réseau d'alimentation (cf § IV

.2.3.2.2), la stabilité des angles d'allumage successifs doit être de  $\pm 0,1^\circ$ . Dans le cas contraire, la stabilité sera de  $0,5^\circ$ .

#### IV .2.3.3 Caractéristiques des réseaux

La commande doit supporter les éventuels défauts du réseau sans produire d'aléas. La précision n'est plus requise dans ce cas.

Déformation des tensions réseau :

Les différentes déformations susceptibles d'affecter le réseau sont extraites de la CEI 146, classe B.

- Taux de distorsion harmonique total : 10 %

- Taux de distorsion individuel :

* rangs impairs	:	8 %
* rangs pairs	:	2 %



- Creux de commutation :

* profondeur :	40 % de $U_{LWN}$ (Tension différentielle max. excluant toute sous-tension alimentée)
* largeur ( $^\circ$ elec.)	: 30
* surface (% $\times$ $^\circ$ elec.)	: 120

En outre, la présence de creux de profondeur 100 % et de brève durée doit être prise en compte.

#### IV .2.3.4 Comportement en cas de panne d'alimentation

Pendant les régimes transitoires d'alimentation (établissement ou coupure) la commande de gâchette ne doit pas générer d'impulsions parasites.

En cas de microcoupure sur l'alimentation du système de commande, ce dernier doit être capable de reprendre le contrôle de la machine lorsque l'alimentation réapparaît (machine en marche ou arrêtée).



## **IV .2.4 PREMIER BILAN DES ENTREES / SORTIES : INTERFACES**

### **IV .2.4.1 Entrées**

#### ***IV .2.4.1.1 "Commande d'angle" $\alpha$ ou $\beta$***

Ce terme représente l'angle de retard à l'allumage codé sur 11 bits + sgn.

Pour la maquette première phase, il sera prévu une entrée analogique  $\pm 10$  V pour l'affichage de cet angle.

#### ***IV .2.4.1.2 Synchronisation***

Trois tensions réseau sous forme analogique pour synchronisation et gestion du comportement du réseau phase par phase.

#### ***IV .2.4.1.3 Entrée de synchronisation pour le calage en phase d'horloge interne (deuxième mode de synchronisation)***

Cette entrée peut recevoir un générateur d'impulsions calé sur l'arbre de la machine synchrone (contrôle du Pont Machine).

#### ***IV .2.4.1.4 Entrée de rappel d'impulsion***

#### ***IV .2.4.1.5 Entrée d'indication de courant nul***

Booléen, indiquant que le courant instantané dans la charge est nul.

#### ***IV .2.4.1.6 Entrée d'indication de courant nul temporisé***

Booléen indiquant que le courant dans la charge est resté nul pendant un temps suffisant (temps de recouvrement des thyristors).

#### ***IV .2.4.1.7 Entrée d'indication de marche cadencée ou auto-synchrone***

Booléen provenant de la régulation et indiquant le mode marche requis.

***IV .2.4.1.8 Entrée angle interne***

Entrée analogique provenant de la régulation et indiquant la valeur de l'angle interne (ou de charge) de la machine.

***IV .2.4.1.9 Entrée d'inhibition des impulsions******IV .2.4.2 Sorties******IV .2.4.2.1 Impulsions***

Les impulsions de sortie sont calibrées mais ne doivent pas être amplifiées en puissance pour l'attaque des gâchettes des thyristors.

L'amplificateur d'impulsions ne fait pas partie de l'étude.

***IV .2.4.2.2 OU des impulsions******IV .2.4.2.3 Butées actives******IV .2.4.2.4 Angle effectif d'allumage***

## IV .3 FORMALISATION DU CAHIER DES CHARGES

### IV .3.1 BILAN DES FONCTIONS A ACCOMPLIR

Le bilan suivant est valable pour le Pont Réseau et le Pont Machine. Le suffixe X indique soit R pour Réseau ou M pour Machine.

Nous n'indiquerons dans ce chapitre que les éléments essentiels à l'élaboration des signaux de gâchette à partir d'une référence d'angle de retard à l'amorçage. Des considérations auxiliaires seront introduites, pour des applications particulières, et notamment dans le cas de la Machine Synchrone Autopilotée où la commande du Pont Machine (PM) n'est pas indépendante de celle du Pont Réseau (PR).

La figure IV 3.1 (1) représente le bilan des fonctions à accomplir pour la commande d'un convertisseur à thyristors.

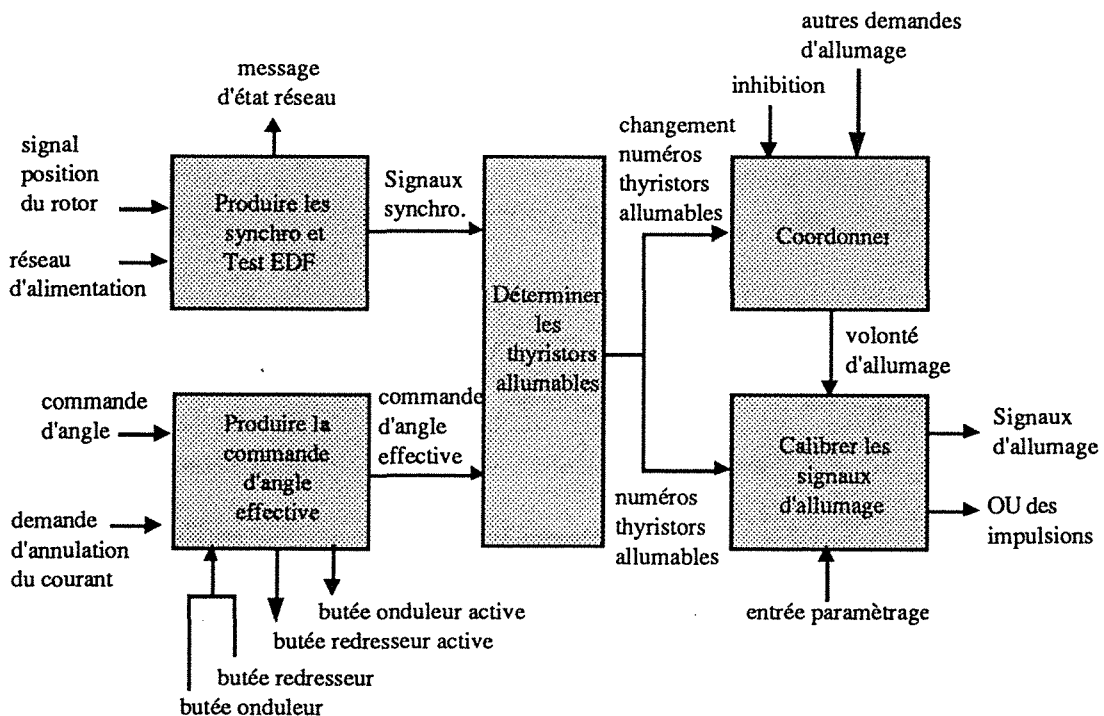


Figure IV .3.1 (1)

Les sous-chapitres suivants décrivent, d'une manière générale, les fonctions à accomplir, ainsi que leurs entrées/sorties et les événements utilisés ou produits (représentés en pointillés).

### IV .3.1.1 Calibrer les signaux d'allumage

Cette fonction fournit des Signaux d'Allumage, c'est à dire les impulsions de gâchettes correspondant aux numéros des thyristors "à allumer", ainsi que le signal de gâchette composite. Ces signaux sont calibrés (largeur de l'impulsion, fréquence du train d'impulsion, rapport cyclique, ...).

Les signaux d'allumage sont un vecteur à 6 composantes booléennes fonction du temps.

Le signal de gâchette composite est un booléen fonction du temps.

La fonction reçoit, d'une part, un événement "Volonté d'Allumage" et , d'autre part, les numéros de thyristors allumables par l'intermédiaire d'un vecteur  $\vec{NTAX}$  à 6 composantes booléennes fonction du temps. En outre, une entrée de paramétrage permet à l'opérateur de choisir entre les différentes formes de "Signaux d'allumage" possibles.

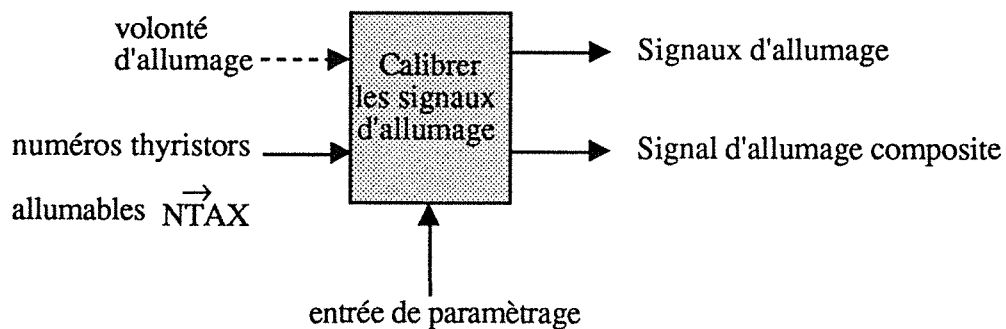


Figure IV .3.1 (2)

### IV .3.1.2 Coordonner les différentes demandes d'allumage

Cette fonction élabore l'événement "Volonté d'Allumage" à partir des demandes d'allumage qu'elle reçoit et d'un signal d'inhibition. Ces demandes peuvent provenir de différentes sources : changement de numéro de thyristor allumable, volonté d'allumage composite émanant d'autres ensembles de thyristors, dispositif de sécurité , etc ...

Cet événement peut éventuellement servir à la coordination avec d'autres allumeurs.

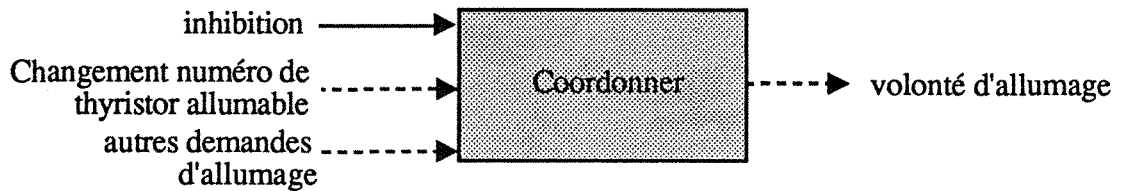


Figure IV .3.1 (3)

#### IV .3.1.3 Déterminer les numéros de thyristors allumables

Suivant l'état des signaux de synchronisation sur le réseau d'alimentation et la commande effective d'angle élaborée, cette fonction détermine le numéro du nouveau thyristor allumable.

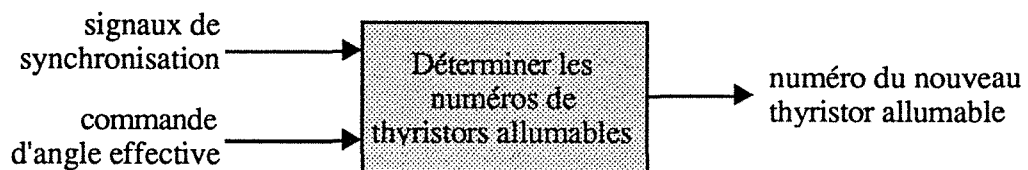


Figure IV .3.1 (4)

#### IV .3.1.4 Produire la commande d'angle effective

Cette fonction reçoit la commande d'angle calculée par la régulation, ainsi que les demandes d'annulation du courant dans le pont commandé. Elle possède comme données internes paramétrables les butées onduleur et redresseur. Elle fournit la "commande d'angle effective" qui est égale, soit à la commande d'angle reçue, soit à une des butées onduleur ou redresseur.

Dans le cas où la commande d'angle effective est limitée par une des butées, l'information est transmise à la chaîne de régulation par l'intermédiaire de deux signaux : butée onduleur active et butée redresseur active.

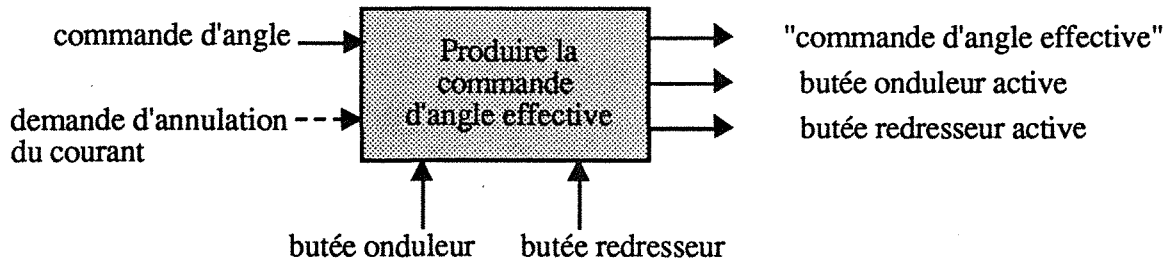


Figure IV .3.1 (5)

#### IV .3.1.5 Produire les signaux de synchronisation et test du réseau

Cette fonction reçoit les grandeurs par rapport auxquelles les allumages de thyristors doivent être synchronisés (réseau d'alimentation et position du rotor dans le cas de la MSA). Elle fournit des signaux donnant les origines à partir desquelles les angles d'allumage des thyristors doivent être mesurés.

On peut éventuellement y adjoindre un test du réseau d'alimentation et des branchements sur le pont ainsi qu'un dispositif de validation vérifiant que les transitions des signaux produits s'effectuent dans des temps-enveloppes donnés et que la suite des états produits est correct.

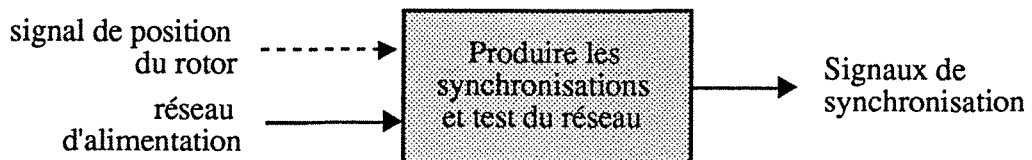


Figure IV .3.1 (6)

Après avoir présenté, d'une manière générale, le bilan des fonctions à accomplir pour la commande de portes, intéressons nous, plus précisément, à chacune de ces fonctions dans le cadre de la commande des ponts à thyristors d'une machine synchrone autopilotée.

## IV .3.2 CALIBRER LES SIGNAUX D'ALLUMAGE

### IV .3.2.1 Réseau de Pétri

Cette fonction élabore, pour chacun des 2 Ponts, les signaux de gâchettes  $\vec{SGX}$ , les signaux de gâchette composites  $SGCX$ , et produit les événements  $\{SGCX\}$ .

Sur le réseau de Pétri de la figure IV .3.2 (1) (le suffixe X indique soit R pour Réseau ou M pour Machine).

Dès l'occurrence de l'événement volonté d'allumage  $\{VAR\}$  (ou  $\{VAM\}$ ), la transition (1,2) est franchie. En place 2, les signaux de gâchettes  $\vec{SGR}$  (ou  $\vec{SGM}$ ) sont élaborés à partir des numéros de thyristors allumables  $\vec{NTAR}$  (ou  $\vec{NTAM}$ ). Le signal de gâchette composite (ou encore appelé "OU des impulsions")  $SGCR$  (ou  $SGCM$ ) est calculé, et l'événement correspondant à son basculement de Faux à vrai  $\{SGCR\}$  (ou  $\{SGCM\}$ ) est produit.

En fonction de la largeur d'impulsion désiré,  $\Delta T1$  (temps correspondant à la durée d'impulsion) après l'établissement des signaux de gâchettes, ceux-ci sont remis à zéro en place 3. Le signal de gâchette composite repasse à l'état bas, puis, la transition (3,1) est franchie et la marque redéposée en place 1.

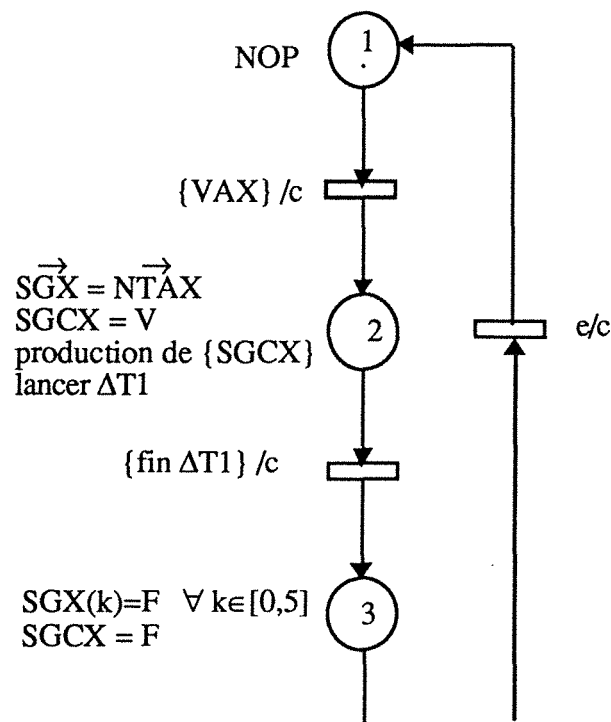


Figure IV .3.2 (1)

#### IV .3.2.2 Formalisation des prédicats

Formalisés sur le réseau Figure IV .3.2 (1)

#### IV .3.2.3 Formalisation des opérateurs

Formalisés sur le réseau Figure IV .3.2 (1).

$\Delta T1$  est fonction des paramètres d'impulsion.

#### IV .3.2.4 Evénements

Les événements sont notés entre { }

- {VAM} : événement utilisé, volonté d'allumage du Pont Machine
- {VAR} : événement utilisé, volonté d'allumage du Pont Réseau
- {SGCM} : événement produit, basculement de faux à vrai du signal de gâchette composite SGCM du Pont Machine
- {SGCR} : événement produit, basculement de faux à vrai du signal de gâchette composite SGCR du Pont Réseau
- {fin  $\Delta T1$  } : événement interne produit par le bloc et pour lui, écoulement du temps de maintien de l'impulsion. (Paramètre d'impulsion).

#### IV .3.2.5 Variables

$\vec{SGR}$  ( $\vec{SGM}$ ) : signal de gâchette pour le pont Réseau (Machine).

SGCR (SGCM): signal de gâchette composite pour le pont Réseau (Machine).

La figure IV .3.2 (2) résume les entrées et les sorties de la fonction "calibrer les signaux d'allumage" (le suffixe X indique soit R pour Réseau ou M pour Machine).

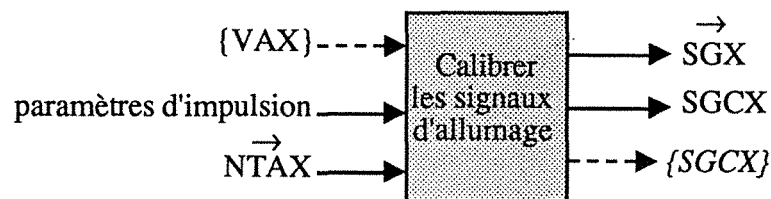


Figure IV 3.2 (2)



### IV .3.3 COORDONNER LES DIFFERENTES DEMANDES D'ALLUMAGE

Cette fonction élabore les événements "Volonté d'allumage" {VAR} et {VAM} pour chacun des 2 Ponts Réseau et Machine, à partir :

- du numéro de thyristors allumables ( $\overrightarrow{NTAR}$  ou  $\overrightarrow{NTAM}$ ) pour chaque pont,
- du mode effectif de marche de la Machine (MODEF) : mode autosynchrone (autopiloté) ou cadencé, pour le Pont Machine,
- de la valeur du courant, pour le Pont Machine.

Voyons maintenant plus en détails cette fonction "Coordination" pour chacun des deux Ponts.

#### IV .3.3.1 Coordination du Pont Machine

##### IV .3.3.1.1 Réseau de Pétri

Cette fonction est formalisée par le Réseau de Pétri figure IV .3.3.1(1).

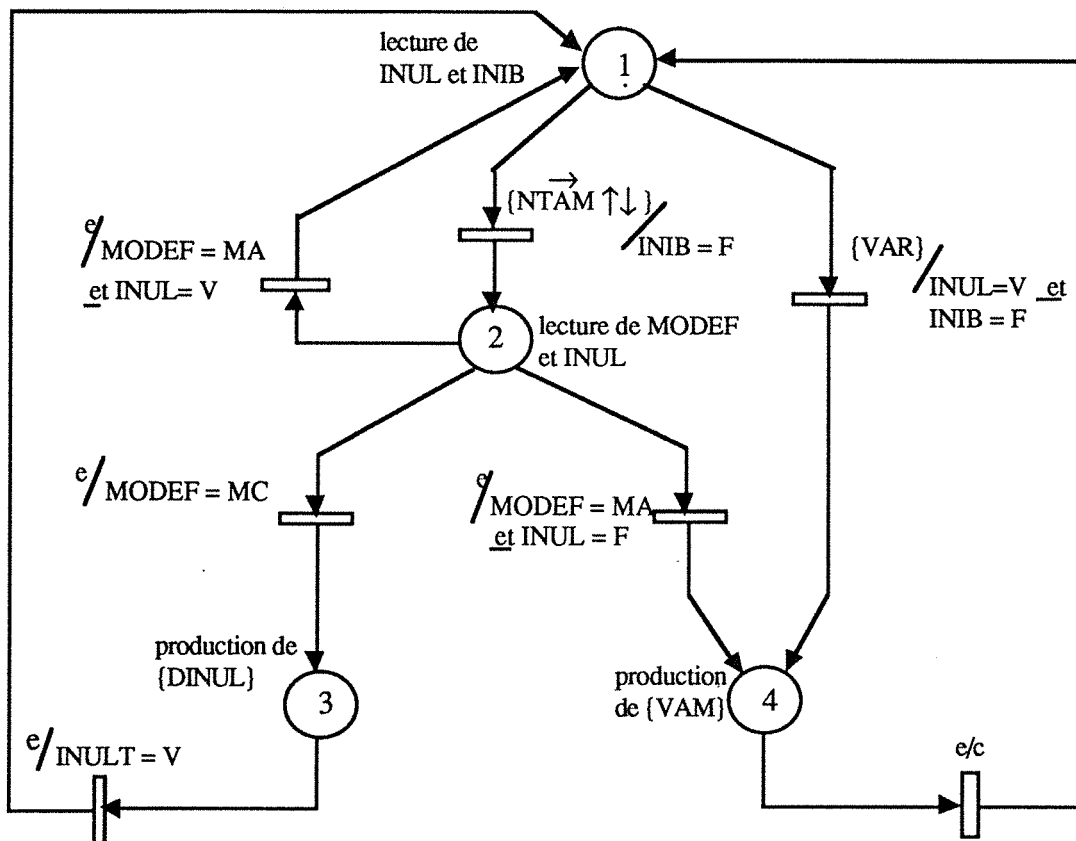


Figure IV .3.3.1 (1)

La marque initiale étant déposée en place 1, sur changement du numéro du thyristor à allumable  $\{\overrightarrow{NTAM} \uparrow \downarrow\}$  et si aucune inhibition n'est présente ( $INIB = F$ ), la transition (1,2) est franchie, et la marque est déposée en place 2. La volonté d'allumage est alors élaborée de 2 manières différentes selon le mode de marche de la machine:

a) Si le mode effectif de marche est le mode autosynchrone ( $MODEF = MA$ ), deux cas peuvent se présenter :

- $I = 0$ , le Pont Machine ne peut pas allumer tout seul, il attendra la coordination avec le Pont Réseau pour un éventuel allumage en synchronisme. La transition (2,1) est franchie, ce qui redépose la marque en place 1.

- $I \neq 0$ , le Pont Machine n'a aucune raison de se synchroniser sur le Pont Réseau. La transition (2,4) est alors franchie, et l'événement volonté d'allumage  $\{VAM\}$  sur PM est produit. La marque est ensuite redéposée en place 1.

b) Si le mode effectif est la marche cadencée ( $MODEF = MC$ ), la transition (2,3) est franchie et une demande d'annulation de courant ( $DINUL$ ) est faite auprès du Pont Réseau. Cette demande correspond à la mise à plein onduleur sur le pont Réseau. Il est indispensable, dans ce cas, d'inhiber tout envoi d'impulsion sur le pont Machine. Tout réamorçage intempestif d'un thyristor conduisant dans la configuration précédente sera ainsi évité. La transition (3,1) n'est alors franchie qu'à la seule condition que le courant se soit annulé et soit resté nul ( $INULT = V$ ) depuis un temps  $\Delta T2$  ( $\Delta T2$  temps correspondant au Turn-off des thyristors).

Dès l'apparition de la volonté d'allumage sur le Pont Réseau (événement  $\{VAR\}$ ), si le courant est nul et si aucune inhibition n'est demandée, alors la transition (1,4) est validée, l'événement volonté d'allumage du Pont Machine  $\{VAM\}$  est produit en place 4. La marque est ensuite redéposée en place 1.

#### ***IV .3.3.1.2 Formalisation des prédicats***

Formalisés sur le réseau Figure IV .3.3.1 (1)

#### IV .3.3.1.3 Formalisation des opérateurs

Formalisés sur le réseau Figure IV .3.3.1 (1)

#### IV .3.3.1.4 Evénements

Les événements sont notés entre { }

- {VAM} : événement produit, volonté d'allumage du Pont Machine
- {DINUL} : événement produit, demande d'annulation du courant au P.R.
- {VAR} : événement utilisé, volonté d'allumage du Pont Réseau
- { $\vec{NTAM} \uparrow \downarrow$ } : événement utilisé, changement de la valeur de la variable NTAM (numéro de thyristor à allumer sur le Pont Machine), vecteur à 6 composantes booléennes.

#### IV .3.3.1.5 Variables

- INULT : entrée booléenne indiquant, si vraie, que le courant est nul depuis un délai  $\Delta T_2$ .
- MODEF : mode de fonctionnement effectif de la machine synchrone (Marche cadencée ou marche autopilotée) fourni par la fonction "détermination des thyristors allumables" sur le Pont Machine .
- INUL : entrée booléenne indiquant, si vraie, que le courant dans la charge est nul.

La figure IV .3.3.1 (2) résume les entrées et les sorties de la fonction "coordination du Pont Machine".

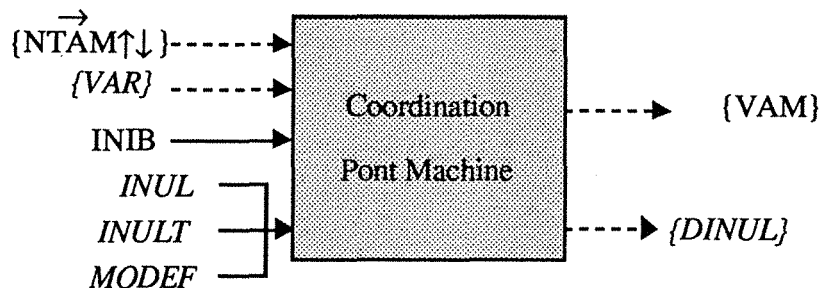


Figure IV .3.3.1 (2)

### IV .3.3.2 Coordination du Pont Réseau

#### IV .3.3.2.1 Réseau de Pétri

Cette fonction doit produire l'événement volonté d'allumage {VAR} dès l'apparition d'un changement du numéro de thyristor allumable  $\{\overrightarrow{NTAR} \uparrow \downarrow\}$ .

Cette fonction est formalisée par le RdPI de la figure IV .3.3.2 (1) :

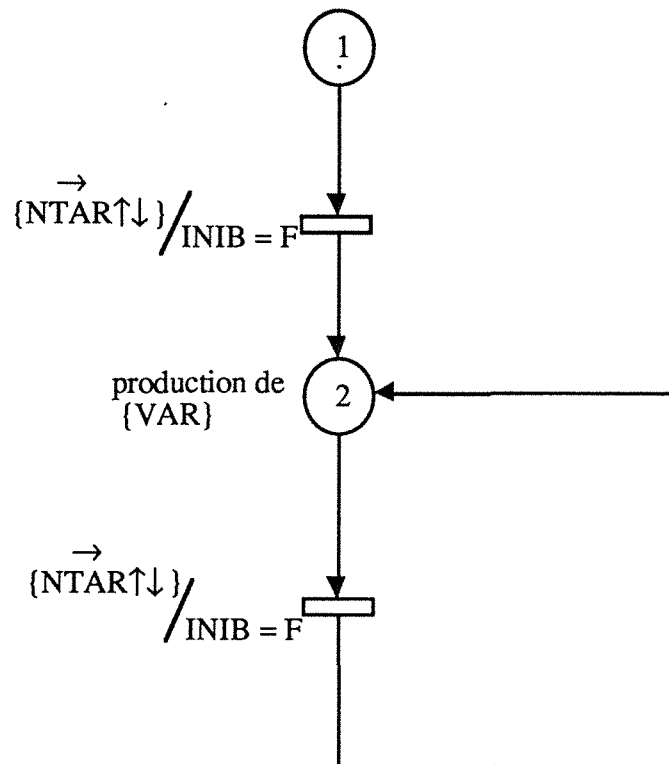


Figure IV .3.3.2 (1)

A l'initialisation, la marque est déposée en place 1. Sur basculement du numéro de thyristor allumable  $\{\overrightarrow{NTAR} \uparrow \downarrow\}$  sur le Pont Réseau, si aucune inhibition n'est demandée, l'événement volonté d'allumage sur le PR est produit en place 2.

#### IV .3.3.2.2 Formalisation des opérateurs

Formalisés sur le réseau Figure IV .3.3.2 (1).

#### IV .3.3.2.3 Formalisation des prédicats

Formalisés sur le réseau Figure IV .3.3.2 (1).

#### IV .3.3.2.4 Evénements

$\{\vec{NT\grave{A}R} \uparrow \downarrow\}$  : événement utilisé, changement d'une composante de  $\vec{NT\grave{A}R}$  (Vecteur à 6 composantes).

{VAR} : événement produit, volonté d'allumage du Pont Réseau.

#### IV .3.3.2.5 Variables

INIB : booléen permettant l'inhibition de l'envoi de la volonté d'allumage.

La figure IV .3.3.2 (2) résume les entrées et les sorties de la fonction "coordination du Pont Réseau".

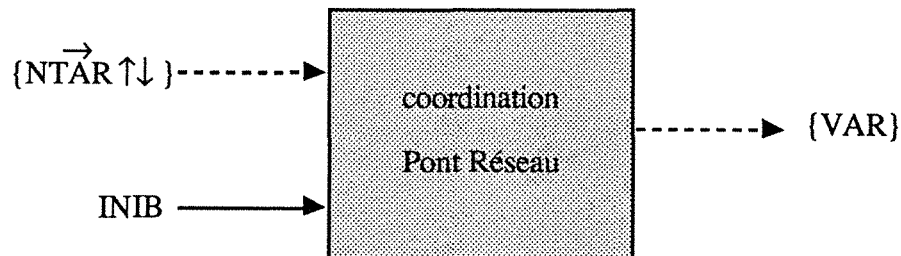


Figure IV .3.3.2 (2)

### IV .3.4 DETERMINER LES NUMEROS DE THYRISTORS ALLUMABLES

#### Introduction :

La détermination des thyristors à allumer se faisant à partir des signaux de synchronisation, pour la machine synchrone autopilotée il nous faut considérer, séparément, chacun des 2 ponts Réseau et Machine. Sur le PR, ce système de synchronisation est obtenu à partir des tensions du réseau auquel il est relié. Pour le PM, les choses sont un peu différentes. En effet, la MSA présente 2 modes de fonctionnement :

\* le mode cadencé (MC) : correspondant à une phase de démarrage ou de fonctionnement à très faible vitesse ( $\Omega < \Omega_n/10$ ). Les f.e.m. induites au niveau de la machine sont très faibles et ne permettent pas une commutation naturelle. Celle-ci est alors forcée :

courant traversant les thyristors du commutateur est annulé par la mise en onduleur, pendant un court instant, du pont redresseur. La durée de l'annulation est déterminée par les constantes de temps de l'inductance reliant le redresseur au commutateur.

\* le mode autopiloté ( $\Omega > \Omega_n/10$ ) représente le fonctionnement le plus fréquent. Les f.e.m. induites deviennent suffisantes pour assurer une commutation naturelle.

A ces deux fonctionnements correspondent deux systèmes de synchronisation différents pour le PM :

- en marche autopilotée (MA), les signaux de synchronisation sont alors générés à partir des f.e.m.  $e_i$  et notés  $\vec{SYNT}$ .

- en marche cadencée (MC), la synchronisation est assurée grâce à un codeur incrémental (CI) donnant la position du rotor. Les signaux de synchronisation seront générés à partir du CI (donc de la position du rotor) et de l'angle interne (ou angle de charge)  $\delta$ . Ils seront notés  $\vec{SYNCI}$  dans la suite. Rappelons que  $\delta$  est le déphasage que fait l'axe des pôles inducteurs (axe polaire) avec l'axe de la phase A à l'instant  $t=0$  où la tension  $V_A$  croissante passe par zéro.

Le PM pourra donc fonctionner soit avec  $\vec{SYNCI}$  (issue du codeur incrémental), soit avec  $\vec{SYNT}$  (issue des f.e.m. induites) et être capable de passer d'un système de synchronisation à un autre.

Nous appellerons, dans ce qui suit, synchronisation active (notée  $\vec{SYN}$ ), le système de synchronisation utilisé pendant le mode de marche courant :

- pour le PR,  $\vec{SYN}$  est toujours égale à  $\vec{SYNT}$  (réseau).
- pour le PM,  $\vec{SYN} = \vec{SYNT}$  (f.e.m. induites) en mode autopilotée, et  
 $\vec{SYN} = \vec{SYNCI}$  (codeur) en mode cadencée.

Cela dit, l'élément principal de la fonction "détermination des numéros de thyristors allumables" est ce qu'on appelle communément "l'allumeur".

Dans un premier paragraphe (IV .3.4.1), nous décrirons cet allumeur pour un système constant de synchronisation active, c'est à dire pour le pont Réseau ou pour le pont Machine pour un mode de fonctionnement donné (cadencé ou autopiloté).

Dans un second paragraphe (IV .3.4.2), nous aborderons les différents traitements de changement de mode de fonctionnement et par conséquent le choix de synchronisation pour le PM.

Nous étudierons enfin, l'effet de ces changements de mode sur les variables internes de l'allumeur.

#### IV .3.4.1 Cas du PR et du PM à système de synchronisation constant

Pour ce cas, le pont Réseau utilise la synchronisation tensions réseau, le pont Machine utilise soit la synchronisation tensions induites (SYNT) soit la synchronisation Codeur (SYNCI).

L'allumeur décrit ici est un allumeur hybride (multi-stratégies) exposé précédemment au chapitre II .2.4.

##### IV .3.4.1.1 Réseau de Pétri

Les numéros des thyristors à allumer sur le PR et PM sont alors déterminés par le RdPI suivant (Figure IV .3.4.1 (1)) :

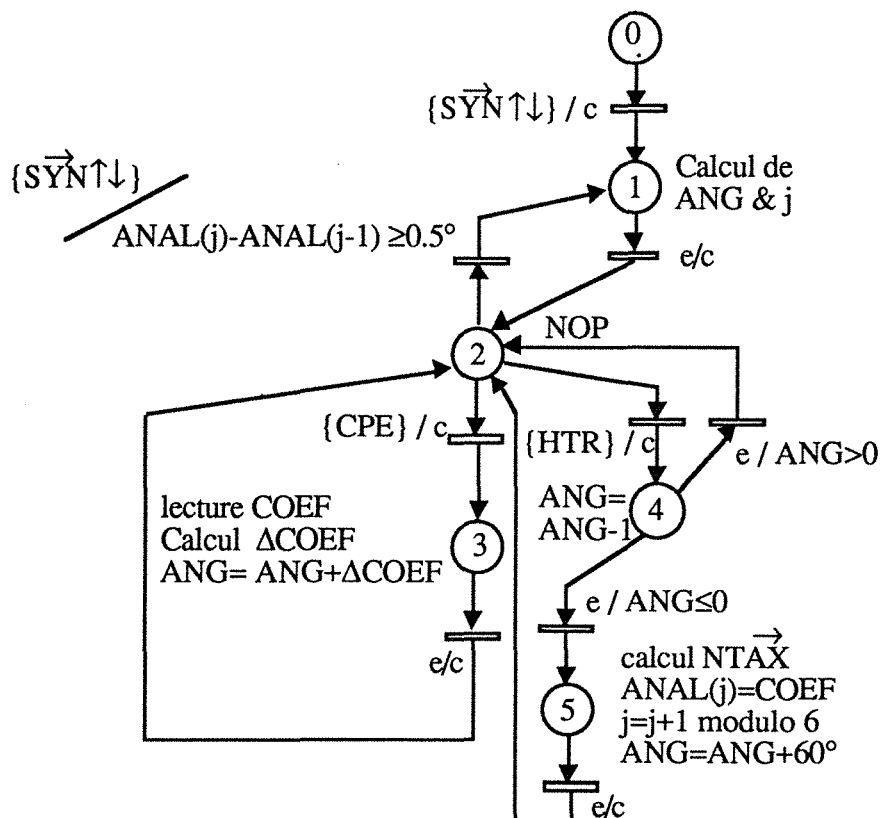


Figure IV .3.4.1 (1)

Après initialisation, et dès la première transition valide du système de synchronisation, la marque passe en place 1, où l'on calcule le numéro de thyristor  $j$  pour lequel on prévoit un allumage, et le retard à l'allumage (ANG) référencé par rapport à cette transition de synchronisation. La transition (1,2) est franchie et la marque déposée en place 2.

A chaque changement de période d'échantillonnage {CPE}, les variations de l'angle de commande effectif (COEF) sont rajoutées à ANG, puis la transition (3,2) est franchie.

A chaque occurrence de l'Horloge Temps Réel {HTR}, ANG est décrémenté en place 4. Si le retard à l'allumage ne s'est pas encore écoulé ( $ANG > 0$ ), la transition (4,2) est franchie. Sinon, si ( $ANG \leq 0$ ), un allumage est demandé en place 5, et le numéro du prochain thyristor à allumer, sera le suivant ( $j+1$ ). La valeur de COEF, à cet instant, est alors mémorisée (ANAL).

La demande d'allumage du thyristor ( $j+1$ ) est prévue décalée de  $60^\circ$  par rapport à la demande d'allumage du thyristor ( $j$ ) (équirépartition) (allumeur incrémental).

La marque est redéposée en place 2 chaque fois que  $j$  change de valeur (basculement d'une composante de  $\vec{NTAM}$ ).

Si la variation de ANAL est supérieure à  $0,5^\circ$ , sur transition de la synchronisation, la marque est déposée en place 1, et la transition de synchronisation sert d'origine à la mesure d'ANG (allumeur à retard).

#### IV .3.4.1.2 Formalisation des opérateurs

- Calcul de ANG et  $j$  (place 1, RdPI IV .3.4.1 (1))

		ANG - j	
Lexique	Définitions		sous-table
ANG	ANG:	ANG = COEF modulo $60^\circ$	
COEF	j:	$j = k - q$	
j			
k			
q	COEF :	entrée, commande effective.	
	k :	numéro de la composante de synchronisation dont la transition de Faux à Vrai est la plus récente.	
	q :	quotient de la division entière de COEF par $60^\circ$ ( $q=0,1,2$ ).	



- Calcul de  $\vec{NTAX}$  (place 5, RdPI IV .3.4.1 (1))

$NTAX(m) = 1$  pour  $m = j$  et  $m = j-1$

$NTAX(m) = 0$  pour  $m \neq j$  et  $m \neq j-1$

#### IV .3.4.1.3 Formalisation des prédicats

Formalisés sur le réseau Figure IV .3.4.1 (1)

#### IV .3.4.1.4 Evénements

$\{\vec{SYN} \uparrow \downarrow\}$  : événement utilisé, basculement de synchronisation active

$\{CPE\}$  : événement utilisé, Changement de Période d'Echantillonnage

$\{HTR\}$  : événement utilisé, Horloge Temps Réel

#### IV .3.4.1.5 Variables

ANAL : ANgle d'ALlumage effectif.

ANG : retard à l'allumage référencé par rapport à la composante de synchronisation dont la transition de Faux à Vrai est la plus récente.

COEF : COMmande d'angle EEffective.

$\Delta COEF$  : variation de la COMmande d'angle EEffective.

$j$  : indice du thyristor allumable.

La figure IV .3.4.1 (2) résume les entrées/sorties de la fonction "Détermination des thyristors allumables" pour le PR.

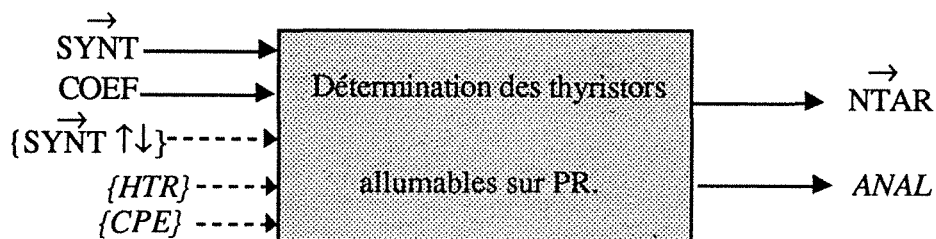


figure IV .3.4.1 (2)

Dans le cas du PM, ce résumé se fera après l'étude des traitements de changement de mode.

#### IV .3.4.2 Choix du système de synchronisation pour le PM et traitement des changements de mode

En fonction du mode de fonctionnement demandé par la régulation (MAMC) la fonction décrite ci-dessous doit :

- choisir le système de synchronisation adéquat (soit  $\vec{SY\bar{N}CI}$ , soit  $\vec{SY\bar{N}T}$ ),
- indiquer en même temps si l'allumage détecté doit se faire effectivement en mode cadencé ou en mode autopiloté (MODEF),
- assurer un passage "harmonieux" d'un mode de fonctionnement à l'autre, que la MSA fonctionne en moteur ou en générateur.

Suivant le système de synchronisation actif ( $\vec{SY\bar{N}}$ ), le mode de fonctionnement demandé par la régulation (MAMC) et la position relative de  $\vec{SY\bar{N}CI}$  et  $\vec{SY\bar{N}T}$ , 24 cas de fonctionnement sont possibles.

Dans un souci de simplicité, nous les avons réduits à 3 types :

- fonctionnement sans demande de changement de mode : La synchronisation active et le mode de fonctionnement restent inchangés.
- occurrence d'une demande de changement de mode (MAMC) lorsque les deux systèmes de synchronisation sont égaux (égalité en valeur  $\vec{SY\bar{N}T} = \vec{SY\bar{N}CI}$ ).
- apparition d'une demande de changement de mode lorsque les deux systèmes de synchronisation sont différents.

##### IV .3.4.2.1 *Changement de mode lorsque $\vec{SY\bar{N}CI} = \vec{SY\bar{N}T}$*

Dans ce cas, la stratégie adoptée est la suivante :

a - abandon du système de synchronisation actif pour l'inactif

b - calcul et initialisation de la valeur de ANG :  $ANG = ANG + \Delta\delta$

$\Delta\delta$  étant la différence en temps (ou en angle) entre les deux systèmes de synchronisation. Le signe de  $\Delta\delta$  est déterminé en comparant la synchronisation inactive par rapport à la synchronisation active (Figure IV .3.4.2 (1)).

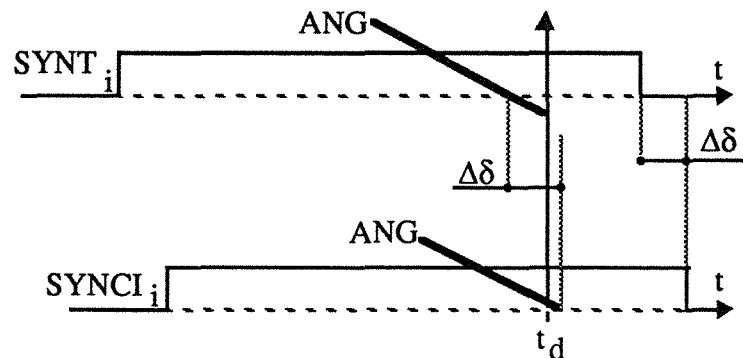


Figure IV .3.4.2 (1)

La demande de passage du mode cadencé au mode autopiloté arrive en  $t_d$ . A cet instant, une demande d'allumage relative à  $\vec{SYNCI}$  n'a pas encore eu lieu puisque  $ANG$  est positif, mais aurait déjà dû se faire relativement à  $\vec{SYNT}$ .

Le fait de retrancher  $\Delta\delta$  d' $ANG$  fait que la nouvelle valeur de  $ANG$  devient négative, d'où demande d'allumage à cet instant.

c - Si une demande d'allumage est détectée sur le nouveau système de synchronisation, vérifier que l'allumage ainsi demandé satisfait les contraintes sur les butées lorsqu'on passe en mode autopiloté (Figure IV .3.4.2 (2)).

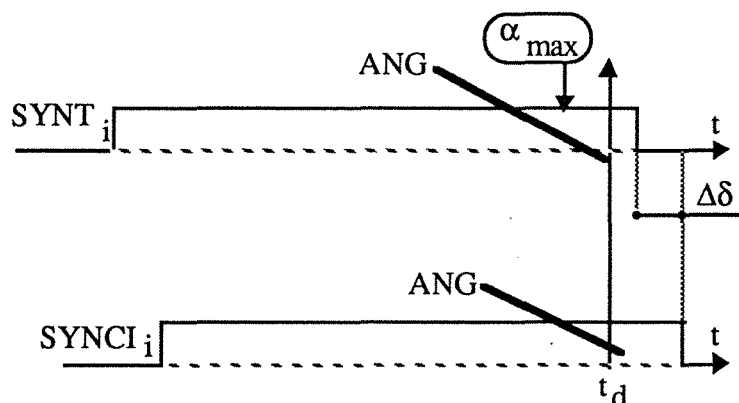


Figure IV .3.4.2 (2)

Dans le cas où les butées ne sont pas satisfaites (comme en td), on envoie une demande d'allumage mais en mode cadencé (c'est à dire en demandant une annulation du courant).

Si les butées sont satisfaites, ou si aucune demande d'allumage n'est détectée, on valide immédiatement le mode autopiloté.

#### IV .3.4.2.2 Changement de mode lorsque $\vec{SYNT} \neq \vec{SYNCI}$

Dans ce cas, la stratégie proposée est la suivante :

Tant que les deux systèmes sont différents, on ne change rien. Si une demande d'allumage est faite dans cet intervalle, l'allumage est fait en mode cadencé dans tous les cas c'est à dire en demandant une annulation de courant avant de commuter, afin d'éviter tous défauts onduleurs.

Lorsque les deux systèmes de synchronisation deviennent égaux, on applique la procédure exposée au chapitre (IV .3.4.2.1) précédent.

Remarquons que cette procédure n'est pas "optimale". En effet, dans certains cas, le changement de mode pourrait se faire directement. Elle présente cependant l'avantage de simplifier considérablement la commande et couvre des cas épineux comme celui de la figure IV .3.4.2 (3).

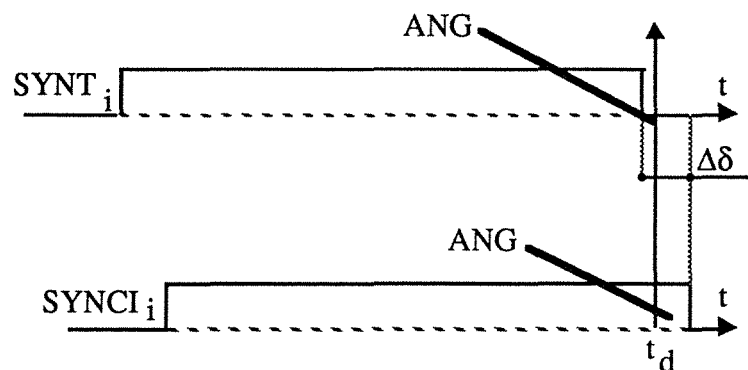


Figure IV .3.4.2 (3)

Il est impératif d'allumer relativement à l'ancienne synchronisation  $\vec{SY\check{N}CI}$ , car la nouvelle a déjà changé de valeur. L'allumage en mode cadencé garanti une commutation propre quelque soit le cas rencontré.

Remarquons que dans le pire des cas, cette procédure introduit un retard au changement de mode au maximum égal au retard entre les deux systèmes de synchronisation, c'est à dire à l'erreur  $\Delta\delta$  sur l'estimation de  $\delta$ .

Compte-tenu des considérations précédentes, le choix du système de synchronisation et le calcul du mode effectif de fonctionnement (MODEF) sont formalisés par le RdPI de la figure IV .3.4.2 (4).

#### *IV .3.4.2.3 Réseau de Pétri*

Le réseau de Pétri de la figure IV .3.4.2 (4) détermine le choix du système de synchronisation pour le pont machine et traite les changements de mode de fonctionnement.

Après initialisation des différentes variables en place 1, et dès que  $\vec{SY\check{N}CI}$  est valide, la marque est déposée en place 2. Là, la machine fonctionne en mode cadencé (MODEF = MC), et la synchronisation active est  $\vec{SY\check{N}CI}$ .

Sur demande de changement de mode (MAMC = MA), si les deux synchronisations sont égales ( $\vec{SY\check{N}CI} = \vec{SY\check{N}T}$ ), la transition (2,3) est franchie et on détermine en place 3 MODEF,  $\vec{SY\check{N}}$  et ANG.

Sur allumage du Pont Machine {SGCM}, la transition (3,4) est franchie. En place 4, la Machine fonctionne alors en autopiloté avec  $\vec{SY\check{N}T}$ .

Si une demande de passage au mode cadencé est faite, la transition (4,5) est franchie. La machine fonctionne alors en MC et la valeur de ANG est modifiée de  $\Delta\delta$  afin de ne pas manquer un allumage.

Cependant, il est à noter que la phase de démarrage nécessite un traitement particulier, et cette détermination des thyristors allumables au démarrage (THDEM), sur PM, introduira des algorithmes qui seront définis au § IV .3.6.

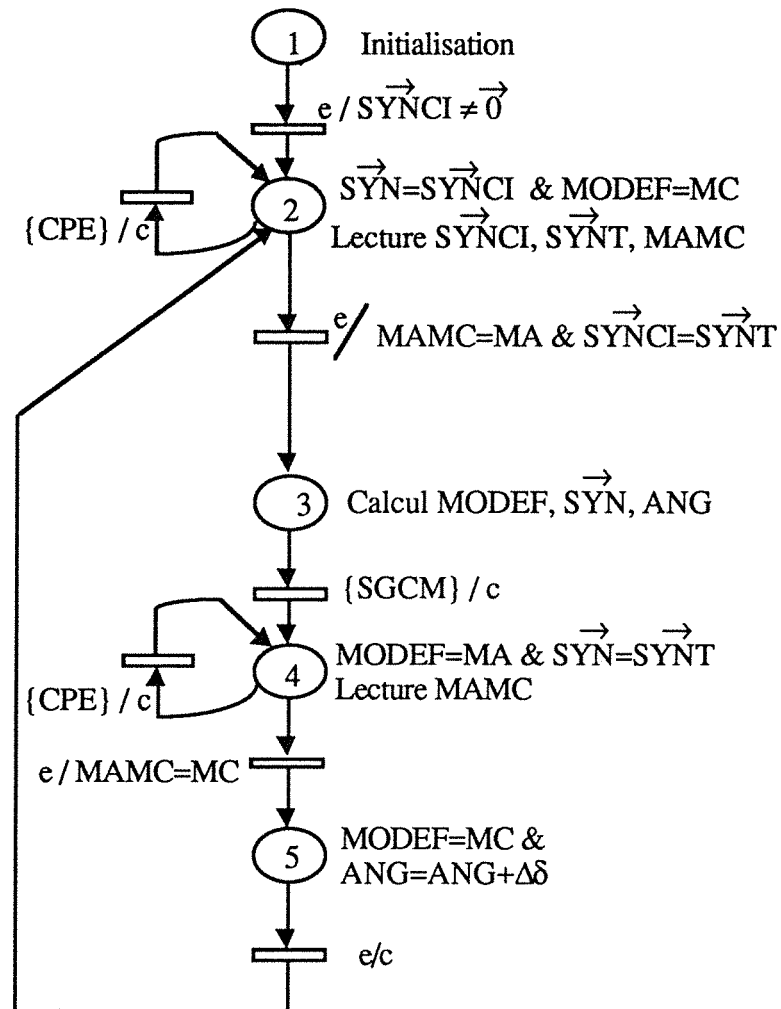


Figure IV .3.4.2 (4)

#### IV .3.4.2.4 Formalisation des opérateurs

Calcul de  $MODEF$ ,  $\vec{SYN}$  et  $ANGLE$  (place 3)

	$MODEF - \vec{SYN} - ANG$		
Lexique	Définitions		sous-table
ANG $\Delta\delta$ MODEF $\vec{SYN}$ $\vec{SYNT}$ COEF BR BO	ANG: $ANG = ANG + \Delta\delta$ Si $ANG \leq 0$	Alors Si $BR < COEF + \Delta\delta < BO$ Alors $MODEF = MA$ et $\vec{SYN} = \vec{SYNT}$ Sinon $MODEF = MC$ et $\vec{SYN} = \vec{SYNT}$ Sinon $MODEF = MA$	
	$\Delta\delta$ : entrée, différence entre SYNT et SYNCI compensées. BR : entrée paramétrable, butée redresseur. BO : entrée paramétrable, butée onduleur. COEF : entrée, commande effective. $\vec{SYNT}$ : entrée, synchronisation tension.		

Les autres opérations sont portées sur le réseau Figure IV .3.4.2 (4).

#### IV .3.4.2.5 Formalisation des prédicats

Formalisés sur le réseau Figure IV .3.4.2 (4).

#### IV .3.4.2.6 Evénements

- {CPE} : événement utilisé, Changement de Période d'Echantillonnage
- {SGCM} : événement utilisé, basculement de Faux à Vrai du Signal de Gâchette Composite du Pont Machine

#### IV .3.4.2.7 Variables

- ANG : ANGLE de retard à l'allumage référencé par rapport au dernier basculement de synchronisation.
- BR : butée redresseur.
- BO : butée onduleur.
- COEF : commande effective.

- $\Delta\delta$  : différence entre SYNT et SYNCI compensées (erreur d'estimation de  $\delta$ ) .
- MA : Mode Autopiloté.
- MAMC : Mode de fonctionnement demandé par le système de régulation (cadencé [MAMC=MC] ou autopiloté [MAMC=MA]).
- MC : Mode Cadencé.
- MODEF : MODE Effectif de fonctionnement de la machine (cadencé ou autopiloté).
- $\vec{SYN}$  : synchronisation active.
- $\vec{SYNT}$  : synchronisation tension.
- $\vec{SYNCI}$  : synchronisation codeur incrémental.

La Figure IV .3.4.2 (5) résume les entrées/sorties de la fonction "détermination des thyristors allumables" sur PM.

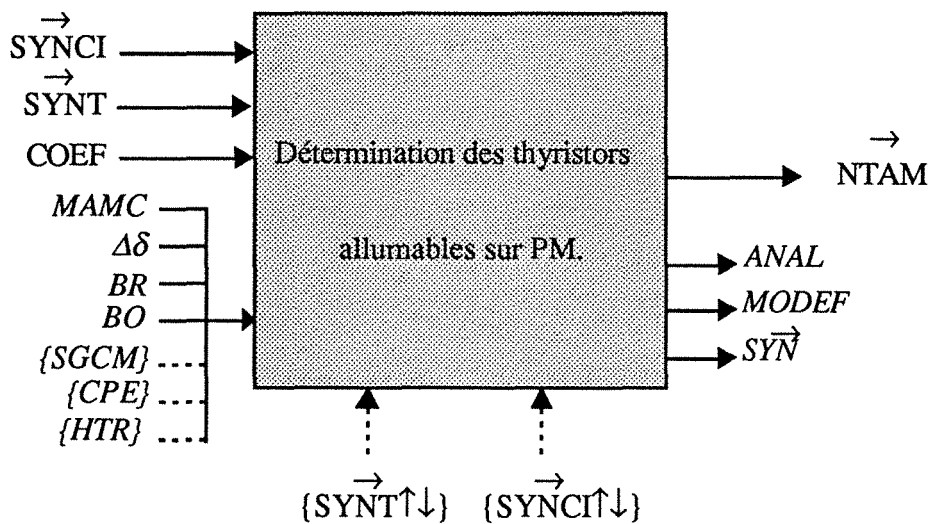


Figure IV .3.4.2 (5)



## IV .3.5 PRODUIRE LA COMMANDE D'ANGLE EFFECTIVE (COEF)

### IV .3.5.1 Production de COEF pour le Pont Réseau

#### IV .3.5.1.1 Réseau de Pétri

Cette fonction est formalisée par le RdPI de la figure IV .3.5.1 (1).

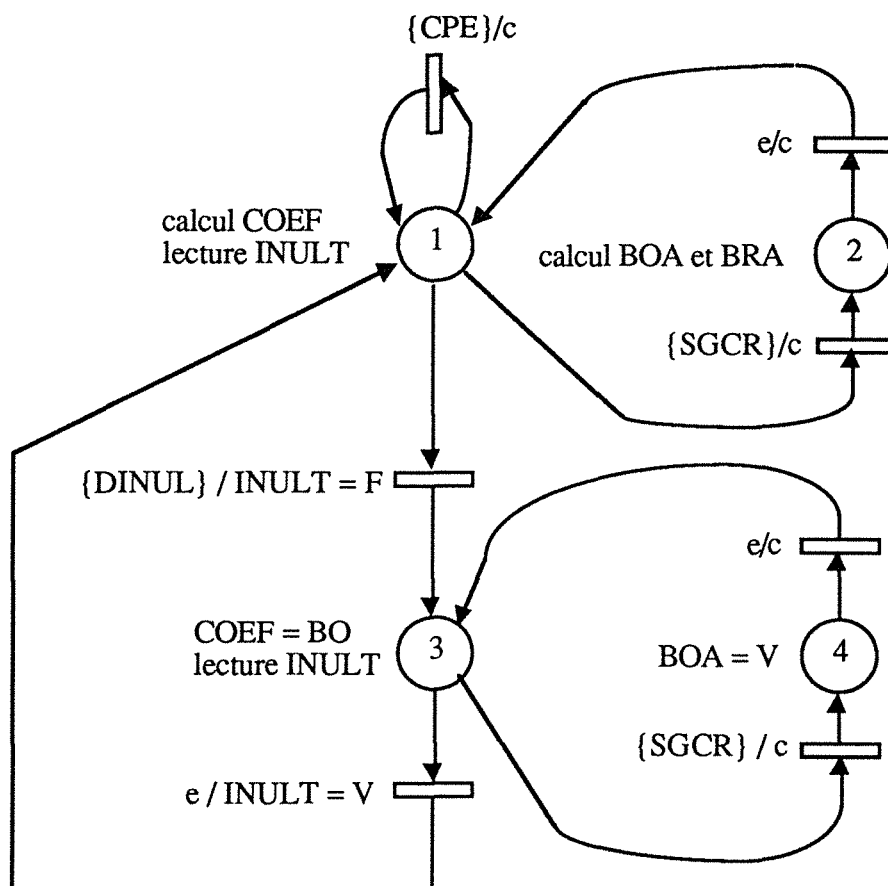


Figure IV .3.5.1 (1)

La place 1 de ce RdPI produit, chaque période d'échantillonnage (CPE), une commande effective (COEF) conformément à l'algorithme § IV .3.5.1.2.

Sur allumage sur Pont Réseau {SGCR}, la transition (1,2) est franchie, et les butées actives (onduleur et redresseur) sont calculées par l'algorithme § IV .3.5.1.2.

Sur une demande d'annulation de courant {DINUL}, si le courant n'est pas nul depuis  $\Delta T_2$  (INULT = F), alors COEF est forcé en butée onduleur en place 3. Tant que INULT reste

"Faux", la transition (3,4) est franchie sur chaque occurrence d'allumage du Pont Réseau {SGCR}. La marche en butée onduleur (BOA = V) est signalée à la régulation en place 4.

Dès que le courant s'est éteint depuis  $\Delta T_2$  (INULT=V), la transition (3,1) est franchie.

#### IV .3.5.1.2 Formalisation des opérateurs

- Calcul de COEF (COMmande d'angle Effective):

COEF		
Lexique	Définitions	sous-table
COEF BO BR COMAN	<p>COEF: <math>COEF = \max [BR, \min \{BO, COMAN\}]</math></p> <p>BO : entrée paramétrable, butée onduleur. BR : entrée paramétrable, butée redresseur. COMAN : entrée, valeur de la référence d'angle de commande.</p>	

- Calcul de BOA et BRA (Butées Actives Onduleur et Redresseur) :

BOA - BRA		
Lexique	Définitions	sous-table
BOA COEF BO BRA BR	<p>BOA: <b>Si</b> COEF=BO <b>Alors</b> BOA=V                       <b>Sinon</b> BOA=F</p> <p>BRA: <b>Si</b> COEF=BR <b>Alors</b> BRA=V                       <b>Sinon</b> BRA=F</p> <p>COEF : entrée, commande effective. BR : entrée paramétrable, butée redresseur. BO : entrée paramétrable, butée onduleur.</p>	

#### IV .3.5.1.3 Formalisation des prédicats

Formalisés sur le réseau Figure IV .3.5.1 (1)

#### IV .3.5.1.4 Evénements

- {DINUL} : événement utilisé, demande d'annulation de courant.
- {SGCR} : événement utilisé, basculement de F à V du signal de gâchette composite du PR
- {CPE} : événement utilisé, changement période d'échantillonnage

#### IV .3.5.1.5 Variables

COEF	: commande effective
COMAN	: commande d'angle
BOA, BRA	: butée onduleur active , butée redresseur active
BO	: butée onduleur
INULT	: variable indiquant que le courant est nul depuis $\Delta T2$

La figure IV .3.5.1 (2) rassemble les entrées/sorties de la fonction "production de la commande effective" pour le PR.

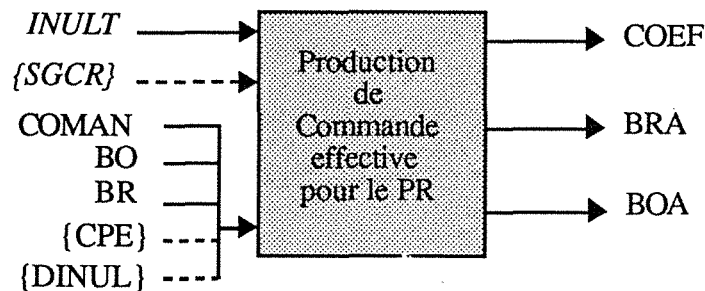


Figure IV .3.5.1 (2)

#### IV .3.5.2 Production de COEF pour le PM

La commande effective COEF pour le Pont Machine est conditionnée par le mode effectif MODEF de fonctionnement de la machine :

- dans le cas de la marche autopilotée, la production de COEF se réduit à un réseau (figure IV .3.5.2.(1)) de deux places (places 1 et 2 du réseau précédent), où COEF, BOA, BRA sont formalisés de la même manière que pour le Pont Réseau.

- pour le mode cadencé, COEF n'étant pas limitée par des butées, il recopie la valeur de la commande d'angle (COMAN).

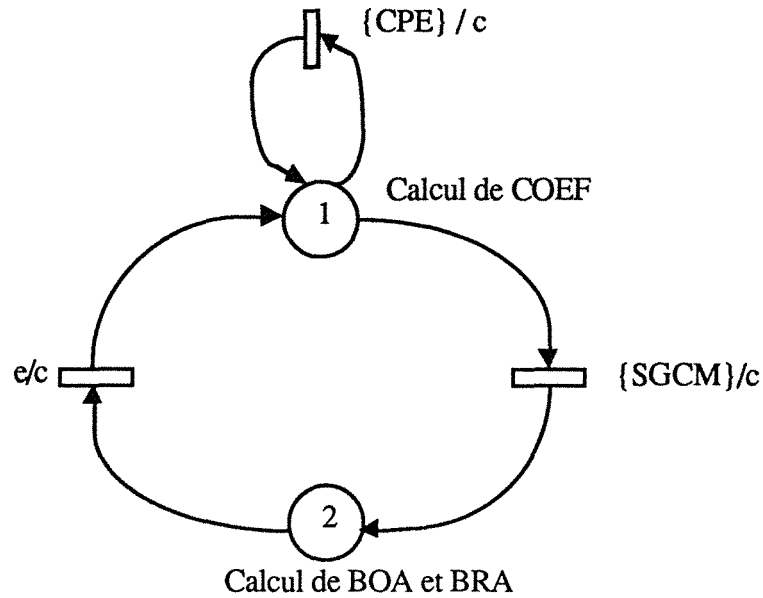


Figure IV .3.5.2 (1)

#### IV .3.5.2.1 Formalisation des opérateurs

en mode autopiloté : idem § IV .3.5.1.2  
 en mode cadencé : COEF = COMAN

#### IV .3.5.2.2 Evénements

{SGCM} : événement utilisé, basculement de Faux à Vrai du Signal de Gâchette Composite pour PM.  
 {CPE} : événement utilisé, Changement de Période d'Echantillonnage.

#### IV .3.5.2.3 Variables

COEF : commande effective d'angle  
 COMAN : commande d'angle  
 BOA, BRA : butée onduleur active , butée redresseur active  
 BO : butée onduleur

Le bilan des entrées/sorties de cette fonction est donné sur la figure IV .3.5.2 (2).

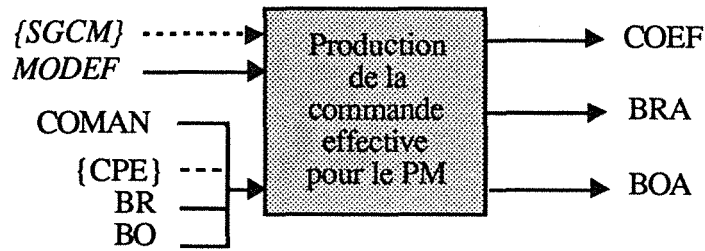


Figure IV .3.5.2 (2)

## IV .3.6 DEMARRAGE DE LA MSA ET PRODUCTION DES SYNCHRONISATIONS

### IV .3.6.1 Réseau de Pétri

La figure IV .3.6.1 (1) donne le réseau de Pétri interprété formalisant la procédure de démarrage d'une MSA ainsi que le passage de la synchronisation par Codeur Incrémental à la synchronisation sur les tensions induites dans la MSA.

Le marquage initial de ce réseau est toujours déposé en place 1. Le franchissement des transitions (1,2) ou (1,9) dépend de l'état de rotation de la machine au moment de la mise sous tension du système de contrôle. Deux cas peuvent se présenter :

- démarrage "normal", la machine était à l'arrêt ( $\Omega = 0$ ), aucune synchronisation n'est valide
- démarrage "à chaud" :
  - a - la vitesse de la machine est inférieure à  $\Omega_{lim}$ , la  $\overrightarrow{SY\dot{N}CI}$  est valide, un fonctionnement en mode cadencé est requis.
  - b - la vitesse de la machine est telle que la  $\overrightarrow{SY\dot{N}T}$  est valide (mode autopiloté), une reprise de la commande des ponts est possible en mode autopiloté.

Exposons le fonctionnement "normal" de ce réseau, c'est à dire lorsque la transition (1,2) est franchie.

Sur détection d'un "ordre de démarrage", le dispositif teste le réseau en place 2 (cf § IV .3.6.2.1). Si le réseau est incorrect, la transition (2,3) est validée (cf § IV .3.6.3.1) et un message caractérisant le défaut est envoyé à l'opérateur (place 3).

Dans le cas contraire (réseau correct), en place 4, le dispositif ne donne l'ordre (ou autorisation) de branchement de l'excitation de la MSA qu'après avoir effectué la mesure des

tensions d'offset des amplificateurs de mesure des tensions induites afin de pouvoir les compenser par la suite. En effet, en raison de la méthode de mesure, les signaux induits  $e_0$ ,  $e_2$ ,  $e_4$  sont du même ordre de grandeur que les tensions d'offset résiduelles des amplificateurs de mesure. Cette méthode est moins coûteuse qu'une compensation électronique.

L'événement " $\Delta T_3$  après branchement de l'excitation" provoque, en place 5, les mesures nécessaires au calcul de  $\theta_0$  (angle initial du rotor par rapport à une position de référence). Si ces mesures sont invalides, la transition (5,6) est franchie, l'excitation est coupée et un message est envoyé à l'opérateur en place 6. Dans le cas où les mesures sont valides, la transition (5,7) est franchie et l'on calcule  $\theta_0$  (cf. § IV .3.6.2.2), la position initiale POSI (équivalent linéaire de l'angle interne)(cf § IV .3.6.2.3), et le numéro du thyristor de démarrage THDEM (cf § IV .3.6.2.5). On lance ensuite le calcul de POS (Position courante du rotor)(cf § IV .3.6.2.3), en place 7.

La valeur de la variable THDEM (numéro de thyristor de démarrage) est affectée à la variable NTAM (numéro de thyristors allumables sur PM) en place 8. Puis, la marque est déposée en place 9. La phase de démarrage est alors terminée.

Si un ordre d'arrêt intervient, il fait redéposer la marque en place 1. Sinon, si la vitesse devient nulle et le reste pendant un temps supérieur à 100 ms, alors la détermination d'une nouvelle paire de thyristors de démarrage s'impose. La condition " $\Omega = 0$  pendant 100 ms" fait franchir (9,10), la calcul de THDEM se fait en place 10.

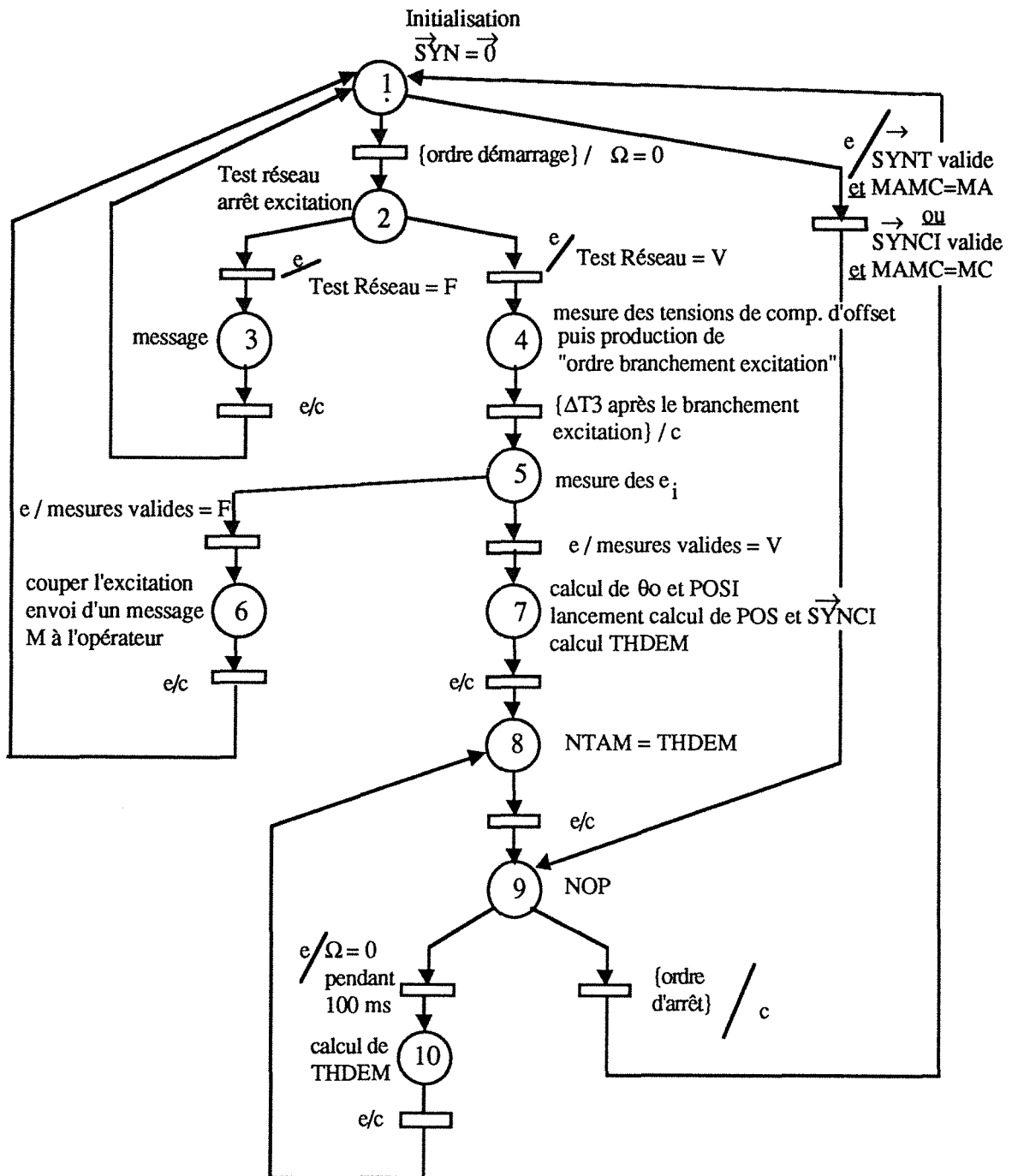


Figure IV .3.6.1 (1)

### IV .3.6.2 Formalisation des opérateurs

(RdPI IV .3.6.1 (1))

#### IV .3.6.2.1 Formalisation de "Test du réseau"

(place 2, RdPI IV .3.6.1 (1))

Le test du réseau et l'élaboration du message correspondant sont formalisés par la table suivante:

Contenu du message M d'état du réseau :

Message d'état du réseau		
Lexique	Définitions	sous-table
M	<b>M:</b>	
V <sub>04</sub> (n)	<b>Si</b> V <sub>04</sub> (n)=V <sub>20</sub> (n)=V <sub>42</sub> (n)=0±ε <sub>0</sub> <b>Alors</b> M=[Absence Réseau]	
V <sub>20</sub> (n)		
V <sub>42</sub> (n)	<b>Sinon Si</b> {V <sub>20</sub> (n-m)±ε <sub>1</sub> }≠V <sub>04</sub> (n-2m)	
ε <sub>0</sub>	<b>Alors Si</b> {V <sub>42</sub> (n-m)±ε <sub>1</sub> }≠V <sub>04</sub> (n-2m)	
ε <sub>1</sub>	<b>Alors</b> M=[Système Déséquilibré]	
n	<b>Sinon</b> M=[Système Inverse]	
m	<b>Sinon Si</b> {V <sub>42</sub> (n)±ε <sub>1</sub> }≠V <sub>04</sub> (n-2m)	
[Absence Réseau]	<b>Alors</b> M=[Système Déséquilibré]	
[Système Déséquilibré]	<b>Sinon</b> M=[Système Direct]	
[Système Direct]		
[Système Inverse]	V <sub>04</sub> (n), V <sub>20</sub> (n), V <sub>42</sub> (n) : entrée, tensions réseau.	
	n, m, ε <sub>0</sub> , ε <sub>1</sub> : constantes.	

\* m est le nombre d'échantillons sur un intervalle d'angle  $2\pi/3$  de la sinusoïde.

\* ε<sub>0</sub> et ε<sub>1</sub> sont des constantes qui dépendent de la précision des mesures, du niveau de déséquilibre admissible. Elles seront définies à l'implantation.

#### IV .3.6.2.2 Formalisation du Calcul de θ<sub>0</sub>

(place 7, RdPI IV .3.6.1 (1))

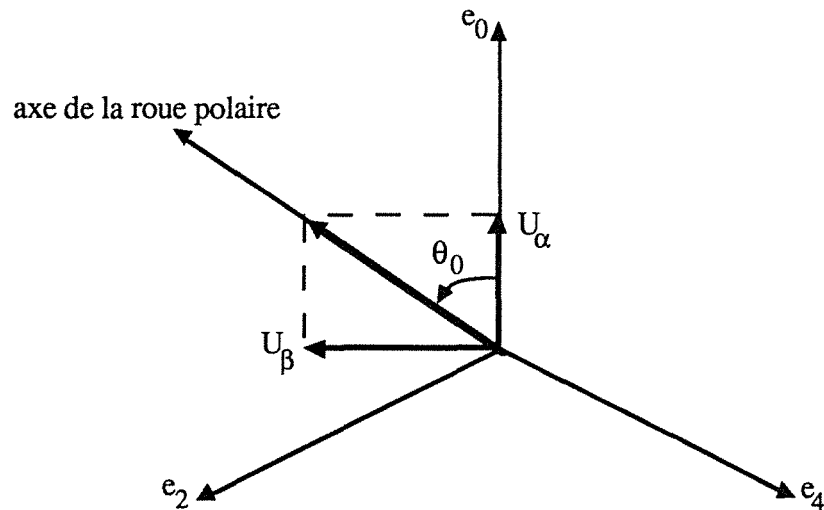
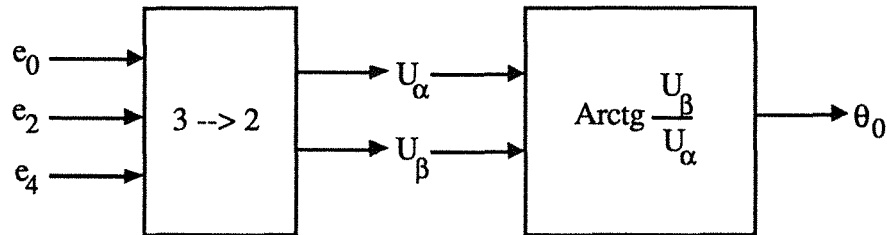
Pour définir la configuration d'allumage du Pont Machine au démarrage, il est nécessaire de connaître la position du rotor à l'arrêt.

Cette position sera définie à partir des tensions induites e<sub>0</sub>, e<sub>2</sub>, e<sub>4</sub> lors de l'enclenchement de l'excitation, le rotor étant à l'arrêt.

Ces signaux e<sub>0</sub>, e<sub>2</sub>, e<sub>4</sub> ont une amplitude très faible (quelques mV). Il est donc nécessaire de les filtrer et de les amplifier avant tout traitement pour obtenir une précision suffisante sur la position du rotor.



L'angle  $\theta_0$  (angle initial du rotor) est obtenu grâce au passage d'une structure triphasée à une structure diphasée avec conservation de la puissance électrique.



	$\theta_0$	
Lexique	Définitions	sous-table
$\theta_0$ $U_\alpha$ $U_\beta$ $e_0$ $e_2$ $e_4$ $\Delta T_3$	$\theta_0$ : <b>Si</b> $U_\alpha > 0$ <b>Alors</b> $\theta_0 = \arctg \frac{U_\beta}{U_\alpha}$   <b>Sinon</b> $\theta_0 = \pi + \arctg \frac{U_\beta}{U_\alpha}$  Avec : $U_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(e_2 - e_4)$ $U_\alpha = \frac{1}{3}(2e_0 - e_2 - e_4)$  $e_0, e_2, e_4$ : valeur des entrées tensions de phase $\Delta T_3$ après l'enclenchement de l'excitation. $\Delta T_3$ : délai de temporisation donné.	

#### IV .3.6.2.3 Initialisation et calcul de POS

(place 7, RdPI IV .3.6.1 (1))

Pour connaître à chaque instant la position courante du rotor (dans une configuration linéaire et non plus angulaire), la variable POS a été introduite. Cette variable est initialisée (POSI) grâce à la connaissance de  $\theta_0$  (cf. IV .3.6.2.2.), et est incrémentée ou décrémentée suivant le sens de rotation de la machine à chaque top du CI. Sa valeur varie entre  $0^\circ$  et  $60^\circ$  (Figure IV .3.6.2.3 (1)).

L'initialisation de POS est formalisée par la table suivante :

Initialisation de POS : POSI		
Lexique	Définitions	sous-table
POSI $\theta_0$	<p>POSI :</p> $\text{POSI} = \theta_0 + \frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{3} \cdot E \left( \frac{\theta_0 + \frac{\pi}{6}}{\frac{\pi}{3}} \right)$ <p>E : Partie entière du quotient.  <math>\theta_0</math> : entrée.</p>	

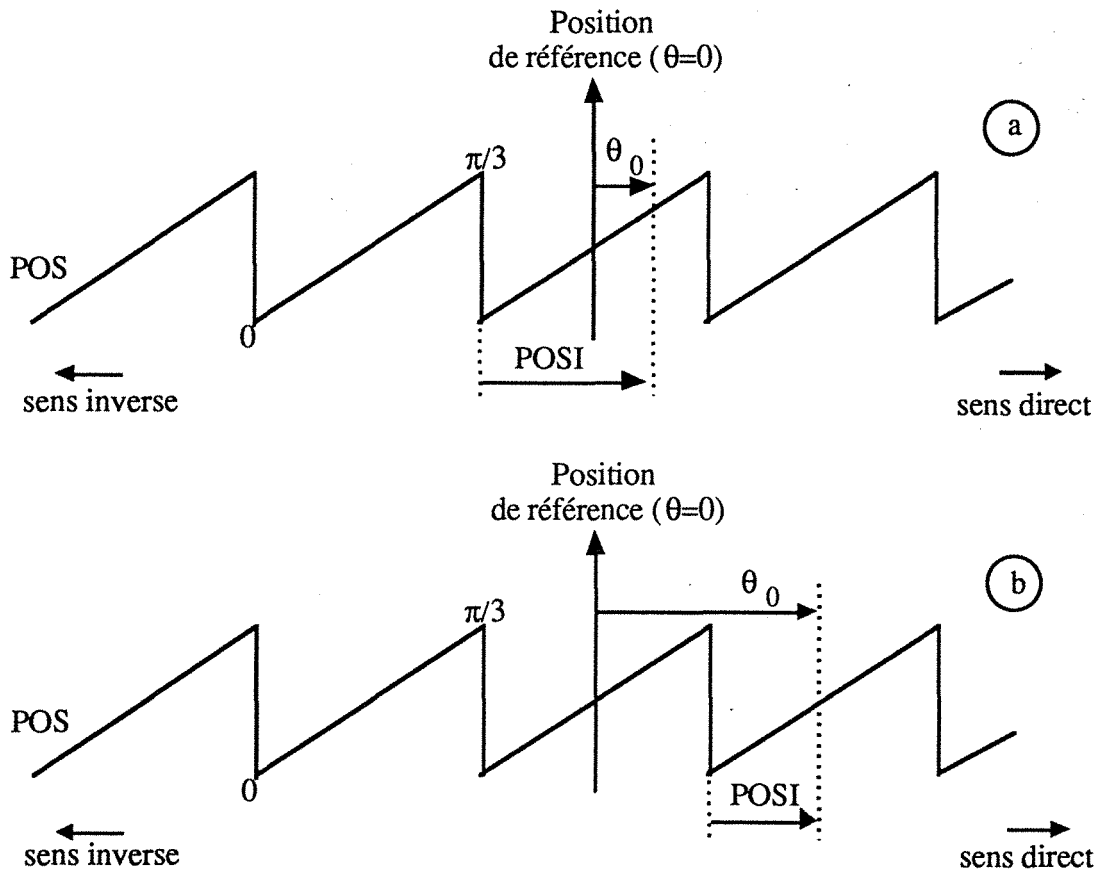


Figure IV .3.6.2.3 (1)

Par exemple :

$$\text{si } -\frac{\pi}{6} < \theta_0 < \frac{\pi}{6} \text{ alors } \text{POSI} = \theta_0 + \frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{3} \cdot E\left(\frac{\theta_0 + \frac{\pi}{6}}{\frac{\pi}{3}}\right)$$

$$\text{d'où } \text{POSI} = \theta_0 + \frac{\pi}{6} - 0 = \theta_0 + \frac{\pi}{6} \quad (\text{Figure 3.6.2.3.(1;a)})$$

$$\text{si } \frac{\pi}{6} < \theta_0 < \frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{3} \text{ alors } \text{POSI} = \theta_0 + \frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{3} \cdot E\left(\frac{\theta_0 + \frac{\pi}{6}}{\frac{\pi}{3}}\right)$$

$$\text{d'où } \text{POSI} = \theta_0 + \frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{3} = \theta_0 - \frac{\pi}{6} \quad (\text{Figure 3.6.2.3.(1;b)})$$

Le calcul de la position courante POS est formalisé par le réseau de la figure 3.6.2.3.(2).

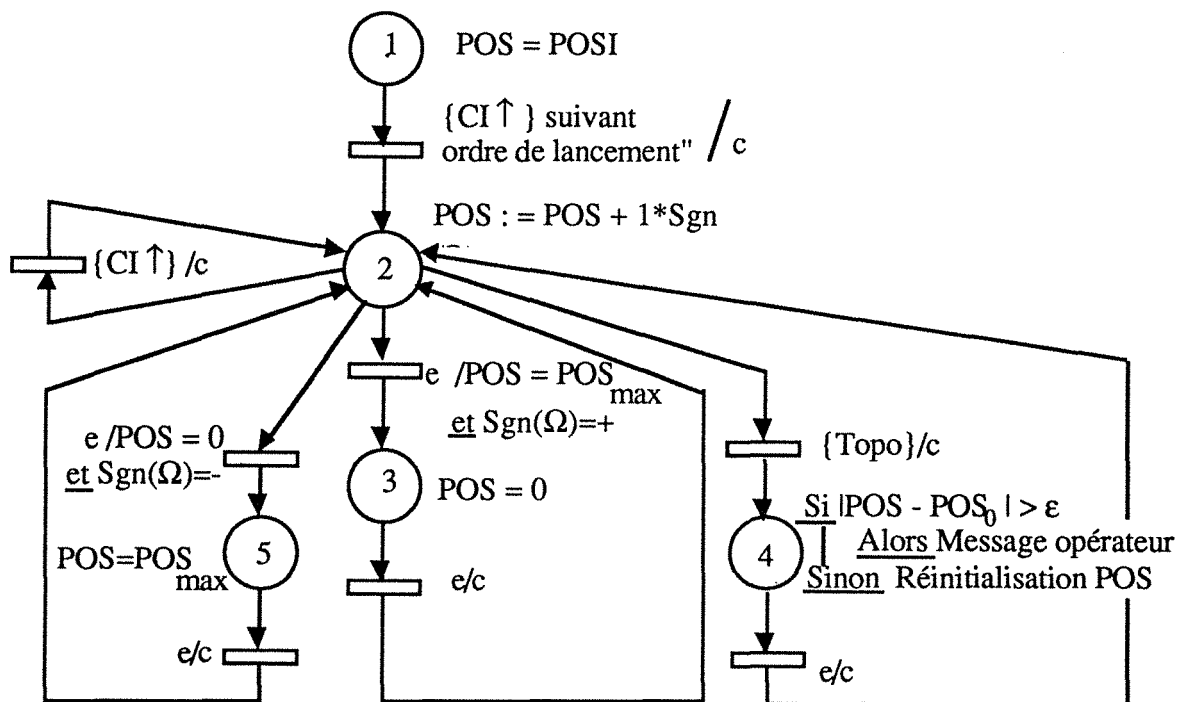


Figure. IV .3.6.2.3 (2)

La valeur POS est initialisée dans le réseau IV .3.6.1 (1).

A chaque front montant du signal issu du codeur incrémental  $\{CI\uparrow\}$ , la transition T (2,2) est validée et POS est incrémentée ou décrémentée de 1.

Lorsque POS arrive à la valeur  $POS_{max}$  correspondant à  $60^\circ$  électrique et que le sens de rotation de la machine est positif, la transition (2,3) est valide et POS est remis à zéro.

De même, si le signe de  $(\Omega)$  est négatif, lorsque POS arrive à la valeur  $POS=0$  correspondant à  $60^\circ$  électrique, la transition T (2,5) est validée et POS est remis à sa valeur maximale  $POS_{max}$ .

A chaque passage de  $\{TOP_0\}$  (transition (2,4) validée), la valeur de POS est réinitialisée avec la valeur  $POS_0$  (valeur de référence déterminée par la position du  $TOP_0$ ) si l'erreur  $(POS-POS_0)$  n'est pas supérieure à un seuil prédéfini. Dans le cas contraire, un message est envoyé à l'opérateur.

#### ***IV .3.6.2.4 Formalisation et initialisation de SYNCI***

*(place 7, RdPI IV .3.6.1 (1))*

Tenant compte de la position courante du rotor repérée par l'une des six positions ( $P_0, \dots, P_5$ ) de la Figure IV .1.1.2 (1), et des considérations d'allumage à couple maximal, nous définissons, figure IV .3.6.2.4 (1), les relations entre SYNCI et la position du rotor (POS) pour chacun des deux sens de rotation (les notations en (') désignent le sens inverse).

La figure IV .3.6.2.4 (1) montre que les transitions de SYNCI ont lieu aux mêmes instants que les transitions de POS.

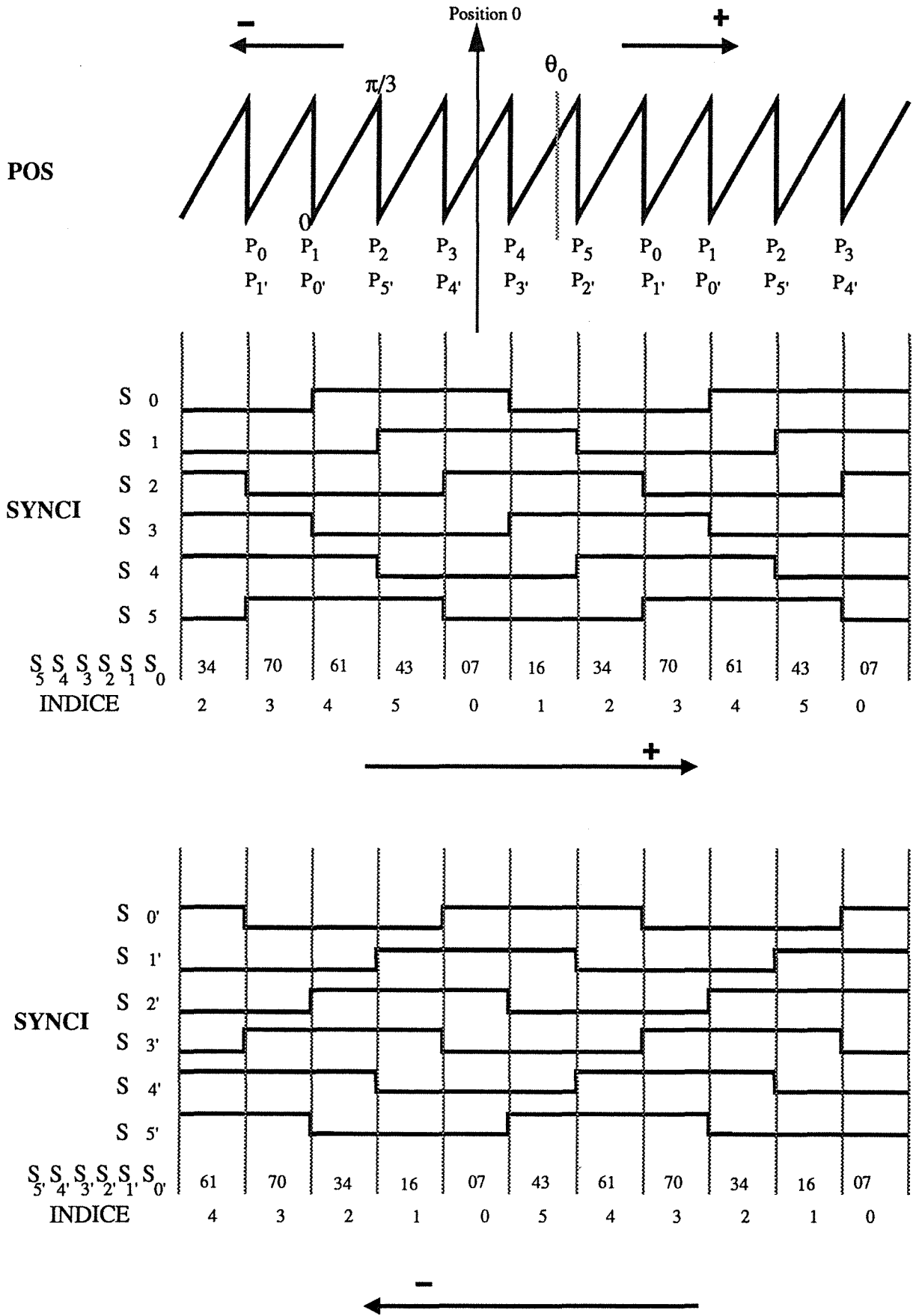


Figure IV .3.6.2.4 (1)

Sachant que la SYNCI est décalée d'un angle  $\delta$  (angle interne) par rapport à la SYNT, vouloir compenser ce décalage sur la SYNCI revient à décaler cette synchronisation, de  $(-\delta)$ , par rapport aux transitions de POS (Figure IV .3.6.2.4 (2)).

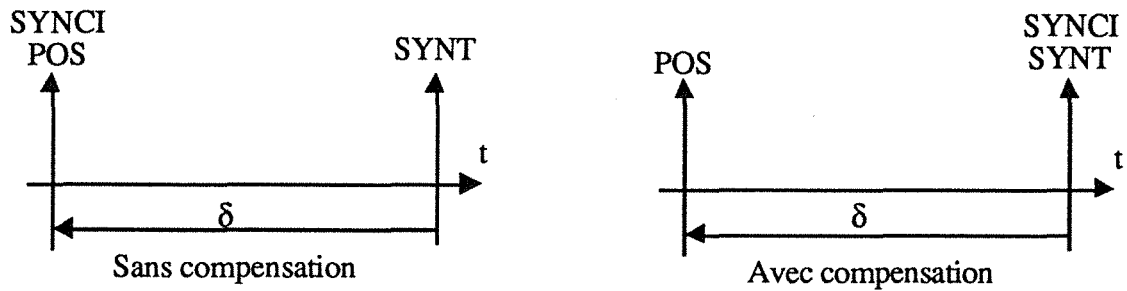


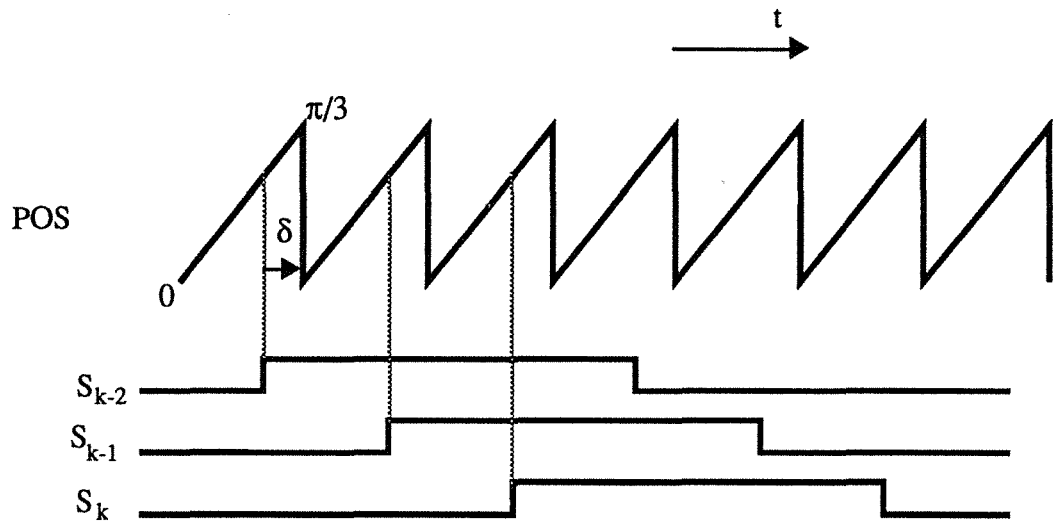
Figure IV .3.6.2.4 (2)

Compte-tenu de ce décalage de valeur  $\delta$ , les transitions de SYNCI n'ont plus lieu aux passages par zéro (ou  $60^\circ$ ) de POS, mais avec un retard (ou une avance) de  $\delta$ , suivant le sens de rotation et le mode de fonctionnement moteur ou alternateur.

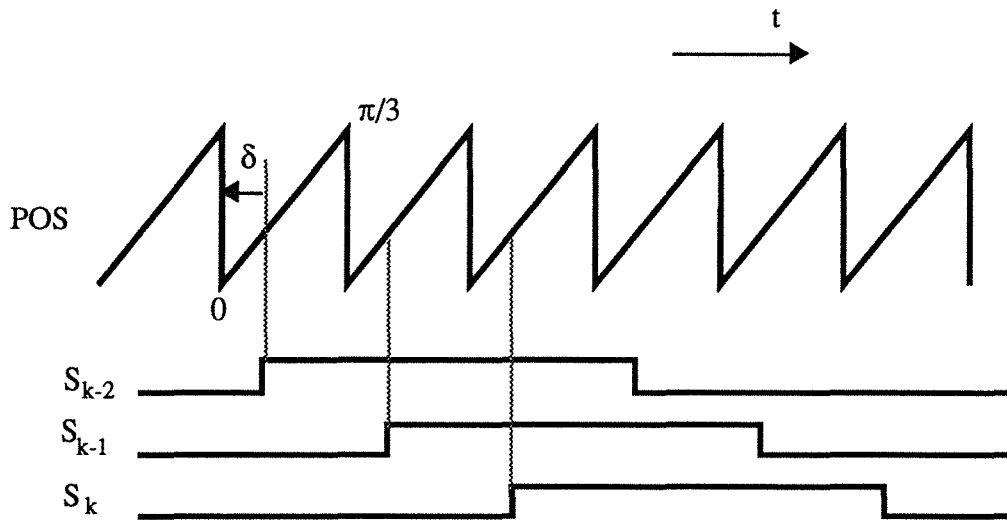
La figure IV .3.6.2.4 (3) représente ces transitions de SYNCI par rapport à POS pour le sens positif de rotation dans les deux cas où  $\delta$  est positif (a) et  $\delta$  négatif (b).

De même, la Figure (IV .3.6.2.4 (4) a et b) considère le cas d'une rotation dans le sens négatif.

## SENS (+) : Transition de SYNCI



(a)  $\delta \geq 0$ , transition à  $POS = \pi/3 - \delta$



(b)  $\delta < 0$ , transition à  $POS = -\delta$

Figure IV .3.6.2.4 (3)

## SENS (-) : Transition de SYNCI

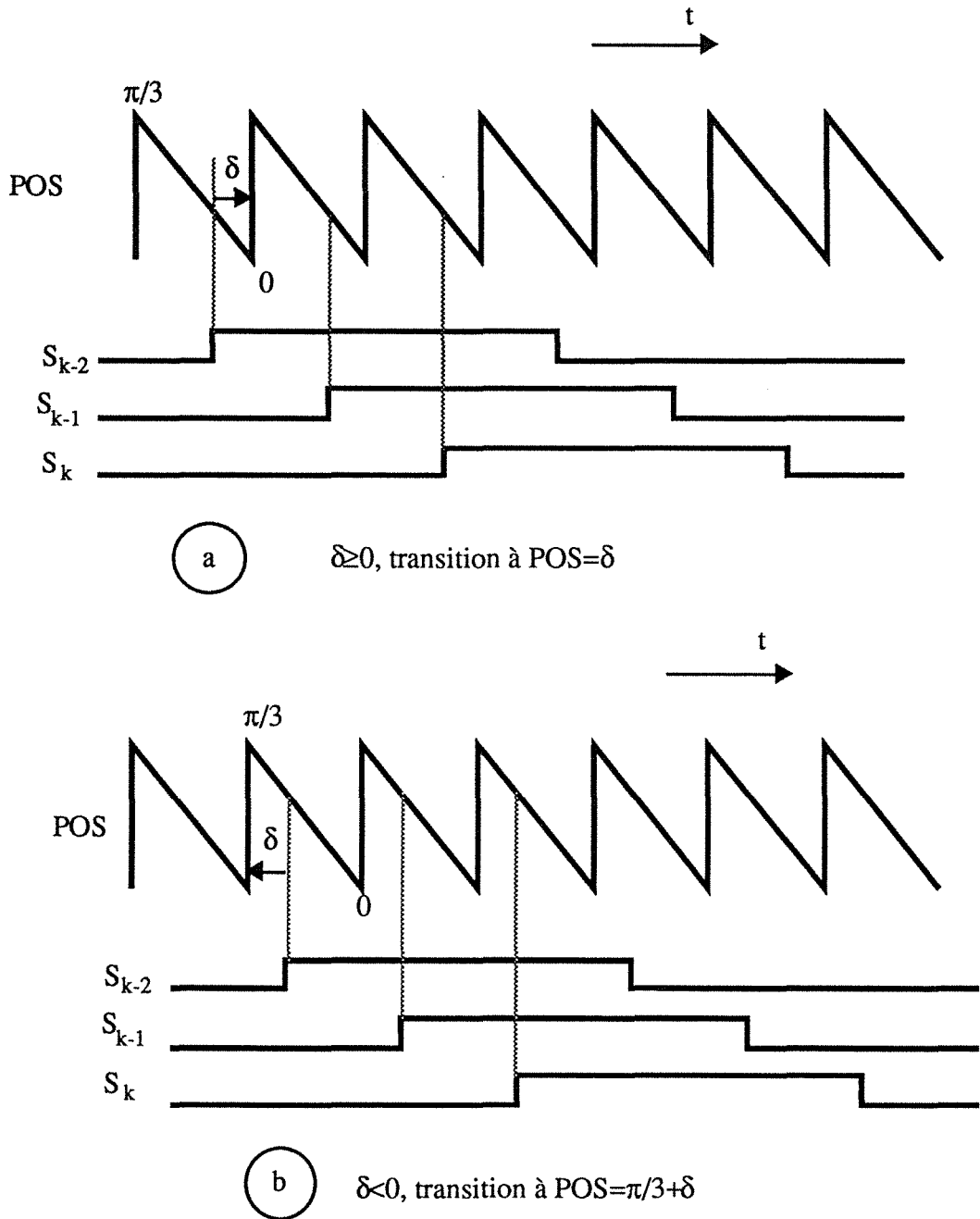


Figure IV .3.6.2.4 (4)



## IV .3.6.2.4.1 réseau de PETRI

Le calcul de  $\vec{SYNCI}$  est formalisé par le réseau suivant :

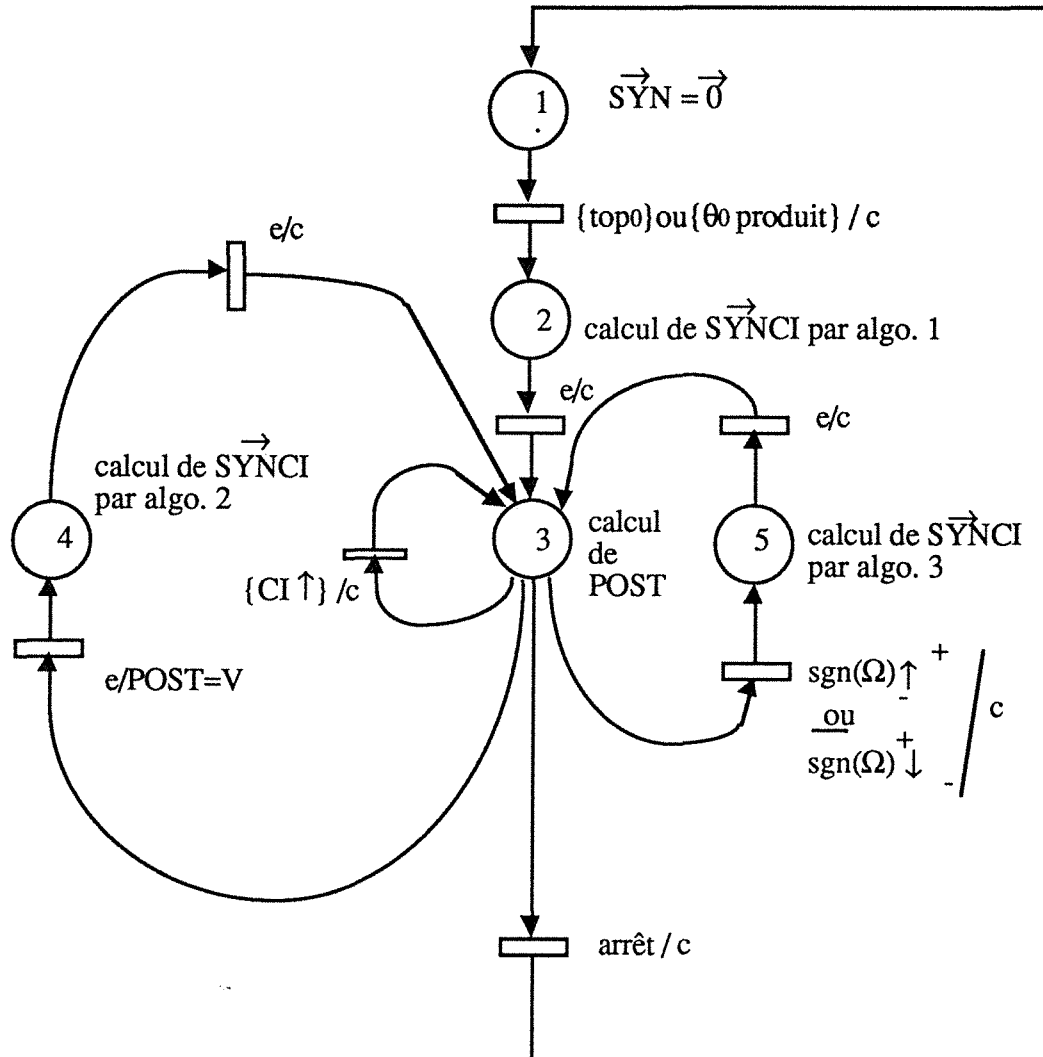


Figure IV .3.6.2.4.(5)

A l'initialisation, le marquage est déposé en place 1, aucune synchronisation n'est active.

Sur occurrence de l'événement production de  $\theta_0$  (cf. IV .3.6.2.2.) ou de l'événement  $\{Top_0\}$  du codeur incrémental, la transition (1,2) est franchie et le calcul de la valeur initiale de  $\vec{SYNCI}$  est fait, en place 2, par l'algorithme 1.

La transition (2,3) est ensuite validée, et en place 3, sur chaque impulsion  $\{CI\uparrow\}$ , un test est fait sur la valeur de POS afin de déterminer le moment de basculement de la SYNCI. Ce test est fait par l'intermédiaire de la variable POST conformément aux figures IV .3.6.2.4 (3 et 4).

Dès que ce test est vrai (POST=V § 3.6.2.4.4), la transition (3,4) est validée, et, en place 4, la valeur de SYNCI évolue suivant l'algorithme 2.

Si le sens de rotation change, la transition (3,5) est franchie, et la SYNCI change de valeur, en place 5, comme défini par l'algorithme 3.

Dans tous les cas, de la place 4 ou 5, la marque est toujours redéposée en place 3. Si une demande d'arrêt apparaît, la transition (3,1) est franchie et le marquage se retrouve en place 1.

#### IV .3.6.2.4.2 formalisation des opérateurs

**ALGORITHME 1** (place 2, RdPI IV .3.6.2.4 (5)) :

	$\vec{\text{SYNCI}} - \text{INDICE}$		
Lexique	Définitions		sous-table
$\vec{\text{SYNCI}}$ INDICE $\theta_0$	$\vec{\text{SYNCI}}$ :	Cas INDICE parmi 0 : 07 1 : 16 2 : 34 3 : 70 4 : 61 5 : 43	
	INDICE :	$\text{INDICE} = E \left( \frac{\theta_0 + \frac{\pi}{6}}{\frac{\pi}{3}} \right) \text{ modulo } 6$	
	E :	partie entière.	
	$\theta_0$ :	entrée, Position angulaire du rotor au démarrage.	
	$\vec{\text{SYNCI}}$ :	entrée.	

Dans cet algorithme, INDICE est une variable interne permettant de déterminer la valeur initiale de SYNCI, grâce à l'angle  $\theta_0$  que fait le rotor avec la phase 0.

Cette relation entre INDICE et SYNCI est reportée sur la figure IV .3.6.2.4 (1).

**ALGORITHME 2** (*place 4, RdPI IV .3.6.2.4 (5)*) :

L'algorithme 2 détermine l'évolution des valeurs de  $\vec{\text{SYNCI}}$  après chaque transition du booléen POST (voir figure IV 3.6.2.4 (1)).

	$\vec{\text{SYNCI}}$		
Lexique	Définitions		sous-table
$\vec{\text{SYNCI}}$	$\vec{\text{SYNCI}}$ :	Cas $\vec{\text{SYNCI}}$ parmi 07 : 16 16 : 34 34 : 70 70 : 61 61 : 43 43 : 07	

Cette évolution de  $\vec{\text{SYNCI}}$  est reportée sur la figure IV .3.6.2.4 (1).

**ALGORITHME 3** (*place 5, RdPI IV .3.6.2.4 (5)*) :

L'algorithme 3 détermine l'évolution des valeurs de  $\vec{\text{SYNCI}}$  lors d'un changement de sens de rotation de la machine.

	$\vec{\text{SYNCI}}$		
Lexique	Définitions		sous-table
$\vec{\text{SYNCI}}$	$\vec{\text{SYNCI}}$ :	Cas $\vec{\text{SYNCI}}$ parmi 07 : 07 16 : 43 34 : 61 70 : 70 61 : 34 43 : 16	

La relation entre les valeurs des  $\vec{\text{SYNCI}}$ , lors du changement du sens de rotation, est reportée sur la figure IV .3.6.2.4 (1).

#### IV .3.6.2.4.3 formalisation des prédicats

Calcul de POST (place 3, RdPI IV .3.6.2.4 (5))

La détermination des instants (ou positions) de transition de SYNCI grâce au changement d'état du booléen POST est formalisée par le tableau suivant, compte tenu des figures IV .3.6.2.4 (3 et 4).

	POST	
Lexique	Définitions	sous-table
POST POS sgn( $\Omega$ ) $\delta$	<p>POST :</p> <p><b>Si</b> Sgn(<math>\Omega</math>)=+ <b>Alors Si</b> <math>\delta \geq 0</math></p> <p style="padding-left: 40px;">  <b>Alors Si</b> <math>POS(n-1) \leq \frac{\pi}{3} - \delta</math> <b>et</b> <math>POS(n) \geq \frac{\pi}{3} - \delta + 1</math></p> <p style="padding-left: 80px;">  <b>Alors</b> POST=V</p> <p style="padding-left: 80px;">  <b>Sinon</b> POST=F</p> <p style="padding-left: 40px;">  <b>Sinon Si</b> <math>POS(n-1) \leq -\delta</math> <b>et</b> <math>POS(n-1) \geq -\delta + 1</math></p> <p style="padding-left: 80px;">  <b>Alors</b> POST=V</p> <p style="padding-left: 80px;">  <b>Sinon</b> POST=F</p> <p><b>Sinon Si</b> <math>\delta \geq 0</math> <b>Alors Si</b> <math>POS(n-1) \geq \delta</math> <b>et</b> <math>POS(n) \leq \delta - 1</math></p> <p style="padding-left: 40px;">  <b>Alors</b> POST=V</p> <p style="padding-left: 40px;">  <b>Sinon</b> POST=F</p> <p style="padding-left: 80px;"><b>Sinon Si</b> <math>POS(n-1) \geq \frac{\pi}{3} + \delta</math> <b>et</b> <math>POS(n-1) \leq \frac{\pi}{3} + \delta - 1</math></p> <p style="padding-left: 120px;">  <b>Alors</b> POST=V</p> <p style="padding-left: 120px;">  <b>Sinon</b> POST=F</p> <p>sgn(<math>\Omega</math>) : entrée, sens de rotation machine.  <math>\delta</math> : entrée, angle interne.          POS : entrée, position du rotor.</p>	

#### IV .3.6.2.4.4 formalisation des événements

(RdPI IV .3.6.2.4 (5))

- { $\theta_0$  produit} : événement utilisé, position initiale déterminée (§ cf. IV .3.6.2.2)
- {TOP<sub>0</sub>} : événement utilisé, signal de référence du codeur incrémental.
- {CI $\uparrow$ } : événement utilisé, signal du codeur incrémental.

#### IV .3.6.2.4.5 formalisation des variables

(RdPI IV .3.6.2.4 (5))

- $\delta$  : angle interne de la machine.
- INDICE : variable interne permettant de déterminer la valeur initiale de SYNCI (algo.1 § IV .3.6.2.4.2).

- POS : POSition courante du rotor. Variable variant entre 0 et  $\pi/3$ .  
 POST : booléen permettant de déterminer les instants de transition de SYNCI.  
 sgn ( $\Omega$ ) : signe de rotation de la machine.  
 SYN : synchronisation active.  
 $\vec{\text{SYNCI}}$  : synchronisation codeur incrémental.  
 $\theta_0$  : position angulaire initiale du rotor.

La figure IV .3.6.2.4 (6) résume les entrées/sorties pour la fonction "produire la SYNCI".

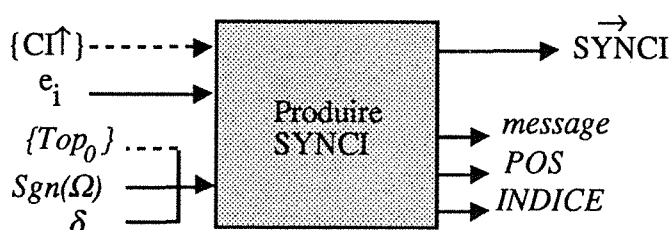


Figure IV .3.6.2.4 (6)

#### IV .3.6.2.5 Détermination de THDEM (thyristor de démarrage) (place 7 et 10, RdPI IV .3.6.1 (1))

Au démarrage, la détermination du numéro de thyristor allumable NTAM résulte d'un traitement particulier (calcul des thyristors de démarrage THDEM) et ne peut être faite par la fonction "déterminer les thyristors allumables".

Dans ce cas, c'est la fonction "déterminer les thyristors de démarrage" qui entre en vigueur. Elle détermine THDEM en tenant compte non seulement de la valeur de la commande effective (COEF) mais aussi de la position du rotor, du sens dans lequel on veut faire tourner celui-ci (sgn COMAN), et du sens antérieur de rotation (Sgn  $\Omega$ ) dans le cas d'un démarrage "à chaud".

Ces considérations interviennent dans le calcul de THDEM par le biais des variables POSD (position de démarrage) et INDICE dans l'algorithme § IV .3.6.2.5.1.

THDEM : numéro du thyristor allumable de plus haut indice (la coordination se charge d'allumer le couple {THDEM, THDEM-1}).

THDEM		
Lexique	Définitions	sous-table
THDEM POSD INDICE COEF	<p><b>THDEM :</b></p> <p><b>Si</b> COEF <math>\in</math> {0 , POSD+30°}    <b>Alors</b> THDEM=INDICE+2 (modulo 6)</p> <p>   </p> <p><b>Sinon Si</b> COEF <math>\in</math> {POSD+30° , POSD+90°}</p> <p>       </p> <p>      <b>Alors</b> THDEM=INDICE+1 (modulo 6)</p> <p>      <b>Sinon</b> COEF <math>\in</math> {POSD+90° , 180°}</p> <p>           </p> <p>          <b>et</b> THDEM=INDICE (modulo 6)</p> <p>POSD : entrée, position de démarrage calculée par l'algorithme (§ IV .3.6.2.5.1).</p> <p>INDICE : entrée, variable calculée par l'algorithme (§ IV .3.6.2.5.1)</p> <p>COEF : commande effective.</p>	

#### IV .3.6.2.5.1 Détermination de POSD et INDICE

(tableau § IV .3.6.2.5)

L'algorithme (§ IV .3.6.2.5) de calcul de THDEM étant valable quelque soit le signe de la commande d'angle (Sgn COMAN), la variable intermédiaire POSD prend la valeur de POS si ce signe est positif, la valeur  $(\pi/3-POS)$  si ce signe est négatif (§ IV .3.6.2.5.1 (1)).

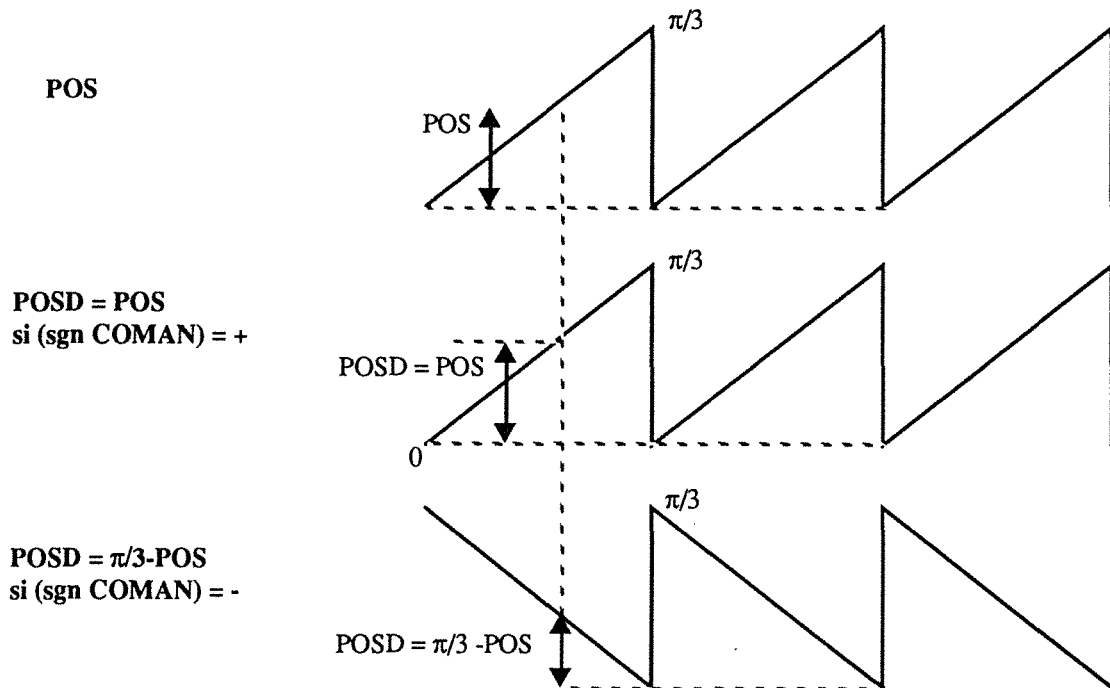


Figure IV .3.6.2.5 (1)

POSD - INDICE		
Lexique	Définitions	sous-table
POSD POS Sgn( $\Omega$ ) Sgn(COMAN)	<b>POSD :</b> <b>INDICE :</b> <b>Si</b> Sgn(COMAN)=+ <b>Alors</b> POSD=POS <b>et Si</b> Sgn( $\Omega$ )=+        <b>Alors</b> INDICE : faire ST1   <b>Sinon</b> INDICE : faire ST2 <b>Sinon</b> POSD= $\frac{\pi}{3}$ - POS <b>et Si</b> Sgn( $\Omega$ )=+        <b>Alors</b> INDICE : faire ST2   <b>Sinon</b> INDICE : faire ST1	ST1 ST2 ST1 ST2
ST1 : Calcul de INDICE		
INDICE $\vec{\text{SYNCI}}$	<b>INDICE :</b> Cas $\vec{\text{SYNCI}}$ parmi 07 : 0 16 : 1 34 : 2 70 : 3 61 : 4 43 : 5 $\vec{\text{SYNCI}}$ : entrée.	
ST2 : Calcul de INDICE		
INDICE $\vec{\text{SYNCI}}$	<b>INDICE :</b> Cas $\vec{\text{SYNCI}}$ parmi 07 : 0 16 : 5 34 : 4 70 : 3 61 : 2 43 : 1 $\vec{\text{SYNCI}}$ : entrée	

Le bilan des entrées/sorties de la fonction "déterminer les thyristors de démarrage" est représenté sur la figure IV .3.6.2.5 (2).

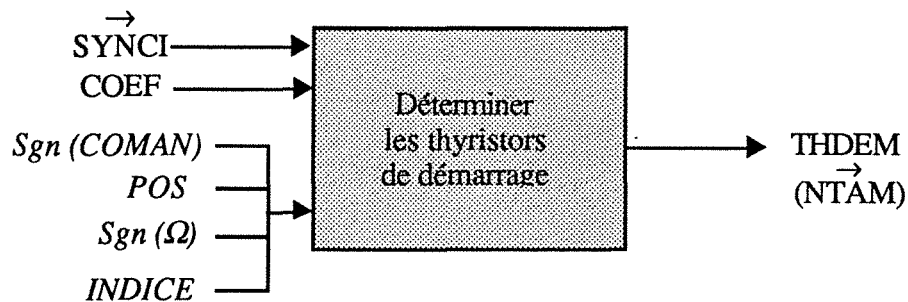


Figure IV .3.6.2.5 (2)

#### IV .3.6.3 Formalisation des prédicats

(RdPI IV .3.6.1 (1))

##### IV .3.6.3.1 Test Réseau

(TR (2,3) et (2,4), RdPI IV .3.6.1 (1))

**Si**  $M = [\text{système direct}]$  **Alors** Test Réseau = V

**Sinon** Test Réseau = F

##### IV .3.6.3.2 Mesures valides

(TR (5,6) et (5,7), RdPI IV .3.6.1 (1))

**Si**  $\{\sum_i \vec{e}_i = \vec{0} \text{ et } \sqrt{3} < \sum_i |\vec{e}_i| < 2 \text{ et } \vec{e}_i \neq \vec{0} \forall i \in [0,2,4]\}$  **Alors** Mesures valides = V

**Sinon** Mesures valides = F

#### IV .3.6.4 Evénements

(RdPI IV .3.6.1 (1))

(formalisés sur le réseau)

#### IV .3.6.5 Variables

(RdPI IV .3.6.1 (1))

Mesures Valides	: Test validité mesures des tensions induites au démarrage.
NTAM	: numéro de thyristors allumables.
$\Omega$	: vitesse de rotation de la machine.
POS	: POSition courante du rotor. Variable variant entre 0 et $\pi/3$ .
POSI	: POSition initiale du rotor.
SYN	: synchronisation active.
SYNCI	: synchronisation codeur incrémental.
SYNT	: synchronisation tensions induites.
Test Réseau	: Test état du réseau.
$\theta_0$	: position angulaire initiale du rotor.
THDEM	: numéro de thyristors de démarrage.



## IV .3.7 BILAN DES FONCTIONS ACCOMPLIES SUR LE PONT RESEAU

### IV .3.7.1 Bilan

La figure IV .3.7.1 dresse le bilan des entrées / sorties des fonctions accomplies sur le pont réseau.

Cette figure précise les liens existants entre fonctions, ainsi les variables ou événements (en pontillés) intervenant dans l'établissement de chacune de ces fonctions.

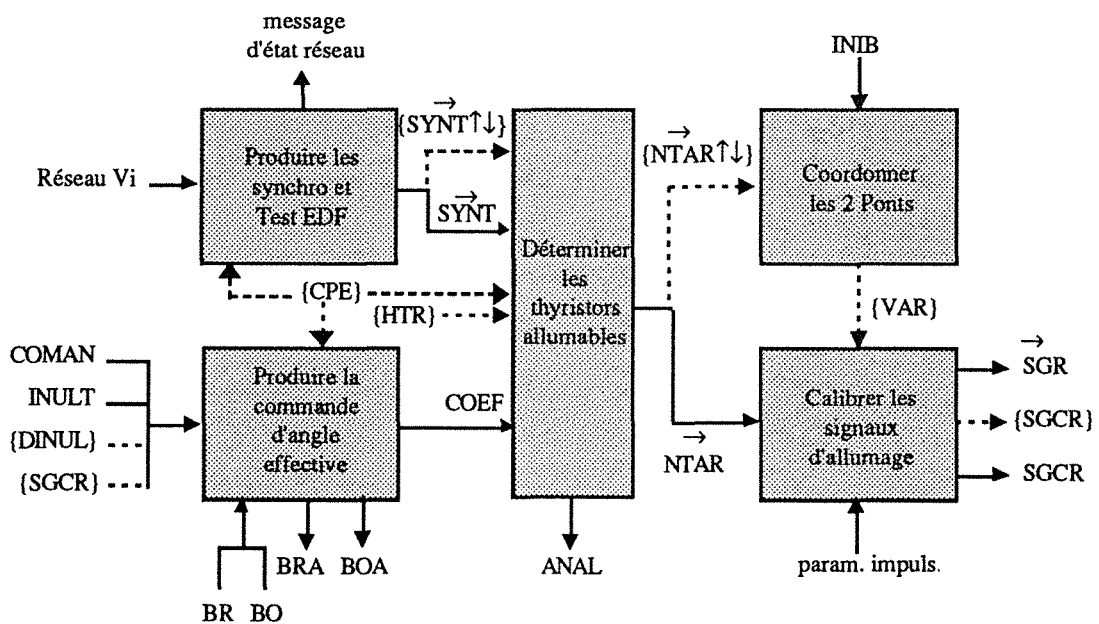


Figure IV .3.7.1

### IV .3.7.2 Flux de Données et découpage en Blocs Fonctionnels (B.F.)

La figure IV .3.7.2 est un flux de données représentant les relations entre les différentes informations permettant d'aboutir aux sorties à partir des entrées.

Ces dépendances sont bien sûr déduites de l'ensemble des relations définies dans la phase précédente :

- définitions, équations logiques et algébriques.
- opérateurs des réseaux de Pétri.

Les flèches en pointillés représentent des événements ou changements d'état.

Sur ce flux de données, nous opérons un découpage en "Blocs Fonctionnels" en regroupant un certain nombre de fonctions (ou données) en entités élémentaires.

Chaque bloc fonctionnel (B.F.) est identifié par un nom (en gras) rappelant la fonction essentielle du bloc.

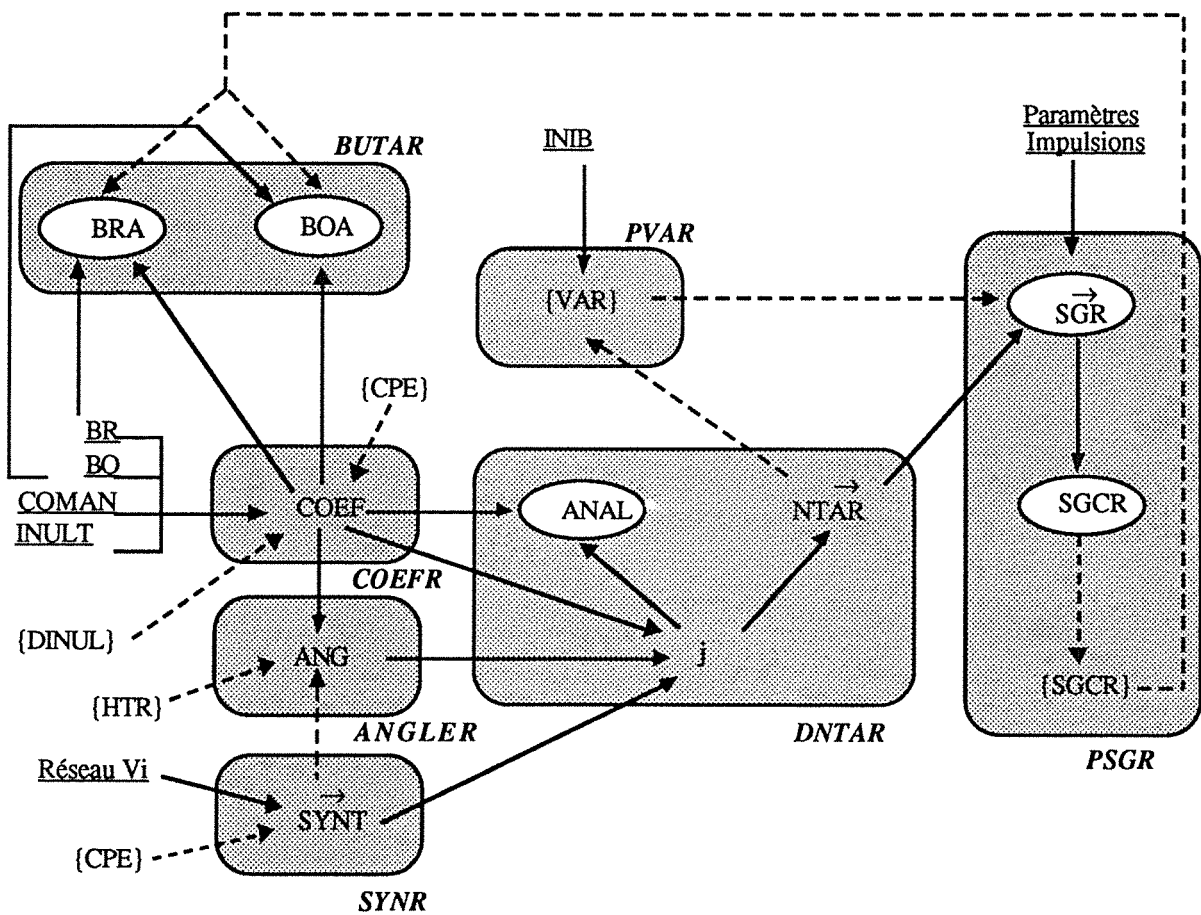


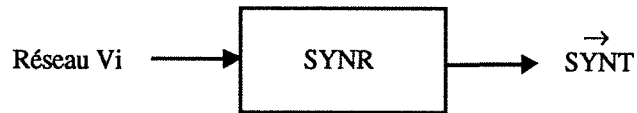
Figure IV .3.7.2

#### IV .3.7.3 Description externe des Blocs Fonctionnels

Cette description est issue directement du découpage du graphe du flux de données. Les arcs pénétrant dans les blocs sont des entrées, les arcs sortants, les sorties.

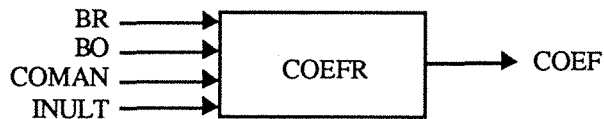
La Condition d'Activation (C.A.) du bloc précise dans quelles circonstances les opérations qu'il contient sont exécutées. Ces conditions d'activation sont, essentiellement, les événements représentés en pointillés sur le graphe du flux de données.

1 - SYNR : Production SYNchro réseau sur le Pont Réseau



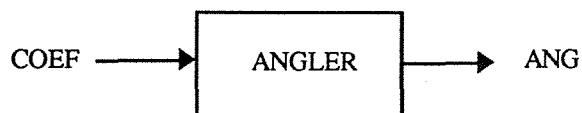
CA : Chaque {CPE}, après la première production des  $V_i$ .

2 - COEFR : Production de la COMmande Efficace sur PR

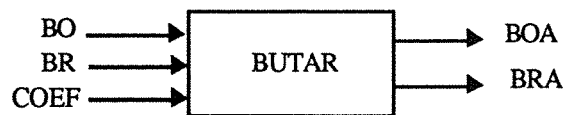


CA : Chaque {CPE}, ou sur occurrence de demande d'annulation de courant {DINUL}.

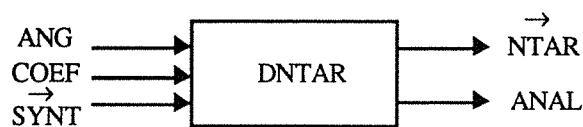
3 - ANGLER : Production d'ANG sur PR



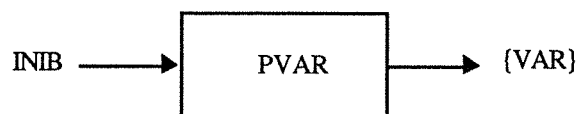
CA : Sur basculement de  $\{\overrightarrow{\text{SYNT}} \downarrow \uparrow\}$ , et à chaque occurrence de {HTR}.

4 - BUTAR : Production des BUTées Actives sur PR

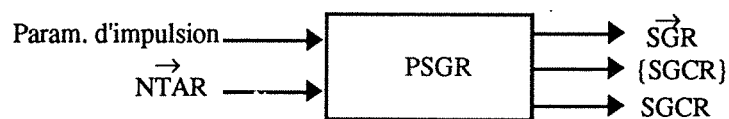
CA : Chaque occurrence de l'événement {SGCR}.

5 - DNTAR : Détermination du Numéro de Thyristor Allumable sur PR

CA : Chaque passage par zéro de ANG d'une valeur positive à une valeur négative.

6 - PVAR : Production Volonté d'Allumage PR

CA : Sur basculement de  $\{\overrightarrow{NTAR} \downarrow \uparrow\}$ .

7 - PSGR : Production des Signaux de Gâchette sur PR

CA : Chaque occurrence de {VAR}.

#### IV .3.7.4 Réseau de Contrôle des Activations (RCA)

Cette étape décrit la succession dans le temps des activations des blocs fonctionnels.

On utilise un RdPI (Figure IV .3.7.4) construit à partir du résultat de la formalisation du fonctionnement global du système de commande et des conditions d'activation des B.F. décrites précédemment.

Ce réseau de contrôle des activations (R.C.A.) décrit l'automate dont l'évolution dépend d'événements internes ou externes et de conditions sur les variables traitées.

Les blocs fonctionnels activés se désactivent d'eux-mêmes à chaque fois qu'ils sont exécutés.

La construction de ce réseau n'est pas facile et suppose une bonne connaissance du processus à commander. Une recherche d'une solution de construction systématique est faite dans [MOITTESSIER 91].

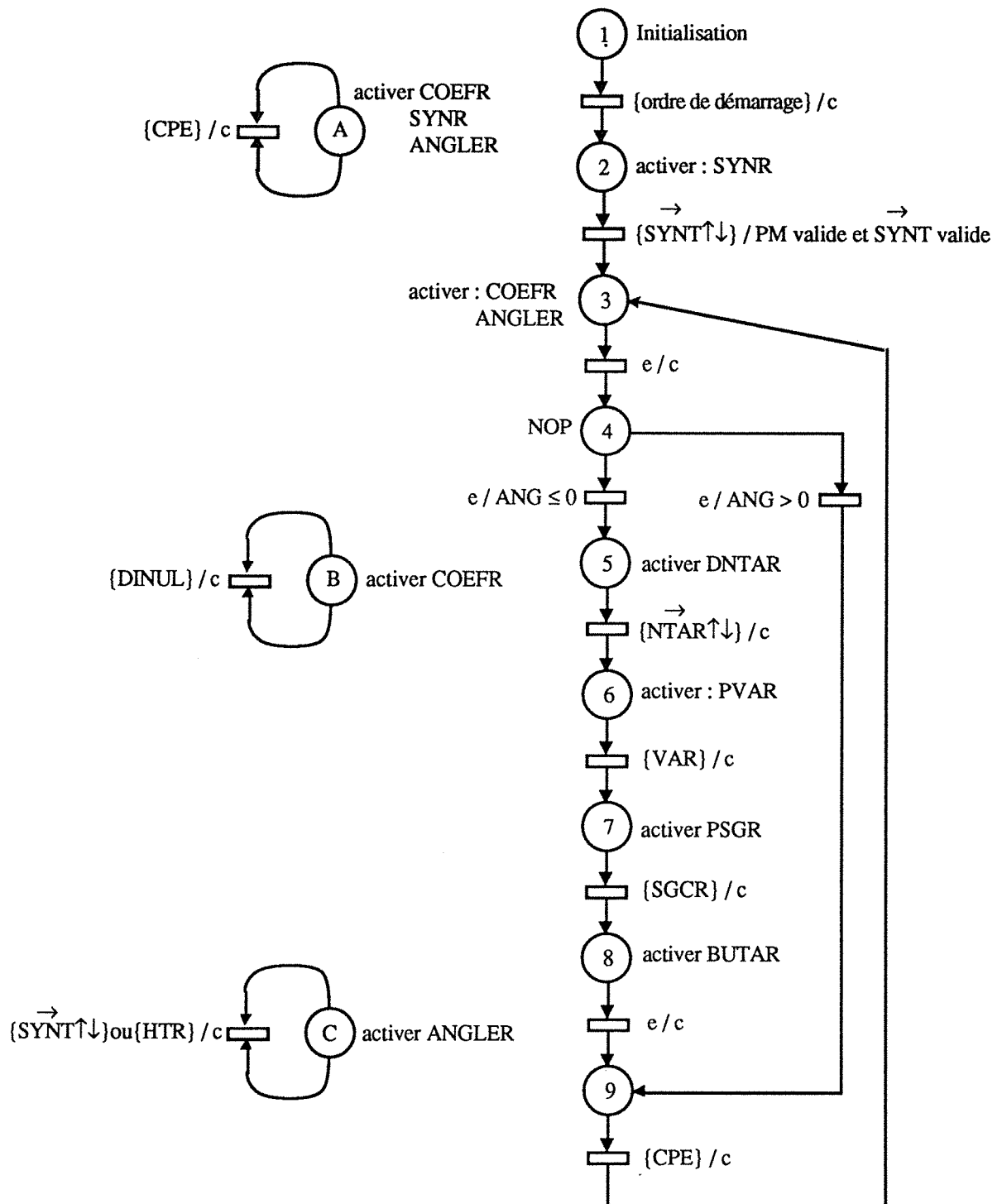


Figure IV .3.7.4

## IV .3.8 BILAN DES FONCTIONS ACCOMPLIES SUR LE PONT MACHINE

### IV .3.8.1 Bilan

La figure IV .3.8.1 dresse le bilan des entrées / sorties des fonctions accomplies sur le pont machine.

Cette figure précise les liens existants entre fonctions, ainsi les variables ou événements (en pontillés) intervenant dans l'établissement de chacune de ces fonctions.

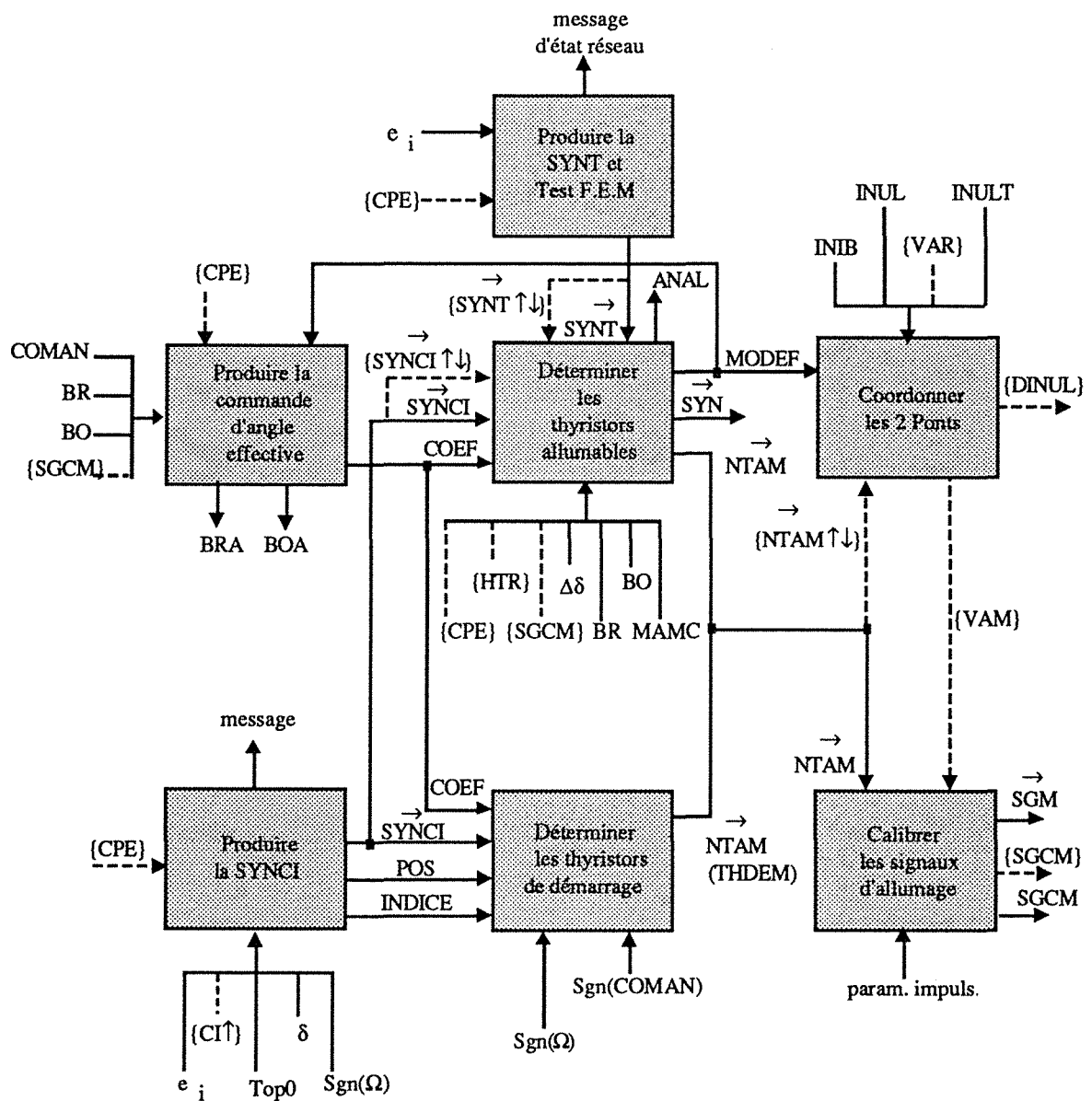


Figure IV .3.8.1

#### IV .3.8.2 Flux de Données et découpage en Blocs Fonctionnels (B.F.)

La figure IV .3.8.2 est un flux de données représentant les relations entre les différentes informations permettant d'aboutir aux sorties à partir des entrées.

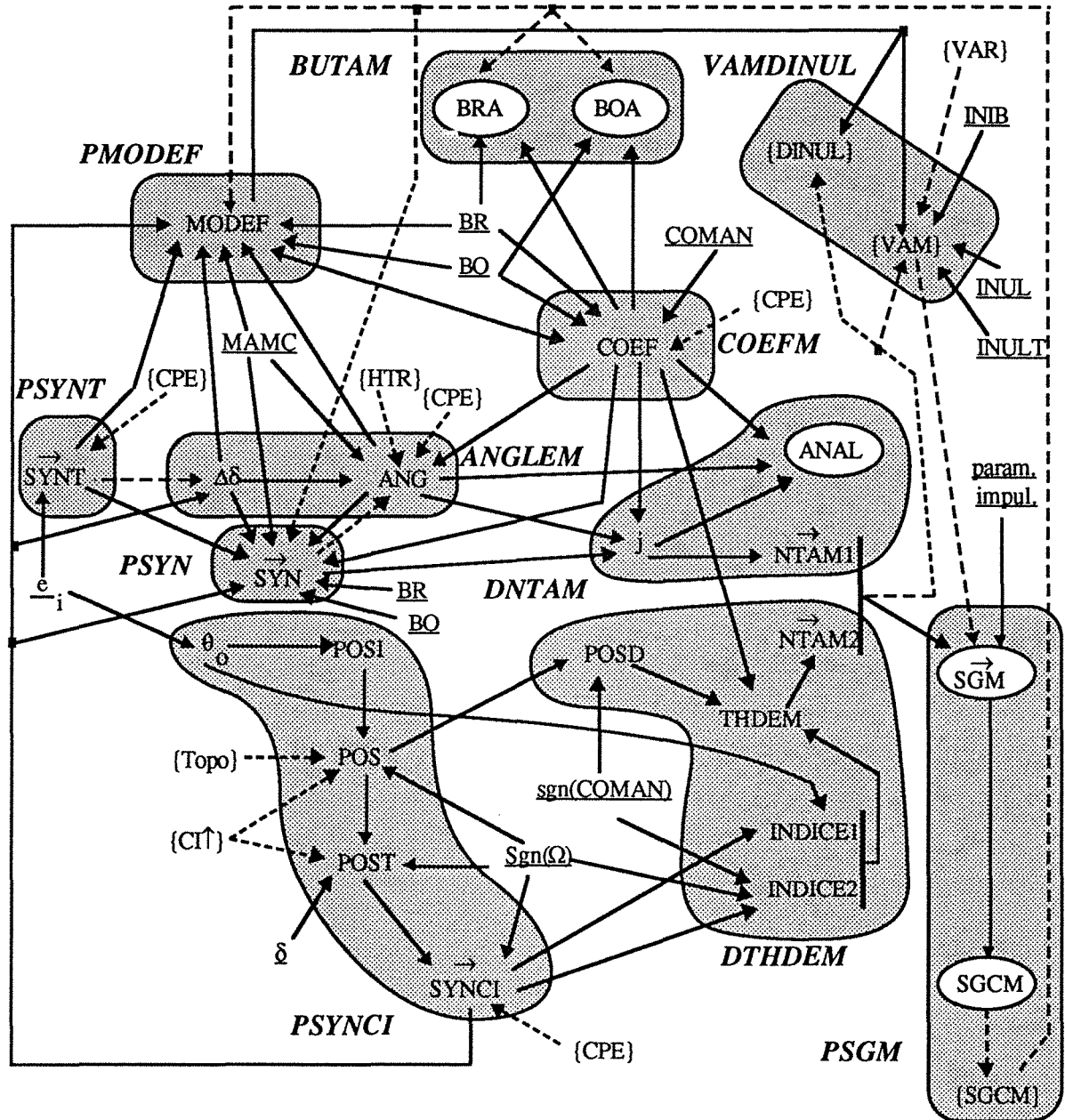


Figure IV .3.8.2

Ces dépendances sont bien sûr déduites de l'ensemble des relations définies dans la phase précédente :



- définitions, équations logiques et algébriques.
- opérateurs des réseau de Pétri.

Les flèches en pointillés représentent des événements ou changements d'état.

Sur ce flux de données, nous opérons un découpage en "Blocs Fonctionnels" en regroupant un certain nombre de fonctions (ou données) en entités élémentaires.

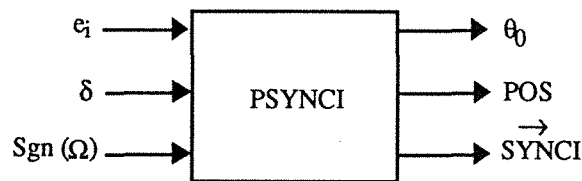
Chaque bloc fonctionnel est identifié par un nom (en gras) rappelant la fonction essentielle du bloc.

#### IV .3.8.3 Description Externe des Blocs Fonctionnels

Cette description est issue directement du découpage du graphe du flux de données. Les arcs pénétrant dans les blocs sont des entrées, les arcs sortants, les sorties.

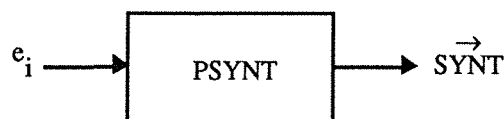
La Condition d'Activation (C.A.) du bloc précise dans quelles circonstances les opérations qu'il contient sont exécutées. Ces conditions d'activation sont, essentiellement, les événements représentés en pointillés sur le graphe du flux de données.

##### 1 - PSYNCI : Production SYNchro CI sur le Pont Machine



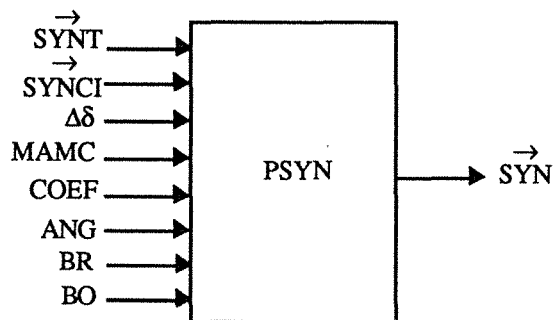
CA : La première fois, dès que les  $e_i$  sont valides. Ensuite, chaque  $\{CI\uparrow\}$  ou chaque  $\{TOP_0\}$ .

##### 2 - PSYNT : Production SYNchro Tension sur PM



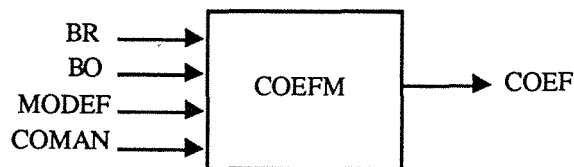
C.A : Chaque  $\{CPE\}$ .

### 3 - PSYN : Production SYNchro active sur PM



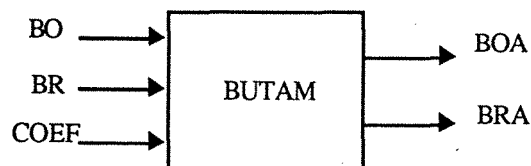
CA : La première fois sur SYNCI valide.  
Ensuite, sur chaque {SGCM} et au  
basculement de MAMC.

### 4 - COEFM : Production de la COMmande EFFective sur PM



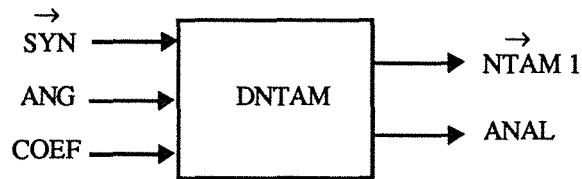
CA : chaque {CPE}.

### 5 - BUTAM : Production des BUTées Actives sur PM



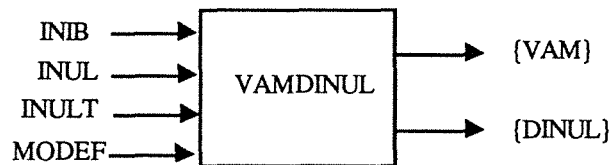
CA : Chaque occurrence de l'événement  
{SGCM}.

### 6 - DNTAM : Détermination du Numéro de Thyristor Allumable sur PM



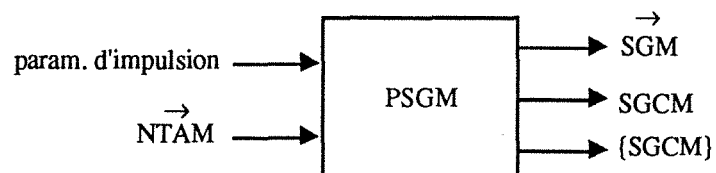
CA : Chaque passage par zéro de ANG en marche normale.

### 7 - VAMDINUL : Production de Volonté d'Allumage du PM et de Demande d'Annulation de Courant

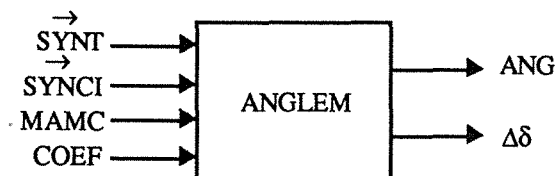


CA : Sur basculement de {NTAM ↓↑}, ou sur occurrence de {VAR}.

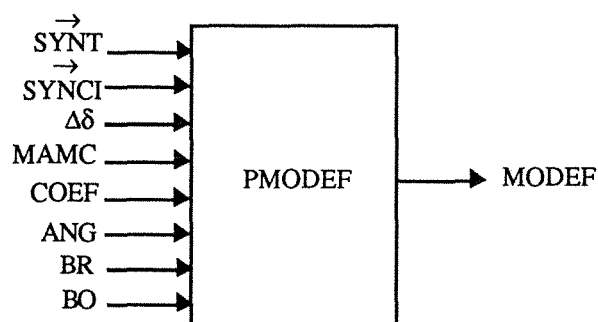
### 8 - PSGM : Production des Signaux de Gâchette sur PM



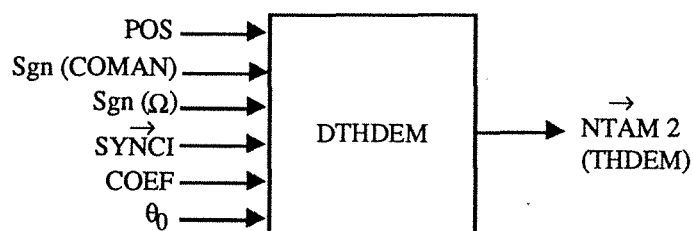
CA : Chaque occurrence de {VAM}.

9 - ANGLEM : Production de ANG sur PM

CA : Sur basculement de  $\{\vec{\text{SYN}}\downarrow\uparrow\}$ , à chaque {CPE}, et à chaque {HTR}.

10 - PMODEF : Production du MODE Effectif de fonctionnement

CA : La première fois sur SYNCI valide.  
Ensuite, sur chaque {SGCM} et au basculement de MAMC.

11 - DTHDEM : Détermination des THyristors de DEMarrage

CA : A chaque démarrage ou redémarrage, dès que SYNCI est valide.

#### **IV .3.8.4 Réseau de Contrôle des Activations (RCA)**

Cette étape décrit la succession dans le temps des activations des blocs fonctionnels.

On utilise un RdPI (Figure IV .3.8.4) construit à partir du résultat de la formalisation du fonctionnement global du système de commande et des conditions d'activation des B.F. décrites précédemment.

Ce réseau de contrôle des activations (R.C.A.) décrit l'automate dont l'évolution dépend d'événements internes ou externes et de conditions sur les variables traitées.

Les blocs fonctionnels activés se désactivent d'eux-mêmes à chaque fois qu'ils sont exécutés.

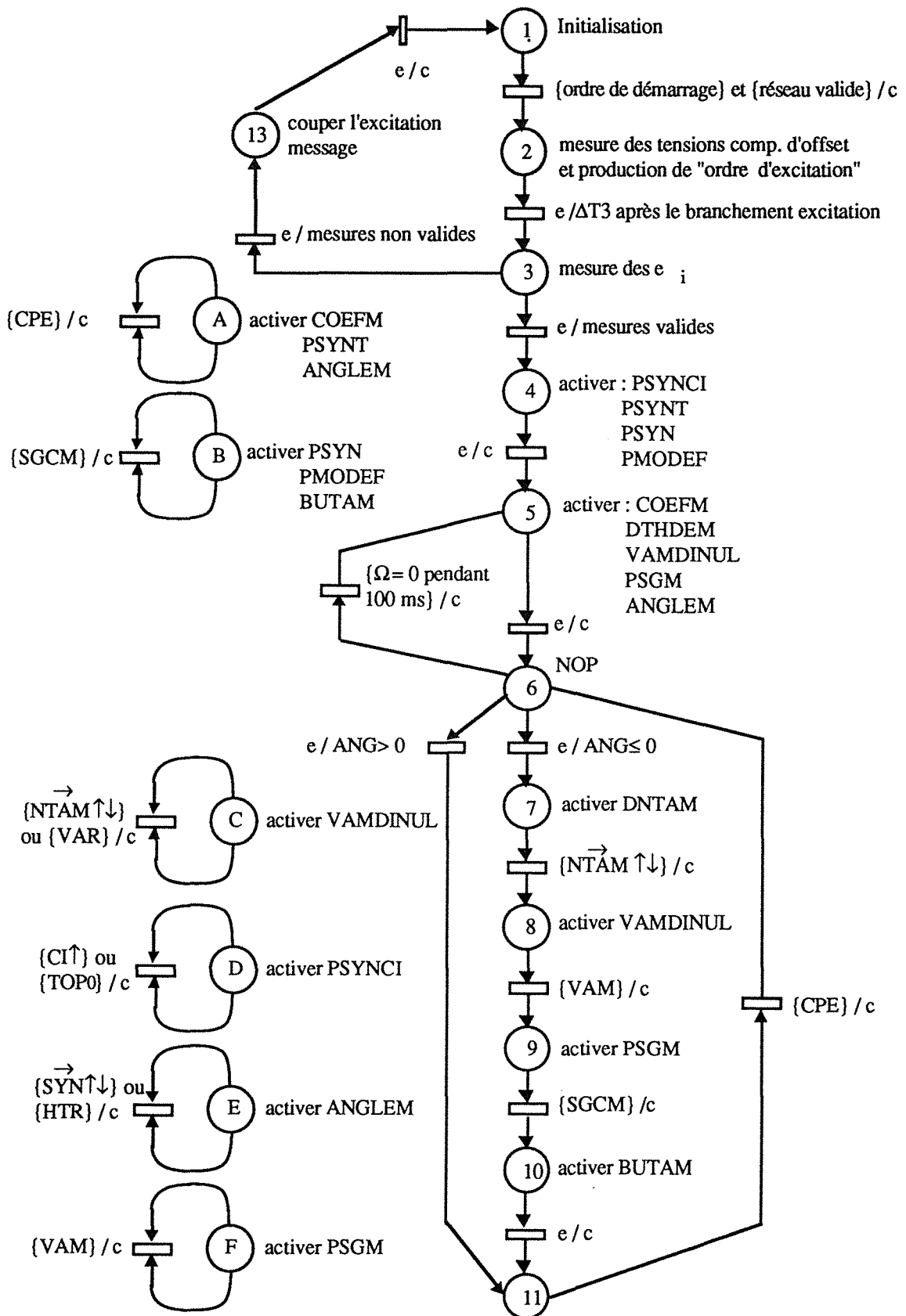


Figure IV .3.8.4

### IV .3.9 IMPLANTATION

L'implantation définitive du système de commande est représentée sur la figure IV .3.9.

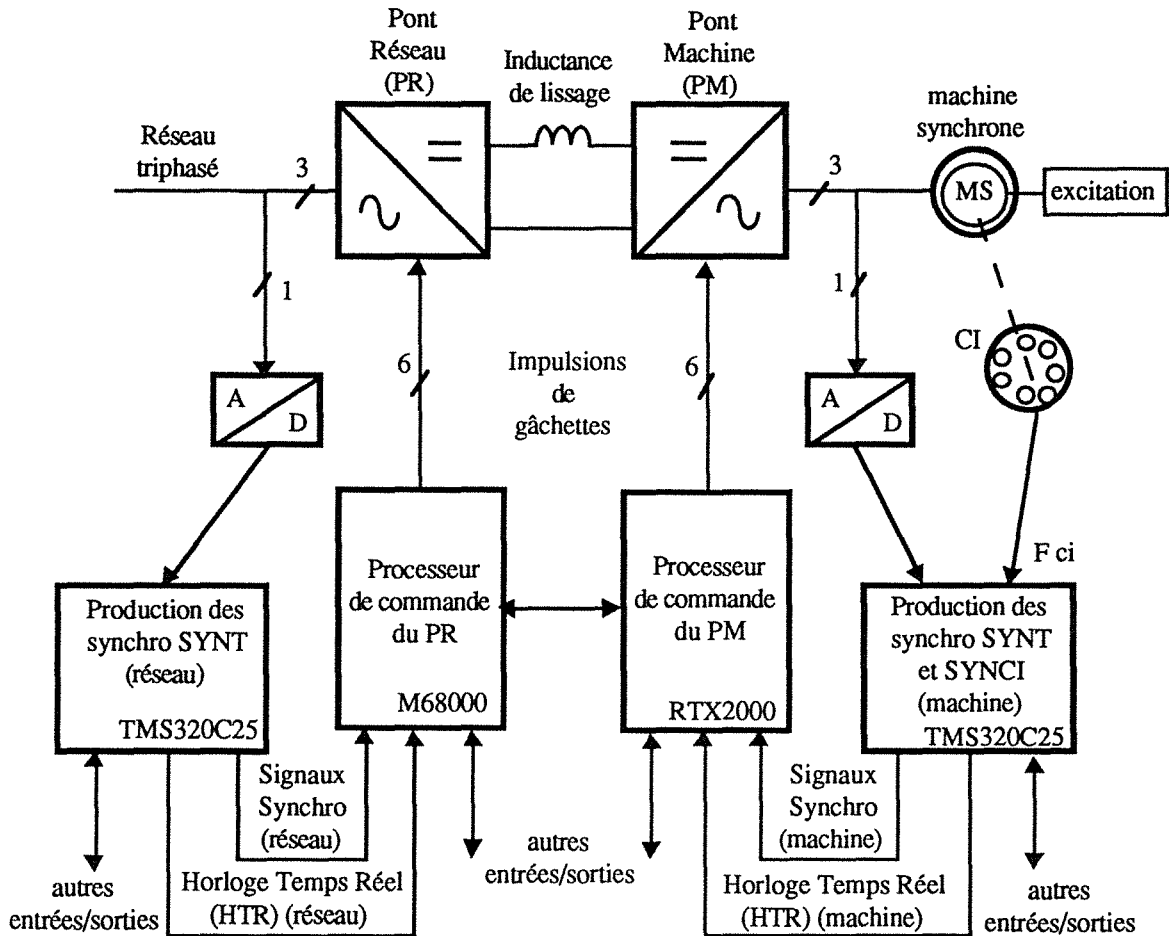


Figure IV .3.9

Les spécifications sur les performances requises étant assez sévères : faibles distorsions harmoniques, large variation de fréquence, grande précision sur l'angle d'allumage, reprise des traitements et commandes après défaillance réseau ..., nous utilisons quatre microprocesseurs pour contrôler notre système.

L'établissement des signaux de synchronisation relève typiquement d'un processeur de traitement de signal. Deux cartes DSP (Digital Signal Processor) TMS320C25, au format VME, sont utilisées à cet effet. La première pour le pont réseau, la seconde pour le pont machine.

D'autres part, les commandes des 2 ponts ne sont pas totalement similaires. En effet, le pont réseau est allumé à chaque fois que le délai, correspondant à l'angle d'allumage, s'est écoulé. Cependant, la tâche d'allumage sur le pont machine est beaucoup plus difficile et complexe. Elle doit traiter les problèmes relatifs à la sélection du système de synchronisation (déduit des tensions induites ou du codeur incrémental), choisir le mode effectif de fonctionnement (cadencé ou autopiloté), synchroniser l'allumage du pont inverseur avec celui du pont redresseur (lorsqu'il n'y a plus de courant dans la machine et que le pont réseau désire allumer), faire des demandes d'annulation de courant auprès de la commande du pont réseau en mode cadencé...

La commande du pont réseau a été réalisée avec une carte à base de 68000 (carte GESPAC de Motorola).

Pour le pont machine, il est à noter que certaines fonctions sont à traiter en temps réel et exigent des branchements fréquents. C'est pourquoi nous avons choisi le RTX 2000 pour assurer cette commande.

La carte RTX 2000, au format simple Europe, à technologie VME, avec RAM et entrées / sorties séries et parallèles, est utilisée comme carte maître sur un bus VME, permettant ainsi la communication avec les autres cartes DSP.

Le RTX 2000, processeur Harris, est un micro-contrôleur CMOS 16 bits utilisé pour les systèmes de contrôle Temps Réel nécessitant de hautes performances pour une faible consommation. L'architecture RISC du RTX autorise l'exécution d'instructions à une très grande vitesse (1 ou 2 cycles avec 100 ns par cycle pour un quartz de 20 MHz). Il dispose, par ailleurs, d'un bus ASIC permettant des entrées / sorties rapides.

Le RTX dispose "on-chip" du matériel utile pour de nombreuses applications typiques Temps Réel. Ces périphériques "on-chip" sont un multiplieur 16 bits câblé, un contrôleur d'interruptions et trois compteurs 16 bits.

L'architecture du RTX a été prévue pour exécuter directement le langage Forth (ce qui élimine toute programmation en assembleur).

Le RTX est une machine basée sur 2 piles intégrées. Toutes les fonctions mathématiques, d'entrées / sorties, et de mémoire prennent leurs paramètres sur la pile paramètres et livrent leurs résultats sur cette même pile. Les appels de procédures utilisent la pile de retour pour sauvegarder leur adresse de retour.



Le prototype réalisé au laboratoire commande une machine synchrone à pôles saillants de 15 Kw. Les premiers essais, en mode cadencé, montrent une bonne coordination entre les 2 convertisseurs et un fonctionnement parfait de la machine. Pour la marche autopilotée, tous les éléments externes de régulation ne pouvant être simulés au laboratoire, des essais en milieu industriel sont prévus prochainement. Cela dit, tous les algorithmes de ce mode de fonctionnement ont été testés et répondent exactement au cahier des charges.

## **CONCLUSION**

## CONCLUSION

Dans ce travail, notre contribution à l'évolution des dispositifs de commande numérique des machines électriques se situe essentiellement au niveau de la commande coordonnée des 2 ponts convertisseurs à thyristors pour le pilotage d'une machine synchrone, ainsi que dans l'élaboration précise des impulsions d'allumage que la fréquence soit fixe ou variable :

- nouvel algorithme d'allumage,
- élaboration des signaux de synchronisation après extraction de la composante fondamentale des tensions d'un réseau perturbé à fréquence variable.

Nous avons montré les problèmes posés pour la commande numérique de tels processus électriques. Ce sont principalement la rapidité des phénomènes à contrôler, la multiplicité des fonctions à prendre en compte, la complexité des interactions entre ces différentes fonctions, et la pollution électrique.

Nous avons montré que l'étude de ces dispositifs nécessite, impérativement, l'utilisation d'une méthode de conception des systèmes de commande numérique afin de garantir la prise en compte de tous les cas de figure.

La méthode "MAREL" que nous avons utilisé, et enrichi s'est révélée efficace devant la complexité d'une application industrielle réelle :

- l'application de MAREL aux problèmes posés a permis aux différents spécialistes des processus concernés par le contrat EDF-CEGELEC-CRAN [machine synchrone autopilotée (MSA), compensateur d'énergie électrique (CER), transport à courant continu haute tension (TCCHT)] d'avoir une approche résolument différente de celle habituellement en cours (issue de l'électronique analogique habituellement).
- la formalisation de certaines procédures telles que le reshuntage pour le TCCHT, ou le changement de mode de marche (cadencé ou autopiloté) pour la MSA a conduit quelquefois à une remise en cause des stratégies habituelles.

Ces points sont très importants car ils évitent des choix fonctionnels tardifs lors de la mise au point du système.

- la collaboration avec l'industrie a révélé le problème important de la validation par le client (industriel) de la formalisation du cahier des charges. La lecture des réseaux de Pétri interprétés s'est révélée lourde pour les spécialistes du processus. Il paraît donc nécessaire d'envisager le développement d'un outil de validation convivial faisant appel éventuellement à la simulation fonctionnelle du processus et de sa commande.

Ces remarques sur l'utilisation de MAREL nous conduisent à penser qu'il reste à poursuivre les travaux de recherche dans cette direction, et mettent l'accent sur l'obligation expresse d'intégrer cette méthode dans un environnement de type atelier logiciel afin d'en faciliter et systématiser l'utilisation industrielle.

# ANNEXE

## ANNEXE

### **METHODES DE SYNTHESE DES FILTRES IIR [KUNT 81]**

Les méthodes de synthèse des filtres à réponse impulsionnelle de durée infinie (IIR pour Infinite Impulse Response) peuvent être regroupées en deux catégories :

1) La première, la plus utilisée et la plus traditionnelle, comprend les techniques de transposition des méthodes de synthèse de filtres analogiques au cas des filtres numériques. Il s'agit ici de tirer parti de tout l'arsenal des méthodes de synthèse de filtres analogiques, en établissant une correspondance appropriée entre les deux domaines analogique et numérique.

2) La deuxième catégorie est celle des méthodes algorithmiques qui font appel à des procédures d'optimisation assistée par ordinateur. Ces méthodes cherchent à rendre minimum l'erreur de l'approximation des caractéristiques du filtre désiré par celle d'un filtre réalisable, selon un critère approprié. Ces méthodes sont souvent très complexes et ne seront pas exposées dans ce qui suit.

#### ***Méthodologie de (1) :***

Dans la transformation d'un filtre analogique en un filtre numérique, il est essentiel que les propriétés principales du filtre analogique soient conservées.

En fait, la transformation de Laplace est aux systèmes analogiques ce que la transformation en  $z$  est aux systèmes numériques. On cherchera donc à établir un pont entre ces 2 transformations (voir Transformation bilinéaire).

Du point de vue mathématique, un tel pont est une application du plan des  $p$  de la transformation de Laplace au plan des  $z$ . Dans une telle application, il est souhaitable que l'axe imaginaire du plan des  $p$  soit appliqué sur le cercle unité et que le demi-plan gauche du plan des  $p$  soit appliqué à l'intérieur du cercle unité dans le plan des  $z$ . Ceci garantit qu'un filtre analogique stable se transforme en un filtre numérique stable.

Le problème du filtrage revient alors à trouver d'abord un filtre analogique qui remplit les spécifications du problème donné. On détermine ensuite sa fonction de transfert  $G_a(p)$  qui est la transformée de Laplace de la réponse impulsionnelle  $g_a(t)$ .

Une fois que l'application du plan des  $p$  sur le plan des  $z$  est établie sous forme d'une relation fonctionnelle  $p=f(z)$ , il faut substituer celle-ci dans l'expression de  $G_a(p)$ . On obtient alors la fonction de transfert  $G(z)$  du filtre numérique correspondant :

$$G(z) = G_a(p) \Big|_{p=f(z)}$$

A l'aide des manipulations algébriques sur  $G(z)$ , il faut finalement l'exprimer comme un quotient de deux polynômes et déterminer les coefficients  $\{a_n\}$  et  $\{b_n\}$  par identification. Le filtrage peut alors être effectué à l'aide d'équations aux différences.

## TRANSFORMATION BILINEAIRE

Etant donné un filtre analogique de fonction de transfert  $H(p)$  avec  $p=\alpha+j\omega$ .

Il faut trouver les coefficients de la récurrence qui aura les mêmes caractéristiques de filtrage en numérique. Mais peut-on trouver  $H(z)$  à partir de  $H(p)$  ?

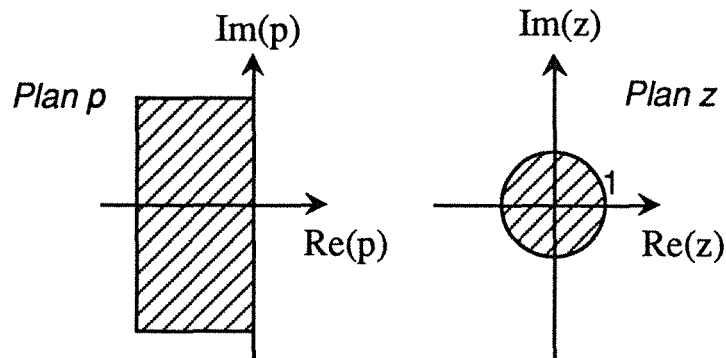
Il faut donc imaginer une transformation de  $H(p)$  qui conduise à  $H(z)$  de même gain et de même déphasage à toutes les fréquences. Ceci n'est pas réalisable en général.

La transformation qui permet de garder le gain à fréquence nulle et, à peu près, la réponse en fréquence, est la *transformation bilinéaire* :

$$p = \frac{2}{T} \cdot \frac{z-1}{z+1}$$

$$\text{c'est à dire } z = \frac{1 + \frac{T}{2} \cdot p}{1 - \frac{T}{2} \cdot p}$$

Cette transformation établit une correspondance entre l'axe des imaginaires du plan  $p$  et le cercle unité du plan  $z$  :



$$z = e^{j\omega_d T}$$

$\omega_d$  : pulsation digitale

$$p = \frac{2}{T} \cdot \frac{e^{j\omega_d T} - 1}{e^{j\omega_d T} + 1} = \frac{2}{T} \cdot \frac{e^{j\omega_d \frac{T}{2}} (e^{j\omega_d \frac{T}{2}} - e^{-j\omega_d \frac{T}{2}})}{e^{j\omega_d \frac{T}{2}} (e^{j\omega_d \frac{T}{2}} + e^{-j\omega_d \frac{T}{2}})}$$

en posant :  $e^{j\alpha} = \cos(\alpha) + j \sin(\alpha)$

$$\text{Alors : } p = j \cdot \frac{2}{T} \cdot \text{tg}\left(\omega_d \frac{T}{2}\right)$$

en posant :  $p = j \cdot \omega_a$  avec  $\omega_a =$  pulsation analogique

$$\text{nous obtenons : } \omega_a = \frac{2}{T} \cdot \text{tg}\left(\omega_d \frac{T}{2}\right)$$

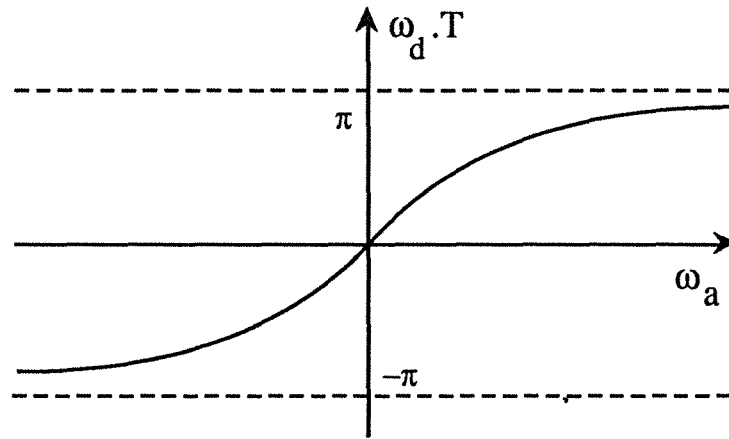
Si la fréquence d'échantillonnage  $F_{\text{ech}} = \frac{1}{T}$  est grande devant la pulsation  $\omega_d$  alors :

$$\text{tg}\left(\omega_d \frac{T}{2}\right) \cong \omega_d \frac{T}{2}$$

$$\text{c'est à dire que : } \omega_a \cong \frac{2}{T} \cdot \omega_d \frac{T}{2}$$

d'où :  $\omega_a \cong \omega_d$  (conservation de fréquence)





# **GLOSSAIRE**

---

## **GLOSSAIRE**

**ANAL** : ANgle d'ALlumage effectif.

**ANG** : retard à l'amorçage référencé par rapport au dernier basculement de faux à vrai du signal de synchronisation active.

**BO** : Butée Onduleur.

**BR** : Butée Redresseur.

**CI** : Signal issu du Codeur Incrémental.

**COEF** : COmmande EFFective (angle d'allumage respectant les butées Onduleur et Redresseur). Produit par la fonction "Produire la commande d'angle effective".

**{CPE}** : événement Changement de Période d'Echantillonnage.

$\delta$  : angle interne (ou de charge) de la machine.

**{DINUL}** : événement "Demande d'annulation de courant". Produit par la fonction "Coordination du Pont Machine".

**{HTR}** : événement Horloge Temps Réel.

**INIB** : entrée booléenne inhibant l'envoi des impulsions sur les gâchettes des thyristors.

**INUL** : entrée booléenne indiquant que le courant est nul.

**INULT** : entrée booléenne indiquant que le courant est nul depuis un temps  $\Delta t$ .

**MA** : Mode de fonctionnement Autopiloté (Autosynchrone).

**MAMC** : booléen produit par la régulation indiquant le mode de fonctionnement demandé (MAMC=MC ou MAMC=MA).

*MC* : Mode de fonctionnement Cadencé (pas-à-pas).

*MODEF* : MOde EEffectif de fonctionnement de la machine. (MODEF=MC ou MODEF=MA).  
Produit par la fonction "Détermination des thyristors allumables sur le pont Machine".

*{NTAM $\uparrow\downarrow$ }* : événement "changement (basculement) de numéro de thyristor allumable sur le pont Machine".

*NTAM* : Vecteur à 6 composantes produit par la fonction "Détermination des Thyristors Allumables" et indiquant le Numéro de Thyristor Allumable sur PM.

*{NTAR $\uparrow\downarrow$ }* : événement "changement (basculement) de numéro de thyristor allumable sur le pont réseau".

*NTAR* : Vecteur à 6 composantes produit par la fonction "Détermination des Thyristors Allumables" et indiquant le Numéro de Thyristor Allumable sur PR.

*POS* : Variable indiquant la POSition linéaire courante du rotor.

*POSD* : booléen intermédiaire entrant dans le calcul de THDEM.

*POSI* : Variable indiquant la POSition Initiale du rotor.

*POST* : booléen permettant de déterminer les instants de transition de SYNCI.

*POS<sub>0</sub>* : valeur de POS au TOP<sub>0</sub>.

*PM* : Pont Machine.

*PR* : Pont Réseau.

*SGCM* : signal de Gâchette Composite pour PM (OU des impulsions de gâchette).

*{SGCM}* : événement basculement de Faux à Vrai du Signal de Gâchette Composite pour PM

*SGCR* : signal de Gâchette Composite pour PR (OU des impulsions de gâchette).

*{SGCR}* : événement basculement de Faux à Vrai du Signal de Gâchette Composite pour PR.

***SGM*** : Signaux de Gâchettes pour PM (vecteur à 6 composantes).

***Sgn ( $\Omega$ )*** : signe de rotation de la machine.

***Sgn (COMAN)*** : signe de la référence d'angle d'allumage.

***SGR*** : Signaux de Gâchettes pour PR (vecteur à 6 composantes).

***SYN*** : système de synchronisation active (SYN=SYNCI OU SYN=SYNT).

***SYNCI*** : système de SYNchronisation issue du Codeur Incrémental. Vecteur à 6 composantes produit par la fonction "production des SYNCI".

***SYNT*** : système de SYNchronisation issue des tensions réseau, pour le pont Réseau, et des f.e.m. induites dans la machine, pour le pont Machine. Vecteur à 6 composantes produit par les fonctions "production des SYNT" sur PR et PM.

***THDEM*** : THyristor de DEMarrage.

**$\theta_0$**  : angle initial du rotor.

***TOP<sub>0</sub>*** : impulsion de référence du codeur incrémental.

***{VAM}*** : événement "Volonté d'Allumage sur le pont Réseau". Produit par la fonction "Coordination du Pont Machine".

***{VAR}*** : événement "Volonté d'Allumage sur le pont Machine". Produit par la fonction "Coordination du Pont réseau".

# **BIBLIOGRAPHIE**

**BIBLIOGRAPHIE**

- [ADAM 88]                    **P. ADAM - V. COLLET BILLON - M. GAILLY - J.P. TAISNE - P. CHARLES - V. DRUGE**  
Conception, performances et particularités des filtres d'harmoniques en HT et THT.  
RGE - n°6 - Juin 1988.
- [ADKINS 75]                 **B. ADKINS - R.G. HARLEY**  
The general theory of alternating current machines.  
John Wiley & Sons, Inc - 1975.
- [ARRILLAGA 85]            **J. ARRILLAGA - D.A. BRADLEY - P.S. BODGER**  
Power system harmonics.  
John Wiley & Sons, Inc - 1985.
- [AUBRY 80]                 **J.F. AUBRY - G.H. PFITSCHER**  
Control of thyristor converters including high safety by a fast microprocessor.  
IECI 80 , Application of mini and micro computers, Philadelphia USA, 17 - 20 mars 1980.
- [AUBRY 81]                 **J.F. AUBRY - R. HUSSON - C. IUNG - G.H. PFITSCHER**  
La commande des machines électriques par microprocesseurs.  
Le point en Automatique, ouvrage, collectif, édition  
Techniques et documentation, Paris, 81.
- [AUBRY 87]                 **J.F. AUBRY**  
Conception des systèmes de commande numérique des convertisseurs électromécaniques : vers une méthodologie intégrant la sûreté de fonctionnement.  
Thèse Docteur ès-sciences - INPL - Mai, 1987.

- 
- [AUBRY 92]                    **J.F. AUBRY - C. ZANNE - M.K. FELLAH - P. WANG**  
Modelling of the control system of an HVDC converter : a good way for a fail safe numerical implementation.  
Middle East Power system CONference (MEPCON). Assiut - Egypte, 6-9 Janvier 1992.  
(Publication acceptée et à paraître).
- [BERLIN 78]                    **H.M. BERLIN**  
Design of phase-locked loop circuits, with experiments.  
Howard W. Sams & Company.
- [BILDTEIN 80]                    **P. BILDTEIN**  
Filtres actifs  
Edition Radio - 1980
- [BLANCHARD 75]                    **A. BLANCHARD**  
Techniques des boucles d'asservissement de phase.  
Edition interne Ecole Supérieure d'Electricité, 1975.
- [BOITE 90]                    **R. BOITE - H. LEICH**  
Les filtres numériques.  
Edition Masson - Collection technique et scientifique des télécommunications - 1990.
- [BOSE 85]                    **N.K. BOSE**  
Digital Filters. Theory and applications.  
North-Holland - 1985.
- [BOSE 86]                    **B.K. BOSE**  
Power electronics and AC drives.  
Prentice-Hall, Inc. - 1986.
- [DAVID 89]                    **R. DAVID - H. ALLA**  
Du GRAFCET aux Réseaux de Pétri.  
édition Hermès, 1989.



- 
- [DAWSON 89]            **F.P. DAWSON - R. BONERT**  
High performance single chip gating circuit for a phase controlled  
bridge  
E.P.E. Aachen 1989
- [DUARTE 86]            **J.L. DUARTE**  
Commande numérique en courant et en vitesse sans capteur  
d'un moteur à courant continu.  
Thèse Docteur Ingénieur, INPL, Nancy, 20 Mars 1986.
- [DURAND 90]            **B. DURAND - A. MAMOUNE - J.L. COCQUERELLE**  
Microcontroller control of an AC-AC power converter with  
minimal working distortion.  
Congrès ISMM, 'Mini and Micro computer'.  
Lugano, Suisse, 19-21 Juin 1990.
- [ENCINAS 90]            **J. ENCINAS**  
Systèmes à verrouillage de phase (P.L.L.)  
Edition Masson - Collection technologies - 1990.
- [FELLAH 88]            **M.K. FELLAH**  
Un capteur de courant pour la commande et la détection des  
défauts dans les convertisseurs à thyristors.  
Rapport de DEA - MAE, ENSEM - INPL - Nancy, Septembre  
1988.
- [FELLAH 89]            **M.K. FELLAH - J.F. AUBRY - C. ZANNE**  
La mesure des courants dans les convertisseurs à thyristors.  
Congrès International "Capteurs 89" - Paris, Juin 1989.
- [FELLAH 89]            **M.K. FELLAH - J.P. SAWICKI - J.F. AUBRY - C.  
ZANNE**  
Mesure des courants dans les convertisseurs à thyristors en vue  
de leur commande et du diagnostic de pannes.  
Journée CRAN / CIAME "Les capteurs et les traitements  
associés" - Nancy, Novembre 1989.

- [FELLAH 91]                    **M.K. FELLAH - P. WANG - J.F. AUBRY - C. ZANNE - H. GODFROID - J.F. POULQUEN**  
Digital control of electrical power systems. Application to a self-controlled synchronous machine.  
IMACS Symposium MCTS - Lille, Mai 1991.
- [FELLAH 92]                    **M.K. FELLAH - M. ABDELKARIM - C. IUNG - J.F. AUBRY - C. ZANNE - P. WANG**  
Digital synchronisation for the control of thyristor converters using a Phase-Locked Loop.  
Middle East Power system CONFERENCE (MEPCON). Assiut - Egypte, 6-9 Janvier 1992.  
(Publication acceptée et à paraître).
- [FELLAH 92]                    **M.K. FELLAH - M. ABDELKARIM - C. IUNG - J.F. AUBRY - C. ZANNE - P. WANG**  
Synchronisation numérique pour la commande de convertisseurs à thyristors sur réseau perturbé et à fréquence variable.  
Conférence Canadienne et Exposition sur l'Automatisation Industrielle. Montréal - Canada, 1-3 Juin 1992.  
(Publication acceptée et à paraître).
- [FINNEY 80]                    **D.FINNEY**  
The power thyristor and its applications  
McGraw-Hill Book Company (Uk) 1980
- [GUESSOUS 86]                **M.Y. GUESSOUS**  
Commande numérique de machine électrique : exemple de conception méthodologique.  
Thèse de Doctorat de l'INPL, Nancy, 1986.
- [GRÖTZBACH 90]              **M. GRÖTZBACH**  
Discrete modelling of asymmetric controlled AC / DC converters.  
IMACS - TC1'90  
Nancy, 19 - 21 Septembre 1990.

- [HABI 87]**                    **I. HABI**  
Contribution au développement d'un processeur dédié à la  
commande de machine électrique.  
Doctorat I.N.P. Lorraine - Octobre 1987.
- [HOSSEINI 81]**                **S.H. HOSSEINI**  
Les perturbations dans les réseaux alimentant des charges non  
linéaires. Cas des dispositifs d'électronique de puissance.  
Doctorat Ing. I.N.P.Lorraine - Juin 1981.
- [IUNG 91]**                    **C. IUNG**  
Digital control in power converters.  
European Control Conference.  
Grenoble, 2 - 5 Juillet 1991.
- [JOOS 89]**                    **G. JOOS - J. LEVASSEUR**  
A novel line synchronization scheme for static power converters.  
IECON 89 - 15th annual conference of IEEE Industrial  
Electronics Society - Vol. 1 -Philadelphia, Pennsylvania, USA -  
Nov. 6-10, 1989.
- [KUNT 81]**                    **M. KUNT**  
Traitement numérique des signaux.  
édition DUNOD. Traité d'électricité, d'électronique,  
d'électrotechnique. Troisième édition, 1981.
- [LABARRERE ]**                **M. LABARRERE - J.P. KRIEF - B. GIMONET**  
Le Filtrage et ses applications.  
Edition SUP'AERO.
- [LEONHARD 85]**                **W. LEONHARD**  
Control of electrical drives.  
Springer-Verlag Berlin, Heidelberg - 1985.

- [LOVRICH 88]            **A. LOVRICH - R. SIMAR, Jr**  
Implementation of FIR/IIR Filters with the TMS32010 /  
TMS32020.  
Digital signal processing applications with the TMS320 family  
(theory, algorithms, and imlementations).  
Documentation technique Texas Instruments, 1988.
- [MAIRE 89]            **J. MAIRE**  
La vitesse variable et le réseau : bien vivre ensemble !  
E.D.F Bulletin de la direction des études et recherches - serie B  
Réseaux électriques. Matériels électriques N°3 - 1989.
- [MENEZES 85]           **B.R. MENEZES**  
Contribution à la commande numérique d'une machine synchrone  
auto-pilotée.  
Thèse Docteur Ingénieur, INPL, Nancy, 1985
- [MENEZES 87]           **B.R MENEZES - C. ZANNE - J.F AUBRY - C.  
IUNG**  
A software realisation for the firing control of a thyristors  
converter to supply a brushless DC motor.  
Congrès EPE 87 Grenoble
- [MOALLA 85]           **M. MOALLA**  
Réseaux de Pétri interprétés et Grafcet.  
TSI, Vol n°4, n°1, 1985
- [MOITESSIER 91]       **F. MOITESSIER**  
MISTRAL : Méthodologie Interactive de conception et réalisation  
des Systèmes de commande Temps Réel répartis en Automatique.  
Application à un processus électromécanique.  
Doctorat I.N.P.Lorraine - Juin 1991
- [NONNON 91]           **P. NONNON**  
Contribution à l'étude d'un redresseur à MLI à perturbations  
minnimaes du réseau.  
Doctorat I.N.P.Lorraine - Janvier 1991

- 
- [OPPENHEIM 90]**      **A.V. OPPENHEIM - R.W. SCHAFER**  
Discrete-time signal processing.  
Prentice-Hall, Inc - 1990.
- [OUMAMAR 77]**      **A. OUMAMAR**  
Application des microprocesseurs à la commande de dispositifs à thyristors.  
Thèse de Docteur Ingénieur, INPL, Nancy, 77
- [PAIR 75]**      **C. PAIR - J. MAROLD**  
Une méthode de programmation déductive.  
Rapport interne, INPL, Nancy, 1975.
- [PATTERSON 90]**      **E.B. PATTERSON - P.G. HOLMES - D. MORLEY -  
L. HAYDOCK**  
ASIC control strategies for cycloconverter induction motor drives.  
Power electronics and variable speed drives. London, 17-19  
Juillet 1990.
- [PFITSCHER 80]**      **G.H. PFITSCHER**  
Commande numérique directe d'un moteur à courant continu par microprocesseur.  
Thèse Docteur Ingénieur, INPL, Nancy, 80
- [PFITSCHER 83]**      **G.H. PFITSCHER**  
A microprocessor-based synchronisation scheme for digitally controlled three-phase thyristor power converter  
IEEE Transactions on industrial electronics, vol. IE-30, n°4,  
NOV. 1983
- [PHILLIPS 84]**      **C.L. PHILLIPS - H. TROY NAGLE, JR.**  
Digital control system. Analysis and design.  
Prentice-Hall, Inc. - 1984.

- [ROYE 85]**                    **D. ROYE - R. PERRET - DUONG VAN NGHI**  
Modèle expérimental de réseau perturbé : étude de l'influence des perturbations sur les convertisseurs statiques.  
"L'électronique de puissance du futur" - Journées d'étude SEE - du 5 au 6 Juin 1985 - ENSIEG.
- [WANG 90]**                    **P. WANG**  
Tolérance aux fautes par reconfiguration logicielle et matérielle dans le système de commande numérique d'une machine électrique.  
Doctorat I.N.P. Lorraine - Janvier 1990.
- [WANG 91]**                    **P. WANG - M.K. FELLAH - J.F. AUBRY - C. ZANNE**  
Digital control of self-controlled synchronous machine fed by thyristor rectifier-inverter.  
Third international workshop IEEE - MCED'91, Microcomputer control of electric drives. - Marseille, Juillet 1991.
- [WANG 92]**                    **P. WANG - M.K. FELLAH - J.F. AUBRY - C. ZANNE**  
Description of digital firing circuit of an HVDC for its realization.  
Conférence Canadienne et Exposition sur l'Automatisation Industrielle. Montréal - Canada, 1-3 Juin 1992.  
(Publication acceptée et à paraître).
- [ZANNE 82]**                    **C. ZANNE - J.F. AUBRY - J.P. THOMESSE - C. IUNG**  
Towards a methodological approach to specify the control of electrical drives.  
ETG/GMR, Fachtagung, Darmstadt, 82
- [ZANNE 83]**                    **C. ZANNE - J.F. AUBRY - J.P. THOMESSE - C. IUNG**  
Conception d'une chaîne complexe de commande numérique de machine électrique.  
Congrès CONUMEL, 83

- [ZANNE 90 (1)]            **C. ZANNE - J.F. AUBRY**  
Une méthode de conception des systèmes de commande numérique pour une classe de processus rapides.  
Revue APII -0296-1598/90/05 pp. 435-456.
- [ZANNE 90 (2)]            **C. ZANNE - J.F. AUBRY - P. WANG**  
MAREL ou l'utilisation des réseaux de Pétri dans la description de la commande de processus électromécaniques.  
Revue d'Automatique et de Productique Appliquée. Vol. 3 - n°1/1990.
- [ZANNE 91]                **C. ZANNE - J.F. AUBRY - H. GODFROID - J.F. POULIQUEN**  
A multi-strategy control system for the firing of thyristors bridges.  
EPE. Florence - Italie. 3-6 Septembre 1991.

**AUTORISATION DE SOUTENANCE DE THESE  
DU DOCTORAT DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE**

-----

VU LES RAPPORTS ETABLIS PAR :

**Monsieur REZZOUG A., Maitre de Conférences, ENSEM/INPL,**

**Monsieur HAUTIER J.P., Professeur, ENSAM Lille.**

Le Président de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, autorise :

**Monsieur FELLAH Mohamed-Karim**

à soutenir devant l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE, une thèse  
intitulée :

**"Commande numérique industrielle des convertisseurs à thyristors d'une machine  
synchrone autopilotée".**

en vue de l'obtention du titre de :

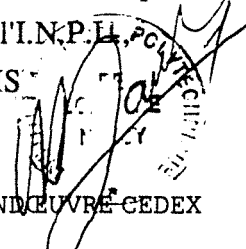
**DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE**

Spécialité : **"GENIE ELECTRIQUE"**

Fait à Vandoeuvre le, 12 Septembre 1991

Le Président de l'I.N.P.L.,

**M. GANTOIS**





**Titre :** *COMMANDE NUMERIQUE INDUSTRIELLE DES CONVERTISSEURS A THYRISTORS  
D'UNE MACHINE SYNCHRONNE AUTOPILOTEE*

**Title :** *DIGITAL CONTROL OF THYRISTOR CONVERTERS FOR A SELF-CONTROLLED  
SYNCHRONOUS MACHINE FOR INDUSTRIAL APPLICATIONS*

**RESUME :** Un des points importants de cette étude, qui s'inscrit dans le cadre d'une collaboration de recherche EDF-CEGELEC-CRAN, est la réalisation complète d'une commande numérique industrielle d'une machine synchrone autopilotée sur la base d'un cahier des charges présentant des contraintes en précision pour les angles de retard à l'amorçage et en dynamique de suivi fréquentiel.

Une première partie de cette thèse contribue d'une manière importante à l'étude des phénomènes liés aux imperfections du réseau électrique d'alimentation, en particulier à l'extraction de la composante fondamentale d'un réseau perturbé à fréquences variables. Ceci représente une recherche spécifique sur le problème de synchronisation.

Une seconde partie s'intéresse aux allumeurs numériques et aux méthodes de génération des impulsions de gâchettes. Une description et une étude comparative de plusieurs allumeurs déjà existants (allumeur à coïncidence, à retard, incrémental) est faite, ensuite, un allumeur (allumeur multi-stratégies) est proposée.

Une dernière partie présente, enfin, l'étude complète (du cahier de charges à la réalisation pratique) de la commande de portes d'une machine synchrone autopilotée.

Par ailleurs, la rapidité des processus, la complexité des interactions entre les différentes fonctions ont conduit à concevoir cette commande en se basant sur le formalisme de la méthode MAREL (Méthode de conception d'Applications temps Réel pour la commande de processus Electromécaniques) développée au CRAN.

**Mots Clés :** Commande numérique, Convertisseur de puissance, Synchronisation numérique, Allumeur, Machine Synchrone Autopilotée, Méthodologie de conception.

**ABSTRACT :** One of the important points of this study, which has been carried out in cooperation with EDF-CEGELEC-CRAN, is the complete realization of an industrial digital control of a self-controlled synchronous machine. This realization is based on a given operation requirements specification especially for firing angle accuracy and variable-frequency following.

In the first part of the thesis, phenomena related to the imperfections of power supply network are studied in a certain depth, especially the extraction of the fundamental of a noisy variable-frequency network. This is a specific research on the synchronizing problem.

In the second part, we discuss digital firing circuits for thyristors and gate pulse production algorithms. We will give a description and a comparaison of several existing firing algorithms (reference crossing, time delayed, incremental) and then, propose a firing algorithm said hybrid algorithm.

Finally, a complete study is made on firing control (from operation requirements specification to its hardware and software realization) of thyristor bridges for a self-controlled synchronous machine.

Note that the rapidity of process, the complexity of the interaction between different functions make us, during the realizing procedure, to follow the design method MAREL (Méthode de conception d'Applications temps Réel pour la commande de processus Electromécaniques : design method for real time applications in electromechanical process control) developed in CRAN.

**Keywords :** Digital control, Power converter, Digital synchronization, Firing system, Self-Controlled Synchronous Machine, Design method.