

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAÎTRISE EN ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

PAR
DANIEL MASSICOTTE

ÉTUDE DU PROBLÈME DE L'AUTOMATISATION DU PROCÉDÉ DE CARACTÉRISATION ACOUSTO-OPTIQUE DES FIBRES DE PÂTE À PAPIER

DÉCEMBRE 1990

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

"À mes parents, mes soeurs et mon frère"

RÉSUMÉ

Dans ce travail nous étudions le problème de l'automatisation d'un procédé de caractérisation acousto-optique des fibres de pâte à papier. Ce procédé est basé sur le phénomène d'agglomération acoustique. La technique de mesure fait appel à la stratification des fibres dans un champ ultrasonore stationnaire, phénomènes dont l'évolution dépend des dimensions des fibres. Elle fait appel à trois sous-systèmes: ultrasonique, hydraulique et optique, comportant différentes variables qui affectent de façon importante la caractérisation des fibres. L'objectif est d'apporter une contribution à l'étude du problème de caractérisation acousto-optique des fibres de pâte à papier par:

- l'analyse de la relation entre la qualité de la caractérisation des fibres et le niveau d'automatisation du système de caractérisation,
- la conception et le développement de blocs de commandes des sous-systèmes.

Dans un premier temps, nous faisons une analyse du procédé de caractérisation acousto-optique en divisant les sous-systèmes en sections de manière à faire ressortir les variables qui les caractérisent. Dans le but de démontrer la nécessité de l'automatisation nous procédons à l'évaluation qualitative et si possible quantitative de l'influence des variables agissant directement ou indirectement sur la mesure. Ceci nous amène à évaluer les exigences générales de l'automatisation ce qui demande d'établir une relation entre la caractérisation des fibres et le niveau l'automatisation. Par la suite, nous exprimons sous forme d'équations généralisées l'action des grandeurs d'influence sur les sous-systèmes concernés. Nous en tirons les critères d'automatisations qui sont par la suite appliqués.

Pour le sous-système ultrasonique nous avons conçu et développé un logiciel gérant un système d'acquisitions et de traitements des données pour la caractérisation des résonateurs ultrasonores. Ainsi qu'un système électronique d'excitation asservie permettant de suivre les variations de l'impédance alimentée. Cette excitation comprend trois asservissements: asservissement du déphasage tension-courant, de l'amplitude du courant et de l'amplitude de la puissance apparente du signal. Concernant l'asservissement du déphasage tension-courant, deux types d'excitations sont étudiées: excitation soutenue et excitation par salve de sinusoïdes. Dans les conditions d'utilisations nous avons obtenus un temps de stabilisation inférieur à 5 ms pour une précision et stabilité mieux que $0,5^\circ$. De plus, nous présentons des résultats de simulations d'un asservissement échantillonné du déphasage tension-courant nécessitant une réduction de l'erreur de quantification d'un convertisseur numérique à analogique par filtrage analogique de la commande. Pour un temps d'échantillonnage de 1 ms nous obtenons, dans les mêmes conditions que l'asservissement analogique, un temps de stabilisation inférieur à 120 ms.

Pour le sous-système hydraulique nous avons réalisé un nouvel appareil de mesure pour réduire les grandeurs d'influence tel que les turbulences de l'eau dans la cellule, concentration massique de l'échantillon de fibres, température, etc. Le mode de régulation de température proposé, selon les résultats de simulations, permet une robustesse relative au variation du volume d'eau du réservoir 3,2 fois supérieure à l'ancien sous-système. De plus, le temps de stabilisation est 6,3 fois supérieur pour une précision et stabilité supérieure à $0,2^\circ\text{C}$. Le tout permet un temps de mesure inférieur à 2 minutes soit 3,5 fois plus rapide que le précédent.

Pour le sous-système optique nous démontrons la nécessité d'utiliser une régulation d'intensité d'une source lumineuse pour compenser l'instabilité de la lampe et de la source d'alimentation. Sur une période de une heure nous avons mesuré une variation relative de

l'intensité lumineuse de -1,1 %, alors qu'avec un asservissement nous obtenons une variation relative inférieure à $\pm 0,15\%$.

Nous avons réalisé une liaison des sous-systèmes à une unité centrale de contrôle et de traitements gérée par un logiciel permettant la communication avec diverses parties de façon à obtenir une meilleure caractérisation des fibres.

La contribution principale de ce projet à l'étude du problème de la caractérisation acousto-optique des fibres de pâte à papier est la création et vérification d'un outil d'étude fonctionnellement intégré et automatisé. Celui-ci permet d'appliquer une méthode de caractérisation interactive qui devrait fournir une précision supérieure aux techniques actuelles.

REMERCIEMENTS

Je tiens d'abord à remercier mon directeur de thèse, Pr Jean-Luc Dion, ainsi que mon co-directeur, Pr Andrzej Barwicz, pour les encouragements et conseils qu'ils m'ont prodigués tout au long de la réalisation de ce travail et pour l'incommensurable patience dont il ont fait preuve à mon égard pendant la rédaction de cette thèse.

Ma gratitude la plus profonde s'adresse aussi à ceux qui ont participé aux développements de ce projet au laboratoire d'ultrasonique: Dr Pierre Brodeur, M. Ghyslain Pelletier et M. Normand René pour les discussions qui m'ont permis de clarifier certains détails de ma recherche, M. Michel Bossé et M. Hugues Paquin pour l'aide exceptionnelle apportée à la réalisation de diverses parties tel que les logiciels et le système de commande, M. Alain Pronovost et M. Pierre Brassard pour leurs contributions remarquables à la réalisation des aspects mécaniques.

Je remercie également tous les collègues pour le soutien et encouragement qui m'ont apporté de leur amitié. Je voudrais mentionner en particulier M. Louis Lemire et M. François Déry.

Enfin, je désire exprimer ma gratitude envers les organismes qui m'ont supporté financièrement lors de mes études sur ce projet soit le C.R.S.N.G. (Conseil de recherches en sciences naturelles et en génie), les Fonds F.C.A.R. (Formation de chercheurs et l'aide à la

recherche) ainsi que le soutien continual de mon directeur de thèse démontrant un encouragement et confiance très apprécié.

TABLE DES MATIÈRES

	page
RÉSUMÉ	iv
REMERCIEMENTS	vii
TABLE DES MATIÈRES	ix
LISTE DES TABLEAUX	xvi
LISTE DES FIGURES	xvii
LISTE DES SYMBOLES ET ABRÉVIATIONS	xxv
INTRODUCTION	1
1. Problème: la mesure est soumise à diverse grandeurs d'influence	2
2. Solution proposée: automatisation du procédé	3
3. Objectifs et organisation du mémoire	5
CHAPITRES	
1. ANALYSE DU PROCÉDÉ ACOUSTO-OPTIQUE	7
1.1 Introduction	7
1.2 Principe de fonctionnement	7
1.2.1 Aspects acoustiques	7
1.2.2 Aspects optiques	10
1.3 Dispositif expérimental	11
1.4 Description des sous-systèmes du procédé	13
1.4.1 Sous-système ultrasonique	13

1.4.2	Sous-système hydraulique	15
1.4.3	Sous-système optique	16
1.5	Résultats expérimentaux sur les stratifications de fibres	17
1.6	Conclusion du chapitre 1	21
2.	NÉCESSITÉ DE L'AUTOMATISATION	22
2.1	Introduction	22
2.2	Sous-système ultrasonique	22
2.2.1	Technique d'évaluation des conditions de fonctionnement de la cavité de la cellule	24
2.2.2	Effet de la distance séparant les faces du transducteur et réflecteur	31
2.2.3	Effet de la température de l'eau sur l'impédance du transducteur face à un réflecteur	32
2.2.4	Effet du taux d'oxygène dissout dans l'eau sur l'impédance du transducteur face à un réflecteur	35
2.2.5	Autres effets	35
2.3	Sous-système hydraulique	36
2.3.1	Grafcet (graphe de commande étape-transition) général	36
2.3.2	Effet des différents facteurs perturbants les mesures	39
2.4	Sous-système optique	41
2.5	Conclusion du chapitre 2	42
3.	EXIGENCES GÉNÉRALES DE L'AUTOMATISATION	44
3.1	Introduction	44

3.2	Relation entre la qualité de la caractérisation et le niveau d'automatisation	44
3.3	Relation entre les grandeurs d'influence et les sous-systèmes	47
3.3.1	Sous-système ultrasonique	48
3.3.2	Sous-système hydraulique	49
3.3.3	Sous-système optique	49
3.4	Exigences de l'automatisation des sous-systèmes	49
3.4.1	Sous-système ultrasonique	50
3.4.2	Sous-système hydraulique	52
3.4.3	Sous-système optique	52
3.5	Conclusion du chapitre 3	52
4.	AUTOMATISATION DU SOUS-SYSTÈME ULTRASO-NIQUE	54
4.1	Introduction	54
4.2	Automatisation des mesures de caractérisation du résonateur	54
4.3	Circuit électronique d'excitation asservie	55
4.3.1	Principe de fonctionnement	57
4.3.2	Fonctions de transfert du circuit d'asservissement du déphasage tension-courant	63
4.3.3	Suppositions simplificatrice	66
4.3.4	Équations d'état du circuit d'asservissement du déphasage tension-courant	66
4.3.5	Compensation par retour d'état du circuit d'asservissement du déphasage tension-courant	71

4.3.6 Résultats de simulations du circuit d'asservissement du déphasage tension-courant en excitation soutenue	77
4.3.7 Résultats de simulations du circuit d'asservissement du déphasage tension-courant en excitation par salve de sinusoïdes	86
4.3.8 Résultats expérimentaux du circuit d'asservissement du déphasage tension-courant	92
4.3.9 Résultats expérimentaux du circuit d'asservissement de l'amplitude du signal d'excitation	98
4.3.10 Conclusion de la section 4.3	100
4.4 Asservissement échantillonné du déphasage tension-courant	102
4.4.1 Principe de fonctionnement	102
4.4.2 Fonctions de transfert du circuit	105
4.4.3 Suppositions simplificatrice	106
4.4.4 Régulateur	107
4.4.5 Évaluation des paramètres du circuit	108
4.4.6 Résultats de simulation du circuit	110
4.4.7 Conclusion de la section 4.4	113
4.5 Conclusion du chapitre 4	114
5. AUTOMATISATION DU SOUS-SYSTÈME HYDRAULIQUE	116
5.1 Introduction	116
5.2 Nouvelle conception du montage hydraulique	117
5.2.1 Fonctions du mélangeur de fibres	117

5.2.2	Fonctions des détecteurs de niveaux	119
5.2.3	Nouvelle conception de la cellule de mesure	120
5.3	Asservissement de température du réservoir d'eau dégazée	121
5.4	Asservissement de température du réservoir du mélangeur de fibres	122
5.4.1	Modélisation et fonctions de transfert de l'asservissement	123
5.4.2	Suppositions simplificatrice	127
5.4.3	Grandeurs et facteurs de perturbations	127
5.4.4	Régulateur	128
5.4.5	Équations d'état de l'asservissement	130
5.4.6	Valeurs initiales du vecteur d'état	131
5.4.7	Évaluation des paramètres du système à régler	132
5.4.8	Résultats de simulation du système	133
5.4.9	Conclusion de la section 5.4	139
5.5	Conception des thermomètres	140
5.6	Résultat du temps d'une mesure	141
5.7	Conclusion du chapitre 5	142
6.	AUTOMATISATION DU SOUS-SYSTÈME OPTIQUE	144
6.1	Généralité	144
6.2	Régulation du niveau d'intensité de la source lumineuse	144
6.3	Compensation du niveau d'intensité à la détection	146
7.	AUTOMATISATION DU PROCÉDÉ DE CARACTÉRI-SATION ACOUSTO-OPTIQUE DES FIBRES DE PÂTE À PAPIER	147
7.1	Introduction	147

7.2	Contrôleur centrale du procédé acousto-optique de caractérisation des fibres de pâte à papier	147
7.3	Résultats de l'étude du procédé acousto-optique de caractérisation des fibres de pâte à papier	148
7.3.1	Profil de pression acoustique axial à la résonance	150
7.3.2	Stratification d'un échantillon de fibres	151
7.4	Conclusion	154
CONCLUSION		155
1.	Sous-système ultrasonique	155
2.	Sous-système hydraulique	156
3.	Sous-système optique	157
4.	Automatisation du procédé de caractérisation acousto-optique des fibres de pâte a papier	157
BIBLIOGRAPHIE		159
ANNEXES		
A.	Principaux menus du logiciel d'acquisition et de traitements des données pour la caractérisation des résonateurs à ultrasons	166
B.	Programme de simulation du circuit d'asservissement du déphasage tension-courant réalisé sur PCMatlab	170
C.	Programme de simulation d'un asservissement échantillonné du déphasage tension-courant nécessitant une réduction de l'erreur de quantification d'un convertisseur numérique à analogique réalisé sur HPBasic	181
D.	Programme de simulation de l'asservissement de la température du réser-	

voir de mélange des fibres réalisé sur HPBasic	201
E. Circuits de liaison des sous-systèmes au contrôleur centrale (micro-ordinateur)	214

LISTE DES TABLEAUX

	page
Tableau 1.1 Caractéristiques des fibres de meules pour les classes P200 à L14 et pour la pâte entière (N.C.)	18
Tableau 5.1 Influence de variations du volume d'eau dans le réservoir de mélange de fibres sur la réponse du système à un échelon à la référence selon le critère d'intégral	138
Tableau 5.2 Comparaison du temps de mesure d'un échantillon entre le sous-système hydraulique de la figure 1.6 et celui de la figure 5.1	141

LISTE DES FIGURES

	page
Figure 1.1 Principe de fonctionnement du résonateur acoustique	8
Figure 1.2 Action du champ acoustique sur les fibres	9
Figure 1.3 Configuration du sous-système optique: a) orientation initiale aléatoire de fibres, b) Après l'excitation acoustiques, les fibres sont à l'horizontale dans la direction Z	10
Figure 1.4 Schéma bloc de l'ensemble du procédé acousto-optique de caractérisation des fibres de pâte et papier	11
Figure 1.5 Schéma de l'analyseur acousto-optique de fibres associant les sous-systèmes ultrasonique et optique	12
Figure 1.6 Schéma bloc de l'analyseur acousto-optique de fibres associant les sous-systèmes ultrasonique et hydraulique	12
Figure 1.7 Description bloc du sous-système ultrasonique	13
Figure 1.8 Description bloc du sous-système hydraulique	16
Figure 1.9 Description bloc du sous-système optique	16
Figure 1.10 Intensité de la lumière diffusée (non-calibrée) en fonction de la concentration de fibres pour 6 pâtes de meules P200 à L14 et pour la pâte entière (N.C.)	18

Figure 1.11 Mesure typique de l'intensité mesurée sur D_Y de cinq essais successifs du même échantillon. Le temps initial correspond à l'arrêt de la pompe de circulation	20
Figure 1.12 Courbes normalisées de la lumière diffusée à D_Y en fonction du temps d'excitation	20
Figure 2.1 Schéma de montage du transducteur de type sandwich	23
Figure 2.2 Pression acoustique axiale dans la cavité	25
Figure 2.3 Impédance du transducteur face au réflecteur (tension appliquée de 150 V crête)	27
Figure 2.4 Calcul de la qualité de la résonance à l'aide du module de l'impédance (Q_{rz})	29
Figure 2.5 Calcul de la qualité de la résonance à l'aide du déphasage tension-courant ($Q_{r\phi}$)	29
Figure 2.6 Fréquence de résonance en fonction de la séparation des faces du transducteur et réflecteur	31
Figure 2.7 Fréquence de résonance en fonction de la température de l'eau	33
Figure 2.8 Qualité de la résonance selon le module d'impédance, Q_{rz} , en fonction de la température de l'eau	34
Figure 2.9 Qualité de la résonance selon le déphasage, $Q_{r\phi}$, en fonction de la température de l'eau	34

Figure 2.10 Courbes normalisées de la lumière diffusée à D_Y en fonction du temps d'excitation pour deux puissances d'excitation appliquées au transducteur	35
Figure 2.11 Graftet général du sous-système hydraulique pour effectuer une mesure	37
Figure 2.12 L'intensité de D_Y en fonction du temps de brassage à 30 ml/s avec un échantillon de fibre L28 à 0,001%	40
Figure 2.13 Mesure de l'intensité lumineuse capté sur D_Y en fonction du temps pour une différence de température de 6,0 °C. Le temps initial correspond à l'arrêt de la pompe	41
Figure 2.14 Stabilité de la source lumineuse: variation relative de l'intensité mesurée à la photodiode de référence	42
Figure 3.1 Liste des problèmes à résoudre au cours du projet	45
Figure 3.2 Coefficient de variation, C_V , des courbes de stratifications de la figure 1.12	47
Figure 4.1a Schéma de principe du circuit électronique d'excitation asservie: asservissement du déphasage (schéma U1-1A000.LAO)	57
Figure 4.1b Schéma de principe du circuit électronique d'excitation asservie: asservissement de l'amplitude du courant et de la puissance apparente (schéma U1-1B000.LAO)	58

Figure 4.2	Schéma bloc fonctionnel complet du circuit d'excitation asservie (schéma U1-1C000.LAO)	59
Figure 4.3	L'impédance mesurée du transducteur face à un réflecteur	60
Figure 4.4	Schéma fonctionnel du circuit d'asservissement du déphasage	60
Figure 4.5	Déphasage $\phi_c(f)$ en fonction de la fréquence f	61
Figure 4.6	Déphasage $\phi_c(f)$ en fonction de la fréquence pour la plage d'intérêt de l'asservissement	66
Figure 4.7	Signal d'excitation pulsé appliquée au(x) transducteur(s)	70
Figure 4.8	Schéma fonctionnel du circuit d'asservissement du déphasage avec compensation par retour d'état pour le mode 1	73
Figure 4.9	Schéma fonctionnel du circuit du déphasage avec compensation par retour d'état pour le mode d'excitation pulsée	76
Figure 4.10	Réponse du circuit à une excitation soutenue. En trait plein $f_i = 93,300$ kHz et en trait pointillé $f_i = 94,000$ kHz	80
Figure 4.11	Réponse du circuit à une excitation soutenue. En trait plein sans retour d'état et en trait pointillé avec retour d'état	82
Figure 4.12	Réponse du circuit à une excitation soutenue et à une perturbation. En trait plein sans retour d'état et en trait pointillé avec retour d'état	84

Figure 4.13 Partie du schéma de la figure 4.9 montrant l'emplacement étudié de la tension de décalage	85
Figure 4.14 Réponse du circuit en excitation soutenue à une tension de décalage avant le régulateur	86
Figure 4.15 Réponses à une salve de sinusoïde sans retour d'état: en trait plein $v_{c3}(t) = 0 \text{ V}$ et en trait pointillé $v_{c3}(t) = v_{\phi\infty}$	87
Figure 4.16 Réponses du circuit à une salve de sinusoïde avec retour d'état pour le mode 2. En trait plein $v_{c3}(t) = 0 \text{ V}$ et en trait pointillé $v_{c3}(t) = v_{\phi\infty}$	90
Figure 4.17 Réponses du circuit à une salve de sinusoïde avec compensation par retour d'état en mode 2 et pour une fréquence de répétition $f_{\text{rep}} = 1000 \text{ Hz}$	91
Figure 4.18 Convertisseur déphasage de deux ondes carrées en tension continue comprenant un élément de maintien pour la variable d'état $v_\phi(t)$	93
Figure 4.19 Élément de maintien pour la variable d'état $v_m(t)$	93
Figure 4.20 Signal d'excitation appliqué au transducteur en a) tension $v_t(t)$ et en b) courant $i_t(t)$	94
Figure 4.21 Variable d'état $v_p(t)$ à l'application d'un échelon du signal d'excitation. a) réponse sans délai en b) réponse avec un délai de $200 \mu\text{s}$	95

Figure 4.22 Variables d'état en régime établi pour $f_{rép} = 250$ Hz, $D = 0,25$ et la consigne à -54° : a) variable $v_p(t)$ et b) variable $v_m(t)$	96
Figure 4.23 Variable d'état $v_p(t) = v_\phi(t) $ à la mise en route avec $f_{rép} = 250$ Hz, $D = 0,25$ et la consigne à -54°	97
Figure 4.24 Variable d'état $v_\phi(t)$ à la mise en route avec $f_{rép} = 1000$ Hz, $D = 0,25$ et la consigne à -75°	97
Figure 4.25 Déphasage $\phi_i(t)$ représenté par $v_\phi(t)$ à une perturbation de 6° d'amplitude avec une fréquence de 6,2 Hz: a) sans asservissement et b) avec asservissement	98
Figure 4.26 Schéma de principe du circuit d'asservissement du déphasage tension-courant avec contrôle numérique de la commande	103
Figure 4.27 Schéma fonctionnel du circuit d'asservissement du déphasage tension-courant avec contrôle numérique de la commande	105
Figure 4.28 Réponse du circuit échantillonné à la fermeture de l'interrupteur pour une excitation soutenue avec $f_i = 93,3$ kHz et $\phi_p(t) = 0^\circ$	111
Figure 4.29 Réponse du circuit échantillonné à la fermeture de l'interrupteur pour une excitation soutenue avec $f_i = 94,0$ kHz et $\phi_p(t) = 0^\circ$	112
Figure 4.30 Réponse du circuit échantillonné à la fermeture de l'interrupteur pour une excitation soutenue avec $f_i = 93,3$ kHz et $\phi_p(t) = 10^\circ$	113
Figure 5.1 Nouvelle conception du sous-système hydraulique et de la cellule de mesure (schéma H1-1C200.LAO)	118

Figure 5.2	Représentation du montage de l'échangeur thermique du mélangeur de fibres pour l'asservissement de la température (schéma H1-2C400.LAO)	123
Figure 5.3	Schéma bloc fonctionnel de l'échangeur thermique de la figure 5.3	124
Figure 5.4	Critère pour évaluer la qualité de réglage sur la base de la réponse indicielle par rapport à la grandeur de référence $t_{ref}(t)$	130
Figure 5.5	Température du bassin, $t_b(t)$, pour un échelon de puissance appliquée à l'élément chauffant. Courbe mesurée en trait plein et courbe exponentielle équivalente en trait pointillé	133
Figure 5.6	Température dans le réservoir du mélangeur de fibres $t_r(t)$, à pour échelon de température par convection de 20,5 °C	134
Figure 5.7	Température du réservoir du mélangeur de fibre $t_r(t)$ pour un échelon de $t_b(t)$ passant de 20,0 °C à 22,0 °C	135
Figure 5.8	Réponse du système à un échelon de $t_{ref}(t)$ passant de 20,0 °C à 22,0 °C. Pour $\tau_{br} = 900$ s (volume d'eau ≈ 10,0 l)	136
Figure 5.9	Réponse du système $t_b(t)$ et $t_r(t)$ aux variations du volume d'eau: a) $\tau_{br} = 225$ s (2,5 l) b) $\tau_{br} = 450$ s (5,0 l) et c) $\tau_{br} = 900$ s (10,0 l)	137
Figure 5.10	Réponse du système $t_b(t)$ et $t_r(t)$ aux variations de la température du refroidisseur: $t_{go}(t) = 1,0 \sin(2\pi/120 t)$ °C et $\tau_{br} = 450$ s	139

Figure 6.1	Schéma fonctionnel de l'asservissement de l'intensité de la lampe avec la source LAMDA	145
Figure 6.2	Variation relative de l'intensité mesurée à la référence en fonction du temps	145
Figure 7.1	Schéma bloc du système de caractérisation des fibres de pâte à papier (schéma CONTROLE.LAO)	148
Figure 7.2	Schéma bloc du contrôleur central (schéma C1-0-000.LAO)	149
Figure 7.3	Montage du transducteur piézoélectrique segmenté et circulaire	150
Figure 7.4	Profil de pression acoustique axial: en trait plein nous avons un asservissement en puissance active du signal d'excitation et en trait pointillé nous n'avons aucun asservissement	151
Figure 7.5	Courbes normalisées du signal de la lumière diffusée à D_Y : (1) avant et (2) après l'étude de l'automatisation de ce procédé acousto-optique	152
Figure 7.6	Coefficient de variation $C_v(k)$ des courbes de stratifications de la figure 7.4: (1) avant et (2) après l'étude de l'automatisation de ce procédé acousto-optique	153
Figure 7.7	Courbes normalisées du signal de la lumière diffusée à D_Y : courbe moyenne de cinq essais de stratification en trait plein et courbe équivalente en trait pointillé	153

LISTE DES SYMBOLES ET ABRÉVIATIONS

Symbole/ Abrév. **Description**

A/N	Convertisseur analogique à numérique
\mathbf{A}_{mi}	Matrice du système se rapportant au mode d'opération i
b_i	Coefficient du numérateur de la fonction de transfert discret
\mathbf{B}_{mi}	Matrice d'entrée se rapportant au mode d'opération i
\mathbf{C}_{mi}	Matrice de sortie se rapportant au mode d'opération i
\mathbf{C}_r	Couple résultant exercé sur une fibre de pâte
C_m	Concentration massique de l'échantillon de fibres
C_{pb}	Capacité calorifique du bassin d'asservissement pour la masse du volume en jeu
$C_v(k)$	Coefficient de variation des signaux de sortie évaluée à l'instant d'échantillonnage k
d_i	Coefficient du numérateur de la fonction de transfert échantillonné
D	Rapport cyclique
D_o	Photodiode située au centre du plan de projection pour mesurer la lumière transmise
D_x	Photodiode située dans le plan vertical pour la mesure de la lumière diffusée perpendiculairement aux plans des strates
D_y	Photodiode située dans le plan horizontal pour la mesure de la lumière diffusée parallèlement aux plans des strates
$D_{\phi t}$	Dépassemement du déphasage se rapportant à $\phi_i(t)$
f	Fréquence
f_{ant}	Fréquence d'antirésonance de la cellule

f_c	Fréquence centrale
f_m	Fréquence maximale du signal de sortie de l'oscillateur
f_r	Fréquence de résonance de la cellule
f_{rep}	Fréquence de répétition
F_r	Force résultante exercée sur une fibre de pâte
G	Gain de commande
$G(s)$	Fonction de transfert normale
$G(z)$	Fonction de transfert échantillonné
$G_o(z)$	Fonction de transfert échantillonné du circuit ouvert
i_t	Courant du signal d'excitation du ou des transducteurs
I_c	Signal de l'intensité lumineuse mesurée se rapportant à la concentration de l'échantillon de fibres
I_i	Interrupteur i
I_i	Coefficient de la relation approximative des courbes de signaux de sorties
I_{D0}	Signal de l'intensité lumineuse transmise à la photodiode D_0
I_{Dx}	Signal de l'intensité lumineuse diffusé aux photodiodes D_x
I_{Dy}	Signal de l'intensité lumineuse diffusé aux photodiodes D_y
I_{Dyi}	Signal de l'intensité lumineuse mesurée aux photodiodes D_y au début de l'excitation
I_{Dyeau}	Signal de l'intensité lumineuse mesurée aux photodiodes D_y dans de l'eau claire
I_s	Signal de l'intensité de la source lumineuse S
I_u	Grandeur d'influence reliée au sous-système ultrasonique
I_h	Grandeur d'influence reliée au sous-système hydraulique
I_o	Grandeur d'influence reliée relié au sous-système optique
k	Instant d'échantillonnage de période NT
K_a	Gain du régulateur proportionnel
K_c	Gain statique de la charge ou gain de la charge à un point d'opération

K_d	Coefficient de dérivé
K_i	Coefficient d'intégral
K_L	Gain de l'ajustement de la LB
K_{mi}	Matrice de contre-réaction d'état ou matrice de réaction se rapportant au mode d'opération i
K_p	Coefficient de proportionnalité
K_{pid}	Constante de proportionnalité du régulateur PID discret
K_{of}	Gain de l'oscillateur
$K_{réf}$	Gain du signal de référence
$K_{r\phi}$	Gain de la boucle de retour se rapportant à $\phi_i(t)$
K_{tb}	Gain du thermomètre du bassin d'asservissement
K_{tr}	Gain du thermomètre du réservoir
ℓ	Longueur d'une fibre de pâte
l_i	coefficient du polynôme d'approximation de l'argument de l'impédance
L	Distance de séparation des faces du transducteur et réflecteur ou de deux transducteurs dans la cellule
LB	Largeur de bande de fréquence
L_{mi}	Matrice des valeurs propres en boucle ouverte se rapportant au mode d'opération i
L_i	Valeur propre désirée
M	Matrice modale
$n(\ell)$	Distribution des longueurs de fibres
$n(r)$	Distribution des rayons de fibres
N/A	Convertisseur numérique à analogique
O_{eau}	Taux d'oxygène dissout dans l'eau
P_e	Puissance électrique de l'élément chauffant
p_i	Pôles

P	Régulateur proportionnel
PI	Régulateur proportionnel-intégral
PID	Régulateur proportionnel-intégral-dérivatif
P_{emax}	Puissance électrique maximale de l'élément chauffant
P_t	Puissance électrique de l'excitation du ou des transducteurs
PVDF	Polyfluorure de venyldène
\bar{Q}	Débit moyen de circulation de la solution aqueuse
Q_r	Qualité de la résonance
Q_{rz}	Qualité de la résonance selon la dérivé du module de l'impédance
$Q_{r\phi}$	Qualité de la résonance selon l'argument de l'impédance
$Q_{N/A}$	Quantification du convertisseur N/A
Q_1	Matrice de gouvernabilité
Q_2	Matrice d'observabilité
r	Rayon d'une fibre de pâte
R	Réflecteur acoustique
R_{pb}	Résistance thermique du bassin d'asservissement pour une surface de transfert de convection donnée
s	Opérateur de Laplace
t	Temps
t_a	Température ambiante
t_b	Température du bassin d'asservissement
t_{ref}	Température de référence
t_{ga}	Température au niveau du réservoir venant d'un transfert thermique par convection avec le milieu ambiant
t_{gb}	Température au niveau du bassin d'asservissement venant d'un transfert thermique par convection avec le bassin d'asservissement

t_{go}	Température au niveau du bassin d'asservissement venant d'un transfert thermique par convection avec le refroidisseur
t_{gp}	Température au niveau du bassin d'asservissement causé par un transfert thermique par conduction avec la puissance électrique d'un élément chauffant
t_m	Temps de mise en route
t_o	Température du refroidisseur
t_r	Température du réservoir du mélangeur de fibres
T	Période d'échantillonnage du système d'acquisition de données des signaux d'intensité lumineuse
T_{ech}	Période d'échantillonnage d'un asservissement échantillonné
T_i	Transducteurs à ultrasons i
T_{cau}	Température de l'eau à l'intérieur de la cellule
τ_{ar}	Constante de temps du transfert thermique par convection qui dépend de l'isolant utilisé sur la surface du réservoir
τ_{br}	Constante de temps de transfert thermique par convection qui dépend du débit et du matériel utilisé pour le serpentin
τ_d	Sommation de toutes les petites constantes de temps
τ_{dom}	Constante de temps dominante
τ_{f1}	Constante de temps du filtre d'amortissement
τ_{pb}	Constante de temps du transfert thermique par conduction entre la puissance de l'élément chauffant et le bassin d'asservissement
τ_{ob}	Constante de temps du transfert thermique par convection entre source froide et le bassin d'asservissement
τ_i	Constante de temps d'intégration
τ_n	Dosage de la corrélation d'intégrale

τ_{cb}	Constantes de temps du thermomètre du bassin d'asservissement
τ_{cr}	Constantes de temps du thermomètre du réservoir
τ_v	Dosage de la corrélation de dérivé
$\tau_{\phi 1}$	Constante de temps du convertisseur déphasage-tension
u	Vecteur de commande
v_t	Tension du signal d'excitation du ou des transducteurs
v	Vitesse de propagation du son
v	Vecteur de commande de la compensation par retour d'état
v_{c1}	Commande de la valeur de consigne
v_{c2}	Commande de valeur initiale de $v_\phi(t)$
v_{c3}	Commande de valeur initiale de $v_{mf}(t)$
v_{dec}	Tension de décalage à l'entrée du régulateur
$v_{e\phi}$	Signal erreur du déphasage
v_{fc}	Commande d'ajustement de la LB
v_{ic}	Signal de mise en forme du courant du signal d'excitation
v_{iT}	Tension de conversion du courant du signal d'excitation
v_{mf}	Commande de modulation en fréquence
v_p	Variable d'état: conversion en valeur absolue du déphasage de sortie
v_{pe}	Tension de commande de la puissance de l'élément chauffant
v_t	Tension du signal d'excitation
v_{sc}	Signal de mise en forme de la tension d'excitation
v_{ri}	Commande pour la compensation par retour d'état se rapportant à $v_c(t)$
v_i	Sortie du régulateur proportionnel se rapportant à $\phi_i(t)$
v_{isat}	Valeur de saturation du régulateur proportionnel se rapportant à $\phi_i(t)$
v_ϕ	Signal de conversion de $\phi_i(t)$
V	Volume d'eau de la cellule de mesure

w	Vitesse angulaire d'une fibre de pâte par rapport au plan de vitesse acoustique maximal le plus près
x	Position d'une fibre de pâte par rapport au plan de vitesse acoustique maximal le plus près
x	Vecteur d'état du système
\dot{x}	Dérivé du vecteur d'état
y	Vecteur de sortie
Z	Impédance électrique
λ	Longueur d'onde
$\mu_s(k)$	Valeur moyenne des signaux de sortie évaluée à l'instant d'échantillonnage k
$\sigma_s(k)$	Écart-type des signaux de sortie à l'instant d'échantillonnage k
ϕ_c	Déphasage tension-courant d'un signal appliqué à une impédance sans grandeur de perturbation
ϕ_p	Déphasage de perturbation
ϕ_t	Déphasage tension-courant du signal appliqué au transducteur
θ	Angle d'une fibre de pâte par rapport au plan de vitesse acoustique maximal le plus près

Indices

d	Valeur désirée
i	Indice général
i	Valeur initiale
mn	n ^{ième} mode de fonctionnement
t	Signal appliqué au transducteur
∞	Valeur statique en régime établi
*	Discret

Opérateurs

- o Point d'opération stable
- T Transposition
- \dot{x} Dérivé par rapport au temps
- \oplus Domaine linéarisé
- Moyenne

INTRODUCTION

Le contrôle de la qualité des pâtes est vérifié à l'aide de diverse techniques qui permettent d'évaluer différents paramètres qui contribuent à fournir de l'information sur la qualité du produit. Actuellement, l'un des paramètres le plus intéressant faisant l'objet de ce procédé de mesure est la distribution a priori des longueurs et diamètres d'un échantillon de fibres. Différentes techniques font l'objet de recherche en industrie et en laboratoire telles que:

- Le classificateur Bauer-McNett séparant les fibres de diverses longueurs en passant par plusieurs niveaux de tamis.
- L'analyse par image des fibres avec microscope [HAN88].
- Le classificateur Kajaani permettant la mesure des longueurs de fibres en 30 fractions.
- Le "Pulp Quality Monitor" permettant de fractionner en trois niveaux la longueur des fibres (courtes, moyennes, longues) [LEA84].
- Une méthode optique plus récente utilisant le balayage d'un faisceau laser.

Le classificateur Bauer-McNett nécessite des équipements demandant des manipulations assidues d'où un temps de mesure considérable [TAS72]. Le classificateur Kajaani se compose essentiellement d'un tube capillaire qui occultent le faisceau de lumière d'un laser dans lequel on fait circuler des fibres. Sa particularité est la mesure des longueurs et diamètres des fibres en quelque minutes (3 minutes) ce qui en fait un appareil fort intéressant [JAC88], [LEA84]. La méthode utilisant un laser permet la mesure du diamètre des fibres en quelques secondes et nécessite aucune dilution [HAN88], [*] mais ne peut mesurer les longueurs. L'analyse par microscope oblige un temps considérable pour la mesure et le "Pulp Quality Monitor" détecte

trois niveaux de longueur moyenne d'un échantillon de fibres ce qui peut être insuffisant pour obtenir un produit de qualité.

Nous étudions dans ce travail un procédé acousto-optique de caractérisation des fibres de pâte à papier basé sur le phénomène d'agglomération acoustique. Cette technique fait appel aux forces que subissent les particules de forme cylindriques (fibres) en suspension aqueuse en présence d'un champ acoustique stationnaire intense. Les études ont démontré qu'elles tendent à se stratifier aux maximums de vitesse acoustique, et leur évolution dans ce champ stationnaire dépend de leurs dimensions [BRO87], [BRO89a], [BRO89b]; [DIO87], [DIO88a], [DIO88b].

Cette technique acousto-optique doit permettre une mesure de l'histogramme des longueurs et diamètres d'un échantillon de fibres en peu de temps (moins de 2 minutes). Actuellement nous nous intéressons à la mesure des longueurs moyennes, à l'amélioration de la fidélité et au temps d'une mesure. Le problème auquel fait face cette technique est la précision et le temps de mesure actuellement obtenus.

1. Problème: la mesure est soumise à diverse grandeurs d'influence

En général, les techniques de mesures munis de capteurs dans le but de quantifier une ou plusieurs grandeurs physiques sont sujettes à une multitude de grandeurs d'influence. Ces grandeurs parasites qui souvent agissent différemment sur chacun des capteurs influencent les signaux de sortie. Et ces signaux doivent bien représenter une duplication de l'information des grandeurs physiques qui font l'objet de la mesure.

Or, ce procédé de caractérisation des fibres est constitué de trois sous-systèmes: ultrasonique, hydraulique et optique [BRO89a]. Étant en plein développement, ils font face à diverses modifications dans le but d'améliorer la qualité de la mesure. Alors, des difficultés sont

présentes dans les multiples sections des sous-systèmes et l'ensemble de ces difficultés nous empêche d'atteindre l'objectif principal visé. Mentionnons quelques-unes de ces difficultés:

- Le sous-système ultrasonique est composé d'un résonateur formé de deux transducteurs placés face à face et séparés par de l'eau dégazée qui doivent être excités à une de ses fréquences de résonances. Cependant, la température de l'eau affecte la fréquence alors que le taux d'oxygène dissout dans cette eau affecte le module de l'impédance vue par la source. Ce qui a pour résultat d'exciter le résonateur à côté de sa résonance et de créer un champ acoustique de très faible intensité.
- Le sous-système hydraulique ne permet pas un temps de mesure inférieure à 8 minutes [BRO89a] et affecte considérablement la fidélité des résultats.
- Le sous-système optique est sensible aux vibrations et vieillissement de la source lumineuse.

2. Solution proposée: automatisation du procédé

Afin de bien mesurer les grandeurs physiques d'intérêt telles que les longueurs et diamètres moyens des fibres, il est indispensable d'effectuer une étude détaillée du procédé dans le but de pouvoir contrôler efficacement les sous-systèmes. L'automatisation du procédé permettra un meilleur contrôle et suivi des grandeurs d'influence afin de minimiser leurs effets sur la mesure.

Les trois sous-systèmes seront étudiés séparément pour en ressortir les procédés d'automatisation indispensables. Pour suivre le cheminement nous menant aux automatisations, nous analyserons les parties des sous-systèmes faisant l'objet d'un automatisation pour ensuite évaluer la nécessité de chacun. Ces nécessités nous imposeront de définir des traitements de données dans le but de quantifier les mesures. Les exigences générales de l'automatisation seront posées en fonction de la relation entre la qualité de la caractérisation et le niveau

d'automatisation. Par la suite les conceptions proposées seront étudiées et, si nécessaire, réalisées pour chaque sous-système.

2.1 Automatisation du sous-système ultrasonique

Le sous-système ultrasonique doit disposer d'un asservissement du déphasage entre la tension et le courant du signal appliqué au(x) transducteur(s). De plus, des asservissements en amplitude du courant et en puissance apparente, selon les besoins, doivent être étudiés et réalisés afin de satisfaire aux exigences de la stabilité du signal. Dans l'intérêt d'une meilleure caractérisation des fibres, nous devons réaliser une régulation de phase d'une salve de sinusoïdes appliquées aux transducteurs. Pour évaluer la qualité du résonateur un logiciel d'acquisition et de traitements des données doit être réalisé.

2.2 Automatisation du sous-système hydraulique

Le sous-système hydraulique composé de plusieurs éléments mécaniques, électriques et électroniques demande divers contrôles afin d'obtenir une souplesse d'utilisation des différentes étapes que nécessite la prise de mesure. Des contrôles de niveaux et de températures doivent être conçus dans différentes parties. Une nouvelle conception de l'instrument est indispensable afin de réduire le temps de la mesure. Un régulateur classique pour un asservissement de température avec échangeur thermique est proposé.

2.3 Automatisation du sous-système optique

Dans un dernier cas, le sous-système optique demande une compensation dans la reconstitution du signal lumineux en signal électrique. Cette compensation est réalisée

analogiquement et par l'intermédiaire de convertisseurs analogiques à numériques (A/N) pour effectuer le traitement numériquement.

2.4 Automatisation du procédé de caractérisation acousto-optique des fibres de pâte à papier

Nous allons relier ces trois sous-systèmes via un système de traitement et d'acquisition de donnée à l'aide d'un micro-ordinateur et d'un logiciel approprié. Précisons que l'automatisation n'agit pas uniquement dans l'intérêt d'une amélioration des résultats sur la qualité des pâtes, mais doit améliorer la fiabilité, souplesse, facilité et rapidité de traitements des mesures afin de réagir en temps réel sur le procédé.

3. Objectifs et organisation du mémoire

L'objectif est d'apporter une contribution à l'étude du problème de caractérisation acousto-optique des fibres de pâte à papier par:

- l'analyse de la relation entre la qualité de la caractérisation des fibres et le niveau d'automatisation du système de caractérisation,
- la conception et le développement de blocs de commandes des sous-systèmes.

En premier lieu au chapitre 1, nous faisons une analyse du procédé de caractérisation acousto-optique en divisant les sous-systèmes en sections de manière à faire ressortir les variables qui les caractérisent. Dans le but de démontrer la nécessité de l'automatisation nous procérons, au chapitre 2, à l'évaluation qualitative et si possible quantitative de l'influence des variables agissant directement ou indirectement sur la mesure. Ceci nous amène à évaluer, au chapitre 3, les exigences générales de l'automatisation ce qui demande d'établir une relation entre la caractérisation des fibres et le niveau l'automatisation. Par la suite, nous exprimons sous forme d'équations généralisées l'action des grandeurs d'influence sur les sous-systèmes

concernés. Nous en tirons les critères d'automatisations qui sont par la suite appliqués au trois chapitres suivants. Au chapitre 4, nous étudions le sous-système ultrasonique, au chapitre 5 le sous-système hydraulique et au chapitre 6 le sous-système optique.

Le chapitre 7 sera consacré à la description de l'automatisation qui satisfait les exigences générales posées au chapitre 3. Finalement nous terminerons avec la conclusion de l'étude du problème de l'automatisation de ce procédé acousto-optique.

CHAPITRE 1

ANALYSE DU PROCÉDÉ ACOUSTO-OPTIQUE

1.1 Introduction

Dans cette analyse nous commençons avec le principe du procédé acousto-optique, section 1.2, permettant d'avoir une vue d'ensemble du fonctionnement de l'action d'un champ d'ondes ultrasonores stationnaires sur les fibres de pâte. À la section 1.3, nous donnons un aperçu du dispositif expérimental. Nous poursuivons à la section 1.4 avec une description des sous-systèmes en les divisant en plusieurs sections de manière à faire ressortir les sous-sections ou variables qui les caractérisent. Pour terminer, nous présentons à la section 1.5 des graphiques de résultats expérimentaux dans le but de comprendre et d'éclaircir davantage le principe de la mesure. La conclusion suivra cette analyse.

1.2 Principe de fonctionnement

Le procédé acousto-optique est basé sur des principes d'acoustique et d'optique. Nous les décrirons en définissant les aspects acoustiques et optiques du système.

1.2.1 ASPECTS ACOUSTIQUES

La figure 1.1 représente le principe de fonctionnement du résonateur acoustique. Le résonateur est formé d'un transducteur T_1 faisant face soit à un réflecteur R ou soit à un second transducteur T_2 avec, entre les deux, les fibres en suspension aqueuse. La face du transducteur doit vibrer en épaisseur avec une amplitude uniforme de façon à produire des ondes stationnaires tel qu'illustré. La colonne de liquide entre en résonance quand la distance, L , entre les deux

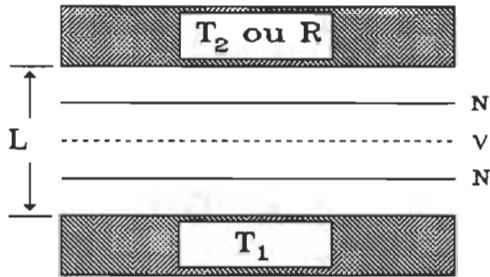


Figure 1.1 Principe de fonctionnement du résonateur acoustique.

faces est un multiple entier d'une demie longueur d'onde [DIO88a], soit

$$L = n\lambda/2 \quad \text{où} \quad n = 1, 2, 3 \dots \quad (1.1)$$

où λ est la longueur d'onde fonction de la vitesse de propagation du son v dans le milieu selon:

$$\lambda = v/f \quad (1.2)$$

f étant la fréquence de vibration. Durant l'excitation du transducteur un champ d'ondes ultrasonores stationnaires de forte intensité est créé lorsque la fréquence appliquée satisfait la relation

$$f_r = nv/(2L) \quad \text{où} \quad n = 1, 2, 3 \dots \quad (1.3)$$

on définit f_r comme étant les fréquences de résonances possibles du résonateur. Le signal d'excitation respectant (1.3) produit des plans nodaux N de vitesse acoustique minimale (pression acoustique maximale) à tous les demi-longueurs d'ondes alternées par des plans ventraux V de vitesse acoustique maximale (pression acoustique minimale).

Sous l'influence de ce champ, les fibres en suspension aqueuse de faible concentration émigrent vers les plans ventraux V et se réorientent parallèlement à ce plan [BRO87], [DIO87], [DIO88a] et [DIO88b]. Ce phénomène de réorientation et de migration est fonction des dimensions des fibres [BRO87], [DIO88b]. La figure 1.2 montre les forces agissants sur les fibres de formes cylindriques. Des formules mathématique caractérisant ces forces ont été développées selon une théorie semi-empirique [DIO87], [DIO88a], [DIO88b]. Nous considérons qu'une particule cylindrique de rayon r et de longueur l est inférieure à un quart de longueur d'onde

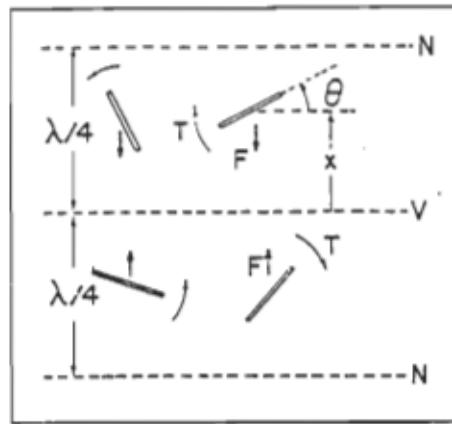


Figure 1.2 Action du champ acoustique sur les fibres.

et que les fibres les plus longues ont une longueur de quelques millimètres et un diamètre de quelques microns. Nous avons $r \ll \ell$, la particule subit des forces résultantes données par:

$$F_r = K_2 k \ell r^2 E \sin(2kx) \quad (1.4)$$

$$C_x = K_2 \ell r^2 E \sin(2\theta) \quad (1.5)$$

où K_2 est une constante incluant les masses volumiques du milieu de suspension et du cylindre, $k = 2\pi/\lambda$, E la densité d'énergie acoustique moyenne, x est la position de la fibre par rapport au plan V le plus proche et Θ est l'angle que fait la fibre par rapport au plan V .

D'une part, nous savons que la force de frottement sur un cylindre que l'on suppose parallèle aux plans d'ondes est proportionnelle à sa surface et à la vitesse:

$$F_r = c x \ell v \quad (1.6)$$

où c est une constante incluant la viscosité du milieu [DIO88a], [DIO88b]. En égalant les équations (1.6) et (1.4), on tire:

$$v = K_3 kr \sin(2kx) \quad (1.7)$$

où K_3 est une constante. D'autre part, nous connaissons la relation du couple résistif s'exerçant sur un cylindre pivotant autour de son centre à la vitesse angulaire w :

$$C_r = cr\ell^3 w \quad (1.8)$$

alors, la vitesse de rotation de la fibre devient, en égalant (1.8) à l'équation (1.5):

$$w = K_3 \frac{r}{\ell^2} \sin(2\theta) \quad (1.9)$$

Des expressions de la vitesse de déplacement (1.7) et de réorientation d'une fibre (1.9), nous pouvons prédire que: se sont les grosses fibres qui se stratifient le plus rapidement, se sont les fibres courtes qui se réorientent le plus rapidement [BRO89b].

1.2.2 ASPECTS OPTIQUES

Un faisceau de lumière cylindrique créé par une source quasi-ponctuelle traverse la cavité en passant par un masque permettant uniquement l'éclairage des interstrates (figure 1.3a, le

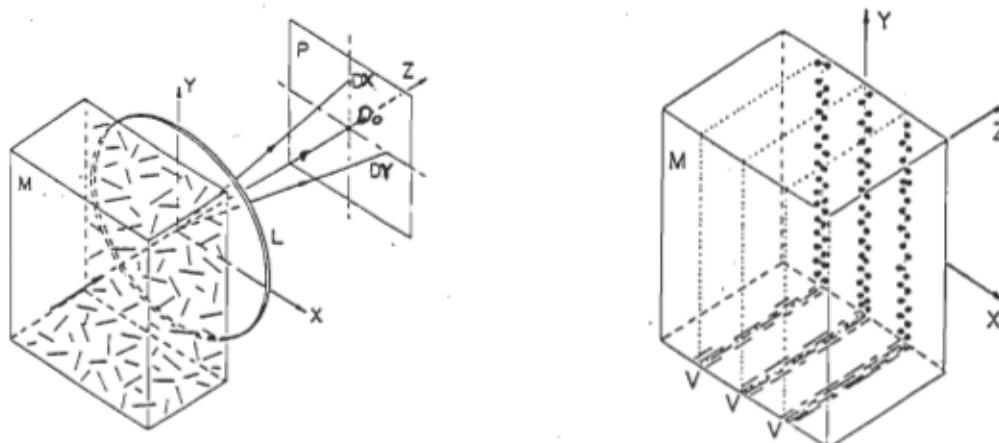


Figure 1.3 Configuration du sous-système optique: a) orientation initiale aléatoire de fibres, b) Après l'excitation acoustiques, les fibres sont à l'horizontale dans la direction Z.

masque n'est pas montré). À l'opposé, des photodiodes mesurent l'intensité de la lumière diffusée D_X , D_Y et la lumière transmise D_o . L'intensité lumineuse convertie en un signal électrique permet de suivre l'évolution des fibres dans la suspension. À l'application de l'excitation, figure 1.3b, les fibres émigrent vers les plans ventraux V de vitesse acoustique dans les zones non éclairées. On détecte alors en D_X et D_Y une diminution de l'intensité due à la baisse de concentration de fibres au cours du temps dans la zone éclairée (interstrates).

1.3 Dispositif expérimental

Les expériences acquises sur l'étude du procédé nous ont permis de développer trois sous-systèmes: ultrasonique, hydraulique et optique [BRO89a], [MAS89a]. La figure 1.4 montre sous forme de schéma bloc l'ensemble du procédé de caractérisation acousto-optique. La figure 1.5 représente le dispositif expérimental associant les sous-systèmes ultrasonique et optique. La figure 1.6 représente les sous-systèmes hydraulique et ultrasonique. De ces figures nous décrirons sous forme de blocs descriptifs chaque section du procédé de mesure.

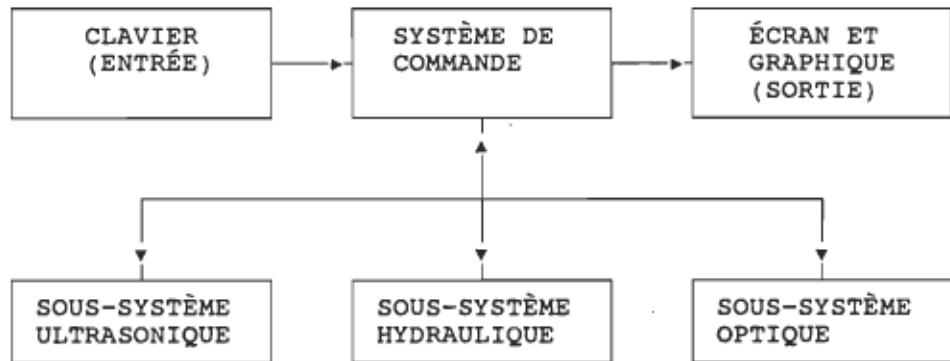


Figure 1.4 Schéma bloc de l'ensemble du procédé acousto-optique de caractérisation des fibres de pâte et papier.

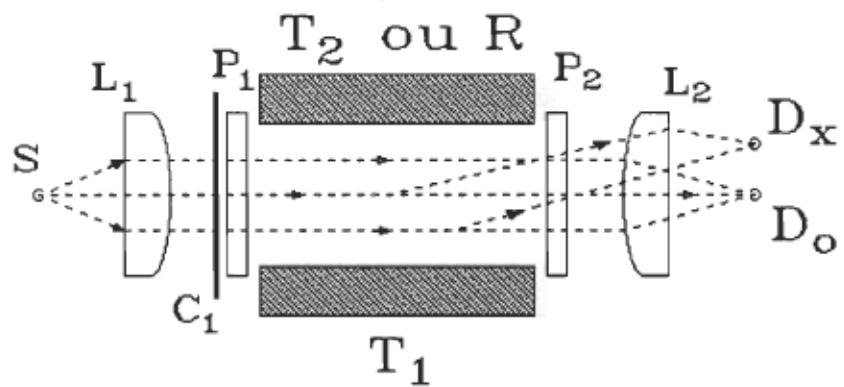


Figure 1.5 Schéma de l'analyseur acousto-optique de fibres associant les sous-systèmes ultrasonique et optique.

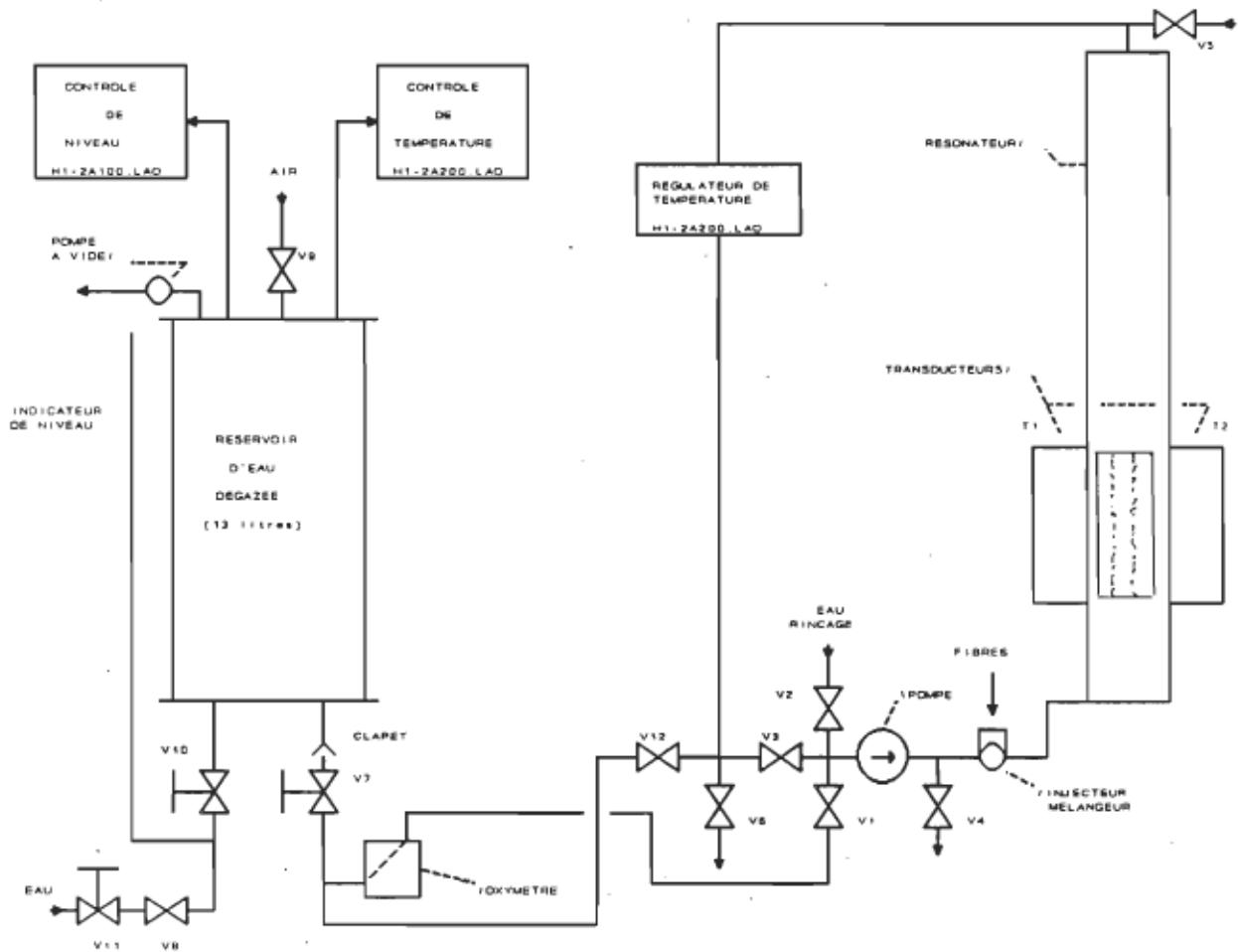


Figure 1.6 Schéma bloc de l'analyseur acousto-optique de fibres associant les sous-systèmes ultrasonique et hydraulique.

1.4 Description des sous-systèmes du procédé

Chaque section de ces sous-systèmes (figure 1.4) a un rôle essentiel dans les mesures. Nous allons définir leur rôle ainsi que les variables pouvant occasionner des erreurs plus ou moins importantes sur ces mesures.

1.4.1 SOUS-SYSTÈME ULTRASONIQUE

La figure 1.7 montre sous forme de schéma bloc descriptif le sous-système ultrasonique composé de trois sections: montage du résonateur, cavité de la cellule et excitation du ou des transducteurs. Ces sections doivent contribuer à produire des plans de pression le plus uniforme et intense possible de façon à produire des minimums et maximums de vitesse acoustique parallèles et équidistants tel qu'illustré aux figures 1.1 et 1.2. C'est sur ces sections que nous devons agir de façon à améliorer la mesure tout en réduisant l'erreur.

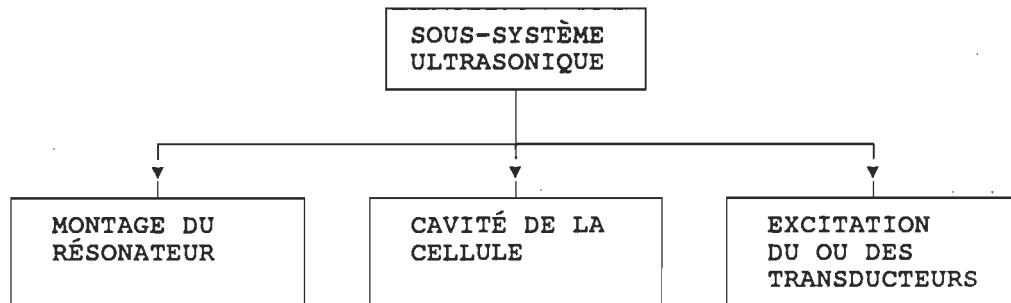


Figure 1.7 Description bloc du sous-système ultrasonique.

1.4.1.1 Montage du résonateur

Le montage du résonateur est complexe et difficile à optimiser. Elle est composée de deux transducteurs face à face ou d'un transducteur face à un réflecteur. Les transducteurs sont composés de céramiques rondes ou carrées, céramiques découpées, assemblées avec des éléments

métalliques, pour excitation en séries ou en parallèles, etc. Quant au réflecteur, il doit être souple et très plan de façon à reproduire une image parfaite du transducteur face à lui.

Précisons toutefois qu'il ne sera pas question dans ce travail d'élaborer sur la conception des transducteurs et réflecteurs de la cellule.

1.4.1.2 *Cavité de la cellule*

La cavité de la cellule est le milieu de production des ondes stationnaires entre les faces du transducteur et réflecteur. Ce milieu comprend les fibres à faible concentration dans de l'eau dégazée. Il est essentiel que l'eau soit dégazée pour éviter des phénomènes de turbulences induites dans le champ acoustique [DIO88b]. Les variables caractérisants la cavité de la cellule sont: température de l'eau, taux d'oxygène dissout dans l'eau, distance et parallélisme des faces du transducteur et du réflecteur ou de deux transducteurs. Elles définissent un premier groupe de conditions de fonctionnement à optimiser afin de créer le meilleur champ d'ondes stationnaires dans la cellule. Nous le désignerons comme étant les conditions de fonctionnement de la cavité de la cellule.

1.4.1.3 *Excitation du ou des transducteurs*

Le signal d'excitation du ou des transducteurs doit contribuer à maintenir une pression acoustique stable dans la cellule. Nous allons définir plus loin les méthodes possibles pour évaluer cette stabilité de pression acoustique. La qualité de ce champ d'ondes est fonction: de l'amplitude du courant, de l'amplitude de la tension et de la fréquence du signal appliqué au transducteur. Ces variables caractérisants l'excitation définissent un second groupes de conditions de fonctionnements à optimiser afin de produire un champ d'ondes stationnaires stable dans la cellule. Nous le désignerons comme étant les conditions de fonctionnement du signal d'excitation.

1.4.2 SOUS-SYSTÈME HYDRAULIQUE

Le sous-système hydraulique représenté à la figure 1.6 constitue la partie mécanique la plus importante du procédé. Il permet le transfert d'entrée et de sortie de l'échantillon de fibres dans le procédé. Il est composé de trois sections qui se divisent comme suit, figure 1.8: cellule de mesure, circulation de la solution aqueuse, injecteur et mélangeur de l'échantillon de fibres.

1.4.2.1 *Cellule de mesure*

Elle se compose de trois sous-sections. La sous-section centrale, qui est le support des sous-systèmes ultrasonique et optique: elle est donc dépendante de leurs dimensions. Sa profondeur doit correspondre au diamètre du transducteur et sa largeur à la distance séparant les faces du transducteur et du réflecteur ou de deux transducteurs. La sous-section supérieure se situe en haut de la sous-section centrale et la sous-section inférieure se trouve au bas.

1.4.2.2 *Circulation de la solution aqueuse*

Elle est possible grâce à un ensemble de canalisations, vannes et pompe à membrane (pour ne pas endommager les fibres) permettant le transport du mélange de l'échantillon. Des électrovannes permettent de sélectionner de façon électro-mécanique les différentes étapes que doit suivre la solution aqueuse dans le sous-système hydraulique lors des mesures. Comprend aussi un réservoir étanche (13 litres) pour le stockage et le dégazage de l'eau avec contrôle de la température et du niveau. La circulation en boucle fermée a été réalisé ici afin de permettre de réutiliser le même échantillon, pour vérifier la fidélité de la mesure durant l'évaluation des deux groupes de conditions de fonctionnement mentionnées à la section 1.4.1.

1.4.2.3 *Injecteur et mélangeur de l'échantillon*

Avant de passer à la circulation du mélange dans la cellule les fibres sont injectées dans un petit compartiment avec de l'eau dégazée pour y être mélangées. La concentration massique

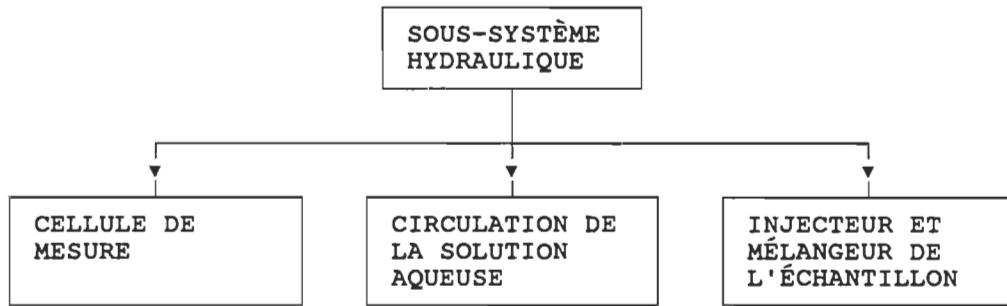


Figure 1.8 Description bloc du sous-système hydraulique.

de l'échantillon, C_m , dans l'eau doit être inférieure à 0.0015% (voir section 1.5). Ceci représente 150 mg de fibres sèches dans 1000 g d'eau. Elle est sujette à des variations et a pour effet de créer une erreur importante au moment de la normalisation des signaux d'intensités lumineuses mesurés. La méthode d'injection de l'échantillon de fibres dans le procédé est très importante. Elle doit être rapide et efficace sans toutefois endommager les fibres.

1.4.3 SOUS-SYSTÈME OPTIQUE

Le sous-système optique se divise en deux sections. La figure 1.9 montre le schéma bloc descriptif du sous-système optique dont les sections sont: source lumineuse et détection de l'intensité lumineuse.

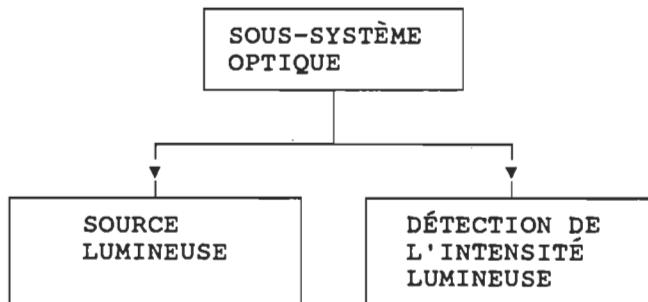


Figure 1.9 Description bloc du sous-système optique.

1.4.3.1 *Source lumineuse*

La source utilisée est une lampe au tungstène de 55 W à 12 V. Un petit orifice de 1 à 2 mm permet d'obtenir une source de lumière quasi-ponctuelle (figure 1.5). On obtient à l'aide d'une lentille, L_1 , un faisceau de lumière cylindrique éclairant la cavité. À sa sortie, la lumière est concentrée à l'aide d'une seconde lentille, L_2 , en un point centré sur le plan de détection de l'intensité. Un masque, C_1 , est placée à l'entrée de la cavité et permet uniquement l'éclairage des interstrates pour une meilleure extraction de l'information.

1.4.3.2 *Détection de l'intensité lumineuse*

Elle est réalisée avec des photodiodes pouvant convertir l'intensité de la lumière en signaux électriques et conditionneurs permettant l'adaptation au système d'acquisition de données. Cinq photodiodes servent à la mesure (figures 1.3 et 1.5). Deux photodiodes D_x raccordées en parallèles, situées dans le plan vertical, mesurent la lumière diffusée perpendiculairement aux plans des strates, signal I_{Dx} . Deux autres photodiodes D_y raccordées en parallèles, situées dans le plan horizontal, mesurent la lumière diffusée parallèlement aux plans des strates, signal I_{Dy} . Une dernière photodiode D_o est placée au centre du plan de projection pour mesurer l'intensité de la lumière transmise, signal I_{Do} .

1.5 Résultats expérimentaux sur les stratifications de fibres

Dans le but d'établir un portrait de base des possibilités de mesures avec l'appareil acousto-optique, nous avons mis en relief la dépendance de l'intensité de la lumière diffusée et de la concentration des fibres de meules pour les classes P200 à L14 et pour la pâte entière (N.C.) dont les caractéristiques sont données au tableau 1.1. Les courbes obtenues sont montrées à la figure 1.10 [BRO89a], [BRO88]. Elles sont obtenues à partir du niveau de tension mesuré en D_y correspondant à l'intensité relative. On distingue trois parties: zone de croissance de la lumière à faible concentration, zone de transition et zone d'extinction à concentration

Tableau 1.1 Caractéristiques des fibres de meules pour les classes P200 à L14 et pour la pâte entière (N.C.)

Classes	Longueur moyenne [mm]	<u>masse sèche</u> <u>masse humide</u> [%]
P200	< 0,35	12,0
L200	0,35	5,30
L100	0,70	7,15
L48	1,23	5,80
L28	2,00	12,0
L14	3,05	11,6
N.C.	= 0,70	

élevée. D'un point de vue physique, la première partie se rapporte à l'établissement d'une relation linéaire entre l'accroissement de la surface totale des fibres et la lumière diffusée par cette surface. La troisième partie reflète un phénomène d'opacité à la lumière lié à l'accroissement excessif du nombre de fibres dans le volume d'observation. Pour extraire

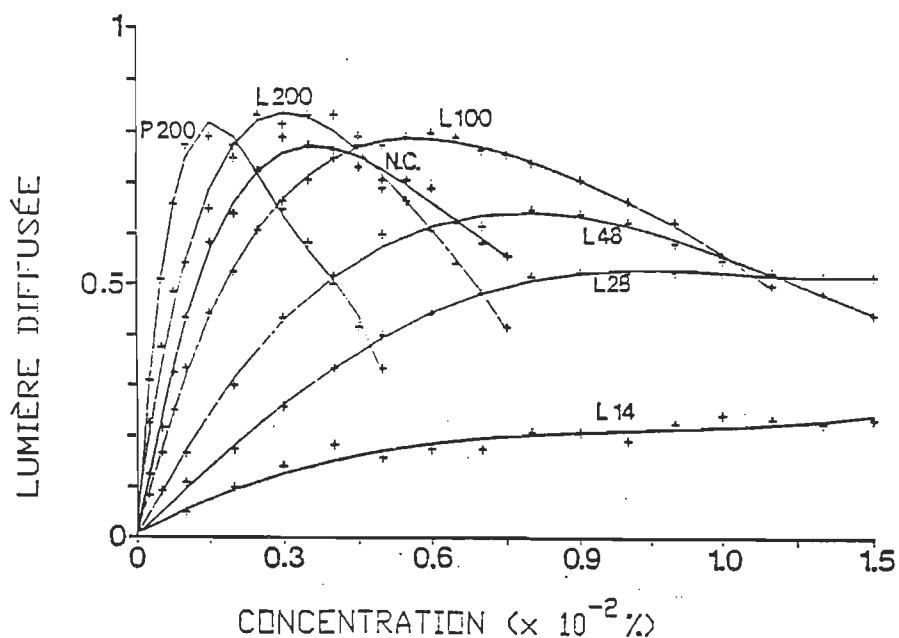


Figure 1.10 Intensité de la lumière diffusée (non-calibrée) en fonction de la concentration de fibres pour 6 pâtes de meules P200 à L14 et pour la pâte entière (N.C.).

correctement l'information sur l'effet de la stratification à partir de la lumière diffusée, il est indispensable de travailler dans la première zone, soit la partie linéaire. Ajoutons qu'en éclairant uniquement les interstrates nous observons une diminution de concentration au moment où l'on applique le champ d'ondes stationnaires. Afin de pouvoir mesurer toutes les pâtes de meules nous devons utiliser une concentration massique C_m inférieure à 0.0015 % pour ainsi rester dans la partie linéaire.

La figure 1.11 montre un exemple de mesure de saisie des données complètes du signal de la lumière diffusée à D_y pour un échantillon de fibre de 2 mm (L28) de longueur à une concentration massique $C_m = 0.001\%$. Cinq mesures de stratifications sont montrées pour le même échantillon de fibre afin d'illustrer la fidélité. À $t = 0$ s correspond l'arrêt de la pompe indiquant que le mélange est uniforme dans la cellule. Les 60 premières secondes permettent au mélange de se stabiliser dans le but de réduire les turbulences. Le signal d'excitation est appliqué au transducteur après 60 secondes: $i_t = 0,198$ A, $v_t = 105$ V, $f_t \approx 94,4$ kHz et $P_t = 11,2$ W alors que les conditions du milieu sont: une température de l'eau de 26,8 °C, un taux d'oxygène dissout dans l'eau inférieur à 30%, faces parallèles et distance de séparation des faces $L = 33$ mm. Le faisceau de lumière éclairant uniquement les interstrates, on observe alors une forte diminution de l'intensité captée par les photodiodes placées sur l'axe Y. Cette diminution d'intensité montre bien l'effet de migration des fibres vers les plans de minimum de pression acoustique.

De cette figure nous avons extrait la partie entre 60 s et 80 s soit le temps où l'excitation ultrasonique est appliquée. Après une normalisation de ces courbes nous arrivons à la figure 1.12 avec une comparaison d'un échantillon de fibre L100. La normalisation effectuée est:

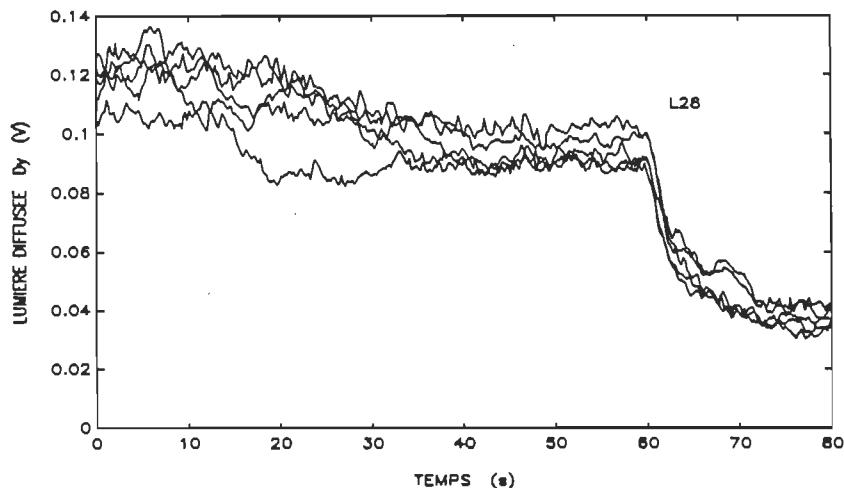


Figure 1.11 Mesure typique de l'intensité mesurée sur D_y de cinq essais successifs du même échantillon. Le temps initial correspond à l'arrêt de la pompe de circulation.

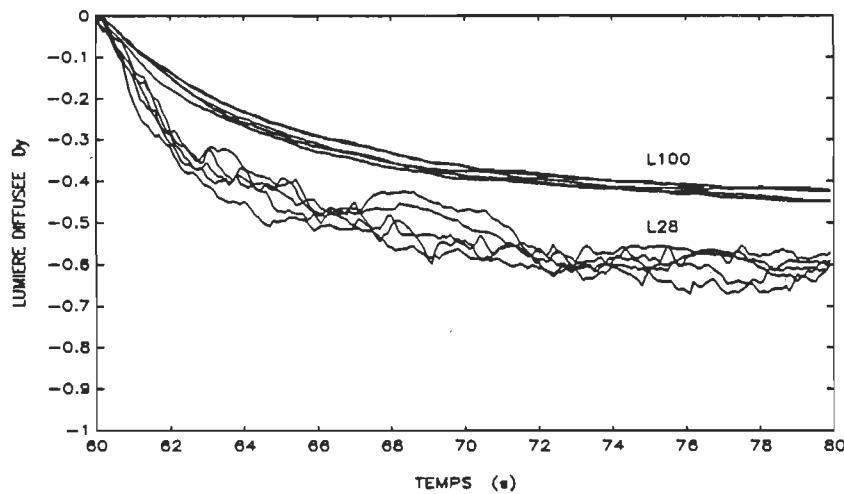


Figure 1.12 Courbes normalisées de la lumière diffusée à D_y en fonction du temps d'excitation.

$$\text{normalisation: } \frac{I_{Dy} - I_{Dyi}}{I_{Dyi}} \quad (1.10)$$

où I_{Dy} : niveau d'intensité lumineuse mesurée à D_y

I_{Dyi} : niveau d'intensité lumineuse au début de l'excitation à $t = 60s$

La première observation tirée de ces courbes est que l'une des prédictions de l'équation semi-empirique (1.7) disant que se sont les grosses fibres qui se stratifient le plus rapidement

est vérifiée. Une seconde observation est que la fidélité obtenue n'est pas satisfaisante pour discriminer de façon absolue les six pâtes de meules, P200 à L14. Parce que l'évolution de l'intensité lumineuse d'un échantillon de fibre L48 empiéterait sur ceux obtenus avec les L28 et L100. Une vérification quantitative de la fidélité de ces mesures sera faite au chapitre 3.

1.6 Conclusion du chapitre 1

Le principe de fonctionnement du procédé a été posé et des équations semi-empiriques ont permis de prédire le comportement des fibres dans un champ ultrasonore stationnaire. Afin de vérifier ces prédictions trois sous-systèmes ont été conçus. Ces sous-systèmes ont été analysés en fonction de leur rôle dans le procédé. Nous avons décrit les sections de chaque sous-système et les variables qui les caractérisent. Leur réalisation a rendu possible l'obtention des premiers résultats avec éclairage des interstrates qui vérifient les prédictions de départ. Par contre, la dispersion obtenue est insuffisante pour différencier les six longueurs de fibres de meules de longueurs inférieure à 0,35 mm jusqu'à 3,05 mm.

Cette analyse descriptive du procédé et des premiers résultats obtenus, nous permet de passer à l'évaluation de la nécessité de l'automatisation dans l'optique d'améliorer cette discrimination des longueurs de fibres en appliquant les automatisations.

CHAPITRE 2

NÉCESSITÉ DE L'AUTOMATISATION

2.1 Introduction

Nous avons au chapitre 1 subdivisé chaque sous-système en sections de manière à faire ressortir les sous-sections ou variables qui les caractérisent. Dans le but de démontrer la nécessité de l'automatisation nous procéderons dans ce chapitre à l'évaluation qualitative et si possible quantitative de l'influence des variables agissants directement ou indirectement sur la mesure. Les sous-systèmes seront analysés séparément.

On commencera à la section 2.2 par le sous-système ultrasonique puisque c'est sur lui que repose l'action de stratification des fibres. La section 2.3 sera consacrée à la nécessité de l'automatisation du sous-système hydraulique et finalement nous terminerons à la section 2.4 avec le sous-système optique sur lequel s'appuie l'extraction des signaux qui permettent de déterminer les grandeurs physiques d'intérêt tels que la longueur et diamètre des fibres.

2.2 Sous-système ultrasonique

L'influence du sous-système ultrasonique sur la stratification des fibres dépend principalement de l'optimisation des deux groupes des conditions de fonctionnement définies à la section 1.3.1. Rappelons que le premier est celui de la cavité de la cellule: température de l'eau, taux d'oxygène dissout dans l'eau, distance de séparation et parallélisme des faces du transducteur et du réflecteur ou de deux transducteurs. Et le second, contribuant à la qualité du champ de pression acoustique, est celui du signal d'excitation: amplitude du courant, amplitude

de la tension et fréquence. Ces dernières conditions doivent être optimisées aux conditions de fonctionnement de la cavité de la cellule.

Pour l'analyse de ce sous-système nous avons utilisé un transducteur de type sandwich représenté à la figure 2.1. Il est composé de céramiques rondes assemblées avec des éléments métalliques montés électriquement en série. Dans la cellule, il est utilisé avec un réflecteur souple composé d'aluminium et de laiton.

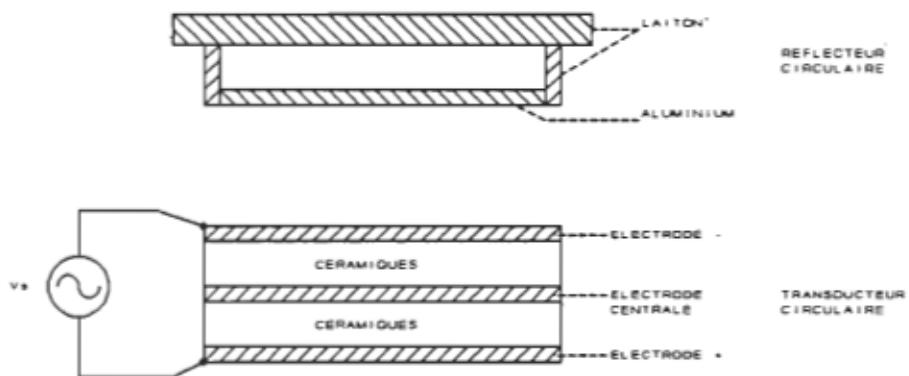


Figure 2.1 Schéma de montage du transducteur de type sandwich.

Afin d'évaluer la nécessité de l'automatisation les section de ce sous-système, nous allons déterminer le groupe de conditions de fonctionnement de la cavité de la cellule, ce qui exigera de vérifier, à la section 2.2.2, l'effet de la distance séparant les faces du transducteur et réflecteur, aux sections 2.2.3 et 2.2.4, l'effet de la température de l'eau et l'effet du taux d'oxygène dissout dans l'eau sur l'impédance du transducteur face à un réflecteur. À la section 2.2.5, nous constaterons d'autres effets concernant le signal d'excitation du transducteur. Le groupe de conditions de fonctionnement du signal d'excitation de ne sera pas optimisé dans ce rapport, voir [MAS89b]. Cependant, nous déterminerons, à la section 2.2.1, la technique utilisée afin de fixer le groupe de conditions de fonctionnement de la cavité de la cellule.

2.2.1.1 TECHNIQUE D'ÉVALUATION DU GROUPE DE CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT DE LA CAVITÉ DE LA CELLULE

Trois techniques sont possibles pour évaluer l'effet de la température de l'eau (T_{eau}) et du taux d'oxygène dissout dans l'eau (O_{eau}) sur la qualité de la résonance: 2.2.1.1 mesure de stratification des fibres, 2.2.1.2 mesure du profil de pression acoustique à l'aide d'une sonde et 2.2.1.3 mesure d'impédances du transducteur face au réflecteur installé dans la cellule.

2.2.1.1 Mesure de la lumière diffusée durant la stratification des fibres

La technique consiste à prendre l'instrument de mesure et de changer une variable à la fois tout en contrôlant les autres. Ceci permet d'étudier l'influence directe de cette variable sur la mesure de la lumière diffusée durant la stratification des fibres.

Les avantages de cette technique sont les suivantes:

- Les résultats obtenus nous indiquent directement l'effet de la variable étudiée sur les mesures de stratifications.
- Mesure prise directement dans le résonateur avec la bonne distance de séparation, parallélisme et autres conditions de l'appareillage.

Les désavantages de cette technique sont les suivantes:

- Méthode de mesure très longue à expérimenter.
- Trop de variables à contrôler telles que la concentration, l'intensité lumineuse, l'amplitude et le déphasage de l'excitation, etc.
- La fidélité de la stratification est actuellement insuffisante pour évaluer l'effet de la température et du taux d'oxygène.

2.2.1.2 Mesure du profil de pression acoustique à l'aide d'un hydrophone miniature

Cette méthode permet de mesurer le profil de pression acoustique dans la cavité. Il serait possible de connaître les pressions acoustiques situées aux plans nodaux et plans ventraux, tel

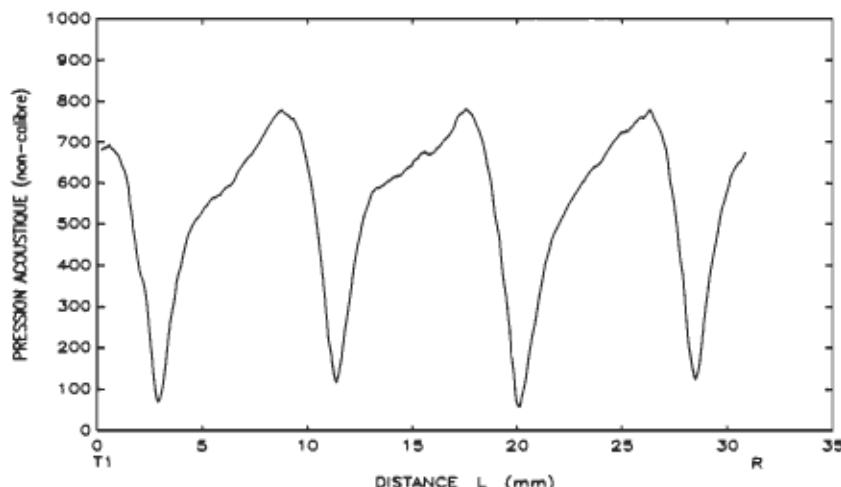


Figure 2.2 Pression acoustique axiale dans la cavité.

que montré à la figure 1.1. Un exemple de profil de pression acoustique axial est représenté à la figure 2.2 pour un signal d'excitation: $i_t \approx 0,646 \text{ A}$, $v_t \approx 31,9 \text{ V}$, $f_t = 86,5 \text{ kHz}$ et $P_t \approx 15,8 \text{ W}$ alors que les conditions du milieu sont: $T_{\text{eau}} = 26,8 \text{ }^{\circ}\text{C}$, $O_{\text{eau}} \leq 30\%$, faces parallèles et distance de séparation des faces $L = 33 \text{ mm}$.

Les avantages de cette technique sont les suivantes:

- Nous donne une indication directe sur la qualité et l'uniformité de la pression acoustique en fonction de la température de l'eau, du pourcentage d'oxygène dissout et autres variables.

Les désavantages de cette technique sont les suivantes:

- Le profil de pression acoustique est fonction du signal appliqué au transducteur. Ne connaissant pas encore le groupe de condition de fonctionnement du signal d'excitation, il serait ardu d'évaluer l'influence des variables qui caractérisent la cavité de la cellule sur la qualité des stratifications. De plus, selon les conditions du résonateur, la sonde perturbe le milieu de propagation et a pour effet de varier la puissance du signal d'excitation en fonction du déplacement de la sonde dans la cavité.
- Méthode de mesure longue à expérimenter.
- Doit être mesurée sur banc d'essai, donc en dehors du résonateur.

- Cette sonde miniature que nous avons construite est actuellement non-calibrée et risque d'être instable à long terme.

2.2.1.3 Mesure d'impédance du transducteur avec le réflecteur installé dans le résonateur

Lorsque le transducteur est placé dans la cellule face au réflecteur et séparée par l'eau dégazée, son impédance nous indique la fréquence de résonance et antirésonance ainsi que la qualité de sa résonance.

Les avantages de cette technique sont les suivantes:

- Facile et rapide à mesurer par rapport aux deux autres méthodes.
- Mesure prise directement dans le résonateur avec la bonne distance de séparation, L, et parallélisme.
- Seulement deux variables doivent être contrôlées, T_{eau} et O_{eau} , les autres sont maintenues constantes.

Les désavantages de cette technique sont les suivantes:

- Mesure indirecte, nous devons déterminer une relation entre l'allure de l'impédance et la stratification des fibres.

En analysant les avantages et désavantages de ces trois techniques de mesures le choix s'est arrêté, dans les conditions actuelles, sur la mesure de l'impédance du transducteur pour évaluer un premier groupe de conditions de fonctionnement de la cavité de la cellule.

La figure 2.3 montre le module et l'argument de l'impédance d'un transducteur face à un réflecteur dans l'eau dégazée pour une distance de séparation $L = 33$ mm, température de l'eau de 22.0°C et taux d'oxygène dissout dans l'eau inférieur à 30%. La fréquence de résonance f_r se situe là où le module de l'impédance est à son minimum Z_{\min} et la fréquence anti-résonance f_{ant} se situe là où le module de l'impédance est à son maximum Z_{\max} .

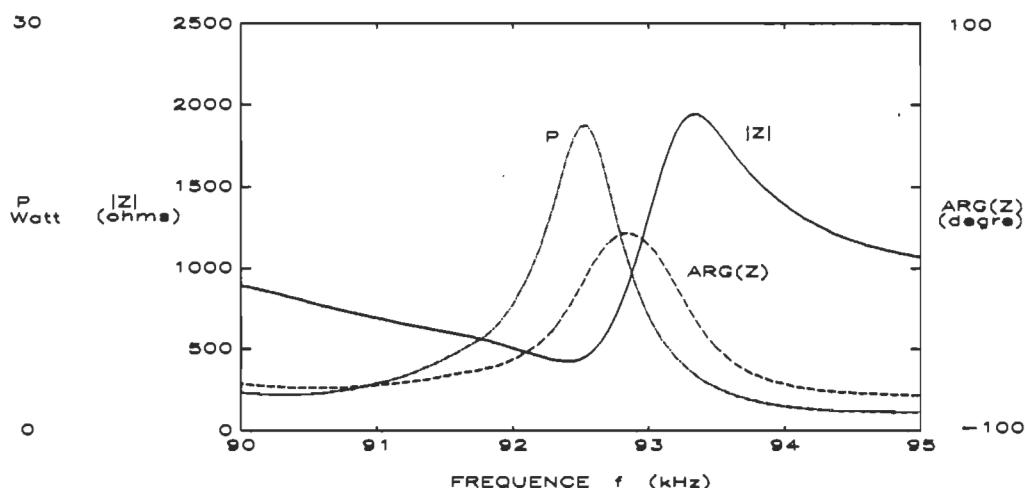


Figure 2.3 Impédance du transducteur face au réflecteur (tension appliquée de 150 V crête).

Pour l'analyse des mesures d'impédances, il faut définir la relation entre l'impédance du transducteur et la qualité de l'intensité du champ acoustique. Nous savons par expérience que plus la variation entre le maximum et le minimum du module d'impédance est élevée, meilleure est la résonance de la cavité et meilleures sont les stratifications. Il faut ajouter que la différence entre la fréquence à l'anti-résonance et à la résonance doit être la plus faible possible. De plus, le déphasage nous donne encore de l'information. Plus la variation entre le minimum et le maximum de l'argument de l'impédance est élevée, sur une plage étroite de fréquence, meilleure est la résonance. Dans les deux cas, à partir du module ou du déphasage, on devrait arriver à la même conclusion sur la qualité de la résonance. Il est dans ce cas très simple d'évaluer l'effet de T_{eau} et O_{eau} sur la fréquence de résonance.

Nous avons deux façons de quantifier la qualité de la résonance:

- 1- Faire le rapport entre la variation du module de l'impédance sur la variation de fréquence pour déterminer la qualité de la résonance Q_r :

$$Q_r = \frac{(Z_{\max} - Z_{\min})}{(f_{ant} - f_r)} \quad (2.1)$$

- 2- Convenir d'une façon commune de calculer la qualité de la résonance à partir du module de l'impédance ainsi qu'à partir de l'argument de l'impédance.
- qualité de la résonance évaluée à partir du module d'impédance, Q_{rz} (figure 2.4):

$$Q_{rz} = \frac{A_{\max}}{(f_2 - f_1)} \quad (2.2)$$

$$A_i = K_Q \cdot A_{\max}$$

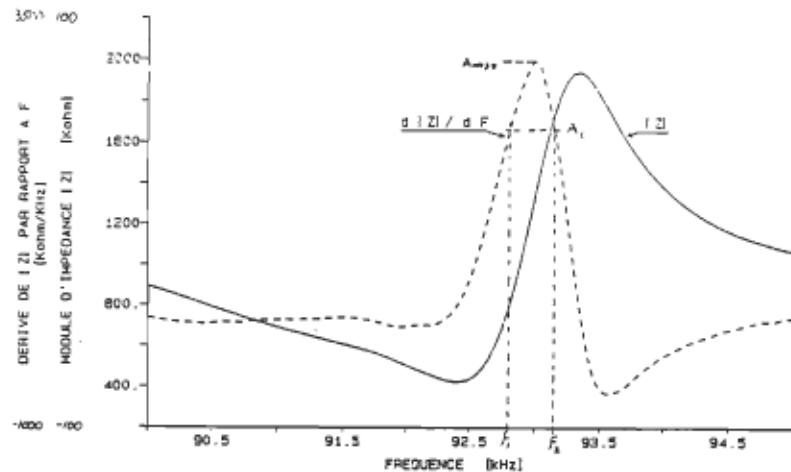
où f_1 : fréquence inférieure correspondante à A_i ,
 f_2 : fréquence supérieure correspondante à A_i ,
 A_{\max} : amplitude maximum de la dérivé du module d'impédance par rapport à la fréquence, $A = \frac{d|z(f)|}{df}$
 A_i : amplitude intermédiaire de la dérivé du module d'impédance par rapport à la fréquence,
 K_Q : facteur arbitraire choisi entre 0,5 et 1,0. Nous avons utilisé $K_Q = 0,707$.

- qualité de la résonance évaluer à partir de l'argument de l'impédance, $Q_{r\phi}$ (figure 2.5):

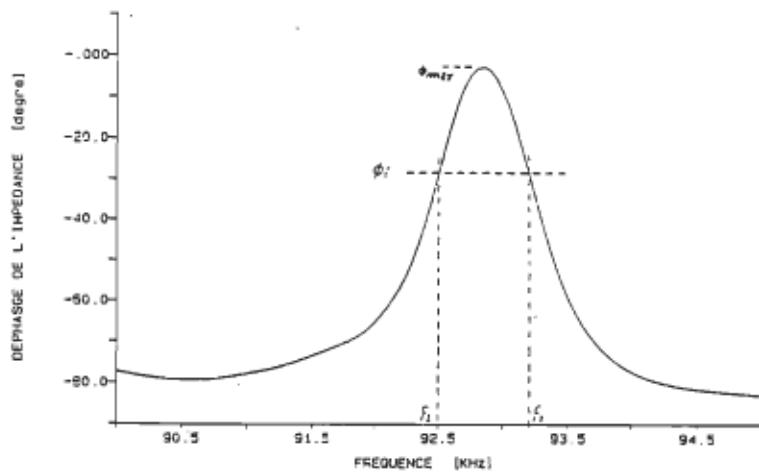
$$Q_{r\phi} = \frac{\phi_{t\max} + 90^\circ}{(f_2 - f_1)} \quad (2.4)$$

$$\phi_i = (\phi_{t\max} + 90^\circ) \cdot K_Q - 90^\circ \quad (2.5)$$

où f_1 : fréquence inférieure correspondante à ϕ_i ,
 f_2 : fréquence supérieure correspondante à ϕ_i ,
 $\phi_{t\max}$: déphasage tension-courant maximum,

**Figure 2.4**

Calcul de la qualité de la résonance à l'aide du module de l'impédance (Q_z).

**Figure 2.5**

Calcul de la qualité de la résonance à l'aide du déphasage tension-courant (Q_{ϕ}).

ϕ_i : déphasage intermédiaire,

K_Q : facteur arbitraire choisi entre 0,5 et 1,0. Nous avons utilisé $K_Q = 0,707$.

La figure 2.4 nous donne un exemple de la dérivé du module de l'impédance et la figure 2.5 nous donne un exemple de calcul de la qualité de la résonance à l'aide du déphasage ϕ_i . D'après la courbe d'impédance, plus la différence entre l'impédance maximum et minimum est élevée, pour une même variation de fréquence, plus la pente est élevée. Et plus la différence

entre la fréquence anti-résonance et résonance est faible, pour une même variation du module de l'impédance, plus la différence entre f_2 et f_1 est faible. Ceci va dans le même sens que l'équation (2.1).

L'impédance est mesurée à l'aide d'un système d'acquisition réalisé avec le logiciel Asyst et du logiciel Asystant+ pour le traitement des données. Cette acquisition limite le nombre de points de mesure sur une certaine plage de fréquence. Nous obtenons un pas de mesure qui a un effet non négligeable sur la détermination du minimum et maximum de l'impédance mesurée. L'impédance est faible sur une trop petite plage de fréquence de même pour le maximum d'impédance et l'interpolation est inutilisable entre deux points de lecture à l'impédancemètre vu que la région est fortement non-linéaire à f_r et f_{ant} . Nous obtenons alors une erreur sur le calcul de $f_{ant} - f_r$ et de $Z_{max} - Z_{min}$ qui augmente quand la qualité de la résonance augmente.

Dans le cas de la dérivée du module de l'impédance par rapport à la fréquence si l'on prend soin de conserver le même pas de mesure de la fréquence pour une acquisition, nous gardons pratiquement une section linéaire entre les fréquences de résonance et d'anti-résonance. L'impédance une fois dérivée on obtient A_{max} . De plus, cette dérivée est facile à déterminer et avec une erreur négligeable face à la précision demandée. Pour la détermination de $f_2 - f_1$, l'interpolation se fait sur une région presque linéaire d'où une erreur d'interpolation négligeable.

Ainsi la qualité de la résonance selon Q_r est simple et rapide à calculer mais la précision dépend grandement de l'interpolation entre deux pas de mesures. Alors que la qualité de la résonance selon Q_{rz} et $Q_{r\phi}$ conserve sa précision si l'on maintient le pas de mesure constant pour toutes les mesures d'impédances qui doivent être comparée. Ajoutons que le calcul de Q_r devient précis quand le pas de mesure tend vers zéro alors que la précision de Q_{rz} et $Q_{r\phi}$ est conservée en deçà d'un pas maximum de mesure [NOR90]. De plus, la seconde façon de

quantifier la qualité de la résonance à partir de l'impédance tient davantage compte de la forme de la courbe entre f_r et f_{ant} . Par expérience, ceci semble montré un effet non négligeable lorsque nous faisons la relation avec l'émigration des fibres.

2.2.2 EFFET DE LA DISTANCE SÉPARANT LES FACES DU TRANSDUCTEUR ET RÉFLECTEUR

Nous avons constaté, durant le remplissage du résonateur d'un nouvel échantillon de fibres, que des surpressions dans la cellule peuvent être suffisamment élevées pour changer la fréquence de résonance f_r . De l'équation (1.2) on tire que la seule variable pouvant affecter f_r est la distance, L , séparant le transducteur et le réflecteur, car la vitesse n'est affectée que par la température du milieu de propagation et celle-ci est maintenue constante.

De ces observations nous en sommes arrivé à mesurer la sensibilité de la fréquence de résonance f_r par rapport à la distance de séparation L . La figure 2.6 montre ce graphique pour une température de l'eau de $20,1^{\circ}\text{C}$ et un taux d'oxygène inférieur à 30%. La sensibilité de ce transducteur face à un réflecteur à la distance de séparation L est selon la figure 2.6:

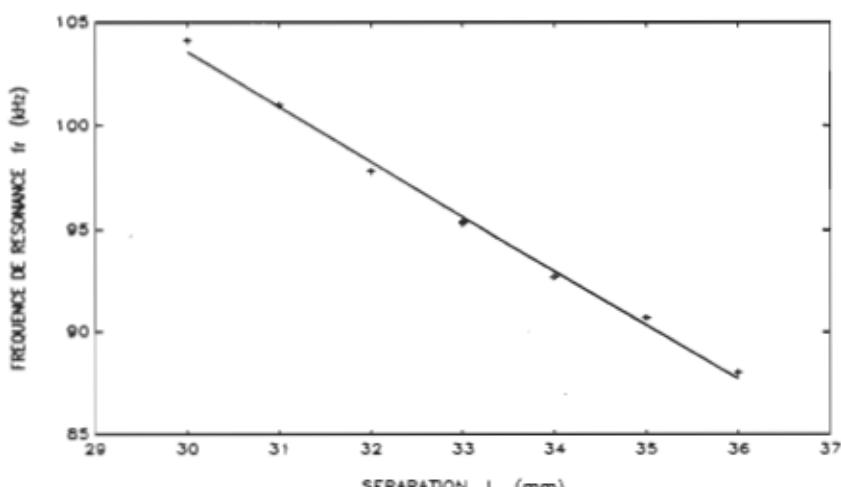


Figure 2.6 Fréquence de résonance en fonction de la séparation des faces du transducteur et réflecteur.

$$S = \frac{df_r(L)}{dL} = -2,64 \text{ kHz/mm} \quad (2.6)$$

Nous avons observé qu'il est possible de créer un changement de la distance séparant les faces de quelques centièmes de millimètres causées par les surpressions lors du remplissage, causant ainsi un déplacement de la fréquence de résonance de quelques dizaines de hertz.

2.2.3 EFFET DE LA TEMPÉRATURE DE L'EAU SUR L'IMPÉDANCE DU TRANSDUCTEUR FACE À UN RÉFLECTEUR

Pour déterminer T_{eau} à maintenir lors des essais de stratifications, il faut d'une part maintenir le taux d'oxygène à une valeur convenable et varier la température de l'eau. Ainsi nous connaîtrons l'influence de la température de l'eau sur l'impédance du transducteur. Des mesures d'impédances ont été effectuées avec $O_{\text{eau}} < 30\%$ et pour s'assurer d'une bonne mesure nous avons mesuré à deux reprises l'impédance à chaque température. De plus, deux plages de température ont été vérifiées, soit de 18,0 °C à 24,0°C et de 12,0°C à 18,0 °C, en effectuant entre ces deux plages un changement d'échantillon d'eau.

Des résultats obtenus, nous avons constaté que la température de l'eau affecte deux paramètres de la qualité du champ de pression acoustique. D'une part, elle affecte la qualité de la résonance et, d'autre part, elle affecte la fréquence de résonance.

Du graphique de la fréquence de résonance vs température, voir figure 2.7, on observe l'effet du changement d'échantillon d'eau à $T_{\text{eau}} = 18,0 \text{ }^{\circ}\text{C}$. Nous avons obtenu dans un cas une sensibilité de 385 Hz/°C et dans l'autre de 240 Hz/°C. Cette différence s'explique par un changement de la distance de séparation des faces lors du remplissage de la cellule.

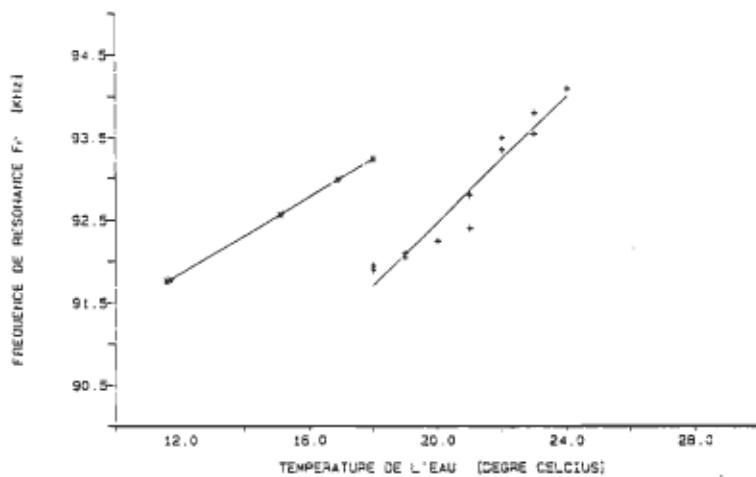


Figure 2.7 Fréquence de résonance en fonction de la température de l'eau.

Avec le graphique de Q_{rz} en fonction de T_{eau} (voir figure 2.8) nous observons directement l'effet de la température sur la qualité de la résonance. On remarque une zone de température optimale à $22,0^{\circ}\text{C} \pm 0,5^{\circ}\text{C}$ là où la qualité de résonance est à son maximum. Le plus intéressant c'est la possibilité de travailler sur une plage de $1,0^{\circ}\text{C}$ sans pour autant avoir un effet très marqué sur Q_{rz} . De plus, la température est près de la température ambiante ce qui diminue les effets de convection sur les mesures de stratifications. Nous reviendrons à cet effet de convection à la section 2.3.2. On observe une petite discontinuité à $18,0^{\circ}\text{C}$ entre les deux séries de mesures causées probablement par un changement de la séparation. Mais, il reste que Q_{rz} augmente de $18,0^{\circ}\text{C}$ à $20,0^{\circ}\text{C}$.

Du graphique de $Q_{r\phi}$ vs température, figure 2.9, nous notons les mêmes observations que précédemment. Ceci démontre bien la liaison entre les équations (2.2) et (2.4). À cause de la disponibilité des transducteurs pour faire ces mesures, nous avons été contraint d'utiliser un transducteur ayant une vibration des faces non uniforme, ce qui empire l'effet des grandeurs d'influence. Mais, ne compromet en rien les relations exprimées et les exigences posés dans ce travail de recherche.

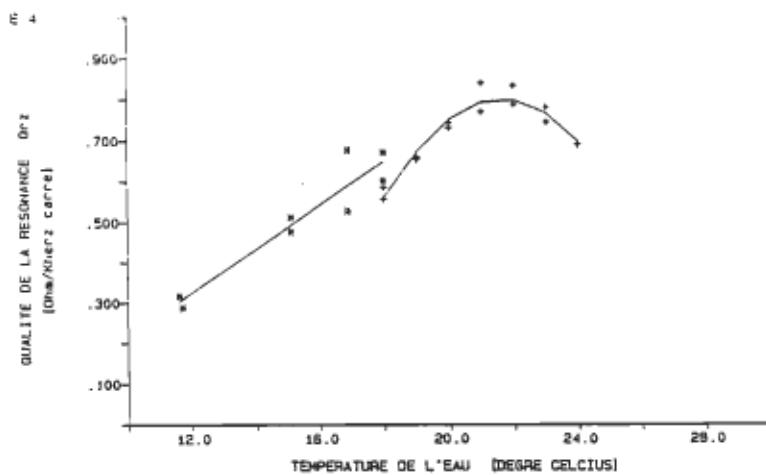


Figure 2.8 Qualité de la résonance selon le module d'impédance, Q_z , en fonction de la température de l'eau.

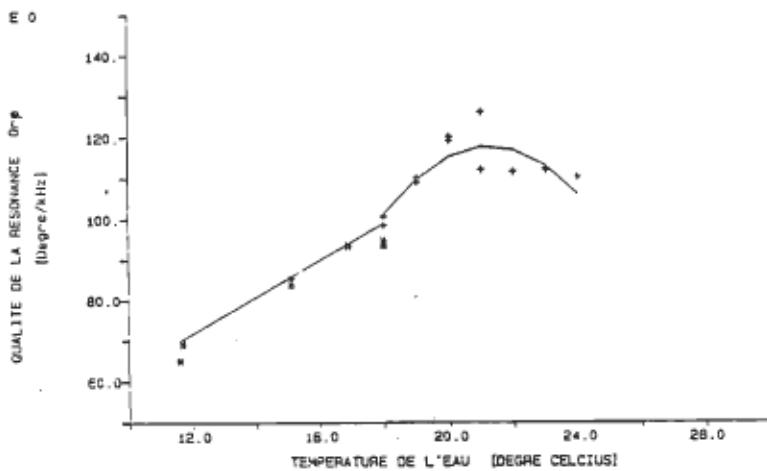


Figure 2.9 Qualité de la résonance selon le déphasage, Q_ϕ , en fonction de la température de l'eau.

De la figure 2.3 on note que la puissance à la fréquence de travail pour la stratification varie d'environ 30 W/kHz. Un changement de température de 0,5 °C fait varier la fréquence non asservie de 150 Hz d'où un changement de puissance sur le signal d'excitation de 4,5 W. C'est un effet très important sur la fidélité des stratifications sachant que l'on travail à une puissance de 15 W. La figure 2.10 représente la mesure de la lumière diffusée sur D_Y au cours d'une stratification pour deux puissances d'excitations appliquées au transducteur. La différence des puissances appliquées est de 7,7 W et les courbes obtenues indiquent bien une augmentation

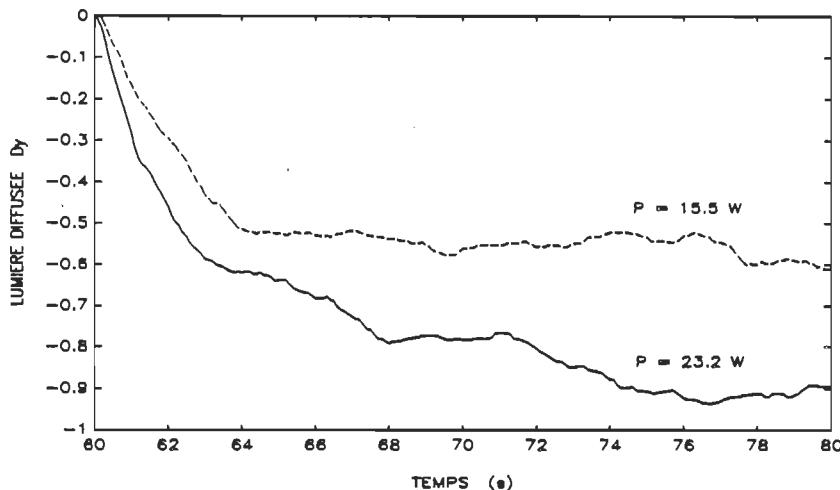


Figure 2.10 Courbes normalisées de la lumière diffusée à D_y en fonction du temps d'excitation pour deux puissances d'excitation appliquées au transducteur.

de l'erreur de la fidélité si l'on compare aux résultats de la figure 1.12.

2.2.4 EFFET DU TAUX D'OXYGÈNE DISSOUT DANS L'EAU SUR L'IMPÉDANCE DU TRANSDUCTEUR FACE À UN RÉFLECTEUR

Pour déterminer à combien on doit maintenir O_{eau} lors des essais de stratifications, il faut maintenir la T_{eau} à 22,0 °C et varier O_{eau} . Nous connaîtrons l'influence du taux d'oxygène. Le taux d'oxygène dissout n'affecte pas la fréquence de résonance mais uniquement la qualité de cette résonance. La qualité de la résonance diminue lorsque le taux d'oxygène dissout dans l'eau augmente. De plus, les mesures ont indiqué qu'il est préférable de travailler avec un taux d'oxygène inférieur à 40% pour conserver une qualité de résonance acceptable [MAS89b].

2.2.5 AUTRES EFFETS

Pour des signaux de puissances élevés appliqués au transducteur à tension et fréquence constante, nous observons une instabilité du courant d'excitation qui semble être causée par une non-uniformité de vibration du transducteur. Cette instabilité de courant pouvant atteindre 20% et variant selon une fréquence de 500 Hz affecte de façon significative la stratification des fibres.

On note également, pour les mêmes puissances, des variations du déphasage entre la tension et courant du signal d'excitation. Ces variations indiquent un changement de la fréquence de résonance qui est néfaste sur la stratification.

2.3 Sous-système hydraulique

Le sous-système hydraulique représenté à la figure 1.6 est une partie mécanique indispensable au procédé. Avant de passer aux facteurs qui perturbent la mesure d'un échantillon de fibres, nous allons à l'aide d'une représentation standard (le grafcet) donner les étapes pour effectuer une mesure.

2.3.1 GRAFCET (*GRAPHE DE COMMANDE ÉTAPE-TRANSITION*) GÉNÉRAL

Le grafcet est l'une des meilleures représentations pour comprendre l'automatisme d'un procédé. Sans entrer dans les détails, on peut définir en deux mots que le grafcet est basé sur les notions d'"étape" et de "réceptivité" [LEC85], [THE85]. À chaque étape est associée une ou plusieurs actions et une réceptivité est définie par une équation logique. Le passage d'une étape à la suivante se réalise lorsque la réceptivité associée à cette transition est réalisée. Cette représentation est montré à la figure 2.11 [MAS89a].

Après la réceptivité de mise en marche la transition s'effectue et on passe à l'étape suivante. À l'étape 2 l'action est de remplir, si nécessaire, le réservoir d'eau dégazée. Une fois le niveau maximum atteint dans le réservoir il faut dégazer l'eau tout en maintenant la température dans le réservoir près de la température ambiante du résonateur. Une fois ces deux conditions atteintes, il faut remettre la pression dans le réservoir à la pression atmosphérique pour ensuite remplir le résonateur sans danger de surpression. Quand le résonateur est plein on doit injecter manuellement l'échantillon de fibres dans le mélangeur pour ensuite les mélanger de façon à détacher les fibres. L'étape suivante est de faire circuler les fibres jusqu'à uniformité

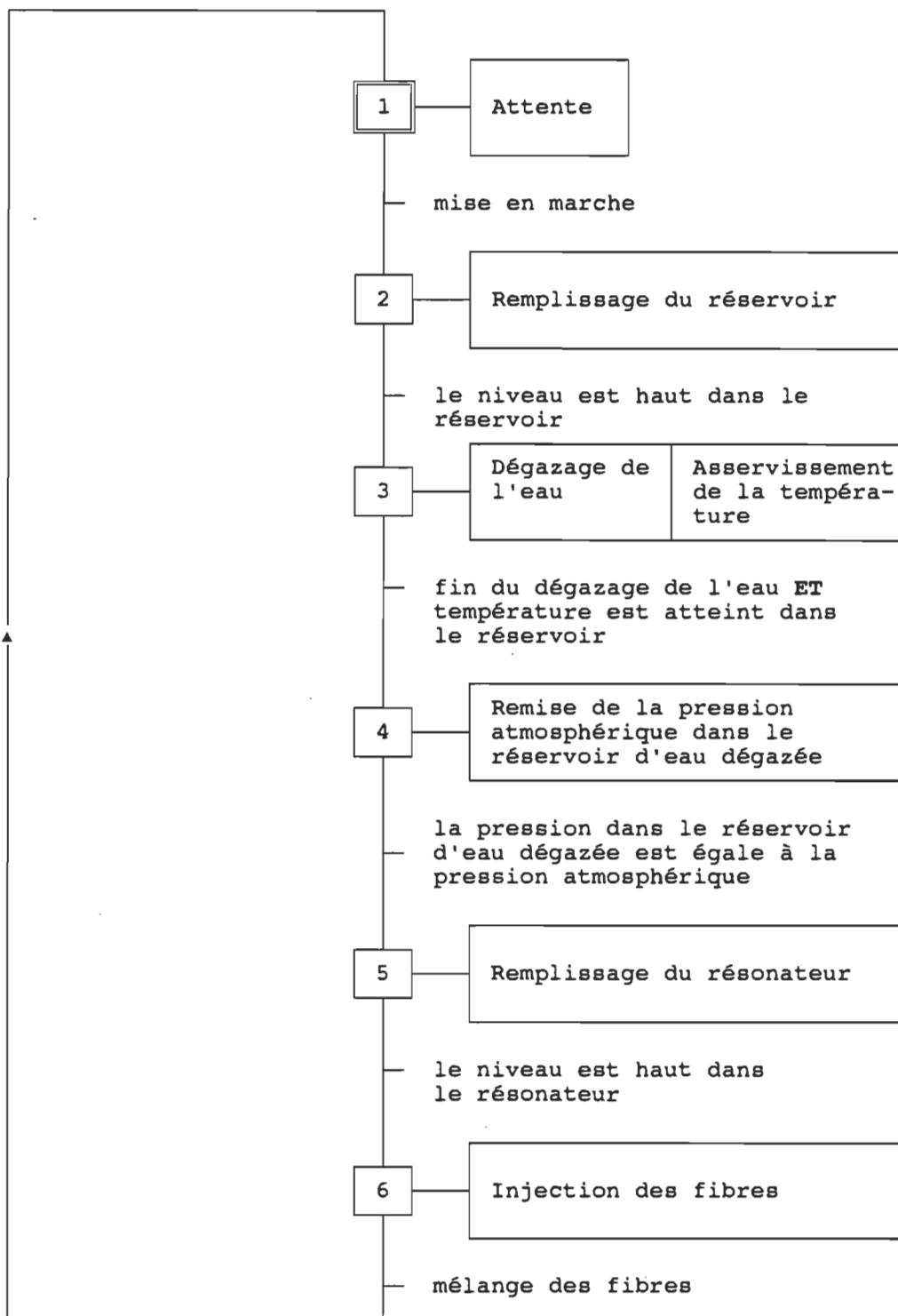
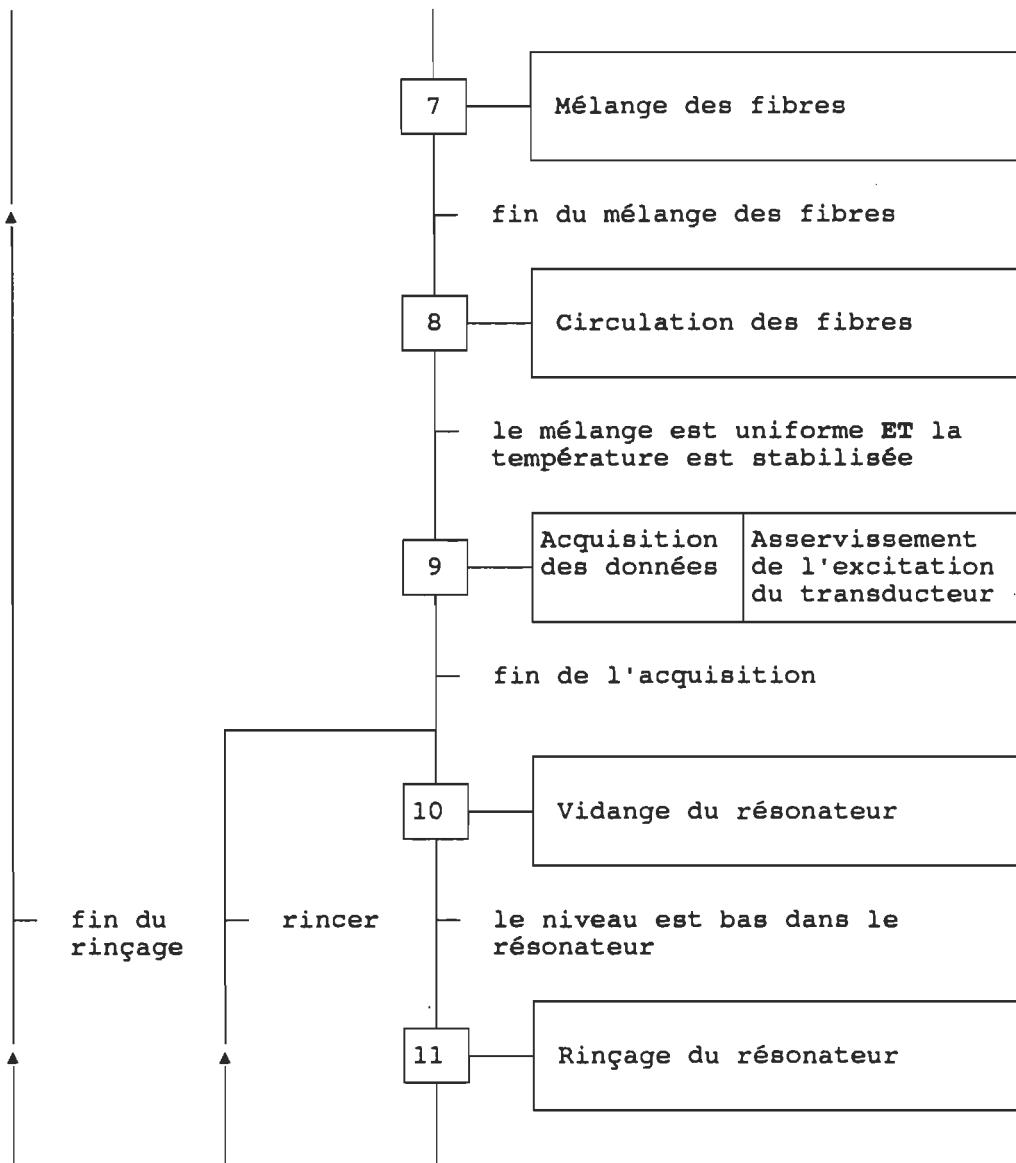


Figure 2.11 Grafcet général du sous-système hydraulique pour effectuer une mesure.

**Figure 2.10: (Suite)**

du mélange et température stable dans le résonateur. Par la suite, on fait partir le système d'acquisition des données qui se charge d'activer le système d'excitation asservie. Après la mesure de cet échantillon il faut vider le résonateur et passer à quelque rinçage pour s'assurer qu'il ne reste plus de fibres dans celui-ci. Finalement, après le rinçage terminé on retourne au début pour passer à un autre échantillon.

2.3.2 EFFET DE DIFFÉRENTS FACTEURS PERTURBANT LES MESURES

Nous ajoutons ici deux autres facteurs qui influencent de façon importante les stratifications. Il y a la turbulence de l'eau causée par la circulation de l'échantillon à fort débit dans l'appareil et l'autre est la différence de température entre les milieux extérieur et intérieur de la cellule causant un effet de convection de l'eau. Ils ont pour effet d'empêcher l'émigration des fibres dans un plan de minimum de pression acoustique au moment de l'excitation du transducteur. C'est-à-dire que les forces résultantes du champ d'ondes ultrasonores agissants sur les fibres sont inférieures aux forces de mouvements des fibres causées par de l'eau ou la convection.

2.3.2.1 Turbulence de l'eau

Son effet peut être réduit de deux façons, soit en réduisant le débit moyen de la circulation de l'échantillon, \bar{Q} , ou soit en augmentant le temps d'attente: temps correspondant entre l'arrêt de la pompe et le début de l'excitation.

Nous avons constaté également que la circulation en circuit fermé limite le débit maximum d'une part, à cause des surpressions dans le résonateur qui risquent d'endommager les fenêtres et les transducteurs et, d'autre part, nous devons réduire le plus possible les turbulences avant d'appliquer l'excitation ultrasonique. Nous avons également une autre restriction sur le débit, soit le débit minimum nécessaire afin d'éviter la sédimentation des fibres au bas du résonateur.

Alors, nous sommes arrivé à un compromis sur un débit moyen $\bar{Q} = 30 \text{ ml/s}$ ou une vitesse dans le résonateur de 1 cm/s [BRO89a], [BRO88]. Évidemment, ce débit est insuffisant pour empêcher à toute fin pratique la sédimentation des fibres. Comme le montre la figure 2.12, le niveau du signal d'intensité lumineuse en fonction du temps pour un débit constant

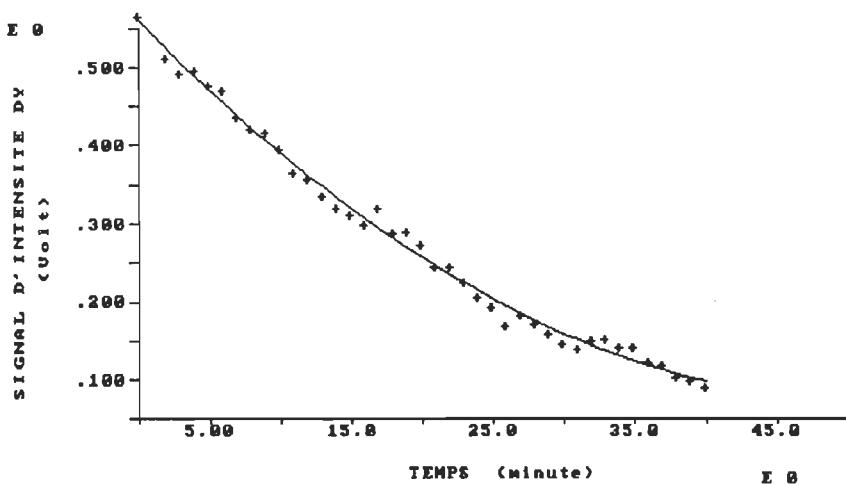


Figure 2.12 L'intensité de D_y en fonction du temps de brassage à 30 ml/s avec un échantillon de fibre L28 à 0,001%.

$\bar{Q} = 30 \text{ ml/s}$ diminue de façon importante. La constante de temps de cette diminution est d'environ 62 minutes.

À l'injection de l'échantillon de fibre dans l'injecteur mélangeur, il faut consacrer au moins 4 minutes de circulation en circuit fermé pour s'assurer d'un mélange uniforme dans le résonateur.

2.3.2.2 Différence de température entre le milieu ambiant et les fibres en suspension aqueuse

Pour vérifier cette effet la cellule n'est pas isolée. Nous effectuons quatres essais successifs d'un même échantillon de fibre L28 avec une concentration de 0.001%. La température de l'eau est de 21,0 °C et la température ambiante de 27,0 °C. À $t = 0$ s la pompe de circulation est arrêtée et après un temps d'attente de 60 s le signal d'excitation est appliqué au transducteur: $i_t = 0,212 \text{ A}$, $v_t = 106 \text{ V}$, $f_t \approx 92,3 \text{ kHz}$ et $P_t = 12,0 \text{ W}$. La figure 2.13 représente bien l'effet de la différence de température entre le milieu ambiant et l'intérieur de la cellule sur les stratifications de fibres. Si l'on compare à la figure 1.11, on remarque la monté du niveau d'intensité durant le temps d'attente et on ne perçoit aucun effet de stratification sur D_y à l'excitation du transducteur. Ceci s'explique justement par le mouvement de l'eau

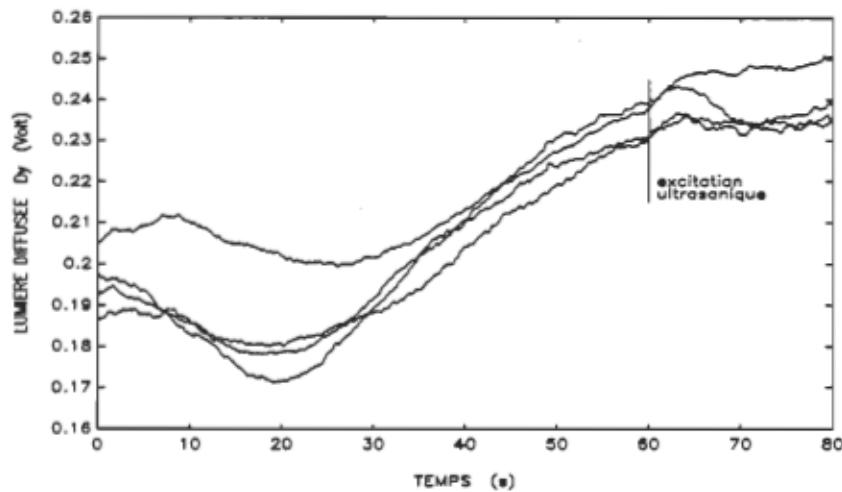


Figure 2.13 Mesure de l'intensité lumineuse capté sur D_y en fonction du temps pour une différence de température de $6,0^{\circ}\text{C}$. Le temps initial correspond à l'arrêt de la pompe.

causé par les courants de convections importants.

2.4 Sous-système optique

L'extraction de l'information concernant le mouvement des fibres se base sur la stabilité du sous-système optique. Il est alors indispensable de s'assurer d'une intensité extrêmement stable de même que pour la détection.

Les fenêtres de l'appareil ainsi que les lentilles se salissent avec le temps et a pour effet de changer le niveau d'intensité lumineuse diffusé et capté par les photodiodes. De plus, l'intensité de la lampe au tungstène est affectée par le vieillissement et par l'instabilité de la source d'alimentation.

Nous avons effectué des mesures préliminaires concernant la stabilité de la source d'alimentation ainsi que l'intensité de la lampe. Pour ces mesures nous avons placé une photodiode de référence, $D_{\text{réf}}$, dans le tube situé entre la source de lumière quasi-ponctuelle, S , et la cache C_1 (voir figure 1.5). La figure 2.14 montre la variation relative de l'intensité

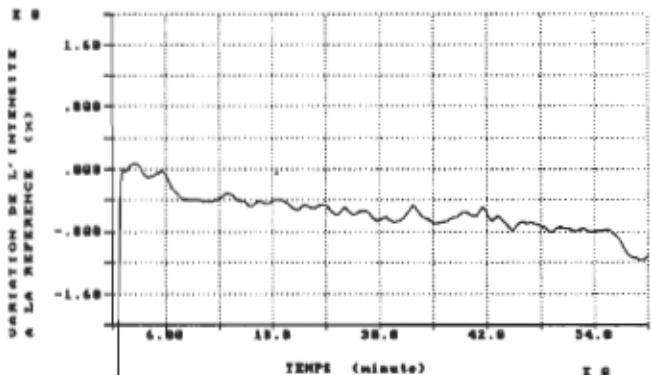


Figure 2.14 Stabilité de la source lumineuse: variation relative de l'intensité mesurée à la photodiode de référence.

mesurée à la photodiode de référence au cours du temps pour une variation relative de la tension d'alimentation de la lampe inférieure à 80 ppm. À $t = 0$ s la lampe est alimenté à 12 V durant 60 minutes et une diminution relative de 1,1% a été mesuré.

Noter qu'il n'est pas possible de mesurer cette variation aux photodiodes D_X et D_Y puisqu'elles ne mesurent que la lumière diffusée par les fibres. Les signaux recueillis seraient alors entachés de bruit causé par le mouvement des fibres.

2.5 Conclusion du chapitre 2

Pour évaluer la nécessité d'automatisation nous avons retenu après analyse une technique rapide et suffisamment efficace. À partir de l'impédance du transducteur nous avons déterminé des relations empiriques entre l'allure de l'impédance et la stratification des fibres.

Concernant le sous-système ultrasonique nous avons démontré que les variables suivantes affectent l'impédance du transducteur face à un réflecteur dans la cellule: température de l'eau, taux d'oxygène dissout dans l'eau, distance séparant les faces du transducteur et réflecteur, fréquence et puissance du signal d'excitation. La distance de séparation et le parallélisme des faces du transducteur et réflecteur doivent être maintenus constants dans la cellule de mesure.

Le taux d'oxygène dissout dans l'eau doit être inférieure à 30%. La température de l'eau dans la cellule doit être contrôlé à $\pm 0,5$ °C. Les entrées et sorties de la solution aqueuse de fibres font partie du sous-système hydraulique. Il faudra donc contrôler la température de la solution à l'intérieur du sous-système hydraulique.

Les essais ont démontré que les facteurs suivants du sous-système hydraulique affectent la qualité des stratifications des fibres: turbulence de l'eau à l'intérieur de la cellule causée par un débit élevé, écart de température entre l'intérieur et l'extérieur de la cellule. De plus, la conception de la circulation de la solution aqueuse de fibres du sous-système hydraulique est la cause principale sur le temps de mesure. Il faudra donc reprendre en bonne partie la conception du sous-système hydraulique de façon à résoudre ces problèmes.

L'intensité de la source lumineuse du sous-système optique est instable et entraîne une erreur à la détection de la lumière diffusée par les fibres. Sur une période de 60 minutes nous avons mesuré une variation relative de l'intensité lumineuse de la source de 1,1%.

CHAPITRE 3

EXIGENCES GÉNÉRALES DE L'AUTOMATISATION

3.1 Introduction

L'exigence d'une automatisation doit se baser sur une relation entre cette automatisation et, dans notre cas, la caractérisation des fibres. Nous allons, à la section 3.2, décrire les objectifs actuels du projet du procédé de caractérisation des fibres afin de préciser la relation permettant de déterminer si la niveau d'automatisation réalisé permettra de les atteindre. L'évaluation de la nécessité d'automatisation, chapitre 2, nous ont permis de mettre en évidence les grandeurs d'influences et leurs actions sur la caractérisation des fibres. Nous allons exprimer, à la section 3.3, sous forme d'équation générale l'action de ces grandeurs d'influence sur les sous-systèmes concernés. De ces relations nous pourrons définir les automatisations de chaque sous-système et les besoins correspondants.

3.2 Relation entre la qualité de la caractérisation et le niveau d'automatisation

L'objectif général du système de mesure est d'arriver à obtenir l'histogramme de des longueurs et des rayons de fibres, aussi bien que des autres paramètres, tel que l'indice d'égouttage, permettant l'amélioration de la qualité des pâtes à papier. Au cours du projet nous procédonss graduellement vers ce résultat en suivant des étapes bien déterminées tel que décrit à la figure 3.1. À chaque objectif de cette figure correspondent des exigences d'automatisation de plus en plus stricte en se rapprochant de l'objectif général.

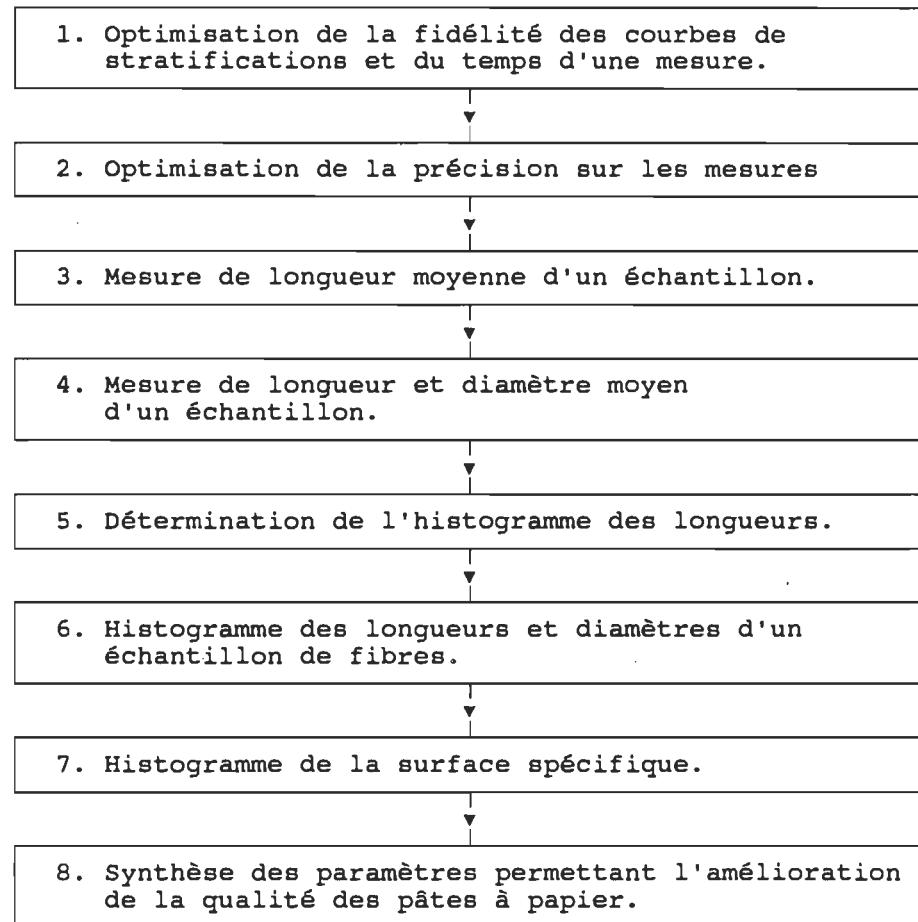


Figure 3.1 Liste des problèmes à résoudre au cours du projet.

L'objectif actuel est l'optimisation de la fidélité des courbes de stratifications et du temps de mesure. Donc, le succès de cette étape permettra la transition à l'étape suivante soit l'optimisation de la précision sur les mesures qui se qualifie par la fidélité des stratifications et de la justesse de la mesure. Cet objectif spécifie précisément la relation à respecter pour évaluer l'automatisation par rapport à la qualité de la caractérisation. Cette qualité de caractérisation sera évaluée en considérant l'erreur de fidélité des courbes de stratifications.

La relation sera établi en fonction de l'erreur de fidélité. La variance, $\sigma_s^2(k)$, ou l'écart-type, $\sigma_s(k)$, sont les valeurs les plus fréquemment employées pour caractériser une dispersion de résultats de mesure autour de la moyenne $\mu_s(k)$. Pour l'estimé de la variance d'une variable,

I_D , mesurée n fois à l'instant k de l'échantillonnage du système d'acquisition des signaux de période NT, est défini de la façon suivante [ASC87], [BAI77]:

$$\sigma_s^2(k) = \frac{\sum_i^n (I_{D,i}(k) - \mu_s(k))^2}{n-1} \quad (3.1)$$

$$\text{avec } \mu_s(k) = \frac{\sum_i^n I_{D,i}(k)}{n} \quad (3.2)$$

Pour comparer la dispersion de plusieurs distributions dont les moyennes et écart-types sont de grandeurs différentes nous devons faire appel au coefficient de variation $C_v(k)$ [BAI77]. Elle est exprimée en pourcentage et se définit comme suit à l'instant d'échantillonnage k:

$$C_v(k) = \left| \frac{\sigma_s(k)}{\mu_s(k)} \right| \times 100 \quad \text{pour } \mu_s(k) \neq 0 \quad (3.3)$$

Cette dernière équation sera utilisée à tout les instants d'échantillonnages k sur la durée de l'excitation pour créer un vecteur du coefficient de variation C_v . Ce vecteur permettra de vérifier la qualité de la caractérisation en fonction du niveau d'automatisation. Plus la valeur de $C_v(k)$ tend vers zéro meilleur est la fidélité de la mesure de l'intensité de la lumière diffusée par les fibres au cours du temps d'excitation du ou des transducteur(s). Par contre, ceci n'implique pas automatiquement une meilleure précision sur la mesure, car par définition [ASC87]: "la précision qualifie l'aptitude de l'appareillage de mesure à donner des résultats qui, individuellement, sont proches de la valeur vraie du mesurande : un appareillage précis est donc à la fois fidèle et juste". Mais un appareillage fidèle permettra d'améliorer les parties de l'appareil de manière à augmenter la justesse de la mesure.

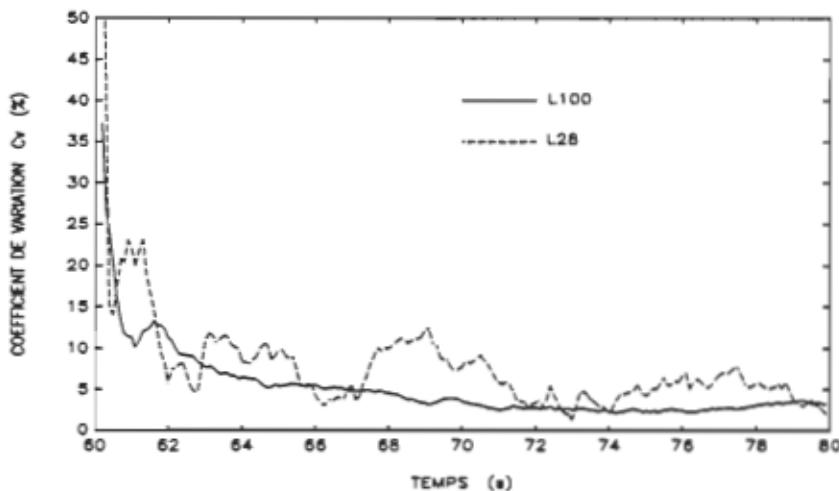


Figure 3.2 Coefficient de variation, C_v , des courbes de stratifications de la figure 1.12.

La figure 3.2 montre le coefficient de variation C_v des courbes de stratifications de la figure 1.12. Nous avons retiré les deux premiers points saisis vu que les valeurs moyennes sont $\mu_s(1) = 0$ et $\mu_s(2)$ tend vers zéro. La dispersion obtenue avec les fibres L28 est plus élevée qu'avec les fibres L100. Cet écart s'explique par le fait que les fibres L28 sont plus longues que les fibres L100 et se rapprochent davantage d'une demi-longueur d'onde λ représentant la distance de séparation des strates. Nous avons $\lambda/2 \approx 8,25 \text{ mm}$ ($f_i = 94,4 \text{ kHz}$) et $\ell = 2,00 \text{ mm}$ soit un rapport de 4,12 alors qu'on obtient un rapport de 11,78 pour les fibres L100. Ce rapport n'étant pas suffisamment élevé pour que les fibres L28 puissent former de minces strates.

3.3 Relation entre les grandeurs d'influence et les sous-systèmes

Les mesurandes du procédé, grandeurs physiques faisant objet de la mesure, sont la distribution des longueurs et des rayons de fibres d'un échantillon que nous désignerons par $n(\ell)$ et $n(r)$ respectivement.

Considérant l'inter-relation des grandeurs physiques entre les sous-systèmes du système nous devons exprimer celle-ci à partir d'équations générales. Ces équations permettront une

description plus claires de la relation entre la qualité de la caractérisation et le niveau d'automatisation.

Les signaux électriques traités de manière à retrouver les mesurandes sont fournis par des photodiodes mesurants les variations de l'intensité lumineuse au cours du temps. Ces variations de l'intensité convertie en signaux électriques de sortie, I_{Dx} , I_{Dy} et I_{Do} , sont fonctions des dimensions des fibres permettant leurs caractérisations et aussi fonction des trois sous-systèmes décrits auparavant. Ces sous-systèmes servants de dispositifs de transmission des mesurandes, apportent des grandeurs d'influence qui gênent les signaux de sortie. Ces grandeurs d'influence I_U , I_H et I_O sont reliées aux sous-systèmes ultrasonique, hydraulique et optique respectivement. La relation entre les signaux électriques de sortie $I_D(I_{Dx}, I_{Dy}, I_{Do})$ et mesurande $n(\ell)$ et $n(r)$, qui dans un cas idéal serait:

$$I_D(I_{Dx}, I_{Dy}, I_{Do}) = G[n(\ell), n(r)] \quad (3.4)$$

devient:

$$I_D(I_{Dx}, I_{Dy}, I_{Do}) = G[n(\ell), n(r), I_U, I_H, I_O] \quad (3.5)$$

Considérant uniquement les variations des grandeurs susceptibles d'apporter des erreurs à la mesure, nous écrivons:

$$\Delta I_D(I_{Dx}, I_{Dy}, I_{Do}) = \Delta G[n(\ell), n(r)] + \Delta I_U + \Delta I_H + \Delta I_O \quad (3.6)$$

Pour chaque sous-système nous obtenons les relations exprimant les grandeurs d'influence agissant au niveau du sous-système étudié.

3.3.1 SOUS-SYSTÈME ULTRASONIQUE

Des analyses du chapitre 1 section 1.4.1 et du chapitre 2 section 2.2, nous écrivons que

$$\Delta I_U = \Delta I_{U,1}(T_1, T_2 \text{ ou } R) + \Delta I_{U,2}(T_{\text{eau}}, O_{\text{eau}}, L, \text{ parallélisme des faces})$$

$$+ \Delta I_{U,3}(f_t, v_t, i_t, \text{forme du signal d'excitation}) \quad (3.7)$$

3.3.2 SOUS-SYSTÈME HYDRAULIQUE

Des analyses du chapitre 1 section 1.4.2 et du chapitre 2 section 2.3, nous écrivons que

$$\Delta I_H = \Delta V + \Delta T_{\text{eau}} + \Delta C_m + \Delta \bar{Q} \quad (3.8)$$

où V est le volume d'eau de la cellule de mesure et les autres grandeurs ont déjà été définis.

3.3.3 SOUS-SYSTÈME OPTIQUE

Des analyses du chapitre 1 section 1.4.3 et du chapitre 2 section 2.4, nous écrivons que

$$\Delta I_O = \Delta I_S + \Delta I_{Dx} + \Delta I_{Dy} + \Delta I_{Do} \quad (3.9)$$

où I_S est le signal de l'intensité de la source lumineuse S et les autres grandeurs ont déjà été définis.

3.4 Exigences de l'automatisation des sous-systèmes

Nous avons trois possibilités pour déduire de $I_D(I_{Dx}, I_{Dy}, I_{Do})$ les mesurandes $G[n(\ell), n(r)]$ selon la grandeur d'influence en jeu [ASC87]:

- réduire l'importance des grandeurs d'influence au niveau du sous-système servant de transmission aux mesurandes en le protégeant par un isolement adéquat,
- stabiliser les grandeurs d'influence à des valeurs parfaitement connues et étalonner le capteur dans ces conditions de fonctionnement,
- compenser l'influence des grandeurs parasites.

Nous allons pour chaque sous-système déterminer l'opportunité de réduire, stabiliser ou compenser la grandeur d'influence afin de satisfaire la relation entre la caractérisation et l'automatisation.

3.4.1 SOUS-SYSTÈME ULTRASONIQUE

De la relation 3.7 nous devons considérer d'une part les exigences sur les mesures à effectuer afin d'évaluer la qualité du résonateur et d'autre part les exigences au point de vue de l'excitation des transducteurs. Quant au montage du résonateur ceci concerne davantage la modélisation des transducteurs à ultrasons conçus afin de créer un champ d'ondes ultrasonores stationnaires intense, stable et uniforme. Toutefois, pour déterminer la qualité du champ nous avons conçu un hydrophone miniature au PVDF permettant de mesurer le profil de pression acoustique entre les faces de T_1 et T_2 ou R (figure 2.2). À la section 3.4.1.1 nous décrivons les exigences quant aux mesures de caractérisation du résonateur et à la section 3.4.1.2 nous décrivons les exigences quant au signal d'excitation.

3.4.1.1 Mesures de caractérisation du résonateur

Afin de déterminer le point d'opération de la cavité de la cellule $I_{U,2}(Q_r)$, du point d'opération du signal d'excitation $I_{U,3}(\text{excitation})$ et autres caractéristiques permettant d'évaluer la qualité du champ d'onde acoustique dans la cellule un temps considérable de manipulations et de calculs manuels sont nécessaire pour accomplir adéquatement les mesures. Ces manipulations difficiles provoquent des erreurs systématiques importantes. Pour obtenir des valeurs justes et fiables, il est indispensable de concevoir un logiciel d'acquisition et de traitements automatiques des données. Enfin, ce logiciel doit réduire au minimum de nombreuses erreurs systématiques.

3.4.1.2 Excitation des transducteurs

Nous avons démontré au chapitre 2 la nécessité de maintenir le signal d'excitation à la fréquence de résonance de la cellule. Pour y parvenir il faut ajuster la fréquence du signal d'excitation afin de suivre le déplacement de la résonance de la cellule. Ainsi nous compenserons les grandeurs d'influence. Ceci peut être réalisé en maintenant le déphasage entre la

tension et le courant appliqués à la charge. Nous avons également observer la nécessité de maintenir la puissance active du signal d'excitation, d'une part pour conserver un champ acoustique stable dans la cavité et, d'autre part, afin de compenser la perturbation de l'hydrophone au PVDF pour les mesures de pression acoustique dans la cavité. Noter qu'il serait intéressant dans l'étude du système de mesure d'avoir la possibilité de maintenir l'amplitude du courant d'excitation. Ainsi, nous concevrons une régulation de l'amplitude du courant du signal d'excitation.

Dans l'intérêt d'une meilleure caractérisation des fibres, nous devons appliquer aux transducteurs des salves de sinusoïdes. C'est ce qu'exprime la relation (3.7) à $I_{U,3}$ (excitation) qui dépend de la forme du signal appliqué. Cette excitation consiste à appliquer un signal de fréquence f dont la fréquence de répétition est f_{rep} , avec un rapport cyclique D . Ce type d'excitation a pour but de permettre une plus grande puissance délivrée à la charge sur un cours intervalle de temps. Mais, connaissant l'instabilité de l'impédance de charge il est aussi nécessaire, dans ce cas-ci, de maintenir le déphasage entre la tension et le courant d'excitation de manière à appliquer une fréquence d'excitation correspondant à la résonance de la cellule.

De plus, nous envisageons la possibilité d'exciter les transducteurs à plus d'une fréquence de résonance. C'est-à-dire que nous excitons les transducteurs à une fréquence de résonance de la cellule se trouvant à environ 80 Khz pour ensuite, en une fraction de seconde, changer la fréquence de l'excitation pour atteindre une résonance supérieure au dessus de 100 kHz. Cette action a pour but d'enrichir les données nécessaire à la détermination de l'histogramme des longueurs et diamètres de fibres d'un échantillon. En effet, les fibres courtes subissent des forces qui augmentent avec la fréquence du champ d'ondes stationnaires.

3.4.2 SOUS-SYSTÈME HYDRAULIQUE

De la relation (3.8) nous devons revoir le sous-système hydraulique en fonction de la forme et du volume de la cellule, de la concentration de fibres dans la cellule, de la température de l'eau et du débit de remplissage de la cellule. Ces grandeurs d'influence doivent toutes être stabilisées afin d'étalonner le procédé de caractérisation dans ces conditions de fonctionnements. Il doit comprendre un asservissement de la température pour maintenir la température de l'eau entre certaines limites. Il doit éviter toute surpression dans le résonateur. Il doit permettre un remplissage et une vidange rapide de la cellule avec possibilité de nettoyage automatique. Un contrôle de niveau dans les diverses parties doit être réalisé. De plus, nous devons réduire le temps de mesure en plus d'améliorer sa fidélité. Or, toutes les étapes doivent être contrôlées de façon électrique par micro-ordinateur.

3.4.3 SOUS-SYSTÈME OPTIQUE

Le sous-système optique permet l'extraction de l'information en détectant le mouvement des fibres durant l'excitation. C'est pourquoi, il faut que l'intensité lumineuse demeure très stable dans la cavité durant les mesures de l'intensité des signaux I_{Dx} , I_{Dy} et I_{Do} . Le niveau d'intensité de la source de lumière doit être asservie afin de compenser l'effet du vieillissement de la lampe et de l'instabilité de la source. Concernant les saletés s'accumulant sur les lentilles et fenêtres, nous devons prévoir une compensation des signaux recueillis dans le traitement des signaux.

3.5 Conclusion du chapitre 3

Le niveau d'automatisation par rapport à la qualité de la caractérisation a été posé en fonction des besoins ou critères de fonctionnement de chaque sous-système. Les critères du sous-système ultrasonique seront satisfaits de la façon décrite au chapitre 4. Nous verrons les

conceptions des différentes parties du sous-système hydraulique au chapitre 5. Concernant le sous-système optique, le chapitre 6, sera consacré à sa description détaillée.

CHAPITRE 4

AUTOMATISATION DU SOUS-SYSTÈME ULTRASONIQUE

4.1 Introduction

Au chapitre 3 nous avons décrit les exigences générales du sous-système ultrasonique. Nous allons ici étudier en détail les solutions de deux problèmes d'automatisation. Le premier, section 4.2, concerne l'automatisation des mesures de caractérisation du résonateur réalisé dans le but de réduire les erreurs systématiques et d'analyser en temps réel les données recueillies. Le deuxième automatisation, section 4.3, concerne directement la stabilité du champ d'onde stationnaire de la cellule. Il s'agit de l'excitation des transducteurs caractérisée par l'amplitude de la tension et du courant ainsi que de la fréquence du signal. Ce signal d'excitation est de forme sinusoïdale soutenu dans un cas et répétitif dans d'autre cas. La fréquence de résonance doit s'ajuster de façon à suivre la résonance choisie de la cellule. De plus, dans l'intérêt d'un meilleur contrôle de l'excitation des transducteurs, nous étudierons à l'aide de simulations, section 4.4, un asservissement échantillonné du déphasage tension-courant.

4.2 Automatisation des mesures de caractérisation du résonateur

Dans le but de réduire les erreurs systématiques des mesures et augmenter les informations pertinentes à la caractérisation du résonateur, nous avons réalisé un logiciel de mesure qui permet d'effectuer les tâches suivantes:

- Acquisition de donnée avec divers instruments via une communication avec carte suivant le protocole IEEE-488 (GPIB). Les instruments essentiels sont: analyseur d'impédance (HP4192A), multimètre (HP3478A et PM2534) et oscilloscope numérique (TK2200).

- Affichage graphique sous différents types tels que: affichage d'un vecteur avec échelle linéaire ou semi-logarithmique, affichage de deux vecteurs sur le même graphique avec échelle différentes, en abscisse et en ordonné, disponible sur échelle linéaire ou semi-logarithmique et affichage avec conversion polaire à rectangulaire de deux vecteurs et autres.
- Entrée et sortie des données: selon le format du logiciel afin de conserver le maximum d'information et en format ASCII pour avoir la possibilité de transfert de données avec d'autres logiciels.
- Différentes analyses mathématiques tels que: calcul de la qualité de la résonance selon les équations de la section 2.2, détermination des valeurs minimale et maximale des vecteurs d'un graphique, correction des mesures d'hydrophone, etc.
- Mesure de profil de pression acoustique à l'aide d'un hydrophone miniature au PVDF.

Ce logiciel permet une expansion simple de sous-programmes dédiés à d'autres tâches. Sa flexibilité d'utilisation comprend une programmation du choix des tâches et de l'ordre dans lequel l'utilisateur désire exécuter ces tâches, voir annexe A et [MAS90b].

4.3 Circuit électronique d'excitation asservie

Le circuit électronique d'excitation asservie doit maintenir constant le déphasage entre la tension et le courant appliqués au résonateur ultrasonore. Il doit aussi maintenir constant le courant ou la puissance apparente.

L'asservissement du déphasage tension-courant doit fonctionner pour deux types d'excitations: excitation soutenue d'un signal de fréquence f que nous appellerons de type 1 et excitation d'une salve de sinusoïdes ou pulsée d'un signal de fréquence f dont la fréquence de répétition est $f_{rép}$, avec un rapport cyclique D (nécessairement $f_{rép} < f$) que nous appellerons de

type 2. L'excitation soutenue permet de mesurer les variables d'état en continu pour atteindre le régime établi. Mais, dans le cas d'une excitation pulsé, le circuit possède deux modes d'opérations caractérisés chacun par une équation d'état différent. Le premier mode existe à l'application du signal d'excitation de fréquence f que nous appellerons mode 1 et le second mode existe à l'annulation de ce signal que nous appellerons mode 2. Le résultat crée une forte instabilité du déphasage asservi.

Cette impédance de charge comprend plusieurs résonances, ce qui nécessite une électronique permettant d'éliminer les résonances indésirables. La fonction de transfert de la charge vue de la source d'excitation présente des non linéarités à gains positifs ou négatifs, ce qui exclut l'utilisation des asservissements de phase d'un oscillateur [GIR88], [LIN78] (en anglais: Phase Locked Loop - P.L.L.). Mais la conception de cet asservissement demande plutôt des précautions pour les signaux de commandes [MAS90c].

Nous ferons appel aux équations d'état du circuit et à la simulation pour l'étude du régime transitoire. De plus, on appliquera la compensation par retour d'état pour les deux types d'excitations. Les résultats et leurs analyses suivront ces calculs.

Le temps de stabilisation de l'excitation asservie doit être inférieur à la période d'échantillonnage du système d'acquisition de données des signaux de sortie de la détection optique soit de 100 ms, mais par précaution nous devons si possible le réaliser en moins de 10 ms. L'asservissement du déphasage doit être fonctionnel de 0 à 360°. L'exigence sur la précision du déphasage est en général de 0,5° mais dépend de la résonance étudiée.

Pour atteindre ces objectifs nous analyserons en parallèle les deux types d'excitations. Le principe de fonctionnement sera décrit à la section 4.3.1 pour en tirer les fonctions de

transfert et suppositions simplificatrice aux sections 4.3.2 et 4.3.3 respectivement. Les équations d'état à la section 4.3.4 permettront l'application de la compensation par retour d'état, section 4.3.5. Nous passerons aux résultats de simulations aux sections 4.3.6 et 4.3.7 et résultats expérimentaux à la section 4.3.8.

4.3.1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le circuit d'excitation comprend trois asservissements qui sont: asservissement du déphasage, asservissement de l'amplitude du courant [MAS88] et asservissement de la puissance apparente. La figure 4.1a représente schématiquement le principe de l'asservissement du déphasage et la figure 4.1b montre celui de l'amplitude. Le schéma bloc fonctionnel complet du circuit électronique d'excitation asservie est représenté à la figure 4.2 [HOR88], [MEI84]. Les circuits détaillés correspond au numéro indiqué au bas de chaque bloc de cette figure qui sont donnés en annexe E. Nous analyserons dans les détails uniquement l'asservissement du déphasage puisque c'est sur lui que dépend la poursuite en fréquence de la résonance de la cellule.

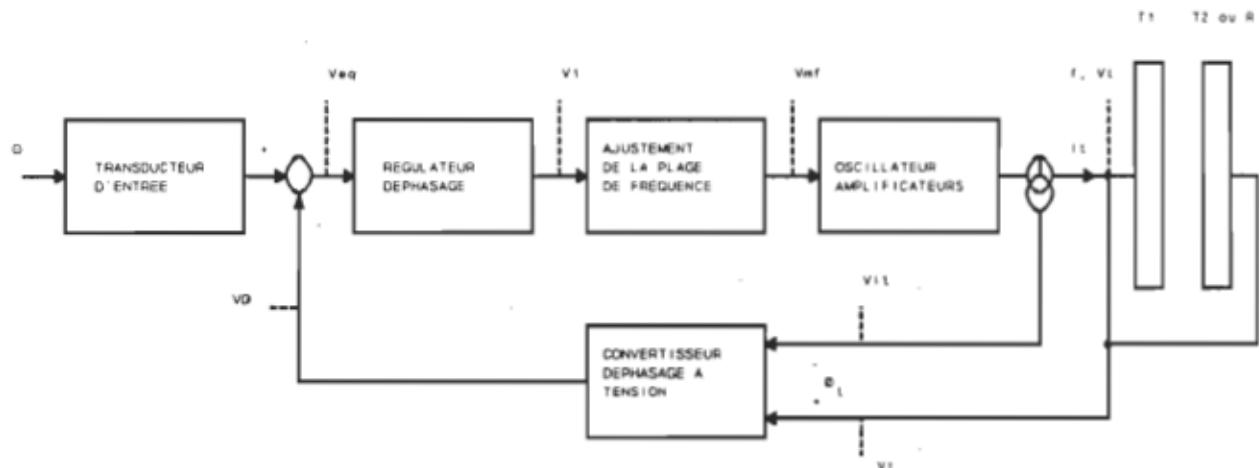


Figure 4.1a: Schéma de principe du circuit électronique d'excitation asservie: asservissement du déphasage (schéma U1-1A000.LAO).

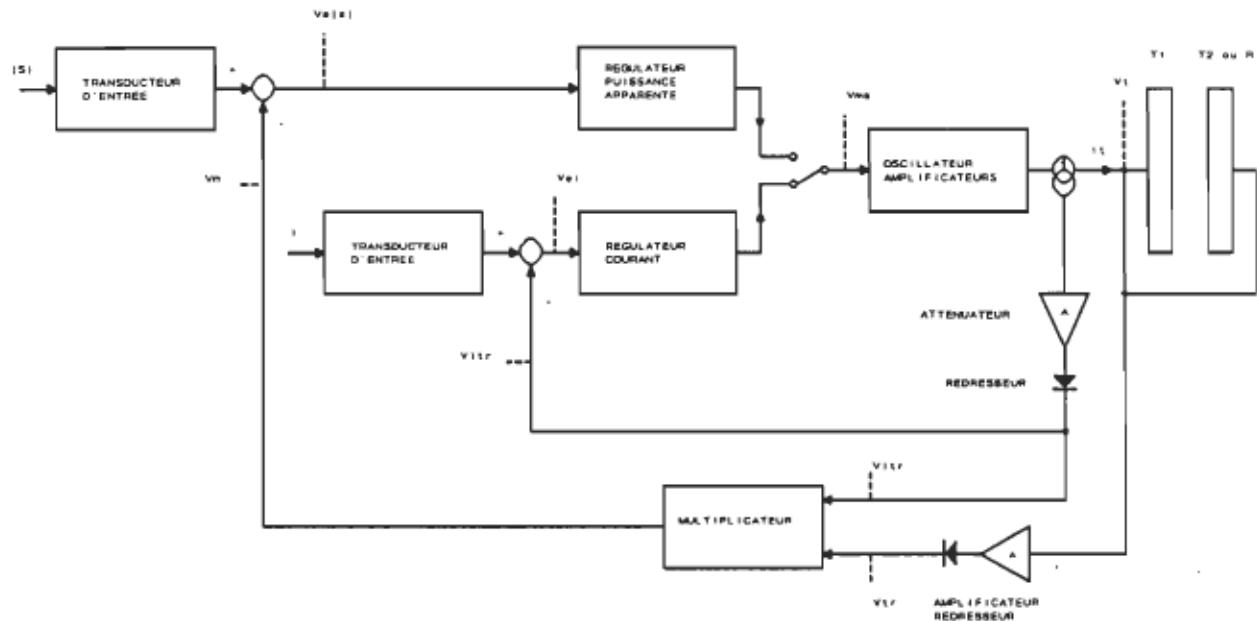
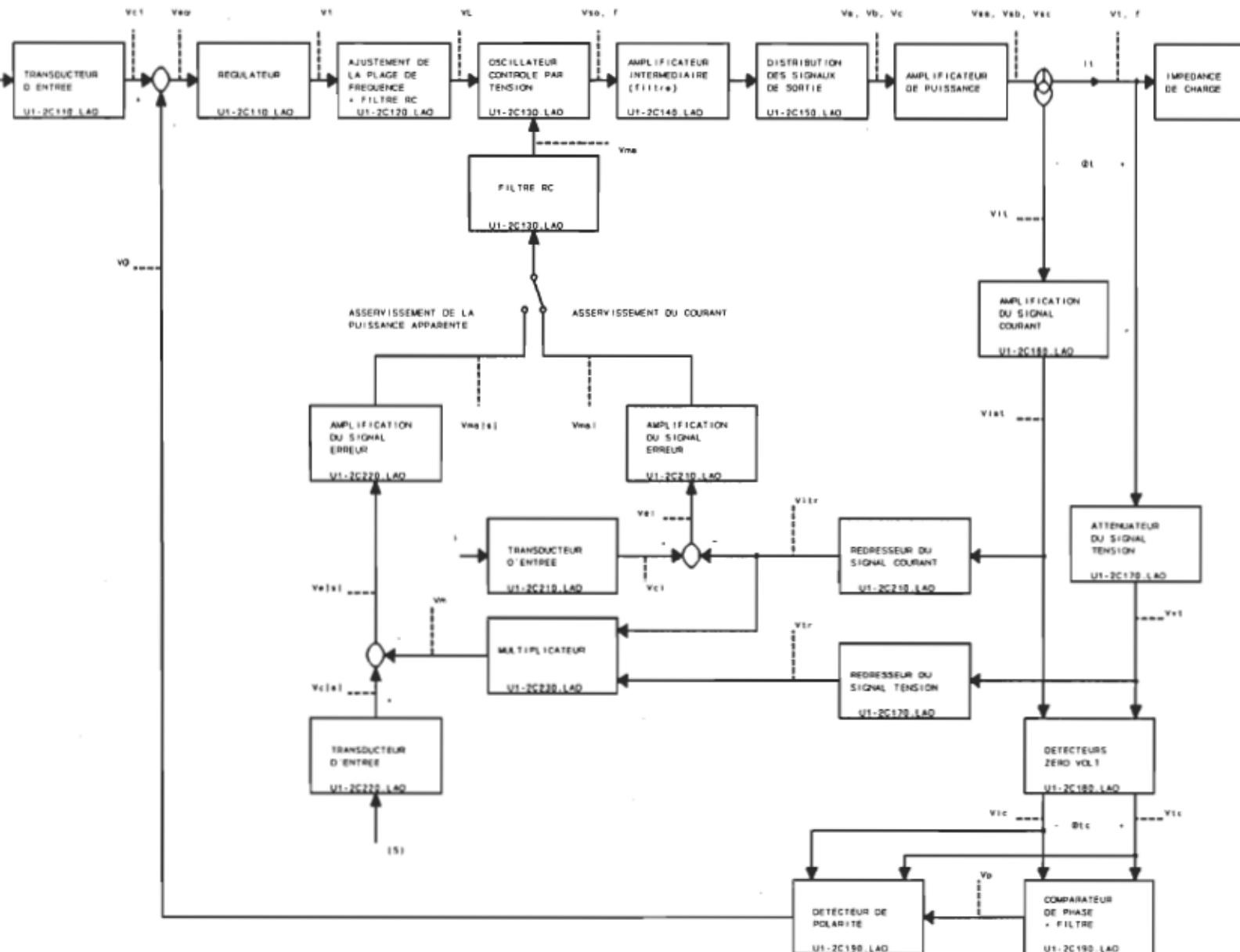


Figure 4.1b: Schéma de principe du circuit électronique d'excitation asservie: asservissement de l'amplitude du courant et de la puissance apparente (schéma U1-1B000.LAO).

Pour la description du fonctionnement, il faut se référer aux figures 4.1a et 4.2. Le signal de sortie de l'oscillateur de fréquence f contrôlé par tension V_{mf} est amplifié par un amplificateur de puissance pour ensuite exciter les transducteurs qui représentent l'impédance de charge. Un transformateur de courant permet de convertir le courant en tension. À partir d'un convertisseur déphasage en tension on obtient un signal de retour V_ϕ proportionnel au déphasage de sortie ϕ_t . De la somme algébrique du signal de retour V_ϕ et de la tension de consigne V_{c1} nous obtenons un signal erreur $V_{\epsilon\phi}$ sur lequel nous constituons un signal d'activation V_1 à l'aide d'un régulateur. Ce signal V_1 , appliqué à l'entrée de l'oscillateur, commande la fréquence f du signal sinusoïdal généré. Ce signal est alors appliqué à la charge et on obtient ainsi un circuit à boucle fermée.

Il existe pour cette charge plusieurs fréquences de résonance et parfois très près l'une de l'autre tel que montré à la figure 4.3. La plage d'intérêt se situe entre 90 et 100 kHz. C'est

Figure 4.2 Schéma bloc fonctionnel complet du circuit d'excitation asservie (schéma U1-1C000.LAO).



pourquoi un circuit d'ajustement de la plage de fréquence est placé avant l'oscillateur. Il doit avoir deux réglages un pour la fréquence centrale l'autre pour la fréquence supérieure et la fréquence inférieure.

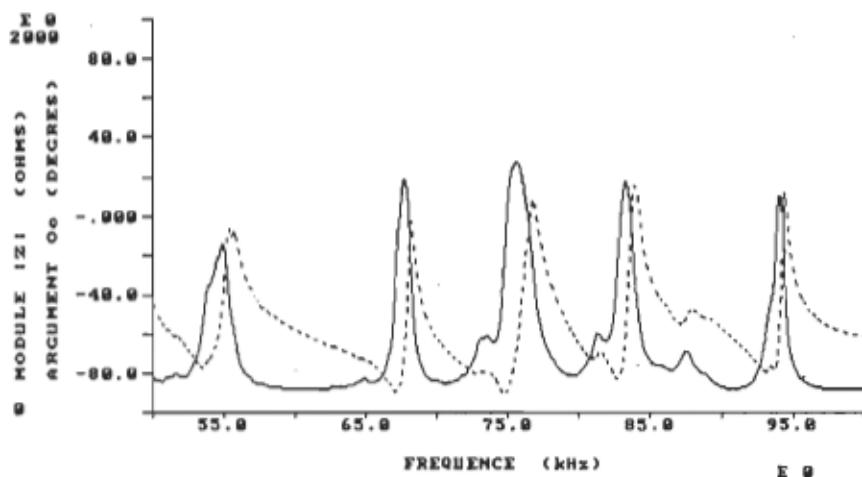


Figure 4.3 L'impédance mesurée du transducteur face à un réflecteur.

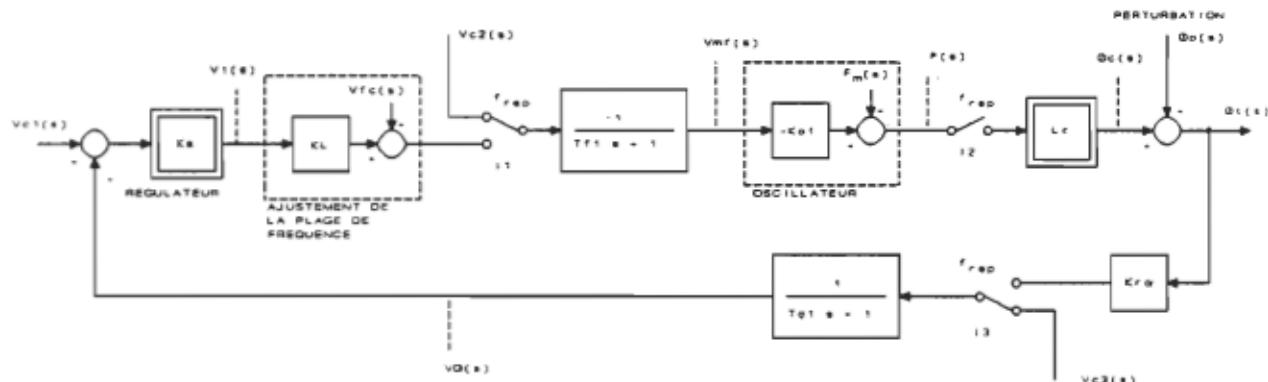


Figure 4.4 Schéma fonctionnel du circuit d'asservissement du déphasage.

La figure 4.4 représente le schéma fonctionnel du circuit d'asservissement du déphasage incluant les gains, constantes de temps et signaux de commandes. Les trois interrupteurs I_1 , I_2 et I_3 représentés sur cette figure fonctionnent simultanément à la mise en action de l'asservisse-

ment. Pour les excitations pulsées ils s'ouvrent et se ferment au même instant avec une fréquence $f_{rép}$. Ils sont montrés lorsque le circuit est au repos (non asservi), les commandes V_{c2} et V_{c3} seront expliquées après une description de l'impédance de charge.

La figure 4.5 montre la courbe de ϕ_c en fonction de f sur une plage limitée de 90 kHz à 100 kHz. La non linéarité de cette fonction de transfert peut entraîner des difficultés durant l'asservissement. On remarque pour les fréquences inférieures à 90 kHz que la pente $\Delta\phi_c/\Delta f$ est nulle d'où un asservissement impossible et pour les fréquences supérieures à 94,2 kHz il y a changement du signe de la pente, ce qui entraîne un décrochage du circuit d'asservissement. C'est ce qui explique la nécessité du filtre à la sortie du limiteur de tension. Il permet d'amortir les changements brusques qui apparaissent à la sortie du régulateur de signal V_1 . Ainsi on s'assure de limiter les variations brusques du déphasage ϕ_t afin que le circuit demeure dans la zone possible d'accrochage. Il faut donc éviter tout dépassement à la mise en route de l'asservissement dans la région près de $\phi_t = 10^\circ$. On voit que plus le déphasage ϕ_t augmente plus le gain statique augmente et plus il y a risque de dépassement.

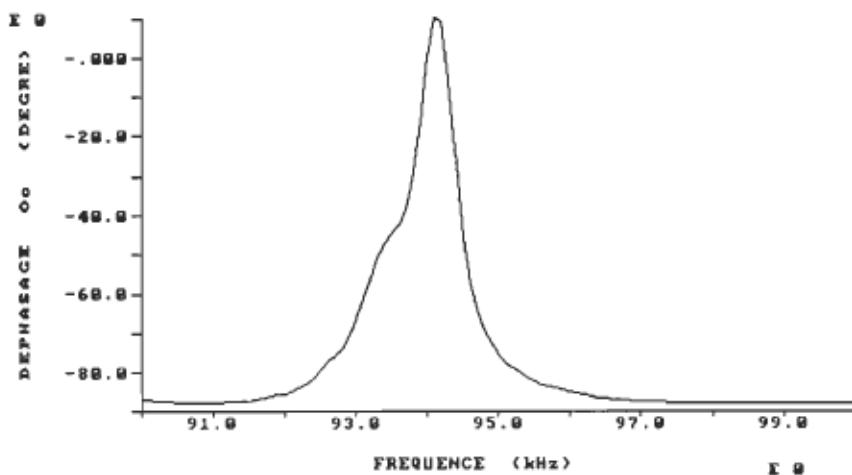


Figure 4.5 Déphasage $\phi_c(f)$ en fonction de la fréquence f .

La solution proposée est d'imposer au circuit asservi une valeur initiale se rapprochant du point d'opération. Le rôle de la commande V_{c2} , est d'ajuster la fréquence au repos (lorsque le circuit n'est pas en mode asservi) ou la fréquence initiale f_i avant la mise en action de l'asservissement de façon à ce qu'elle soit inférieure à la fréquence en régime établi. Pour l'initialisation de l'état du circuit à la mise en route de l'asservissement le régulateur agit de manière à augmenter la fréquence pour atteindre le point d'opération fixé par la consigne. Pour minimiser le temps de stabilisation et le dépassement de ϕ_s à la mise en route, si nécessaire, il est préférable de régler la fréquence initiale f_i près de la fréquence en régime établi.

La commande V_{c3} sert aussi à améliorer le temps de stabilisation de l'asservissement en imposant un état au circuit de telle sorte que l'on minimise le temps nécessaire pour atteindre l'état imposé par la consigne. Mais on a avantage à éliminer ce réglage, car il faudrait le faire à chaque changement de la perturbation. Comme le montrera cette étude il sera possible de s'en dispenser.

La qualité de cet asservissement dépend principalement de la précision et stabilité du signal de retour. Dans le cas où nous devons obtenir un signal analogique pour la boucle de retour, une solution simple et efficace est utilisée. Les tensions V_T et V_{iT} sont converties en signaux carrés tout en conservant le déphasage ϕ_i . Les signaux carrés V_{Tc} et V_{ic} sont appliqués à l'entrée d'un circuit logique OU EXCLUSIF jouant le rôle d'un comparateur de phase, en filtrant le signal à sa sortie on obtient une tension continue proportionnelle à ϕ_i en valeur absolue. Un détecteur de polarité permet de déterminer le signe du déphasage ϕ_i afin de donner la bonne polarité à la tension de retour V_ϕ .

La précision du signal obtenue est fonction de la fréquence et de l'amplitude des signaux d'entrées. Les principales parties affectées par ces deux grandeurs sont les détecteurs de passage

à zéro. Leurs rapidité et hystérésis influence la sortie à haute fréquence et bas niveau des signaux d'entrée. Or, une technique de compensation pour réduire l'effet de l'hystérésis des détecteurs de passage à zéro peut être utilisée [WAG86], [WAG87]. Il s'agit d'une part de maintenir les signaux d'entrées à une amplitude fixe à l'aide d'un asservissement à gain variable et, d'autre part, de calculer ou mesurer l'erreur causée par la fréquence des signaux d'entrées et compenser cette erreur à la sortie. La difficulté de cette compensation est d'implanter un circuit capable d'agir directement sur le signal analogique de sortie. Pour l'utilisation à des fréquences supérieures à 100 kHz et résolution inférieure à 0,1° un circuit plus complexe est à envisager. Il s'agit de porter la fréquence d'entrée à une fréquence inférieure à l'aide de diviseurs de fréquence ou autres techniques et effectuer la comparaison à plus faible fréquence [IBR87]. D'autres techniques sont utilisées particulièrement pour la mesure de phase pour les circuits numériques à basse fréquence (< 100 kHz) [MAH88] et à très haute fréquence (20 MHz) [COF87].

4.3.2 FONCTIONS DE TRANSFERT DU CIRCUIT

De la figure 4.2 et de l'annexe E nous obtenons les fonctions de transfert dominantes des blocs suivants: 4.3.2.1 boucle de retour, 4.3.2.2 éléments de commandes et 4.3.2.3 l'argument de l'impédance de la charge.

4.3.2.1 Boucle de retour

$$\frac{V_\phi(s)}{\Phi_t(s)} = \frac{K_{r\phi}}{(\tau_{\phi 1} \cdot s + 1)} \quad (4.1)$$

où $V_\phi(s)$: signal de retour,
 $\Phi_t(s)$: déphasage entre la tension et le courant de la charge,
 $K_{r\phi}$: gain de la boucle de retour,
 $\tau_{\phi 1}$: constante de temps du filtre RC ($\tau_{\phi 1} = R_{11} \cdot C_{14}$),

4.3.2.2 Éléments de commandes

Les éléments de commande sont composés d'un oscillateur, d'un régulateur et d'un ajustement de la plage de fréquence avec filtre.

Oscillateur

$$F(s) = -K_{of} \cdot V_{mf}(s) + F_m(s) \quad (4.2)$$

où $F(s)$: fréquence de sortie de l'oscillateur,

$V_{mf}(s)$: tension à l'entrée de l'oscillateur contrôlant la fréquence du signal de sortie,

$F_m(s)$: fréquence maximum de l'oscillateur ($f_m = 200$ kHz),

K_{of} : gain de l'oscillateur ($K_{of} = 200$ kHz / 6 V),

Régulateur

Afin de conserver un maximum de rapidité à répondre aux perturbations, nous utiliserons un régulateur P (proportionnel) à gain optimisé pour répondre aux exigences du régime transitoire. Dans les deux cas l'efficacité de l'amplificateur est limitée par la saturation possible de sortie de l'amplificateur opérationnel V_1 .

$$\frac{V_1(s)}{V_{e\phi}(s)} = K_a > 0 \quad si \quad V_{1sat}^- \leq v_1(t) \leq V_{1sat}^+ \quad (4.3)$$

$$\frac{V_1(s)}{V_{e\phi}(s)} = 0 \quad si \quad v_1(t) = V_{1sat}^- \quad ou \quad si \quad v_1(t) = V_{1sat}^+ \quad (4.4)$$

où $V_1(s)$: tension de sortie de l'amplificateur du signal d'erreur,

K_a : gain de l'amplificateur du signal erreur,

V_{1sat}^+ et V_{1sat}^- : tension de saturation de sortie supérieure et inférieure du régulateur ($V_{1sat}^+ = 10$ V et $V_{1sat}^- = -10$ V),

Ajustement de la plage de fréquence

Les limites de sortie du régulateur, V_{1sat}^+ et V_{1sat}^- , servent à l'ajustement de la plage en fréquence de l'oscillateur via un gain K_L .

$$V_{mf}(s) = \frac{-(K_L \cdot V_1(s) + V_{fc}(s))}{(\tau_{f1} \cdot s + 1)} \quad (4.5)$$

$$K_L = \frac{LB}{(V_{1sat}^+ - V_{1sat}^-) \cdot K_{of}} \quad \text{et} \quad V_{fc}(s) = \frac{(F_c(s) - F_m(s))}{K_{of}} \quad (4.6)$$

où $V_{fc}(s)$: tension de commande permettant l'ajustement de la fréquence centrale de la bande de fréquence ($V_{fc} = -3,15$ V),
 $F_c(s)$: fréquence centrale ($f_c = 95,0$ kHz),
 LB : largeur de bande ($LB = 10$ kHz),
 K_L : gain de l'ajustement de la LB, nous considérons la variation maximale de sortie du régulateur à ± 10 volts ($K_L = 0,015$),
 τ_{f1} : constante de temps du filtre RC ($\tau_{f1} = R_{34} \cdot C_{18}$).

4.3.2.3 Argument de l'impédance de la charge

La fonction de transfert de la charge correspond à ϕ_c en fonction de f telle que montré en trait plein à la figure 4.6 pour les déphasages tension-courant d'intérêts. La courbe en trait pointillé est une approximation de l'impédance mesurée et correspond à une équation algébrique du 4^{ème} ordre ayant un coefficient de corrélation $r^2 = 0,991$:

$$\phi_c(f(t)) = l_0 + l_1 \cdot f(t) + l_2 \cdot f(t)^2 + l_3 \cdot f(t)^3 + l_4 \cdot f(t)^4 \quad (4.7)$$

$$\text{avec } f(t) = f_m(t) - K_{of} \cdot V_{mf}(t) \quad (4.8)$$

où $l_0 = -9.5617 \cdot 10^5$, $l_1 = 1.2494 \cdot 10^4$, $l_2 = 2.79389 \cdot 10^2$, $l_3 = -5.59159$ et $l_4 = 2.50698 \cdot 10^2$.

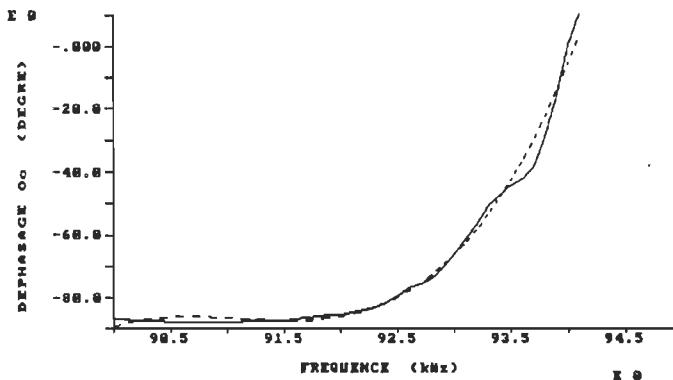


Figure 4.6 Déphasage $\phi_c(f)$ en fonction de la fréquence pour la plage d'intérêt de l'asservissement.

4.3.3 SUPPOSITIONS SIMPLIFICATRICE

Dans les calculs et simulations nous supposons que:

- le courant et la tension apparaissent instantanément à la charge à la fermeture des interrupteurs;
- les grandeurs d'influence agissent à l'intérieur d'une certaine limite de fréquence qui n'excède pas la plage de résonance et rendent toujours possible l'existence du déphasage désiré;
- la tension et le courant apparaissant à la charge sont mesurables par les circuits afin de convertir en tension le déphasage ϕ_i ;
- le gain de transfert de la charge ne varie pas au cours du temps.

4.3.4 ÉQUATIONS D'ÉTAT DU CIRCUIT D'ASSERVISSEMENT DU DÉPHASAGE TENSION-COURANT

Pour ces deux types d'excitations nous avons les mêmes variables d'état soit les tensions sur le condensateur des filtres RC qui sont: $v_p(t)$ et $v_{mf}(t)$ selon la figure 4.2 et annexe E. Mais on sait que $v_p(t)$ est donnée par:

$$v_p(t) = |K_{r\phi} \Phi_t(t)| \quad \text{donc} \quad v_p(t) > 0 \quad (4.9)$$

pour éviter de faire les calculs avec des valeurs absolues d'une variable d'état, on utilisera $v_\phi(t)$:

$$v_\phi(t) = K_{r\phi} \Phi_t(t) \quad \text{d'où} \quad v_p(t) = |v_\phi(t)| \quad (4.10)$$

et nous posons le vecteur d'état:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} v_\phi(t) \\ V_{mf}(t) \end{bmatrix} \quad \dot{\mathbf{x}}(t) = \begin{bmatrix} \frac{d v_\phi(t)}{dt} \\ \frac{d V_{mf}(t)}{dt} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

4.3.4.1 Excitation soutenue

Équation d'état

La figure 4.4 représente le circuit au repos (sans asservissement). En excitation soutenue les trois interrupteurs changent de position pour réaliser le mode 1 et l'on peut écrire que:

$$\frac{d v_\phi(t)}{dt} = \frac{-v_\phi(t) + K_{r\phi} \Phi_c(f(t)) - K_{r\phi} \Phi_p(t)}{\tau_{\phi 1}} \quad (4.12)$$

où $\phi_c(f(t))$ est donnée à l'équation (4.7) et (4.8).

La sortie $v_1(t)$ du régulateur crée une non linéarité à la boucle d'asservissement. Il faut ajouter dans ce cas deux modes de fonctionnement.

- mode 1a: lorsque la sortie $v_1(t)$ est saturé à V_{1sat} nous obtenons selon l'équation (4.5),

$$\frac{d v_{mf}(t)}{dt} = \frac{(-v_{mf}(t) - K_L \cdot v_1(t) - v_{fc}(t))}{\tau_{f1}} \quad (4.13)$$

- mode 1b: lorsque la sortie $v_1(t)$ est dans son domaine linéaire de régulation avec un gain K_a nous obtenons selon les équations (4.1) à (4.5),

$$\frac{d v_{mf}(t)}{dt} = \frac{(K_a K_L \cdot v_{cl}(t) - v_{mf}(t) - K_a K_L \cdot v_\phi(t) - v_{fc}(t))}{\tau_{f1}} \quad (4.14)$$

Calcul de la consigne $v_{cl}(t)$

Déterminons qu'elle doit être la valeur de la tension de consigne $v_{cl}(t)$ pour obtenir, en régime établi, le point d'opération désiré sans variation de la perturbation ($\Delta \phi_p(t) = 0$). Le régime établi est atteint lorsque $t \rightarrow \infty$ et que la réponse du circuit est stable ou quasi-stable, c'est-à-dire qu'il peut présenter une périodicité. Par contre pour la détermination de la consigne nous considérons un régime établi stable

$$\mathbf{x}_\infty = \lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{x}(t) \quad \text{pour un régime établi stable} \quad (4.15)$$

et dans ce cas nous savons que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = 0 \quad (4.16)$$

Des équations (4.10) et (4.12) nous obtenons

$$V_{\phi_\infty} = K_{r\phi} \Phi_{\infty} \quad (4.17)$$

$$\Phi_{\infty} = \Phi_c(f_\infty) + \Phi_{p\infty} \quad (4.18)$$

$$f_\infty = f_{m\infty} - K_{of} V_{mf\infty} \quad (4.19)$$

De l'équation (4.14), on tire:

$$V_{c1\infty} = \frac{K_a K_L K_{r\phi} \Phi_{t\infty} - V_{fc\infty} - V_{mf\infty}}{K_a K_L} \quad (4.20)$$

et de (4.8)

$$V_{mf\infty} = \frac{(f_{m\infty} - f_\infty)}{K_{of}} \quad (4.21)$$

La fréquence en régime établi stable f_∞ doit être déterminée à partir de l'équation,

$$\Phi_{t\infty} = \Phi_c(f_\infty) \quad (4.22)$$

avec la méthode itérative de Newton, [SCH68]. Les formules de calcul sont les suivantes

$$f_{n+1} = f_n + \Delta f_n \quad \text{pour} \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (4.23)$$

$$\Delta f_n = \frac{-\Phi_c(f_n)}{\left. \frac{d\Phi_c(f)}{df} \right|_{f_n}} \quad (4.24)$$

Nous arrêtons l'itération lorsque $\Delta f_i \leq 0,005 \text{ kHz}$. Après plusieurs essais nous avons vérifié que l'itération converge.

4.3.4.2 Excitation par salve de sinusoïdes

La figure 4.7 montre la tension appliquée aux transducteurs de la fréquence f selon une fréquence de répétition f_{rep} et un rapport cyclique D .

$$t_1 - t_0 = \frac{D}{f_r}, \quad t_2 - t_1 = \frac{(1 - D)}{f_r} \quad \text{et} \quad t_2 - t_0 = \frac{1}{f_r} \quad (4.25)$$

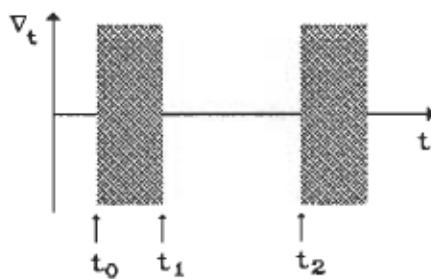


Figure 4.7 Signal d'excitation pulsé appliquée au(x) transducteur(s).

En excitation pulsée nous faisons face à deux modes de fonctionnements, soit le mode 1 de même nature que l'excitation soutenue développée à la section 4.3.4.1 et le mode 2 correspondant à l'annulation du signal d'excitation.

mode 1: $t_0 < t < t_1$

L'onde sinusoïdale est appliquée à la charge ce qui fait intervenir les mêmes équations qu'à la section précédente à l'exception qu'elle est de durée limitée égale à $t_1 - t_0$. Nous avons toujours les modes 1a et mode 1b avec les équations d'état correspondantes.

mode 2: $t_1 < t < t_2$

Durant cet intervalle de temps il n'y a aucun signal d'excitation appliqué aux transducteurs et les interrupteurs du circuit reviennent à leur état initial tel que montré à la figure 4.4. Nous écrivons alors l'équation d'état suivante:

$$\dot{x}(t) = A_{m2} x(t) + B_{m2} u_{m2}(t) \quad (4.26)$$

où

$$A_{m2} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ \frac{1}{\tau_{\phi 1}} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{\tau_{f1}} \end{bmatrix} \quad B_{m2} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{\tau_{\phi 1}} \\ \frac{-1}{\tau_{f1}} & 0 \end{bmatrix} \quad u_{m2}(t) = \begin{bmatrix} v_{c1}(t) \\ v_{c2}(t) \end{bmatrix}$$

4.3.5 COMPENSATION PAR RETOUR D'ÉTAT DU CIRCUIT D'ASSERVISSEMENT DU DÉPHASAGE TENSION-COURANT

La compensation par retour d'état permet d'imposer aux circuits les valeurs propres que l'on désire en définissant un nouveau vecteur de commande [BOU69]. Elle peut être réalisée pour les deux types d'excitations. Nous savons que le mode 1 correspond à une excitation soutenue alors que l'association des modes 1 et 2 correspond à une excitation pulsée. Ainsi, pour développer la compensation par retour d'état pour les deux types d'excitations, il suffit de le faire pour les deux modes.

En premier, section 4.3.5.1, nous allons développer les équations permettant une compensation pour l'excitation soutenue soit le mode 1 et à la section 4.3.5.2 aux calculs de compensations à l'annulation de l'excitation soit le mode 2.

4.3.5.1 Compensation à l'application de l'excitation

Étant donnée les équations non linéaires de ce mode, les calculs doivent se faire sur un point d'opération de fonctionnement stable.

Équations d'état linéaire

Pour obtenir des matrices linéaires invariantes, il suffit de rendre linéaire les équations d'état de ce mode. Considérant uniquement le domaine linéaire du régulateur et posant la perturbation comme étant nulle, on obtient les équations d'état données par (4.12) et (4.14). Nous devons calculer les constantes de retour dans un domaine linéaire. On obtient alors l'équation d'état du circuit au voisinage d'un point d'opération x^0 , u^0 :

$$\mathbf{x}^o = \begin{bmatrix} V_\phi^o \\ V_{mf}^o \end{bmatrix} \quad et \quad \mathbf{u}^o = \begin{bmatrix} V_{c1}^o \\ V_{fc}^o \\ f_m^o \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

$$\dot{\mathbf{x}}^\oplus(t) = \mathbf{A}_{m1} \cdot \mathbf{x}^\oplus(t) + \mathbf{B}_{m1} \cdot \mathbf{u}_{m1}^\oplus(t) \quad (4.29)$$

où

$$\mathbf{x}^\oplus(t) = \begin{bmatrix} v_\phi^\oplus(t) \\ v_{mf}^\oplus(t) \end{bmatrix} \quad \dot{\mathbf{x}}^\oplus(t) = \begin{bmatrix} \frac{d v_\phi^\oplus(t)}{dt} \\ \frac{d v_{mf}^\oplus(t)}{dt} \end{bmatrix} \quad \mathbf{u}_{m1}^\oplus(t) = \begin{bmatrix} v_{c1}^\oplus(t) \\ v_{fc}^\oplus(t) \\ f_m^\oplus(t) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_{m1} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_{\phi 1}} & \frac{-K_{r\phi} K_{of} K_c(f^o)}{\tau_{\phi 1}} \\ \frac{K_a K_L}{\tau_{f1}} & -\frac{1}{\tau_{f1}} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_{m1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{K_{r\phi} K_c(f^o)}{\tau_{\phi 1}} \\ \frac{-K_a K_L}{\tau_{f1}} & -\frac{1}{\tau_{f1}} & 0 \end{bmatrix}$$

$$K_c(f^o) = \left. \frac{d \Phi_c(f)}{df} \right|_{f^o} \quad avec \quad f^o = f_m^o - K_{of} \cdot V_{mf}^o \quad (4.30)$$

et la réponse du circuit est alors donnée par

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{x}^\oplus(t) + \mathbf{x}^o \quad (4.31)$$

Gouvernabilité et observabilité

Avant de passer au calcul de la matrice de réaction \mathbf{K}_{m1} , il faut vérifier si le circuit est entièrement gouvernable et observable. Si le rang de la matrice

$$Q_1 = [B_{m1} \ A_{m1}B_{m1}] \quad (4.31)$$

est de 2, alors il est entièrement gouvernable; sinon le nombre de variable d'état gouvernable est égale au rang de Q_1 , [BOU69]. Tant que les gains statiques K_a , K_L , $K_{r\phi}$, K_{of} et $K_c (f^o)$ sont différents de zéro alors le circuit sera entièrement gouvernable. L'équation d'état de sortie est:

$$y(t) = C_{m1} \cdot x(t) + D_{m1} \cdot u(t) \quad (4.33)$$

$$\text{où } C_{m1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad D_{m1} = 0$$

Si le rang de la matrice

$$Q_2 = [C_{m1}^T \ A_{m1}^T \ C_{m1}^T] \quad (4.34)$$

est de 2, alors il est entièrement observable; sinon le nombre de variable d'état observable est égale au rang du circuit Q_2 , [BOU69]. Ces vérifications seront faites dans le programme de simulation numérique, annexe B.

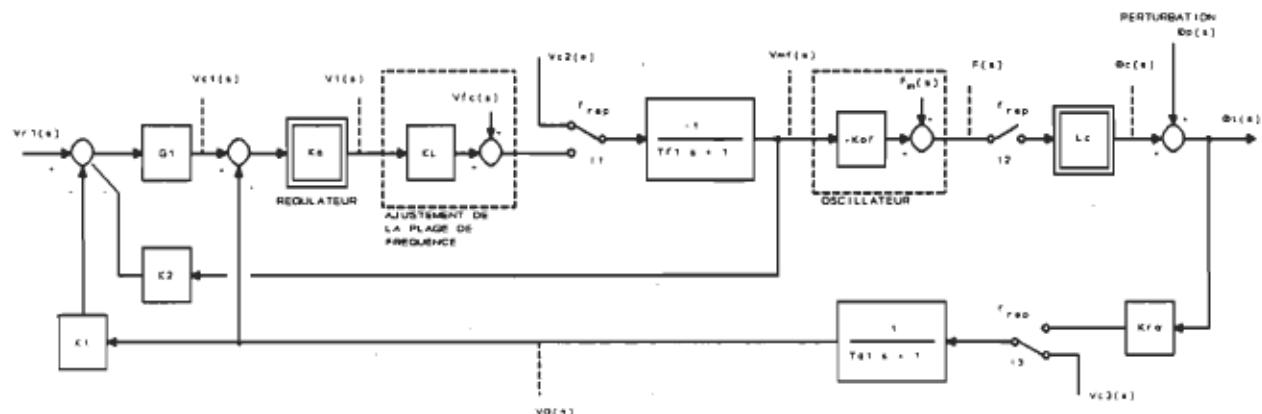


Figure 4.8 Schéma fonctionnel du circuit d'asservissement du déphasage avec compensation par retour d'état pour le mode 1.

Calcul de la matrice de gain de retour K_{m1}

La figure 4.8 représente le schéma fonctionnel du circuit d'asservissement (voir la figure 4.4) avec l'ajout de la compensation par retour d'état pour l'excitation soutenue. En effectuant un retour d'état uniquement sur la commande de consigne $v_\phi(t)$ et en insérant un gain G_1 pour obtenir des valeurs de la consigne $v_{r1}(t)$ convenable en pratique on tire la matrice de gain de retour K_{m1} suivante:

$$K_{m1} = \mathbf{a}^{-1}\mathbf{b} = [K_1 \ K_2] \quad (4.35)$$

avec

$$\mathbf{a} = \begin{bmatrix} K_{tot}G_1 & -K_a K_L G_1 \cdot (1 + L_{m11d} T_{\phi 1}) \\ K_{tot}G_1 & -K_a K_L G_1 \cdot (1 + L_{m12d} T_{\phi 1}) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} -L_{m11d}^2 T_{\phi 1} T_{f1} - L_{m11d} \cdot (T_{\phi 1} + T_{f1}) - K_{tot} - 1 \\ -L_{m12d}^2 T_{\phi 1} T_{f1} - L_{m12d} \cdot (T_{\phi 1} + T_{f1}) - K_{tot} - 1 \end{bmatrix}$$

$$\text{où } K_{tot} = K_a K_L K_{of} K_c (f^\circ) K_{x\phi},$$

L_{m11d} et L_{m12d} sont les valeurs propres de la matrice \mathbf{A}_{m1d} désirées du mode 1.

Équations d'état incluant les gains de retour d'état

L'équation de la variable d'état $v_\phi(t)$ n'est pas affectée par ce retour d'état et reste telle que donnée à l'équation (4.12). Pour la variable d'état $v_{mf}(t)$ son équation est inchangée lorsque le régulateur est à l'état saturé, mode 1a, mais elle est fonction de $v_{cl}(t)$ lorsque le régulateur est à l'état linéaire, mode 1b. L'équation de la consigne en régime établi $v_{cl}(t)$ devient avec G_1 , K_1 et K_2 :

$$v_{cl}(t) = G_1 \cdot (v_{r1}(t) - K_1 \cdot v_\phi(t) - K_2 \cdot v_{mf}(t)) \quad (4.36)$$

Considérant le régulateur à l'état linéaire selon l'équation (4.3) et remplaçant (4.36) dans (4.14) nous obtenons:

$$\frac{d V_{mf}(t)}{dt} = \frac{(K_a K_L \cdot (1 + G_1) \cdot v_{c1}(t) + (G_1 K_a K_L K_2 - 1) \cdot v_{mf}(t) - K_a K_L G_1 \cdot v_{r1}(t))}{\tau_{f1}} \quad (4.37)$$

Calcul de la nouvelle consigne v_{r1}

Le retour d'état impose une nouvelle consigne $v_{r1}(t)$ à l'asservissement. Cette consigne est déterminée en fonction du déphasage de sortie $\phi_i(t)$ sans variation de la perturbation ($d\phi_p(t)/dt = 0$). Or, nous avons déjà trouvé à l'équation (4.20) la commande $v_{c1\infty}$ en fonction de la sortie $\phi_{t\infty}$ pour un point de fonctionnement en régime établi stable. De l'équation (4.36) on tire la valeur de consigne $v_{r1\infty}$ en régime établi stable:

$$v_{r1\infty} = (v_{c1\infty} + K_1 G_1 \cdot v_{\phi\infty} + K_2 G_1 \cdot v_{mf\infty}) / G_1 \quad (4.38)$$

4.3.5.2 Compensation à l'annulation de l'excitation

Les matrices d'état pour le mode 2 sont linéaires et invariantes, équation (4.27). La figure 4.9 représente le schéma fonctionnel de la figure 4.4 avec compensation par retour d'état pour l'excitation pulsée: mode 1 et mode 2. Les gains G_2 et G_3 permettent d'obtenir des valeurs de consignes v_{r2} et v_{r3} convenable en pratique tout en restant dans un domaine linéaire de fonctionnement soit sans saturation des commandes.

Calcul de la matrice de gain de retour K_{m2}

De la compensation par retour d'état on obtient la matrice de gain de retour K_{m2} suivante:

$$K_{m2} = B_{m2}^{-1} M (L_{m2} - L_{m2d}) M^{-1} \quad (4.39)$$

où

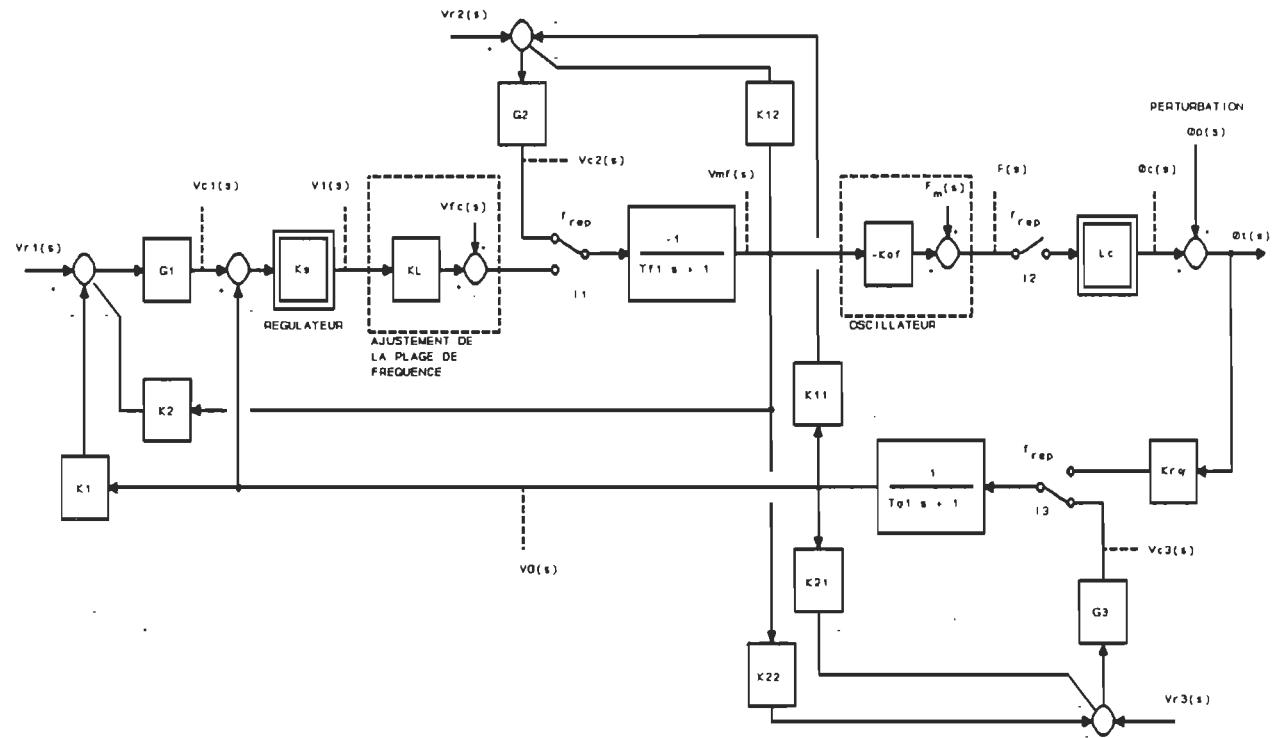


Figure 4.9 Schéma fonctionnel du circuit du déphasage avec compensation par retour d'état pour le mode d'excitation pulsée.

$$\mathbf{K}_{m2} = \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} \\ K_{21} & K_{22} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_{m2} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_{\phi 1}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\tau_{f1}} \end{bmatrix}$$

\mathbf{L}_{m2d} : matrice des valeurs propres de la matrice \mathbf{A}_{m2} désirées du mode 2,

\mathbf{M} : matrice modale, à savoir la matrice dont les colonnes sont constituées par les composantes des vecteurs propres de \mathbf{A}_{m2} .

Calcul des consignes $v_{r2\infty}$ et $v_{r3\infty}$

Les valeurs des consignes $v_{r2\infty}$ et $v_{r3\infty}$ pour un régime établi stable tel que défini à la section 4.3.4 sont:

$$\begin{bmatrix} V_{r2\infty} \\ V_{r3\infty} \end{bmatrix} = -B_{m2}^{-1} A_{m2d} \begin{bmatrix} V_{\phi\infty} \\ V_{mf\infty} \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

où A_{m2d} est la matrice d'état désirée du mode 2.

$$A_{m2d} = A_{m2} - B_{m2} K_{m2} \quad (4.41)$$

De ces équations d'état comprenant les gains de retour K_{m1} et K_{m2} nous pouvons passer à la simulation pour l'étude du régime transitoire avec et sans compensation pour les deux types d'excitations.

4.3.6 RÉSULTATS DE SIMULATION DU CIRCUIT D'ASSERVISSEMENT DU DÉPHASAGE TENSION-COURANT EN EXCITATION SOUTENUE

Cette simulation a pour but d'étudier l'asservissement du déphasage en régime transitoire dans l'intérêt de déterminer les meilleures conditions d'opération qui minimise les dépassements indésirables ainsi que l'instabilité en mode pulsée. Cette simulation doit permettre de connaître, pour toutes les conditions possibles du circuit, la réponse de chaque variables d'état du circuit d'excitation. De plus, les variations des signaux de commandes sont très faibles et difficilement mesurables en pratique. C'est pourquoi nous devons passer à la simulation pour étudier le comportement du circuit à différentes conditions. Nous nous intéressons particulièrement aux réponses du circuit à la fermeture simultanée des interrupteurs I_1 , I_2 et I_3 , le faisant ainsi passer d'un état initial à un état final.

La simulation numérique a été réalisée sur le logiciel PCMATLAB, la méthode de calcul d'intégration numérique choisie est celle de Runge Kutta du 4^{ème} ordre. Le programme peut effectuer la simulation des deux modes d'excitations sans compensations ou avec compensations par retour d'état. Le programme est donné en annexe B. Pour chaque simulation nous mettrons sur graphique tous les signaux présentant un intérêt à la compréhension du circuit d'excitation asservie du déphasage tension-courant soit le déphasage $\phi_i(t)$, la commande $v_1(t)$ et les variables d'état du circuit $v_{mf}(t)$ et $v_\phi(t)$.

4.3.6.1 *Évaluation des paramètres du circuit*

Les paramètres qui ne peuvent être ajustés sont donnés à la section 4.3.2.2. La plage de fréquence d'intérêt incluant les pires perturbations pouvant survenir est de 90 à 100 kHz. Nous ajustons dans ce cas la largeur de bande de l'oscillateur LB à 10 kHz et une fréquence centrale à 95 kHz. La constante de temps est déterminée par la fréquence de coupure du filtre passe-bas du convertisseur du déphasage $\phi_i(t)$ en tension. Cette fréquence de coupure doit être la plus élevée possible afin de répondre le plus rapidement possible aux perturbations. La fréquence minimale d'utilisation de cet asservissement est de 50 kHz d'où le choix de la fréquence de coupure inférieure de 5 kHz. Et pour éviter le décrochage du circuit d'asservissement, les premières simulations ont permis de démontrer qu'il est nécessaire que:

$$\tau_{f1} > \tau_{\phi1} \quad (4.42)$$

La constante de temps τ_{f1} du filtre d'amortissement de la boucle de commande a été fixée à 10 ms afin de satisfaire la condition (4.42) pour tous les transducteurs utilisés. Elle est fonction du gain en boucle ouverte et des tensions minimales et maximales apparaissant à son entrée. Finalement nous avons

$$T_{\phi1} = R_{11} \cdot C_{14} = 0,22 \times 10^{-3} \text{ s}$$

$$T_{f1} = R_{34} \cdot C_{18} = 0,01 \text{ s}$$

et les autres paramètres à modifier seront indiquées selon le cas, c'est-à-dire selon la simulation nous indiquerons la valeur des paramètres tels que K_a , K_{m1} , K_{m2} et les autres.

4.3.6.2 Effet de la fréquence initiale f_i

Telle qu'elle a été mentionnée à la section 4.1.1 la commande $v_{c2}(t)$ agit sur la fréquence initiale f_i près de la fréquence en régime établi stable f_∞ . Des perturbations importantes peuvent modifier la fréquence en régime établi de façon imprévisible. C'est pourquoi il est important de connaître l'effet de cette fréquence sur la réponse transitoire.

Les données pour cette simulation sont un gain $K_a = 100$ et une tension de commande $v_{c3}(t) = 0 \text{ V}$. Le déphasage en régime établi est, $\phi_{t\infty} = -10^\circ$ sans perturbation ($\phi_p(t) = 0^\circ$). Se référer à la figure 4.6 pour faire la correspondance avec $\phi_c(f)$.

Le résultat de cette simulation est montré à la figure 4.10, les courbes en trait plein correspondent à une fréquence initiale $f_i = 93,3 \text{ kHz}$ et les autres en trait pointillé à $f_i = 94,0 \text{ kHz}$. Pour $f_i = 93,3 \text{ kHz}$ nous obtenons un dépassement du déphasage $D_{\phi i} = 9^\circ$ et pour $f_i = 94,0 \text{ kHz}$ nous obtenons $D_{\phi i} = 4^\circ$. Et dans les deux cas la tension de consigne est $v_{c1}(t) = -0,2076 \text{ V}$ avec les valeurs en régime établi suivantes: variable d'état $v_{p\infty} = 0,1835 \text{ V}$ ce qui indique un déphasage $\phi_{t\infty} = -10^\circ$, la variable d'état $v_{mf\infty} = 3,1780 \text{ V}$ ce qui indique une fréquence en régime établi $f_\infty = 94,066 \text{ kHz}$.

L'analyse de cette simulation nous amène à comparer les courbes obtenues avec $f_i = 94,0 \text{ kHz}$ avec celles obtenues avec $f_i = 93,3 \text{ kHz}$ nous remarquons de la figure 4.10a que le temps de stabilisation est trois fois plus court, le dépassement est deux fois moins important et même si la fréquence initiale est presque égale à la fréquence en régime établi, il y a

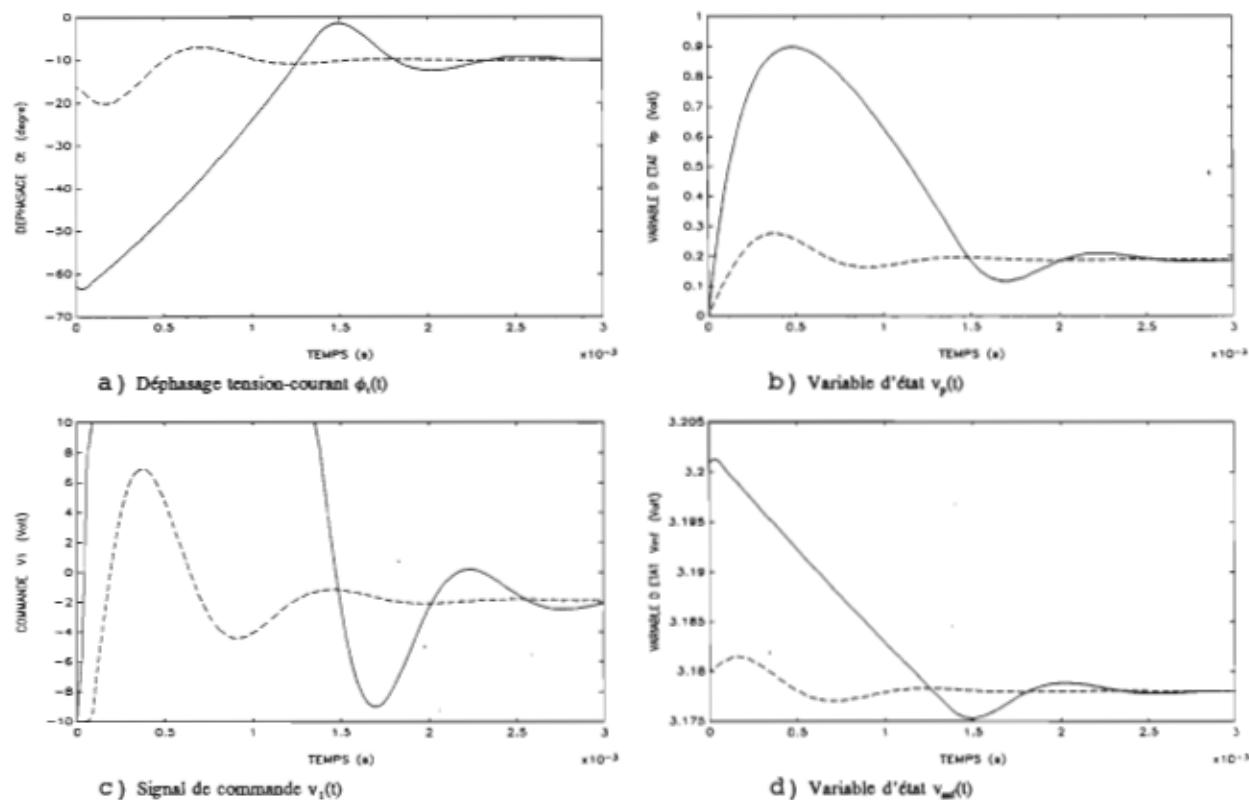


Figure 4.10 Réponse du circuit à une excitation soutenue. En trait plein $f_i = 93,300$ kHz et en trait pointillé $f_i = 94,000$ kHz.

oscillation avec dépassement. De la figure 4.10b nous remarquons que le condensateur du filtre de retour est initialement non chargé et la tension $v_1(t)$, avec un gain K_a élevée, fait exagérer l'évolution de $v_p(t)$ et c'est ce qui crée les oscillations. Si, idéalement, le filtre de retour avait été chargé initialement à $v_{\phi i} = v_{\phi \infty} = K_{x\phi} \Phi_{t\infty}$, alors la tension v_{1i} serait égale à celle en régime établi et le circuit se serait asservie instantanément au déphasage $\Phi_{t\infty}$ avec peu d'oscillation. C'est pour cette raison que la commande V_{c3} pourrait être utile. Elle pourrait éliminer presque tout dépassement à la mise en route à condition que f_i soit près de f_∞ .

De la figure 4.10c nous remarquons que le temps de saturation est nul pour $f_i = 94,0$ kHz alors qu'elle est de 1.4 ms pour $f_i = 93,3$ kHz. Cette saturation permet une augmentation presque constante de la fréquence selon une vitesse qui dépend de τ_{f1} . Cette

dernière doit agir comme intégrateur lors des saturations du régulateur. Alors qu'à la figure 4.10d nous remarquons que de 0 à 1,4 ms on obtient la courbe de décharge du condensateur selon la constante de temps τ_{f1} du filtre. Il est alors possible de déterminer le temps t_m de mise en route du circuit en fonction de la fréquence initiale f_i ; sachant que $|f_i - f_\infty| < K_{of}K_L \cdot |v_1|$

$$t_m \approx \tau_{f1} \ln \left| \frac{K_{of}K_L V_{1sat}}{K_{of}K_L V_{1sat} - |f_i - f_\infty|} \right| \quad (4.43)$$

où V_{1sat} : tension de saturation de 10 V

f_i : fréquence initiale [kHz]

f_∞ : fréquence statique en régime établi [kHz]

Exemple: Nous avions $f_i = 93,3$ kHz , $f_\infty = 94,066$ kHz , $\tau_{f1} = 0,01$ s et avec les valeurs des gains on obtient:

$$t_m \approx 10 \cdot \ln \left| \frac{5}{5 - |f_i - f_\infty|} \right| \approx 1,6 \text{ ms}$$

On remarque que ce temps est indépendant du gain, cependant le gain agit sur le temps de stabilisation.

4.3.6.3 Effet de la compensation par retour d'état

Les données de cette simulation pour la compensation par retour d'état mode 1 sont les valeurs propres L_{m1d} de la matrice A_{m1d} choisies de façon à ce que la réponse du circuit soit plus rapide et sans dépassement. Les valeurs propres choisies représentent l'inverse des constantes de temps du circuit, il est alors possible d'obtenir le temps de réponse désiré. De plus, nous ajustons la consigne de façon à obtenir $\phi_{\omega} = -60^\circ$ et sans perturbation. Le gain $K_a = 300$ avec

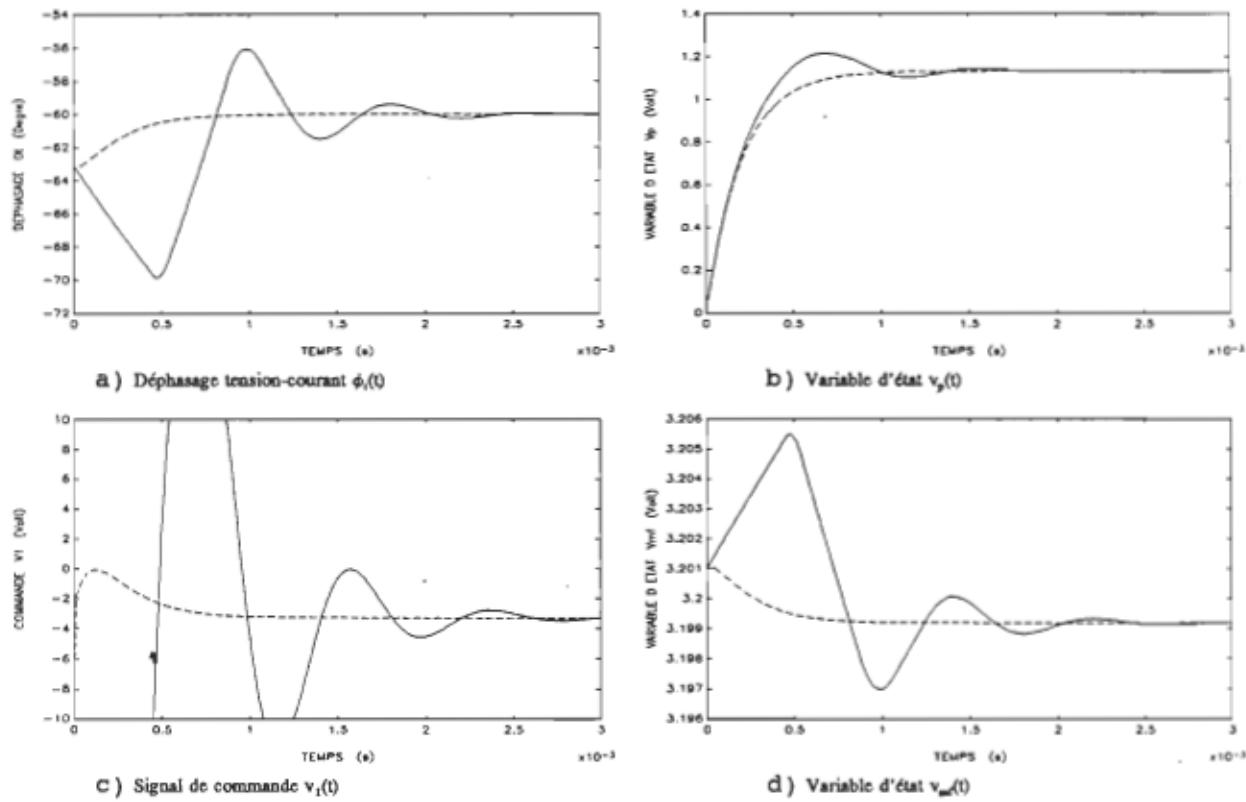


Figure 4.11 Réponse du circuit à une excitation soutenue. En trait plein sans retour d'état et en trait pointillé avec retour d'état.

$f_i = 93,3$ kHz et $v_{c3}(t) = 0$ V. Le gain G_1 doit permettre une réalisation pratique sans saturation des signaux de commandes pour rester dans une région linéaire du retour d'état. La matrice des valeurs propres désirées pour ce mode avec $G_1 = 50$ est:

$$L_{mid} = \begin{bmatrix} -10\ 000 & 0 \\ 0 & -5000 \end{bmatrix}$$

Le résultat de cette simulation est montré à la figure 4.11, les courbes en trait plein correspondent à la réponse sans retour d'état alors que celles en trait pointillé représentent la réponse avec retour d'état. Sans retour d'état la consigne $v_{cl}(t)$ doit être à -1,1443 V et avec retour d'état la nouvelle consigne $v_{rl}(t)$ doit être à -1,4733 V pour obtenir $\phi_{\infty} = -60^\circ$. Les gains de réaction sont $K_1 = -0,0193$ et $K_2 = -0,4602$. Nous obtenons alors un dépassement sans

retour d'état $D_{\phi_t} = 6^\circ$ alors qu'avec retour d'état nous n'avons aucun dépassement ($D_{\phi_t} = 0$). Les valeurs obtenues en régime établi sont: $v_p = 1,333$ V ce qui indique que $\phi_{t_\infty} = -60^\circ$, $v_{mf_\infty} = 3,1992$ V et $f_\infty = 93,361$ kHz.

Pour l'analyse de cette simulation nous remarquons de la figure 4.11a que le dépassement est nul avec retour d'état alors qu'il est de 6° sans retour d'état. Le temps de stabilisation est de 2,5 ms sans retour d'état alors qu'il est de 1 ms avec retour d'état ce qui correspond à environ 5 fois l'inverse de la valeur propre la plus basse qui est de 5000. Nous observons une diminution constante de $\phi_t(t)$ de 0 à 0,5 ms ce qui correspond au temps que prend le filtre de retour pour que sa sortie $v_p(t)$ puisse atteindre la tension de consigne $v_{c1}(t)$. Ce temps sera maximal lorsque ϕ_{t_∞} désiré en régime établi est de $\pm 180^\circ$. Nous avons avantage à initialiser $v_p(t)$ ou $v_\phi(t)$ avec la commande $v_{c3}(t)$ à la valeur minimale de travail pouvant être rencontrée. Dans le cas où il y a compensation par retour d'état le circuit se rapproche de ϕ_{t_∞} sans oscillation et la commande $v_{c3}(t)$ devient inutile.

Nous remarquons de la figure 4.11c qu'avec retour d'état il n'y a pas de saturation à la sortie de l'amplificateur K_s , le circuit peut de cette façon s'asservir sans oscillation étant dans un domaine linéaire du régulateur. Avec compensation par retour d'état la commande $v_{c1}(t)$ demeure dans une région de tension réalisable en pratique sans saturation des composantes.

4.3.6.4 Effet de la compensation par retour d'état avec perturbation

Nous avons conservé les mêmes données que précédemment, en b), à l'exception de la perturbation $\phi_p(t)$ que l'on fixe à 10° .

Nous obtenons comme résultats de cette simulation les réponses du circuit de la figure 4.12 dont les courbes en trait plein correspondent à la réponse sans retour d'état alors que

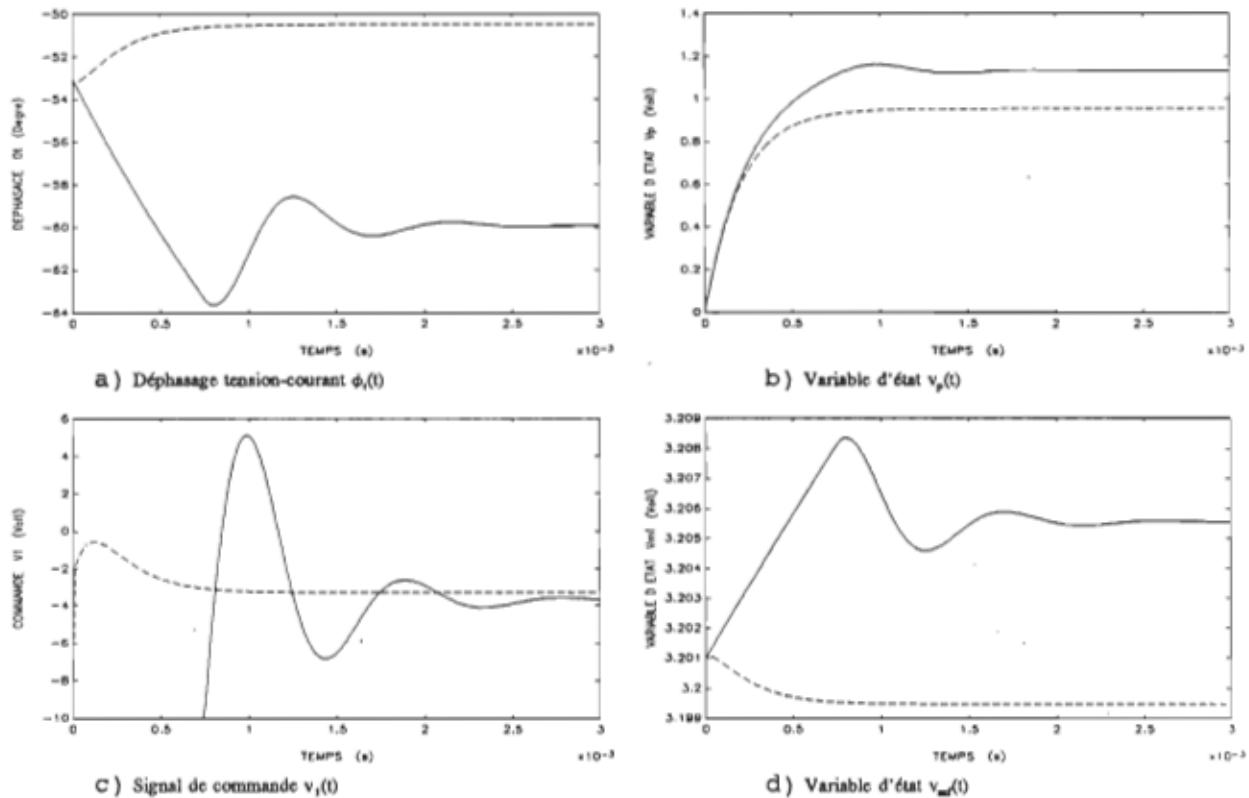


Figure 4.12 Réponse du circuit à une excitation soutenue et à une perturbation. En trait plein sans retour d'état et en trait pointillé avec retour d'état.

les courbes en pointillés représentent la réponse avec retour d'état. Les tensions de consignes sont les mêmes que précédemment, en b). Elles sont ajustées lorsque $\phi_p(t) = 0^\circ$. Même dépassement obtenu sans perturbation soit sans retour d'état $D_{\phi t} = 6^\circ$ et aucun dépassement avec retour d'état. Par contre les valeurs en régime établi deviennent dans le premier cas sans retour d'état $v_{p\infty} = 1,1320 \text{ V}$ d'où $\phi_{t\infty} = -59,90^\circ$, $v_{mf\infty} = 3,2055 \text{ V}$ d'où $f_\infty = 93,149 \text{ kHz}$ et la commande $v_{1\infty} = -3,6735 \text{ V}$. Dans le deuxième cas avec retour d'état $v_{p\infty} = 0,9538 \text{ V}$ d'où $\phi_{t\infty} = -50,44^\circ$, $v_{mf\infty} = 3,1995 \text{ V}$ d'où $f_\infty = 93,510 \text{ kHz}$ et la commande $v_{1\infty} = -3,2980 \text{ V}$.

L'analyse de cette simulation nous fait remarquer de la figure 4.12a que sans retour d'état l'asservissement fonctionne très bien alors qu'avec retour d'état l'asservissement réagit très mal à la perturbation. Pourtant la figure 4.11a démontre bien que la compensation par retour d'état

fonctionne bien sans perturbation. Nous avons alors déterminé la réponse de sortie $\phi_i(t)$ en régime établi et nous avons constaté que l'influence de la perturbation est de 95.4% pour le retour d'état alors qu'elle est seulement de 6.8% sans retour d'état [MAS90a]. Pour résoudre ce problème, il suffirait simplement d'insérer un intégrateur dans le retour d'état. Mais cette solution n'est pas actuellement nécessaire pour répondre aux exigences de cet asservissement.

4.3.6.5 Effet d'une tension de décalage au signal d'erreur

Les tensions de décalages causées par les amplificateurs opérationnels ou par d'autres éléments du circuit peuvent entraîner des instabilités importantes à gain élevé. Tel que montré à la figure 4.13 la tension de décalage, $v_{dec}(t)$, se situe à l'entrée du régulateur. Elle peut provenir de la consigne du retour, de la sommation et/ou du régulateur.

Les données de cette simulation sont: $v_{c2}(t) = 0 \text{ V}$, $f_i = 93,3 \text{ kHz}$, $\phi_{t\infty} = -60^\circ$ et $\phi_p(t) = 0^\circ$ et la tension de décalage $v_{dec}(t) = -20 \text{ mV}$ pour un gain de du régulateur $K_a = 300$.

Nous obtenons de cette simulation les réponses du circuit représentées à la figure 4.14. Le déphasage $\phi_{t\infty}$ oscille de façon périodique autour de $-60,04^\circ$ selon une fréquence de $3,3 \text{ kHz}$

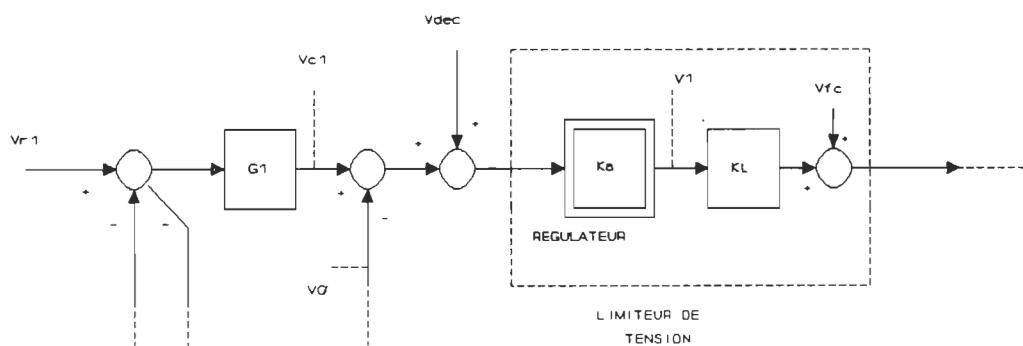


Figure 4.13 Partie du schéma de la figure 4.9 montrant l'emplacement étudié de la tension de décalage.

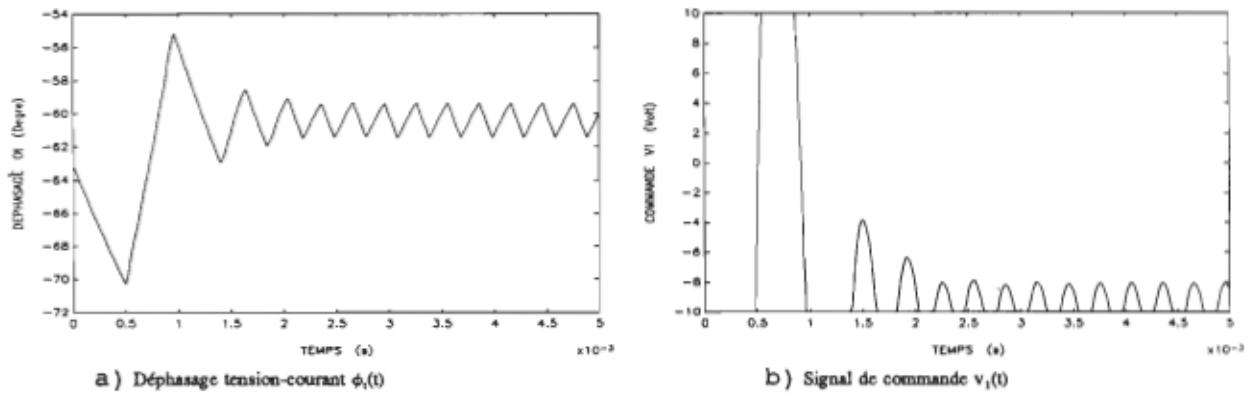


Figure 4.14 Réponse du circuit en excitation soutenue à une tension de décalage avant le régulateur.

et une amplitude de $1,03^\circ$. Pour éviter ces oscillations il faut prendre les précautions nécessaires à la conception du circuit électronique afin d'éliminer ces tensions de décalages.

4.3.7 RÉSULTATS DE SIMULATION DU CIRCUIT D'ASSERVISSEMENT DU DÉPHASAGE TENSION-COURANT EN EXCITATION PAR SALVE DE SINUSOIDES

Les buts et conditions de fonctionnement sont les mêmes qu'à la section 4.3.6.

4.3.7.1 Évaluation des paramètres du circuit

Les paramètres du circuit sont les mêmes que ceux évalués à la section 4.3.6.1 sauf indication contraire.

4.3.7.2 Effet de la commande $v_{c3}(t)$

Telle qu'elle a été mentionnée à la section 4.1.1 la commande $v_{c3}(t)$ sert à améliorer la réponse du circuit, on vient de démontrer son utilité en mode d'excitation soutenue soit l'amélioration du temps de stabilisation et surtout la réduction des oscillations indésirables à la mise en route (voir section 4.3.6.2).

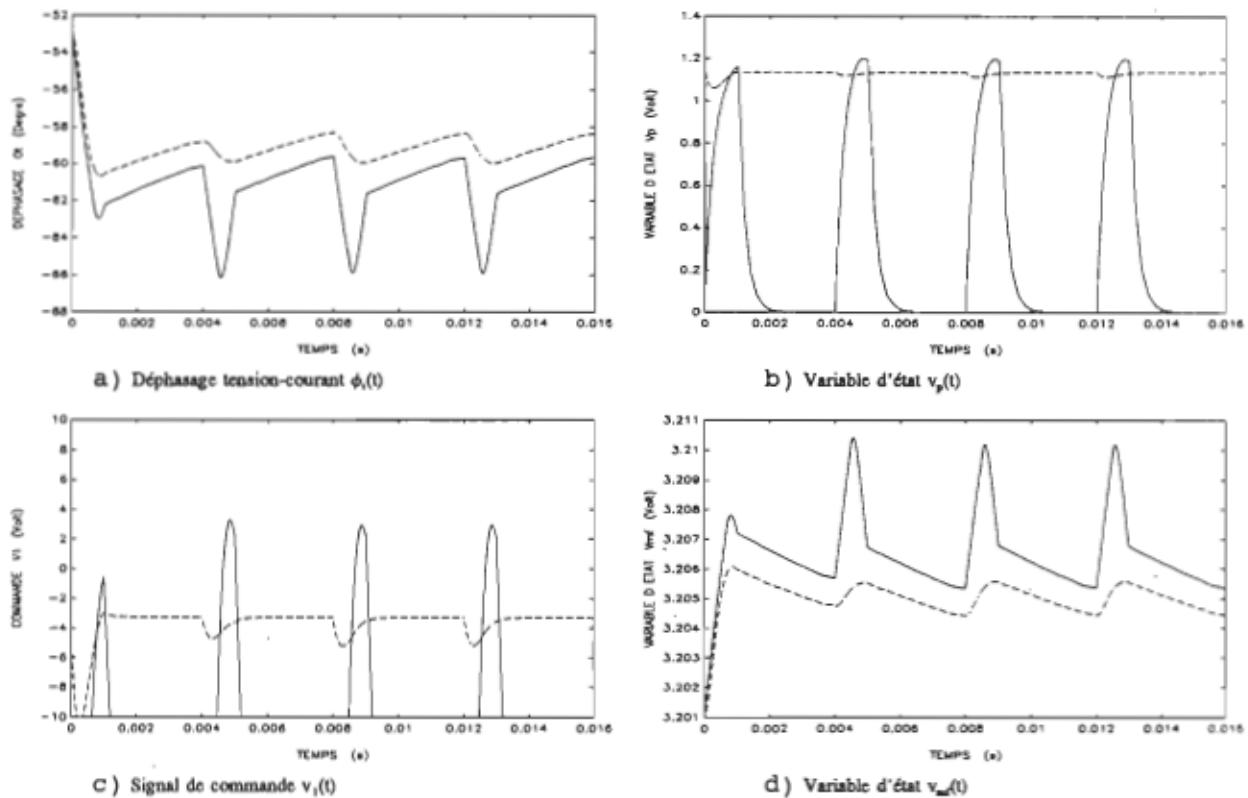


Figure 4.15 Réponses à une salve de sinusoïde sans retour d'état: en trait plein $v_{c3}(t) = 0 \text{ V}$ et en trait pointillé $v_{c3}(t) = v_{\phi_{\infty}}$.

Pour cette simulation nous avons un gain $K_s = 100$ et $f_i = 93,3 \text{ kHz}$. Nous ajustons la consigne $v_{c1}(t)$ de manière à obtenir un déphasage en régime établi $\phi_{\infty} = -60^\circ$ sans perturbation. Nous désirons simuler le circuit pour une fréquence de répétition $f_{\text{rép}} = 250 \text{ Hz}$ et un rapport cyclique $D = 0,25$. Et ceci en considérant une perturbation $\phi_p(t) = 10^\circ$.

Nous obtenons de la simulation les réponses du circuit représentées à la figure 4.15. Les courbes en trait plein correspondent au cas où $v_{c3}(t) = 0 \text{ V}$ alors que celles en trait pointillé représentent le cas où $v_{c3}(t) = K_{r\phi} \Phi_{\infty} = v_{\phi_{\infty}}$. Nous remarquons, de la figure 4.15a, une mauvaise qualité de l'asservissement: la variation de $\phi_i(t)$ pour $v_{c3}(t) = 0 \text{ V}$ est de 6° alors que pour $v_{c3}(t) = v_{\phi_{\infty}}$ est de 2° . Nous pouvons voir l'amélioration qu'apporte $v_{c3}(t)$ mais insuffisante étant donnée que nous désirons une stabilité et précision mieux que $0,5^\circ$. La

figure 4.15b permet de voir pour $v_{c3}(t) = 0$ V que, durant le mode 1, le filtre de retour se charge pour atteindre la valeur de consigne $v_{c1}(t)$, et durant le mode 2 le filtre retourne à son état initial correspondant à $v_{c3}(t) = 0$ V. Étant donnée la constante de temps de 0,22 ms, il est évident qu'en 1 ms, $v_p(t)$ n'a pas le temps de se stabiliser et que pour le mode 2, d'une durée de 3 ms, $v_p(t)$ a suffisamment de temps pour retourner à l'état initial, il oscille alors à la fréquence $f_{\text{rép}}$ avec une forte variation de $\phi_t(t)$. Pour $v_{c3}(t) = v_{\phi\infty}$, contrairement au cas où $v_{c3}(t) = 0$ V le filtre se charge et atteint la valeur de consigne $v_{c1}(t)$ durant le mode 2, mais cette fois-ci c'est la fréquence initiale f_i qui cause les oscillations.

Concernant la figure 4.15d montrant la variable d'état $v_{mf}(t)$, nous observons dans le cas où $v_{c3}(t) = v_{\phi\infty}$ que durant le mode 2 le filtre avant l'oscillateur se décharge pour atteindre la tension de commande $v_{c2}(t)$. $v_{c2}(t)$ correspond à la tension donnant la fréquence initiale, par contre à cause de la perturbation de 10° cette tension de commande n'agit plus de façon à ce que la fréquence f_i soit près de la fréquence f_∞ . Donc s'ayant décharger durant 3 ms, il n'a que 1 ms pour atteindre la tension en régime établi $v_{mf\infty}$ donnant la fréquence f_∞ pour $\phi_{t\infty}$.

Finalement, pour obtenir un asservissement sans oscillation les commandes $v_{c2}(t)$ et $v_{c3}(t)$ doivent être ajustées de façon à ce qu'elles soient près de leurs valeurs en régime établi $v_{mf\infty}$ et $v_{\phi\infty}$ respectivement. Ne pouvant pas prévoir les perturbations $\phi_p(t)$ il est alors impossible en pratique de réaliser l'ajustement de ces commandes.

4.3.7.3 Effet de la compensation par retour d'état

Les courbes obtenues précédemment nous ont indiquées que le problème pour $v_{c3}(t) = 0$ V est la décharge du filtre de retour durant le mode 2 alors que pour $v_{c3}(t) = v_{\phi\infty}$ c'est le filtre avant l'oscillateur qui se charge à la tension de commande $v_{c2}(t)$. Donc, dans les deux cas le problème se passe durant le mode 2, pour cette raison on peut se satisfaire d'une

compensation par retour d'état seulement pour ce mode. Étant donnée que le problème consiste à un changement trop rapide de tension des variables d'état $v_\phi(t)$ ($V_p(t) = |V_\phi(t)|$) et $v_{mr}(t)$ durant le mode 2, le choix des valeurs propres, pour ce mode, consiste à ce qu'elles présentent des constantes de temps du circuit très grandes devant la durée de ce mode. Les constantes de temps du circuit sont égales à l'inverse des valeurs propres, il est donc facile de les obtenir.

La consigne est la même que précédemment, en a), pour un $\phi_{t\infty} = -60^\circ$ avec $K_a = 100$. La fréquence initiale, f_i , est ajustée à 93,3 kHz. Pour obtenir une réponse rapide et sans dépassement tout en restant dans des limites de tension pour $v_{c2}(t)$ et $v_{c3}(t)$ réalisable en pratique nous devons imposer les gains G_2 et G_3 à 0,02 et 0,001 respectivement et les valeurs propres du mode 2 suivantes:

$$L_{m2d} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$$

La fréquence de répétition f_{rep} est maintenue à 250 Hz avec un rapport cyclique $D = 0,25$. Nous considérons dans cette simulation une perturbation $\phi_p(t) = 10^\circ$ et deux valeurs du contrôle $v_{c3}(t)$.

Nous obtenons comme résultats de la simulation les réponses du circuit montrées à la figure 4.16, les courbes en trait plein correspondent au cas où $v_{c3}(t) = 0$ V alors que celles en trait pointillé représentent le cas où $v_{c3}(t) = v_{\phi\infty}$ et dans les deux cas il y a compensation par retour d'état pour le mode 2. La nouvelle consigne $v_{rl}(t)$ est ajustée à -1,1661 V de façon à obtenir $v_{c1\infty} = -1,1443$ V et la commande $v_{r3}(t)$ est à 0 V pour $v_{c3}(t) = 0$ V et à -1,60 V pour $v_{c3}(t) = v_{\phi\infty}$. Pour satisfaire L_{m2d} désirée nous calculons les gains de retours suivants: $K_{11} = 0$, $K_{12} = 990,0$, $K_{21} = -999,8$ et $K_{22} = 0$. De cette simulation nous obtenons les valeurs en régime établi suivantes: $\phi_{t\infty} = -59,76^\circ$, $f_\infty = 93,152$ kHz, $v_{p\infty} = -1,1263$ V et

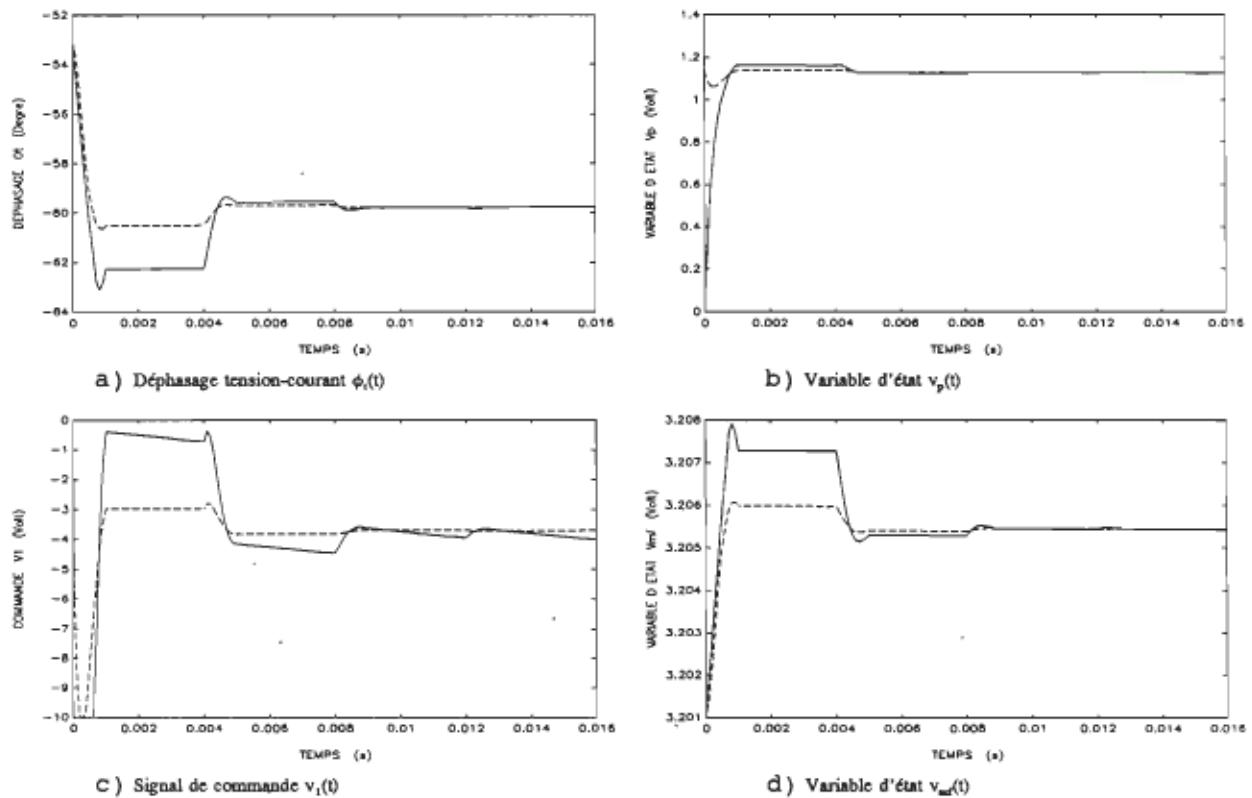


Figure 4.16 Réponses du circuit à une salve de sinusoïde avec retour d'état pour le mode 2. En trait plein $v_a(t) = 0$ V et en trait pointillé $v_a(t) = v_{\phi\infty}$.

$$v_{mf\infty} = 3,2054 \text{ V.}$$

L'analyse de la figure 4.16a nous fait remarquer que durant le mode 1, $\phi_t(t)$ se rapproche rapidement de ϕ_{∞} , à la troisième pulsation de 1 ms le déphasage $\phi_t(t)$ atteint le déphasage $\phi_{\infty} = -60^\circ$ correspondant à la consigne $v_{c1\infty}$. Pour $v_{c3}(t) = 0$ V le dépassement est de $2,2^\circ$ et pour $v_{c3}(t) = v_{\phi\infty}$ le dépassement n'est que $0,5^\circ$. De plus, nous remarquons des figures 4.16b et 4.16d que durant le mode 1 les variables se rapprochent très rapidement de leurs valeurs en régime établi, alors que durant le mode 2 elles demeurent constantes à cause des valeurs propres de -1 donnant les constantes de temps du circuit pour le mode 2 de 1 s. Il existe de faible variation du déphasage de sortie $\phi_t(t)$ durant l'asservissement (mode 1) d'une amplitude

de $0,03^\circ$ ce qui correspond à environ une variation de fréquence f seulement de 1,5 Hz sur 93,0 kHz c'est un excellent résultat.

Finalement la compensation par retour d'état agit comme un élément de maintien ("en anglais: sample and hold"), lequel conserve les tensions $v_\phi(t)$ et $v_{mf}(t)$ durant le mode 2. La commande $v_{c3}(t)$ peut servir à réduire le dépassement.

4.3.7.4 Effet de la fréquence de répétition avec compensation par retour d'état

On vient de démontrer qu'il est possible d'asservir en mode pulsé avec $f_{rep} = 250$ Hz et $D = 0,25$, soit un temps d'asservissement de 1 ms sur 4 ms ce qui correspond à environ

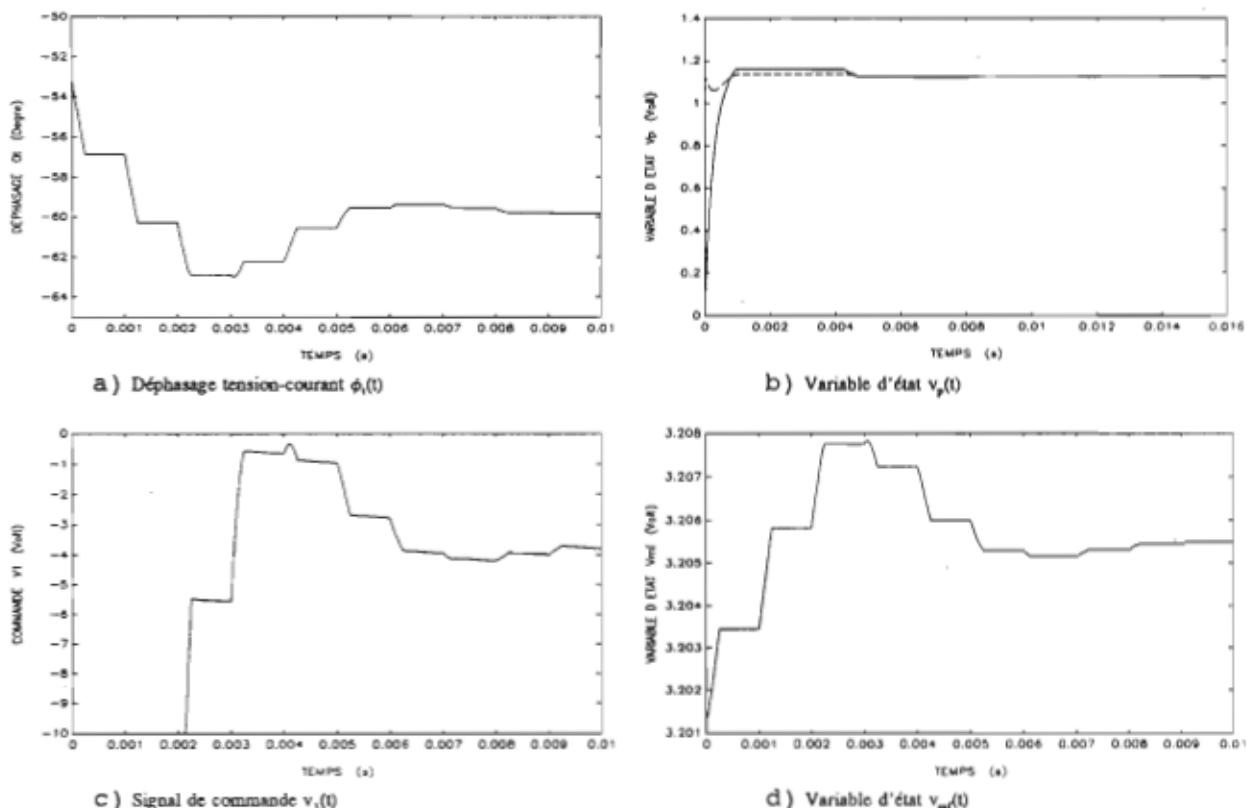


Figure 4.17 Réponses du circuit à une salve de sinusoïde avec compensation par retour d'état en mode 2 et pour une fréquence de répétition $f_{rep} = 1000$ Hz.

seulement 95 cycles du signal d'excitation pour pouvoir s'asservir. Mais si on prend comme fréquence de répétition $f_{\text{rep}} = 1 \text{ kHz}$ et $D = 0,25$, cette fois-ci il n'a que environ 24 cycles du signal d'excitation pour s'asservir.

Avec les mêmes données initiales et résultats obtenus en régime établi précédemment, la figure 4.17 montre le cas où $f_{\text{rep}} = 1 \text{ kHz}$. Nous remarquons de la figure 4.17a que le dépassement est de $3,5^\circ$ et que le temps de stabilisation est le même qu'à la figure 4.16a, sauf qu'ici le circuit prend 9 pulsations pour se stabiliser.

4.3.8 RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX DU CIRCUIT D'ASSERVISSEMENT DU DÉPHASAGE TENSION-COURANT

Les résultats pratiques ont été obtenus avec une fonction de transfert de la charge $\phi_c(f)$ quelque peu différente à celle utilisée dans la simulation des sections 4.3.6 et 4.3.7 selon l'équation 4.5 à cause des grandeurs d'influence tel que la T_{cou} . Elle est presque identique à la figure 4.5 mais simplement décalée de quelque Hz sur l'axe de fréquence. La fonction de transfert $\phi_c(f)$ est encore une équation polynomiale d'ordre 4, telle que l'équation 4.5, mais avec les coefficients suivants: $l_0 = -9.5617 \cdot 10^5$, $l_1 = 1.2494 \cdot 10^4$, $l_2 = 2.79389 \cdot 10^2$, $l_3 = -5.59159$ et $l_4 = 2.50698 \cdot 10^2$ avec un coefficient de corrélation: $r^2 = 0,991$.

Nous présentons ici des résultats expérimentaux obtenus avec une excitation par salve de sinusoïdes sachant que cette régulation doit nécessairement satisfaire les conditions d'une excitation soutenue.

Tel que constaté dans les simulations de la section 4.3.6, les valeurs propres de la matrice A_{m1d} pour le mode 1 doivent être choisi de façon à ce qu'elles diminuent le temps de mise en route tout en évitant les dépassements. Alors que les valeurs propres du mode 2,

agissent de façon à conserver constant les niveaux des valeurs d'état $v_\phi(t)$ et $v_{mf}(t)$. Pour ce faire, il s'agit d'imposer à l'aide du retour d'état une constante de temps au mode 2 de plusieurs fois supérieure à la durée de ce mode. Le fait de vouloir maintenir constante une variable d'état à l'aide d'un gain de retour peut être idéalisée à l'aide d'un élément de maintien. Un circuit électronique qui réalise cette idée est démontré aux figures 4.18 et 4.19 [ARC83], [HOR88]. Ces figures sont une simplification des schémas du convertisseur déphasage en tension (schéma U1-2C190.LAO) et de l'ajustement de la plage de fréquence (schéma U1-2C120.LAO), respectivement, insérés en annexe E. Ceci revient à imposer au circuit des valeurs propres de la matrice A_{m2d} qui tendent vers zéro. Autrement dit, les constantes de temps du circuit tendent vers l'infini durant le mode 2 pour ainsi maintenir constant les variables d'état.

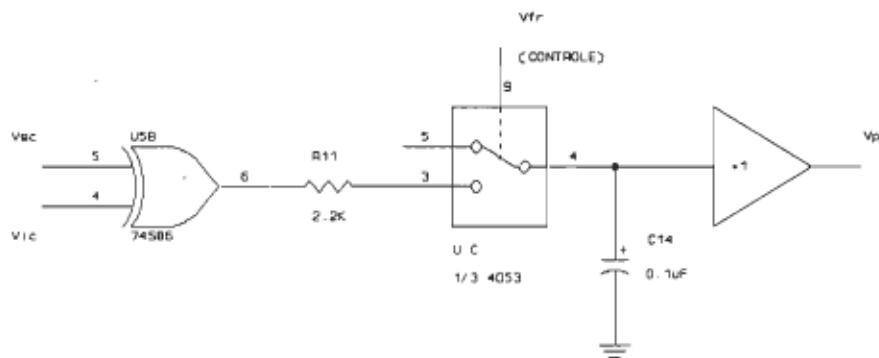


Figure 4.18 Convertisseur déphasage de deux ondes carrées en tension continue comprenant un élément de maintien pour la variable d'état $v_\phi(t)$.

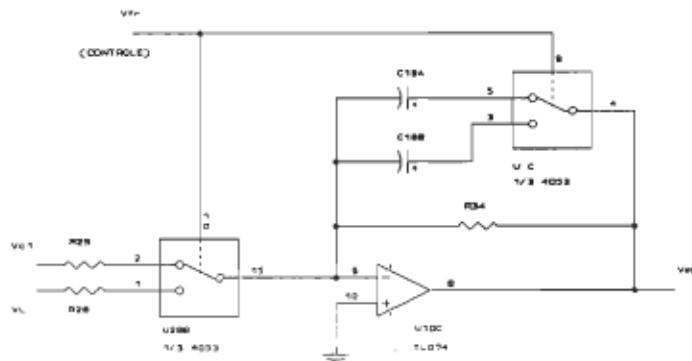


Figure 4.19 Élément de maintien pour la variable d'état $v_{mf}(t)$.

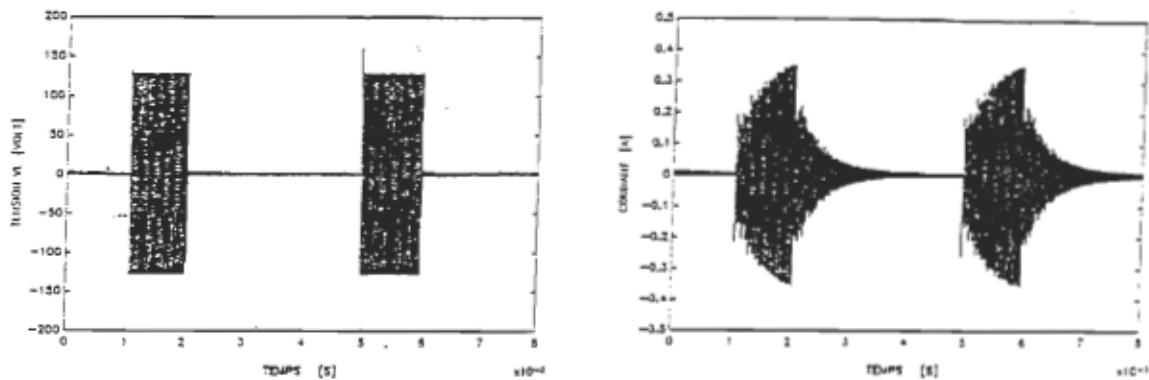


Figure 4.20 Signal d'excitation appliqué au transducteur en a) tension $v_i(t)$ et en b) courant $i_i(t)$.

La figure 4.20 montre la tension et le courant du signal d'excitation d'un transducteur face à un réflecteur pour une salve de sinusoïdes. La fréquence de l'excitation f , maintenue constante, est d'environ 95 kHz, la fréquence de répétition $f_{rép}$ est de 250 Hz avec une pulsation dont la durée est fonction du rapport cyclique $D = 0,25$. Dans les simulations nous nous sommes basé sur les suppositions simplificatrices, de la section 4.3.3, dont l'une suppose que la tension et le courant appliqués apparaissent instantanément à la charge. Cette figure nous permet de constater qu'il n'en est pas ainsi, on remarque que la charge répond plutôt comme une résistance en série à une bobine et crée ainsi un temps de monté non négligeable du courant face à la fréquence de répétition. Nous avons donc mesuré en régime transitoire le déphasage $\phi_i(t)$ par l'intermédiaire du signal de retour $v_\phi(t)$ pour connaître sa réponse à un ´chelon du signal d'excitation. Cette réponse est montr e à la figure 4.21a. On remarque une forte variation de $v_\phi(t)$ de 160 mV correspondant à une variation approximative du déphasage $\phi_i(t)$ de 12° durant 220 μ s après l'application d'une excitation. Pour cette mesure la constante de temps τ_{ϕ_1} 芅tait de 0,1 ms. Sachant que nous désirons un asservissement de l'excitation d'une durée de 1 ms sur 4 ms de la période de répétition nous devons 芅liminer cette variation dans la boucle de retour durant l'excitation pour 芅viter l'instabilité dans l'asservissement. Pour ce faire nous avons retardé de 200 μ s le signal de commande de l'élément de maintien de la variable d'état $v_\phi(t)$ de

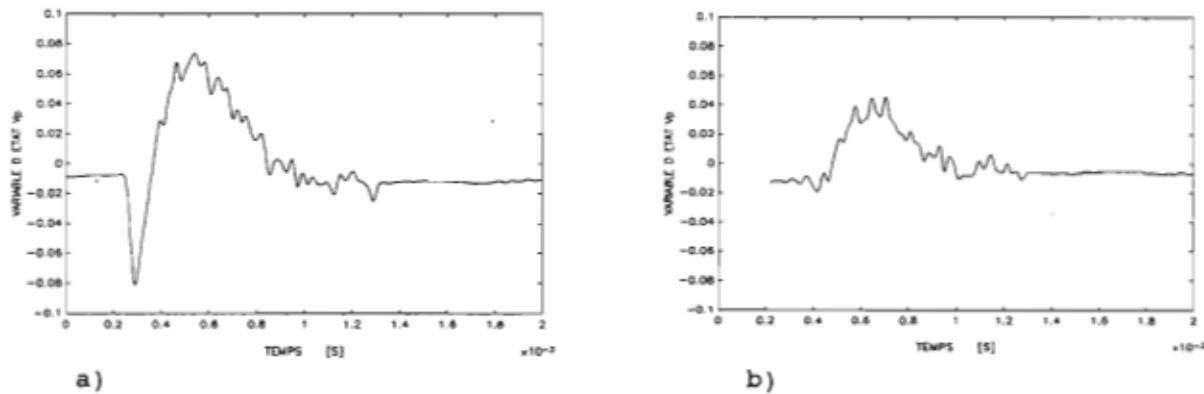


Figure 4.21 Variable d'état $v_p(t)$ à l'application d'un échelon du signal d'excitation. a) réponse sans délai en b) réponse avec un délai de 200 μs .

la figure 4.18. La figure 4.21b montre la réponse de la variable d'état $v_\phi(t)$ obtenue en considérant ce retard. Nous obtenons alors une variation de $v_\phi(t)$ de 50 mV soit une diminution de 110 mV par rapport aux conditions de la figure 4.21a.

Les valeurs des différentes constantes et gains de la figure 4.9 obtenues en pratique sont:

$K_s = 5$, $K_L = 0,019$, $K_{of} = 30,5 \text{ kHz/V}$, $K_c(f^\circ) = 75,8^\circ/\text{kHz}$, $K_{r\phi} = 13,3 \text{ mV}^\circ$, $\tau_{\phi 1} = 0,22 \text{ ms}$ et $\tau_{f1} = 0,39 \text{ ms}$. Les autres valeurs seront mentionnées selon le cas.

4.3.8.1 Réponse du circuit en régime établi avec et sans compensation

La figure 4.22 montre la réponse des variables d'état en régime pulsé avec $f_{rép} = 250 \text{ Hz}$, $D = 25\%$ et la consigne ajustée pour un déphasage de sortie de -54° . Les courbes en trait pointillé représentent la réponse sans retour d'état ($K_{m1} = K_{m2} = 0$). On remarque la grande instabilité des variables d'état causées par le retour à leur valeur initiale. En conservant leur niveau durant le mode 2, soit par le retour d'état à l'aide des constantes K_{m2} ou soit par des éléments de maintien, on obtient un régime établi stable tel que représenté en trait plein à la figure 4.22. Celle-ci montre l'utilisation d'éléments de maintien ce qui explique les discontinuités de la réponse de $v_{mf}(t)$. Selon la figure 4.19, durant le mode 2 l'interrupteur se

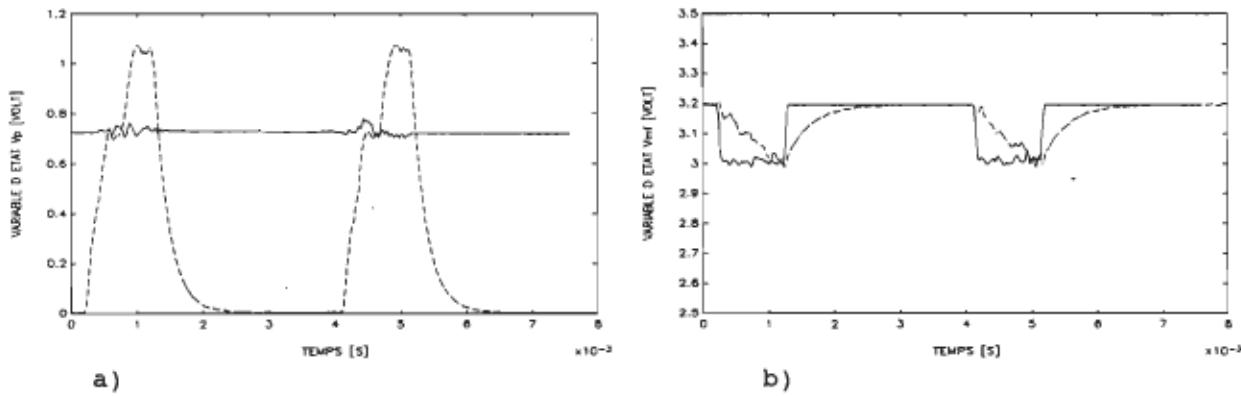


Figure 4.22 Variables d'état en régime établi pour $f_{\text{rép}} = 250 \text{ Hz}$, $D = 0,25$ et la consigne à -54° : a) variable $v_p(t)$ et b) variable $v_{mf}(t)$.

positionne sur C_{18A} d'où la tension $v_{mf}(t)$ de 3 V pour une fréquence initiale et durant le mode 1 il revient sur C_{18B} d'où la tension 3,2 V de $v_{mf}(t)$ pour une fréquence en régime établi créant un déphasage égal à la consigne. La valeur initiale de $v_{mf}(t)$ pour obtenir f_i n'a aucune influence sur le régime établi mais seulement sur le régime transitoire.

4.3.8.2 Réponse du circuit à la mise en route

La figure 4.23 représente le temps de stabilisation pour les mêmes conditions que la figure précédente. La courbe en trait pointillé correspond à la réponse obtenue par simulation comprenant une compensation par retour d'état avec $K_1 = K_2 = K_{11} = K_{22} = 0$, $K_{12} = 49,98$, $K_{21} = -999,78$, $G_1 = 1$, $G_2 = 0,02$ et $G_3 = 0,001$, $v_{r1}(t) = 0,1986 \text{ V}$, $v_{r2}(t) = -0,0383 \text{ V}$ et $v_{r3}(t) = 0$. Tandis que la courbe en trait plein correspond à la réponse obtenue en pratique avec éléments de maintien. La réponse obtenue en pratique oscille davantage que celle simulée parce que la réponse du déphasage à une impulsion n'est pas instantanée. Le temps de stabilisation obtenu en pratique est d'environ 30 ms et de 10 ms pour celui de la simulation considérant les suppositions simplificatrice de départ mentionnée à la section 4.3.3.

Nous venons de démontrer qu'il est possible d'asservir en mode pulsé avec $f_{\text{rép}} = 250 \text{ Hz}$ et $D = 0,25$, soit un temps d'asservissement de 1 ms sur 4 ms ce qui correspond seulement à

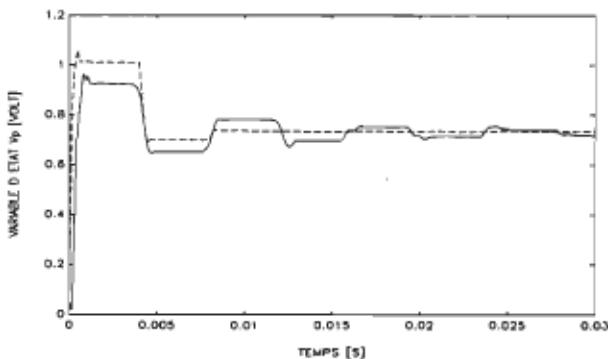


Figure 4.23 Variable d'état $v_p(t) = |v_s(t)|$ à la mise en route avec $f_{rép} = 250$ Hz, $D = 0,25$ et la consigne à -54° .

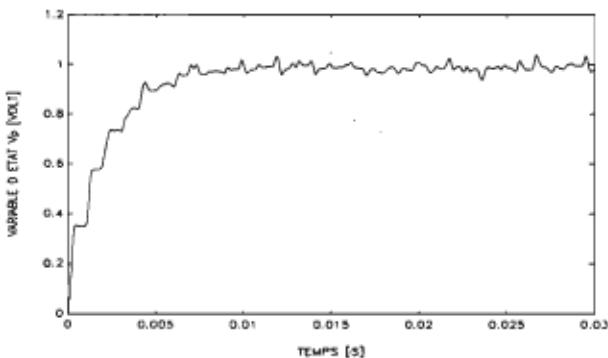


Figure 4.24 Variable d'état $v_s(t)$ à la mise en route avec $f_{rép} = 1000$ Hz, $D = 0,25$ et la consigne à -75° .

environ 95 cycles du signal d'excitation pour pouvoir s'asservir. Mais si on prend comme fréquence de répétition $f_{rép} = 1$ kHz et $D = 0,25$, cette fois-ci il n'y a que environ 24 cycles du signal d'excitation pour s'asservir. La réponse obtenue en pratique est montré à la figure 4.24 pour un déphasage de consigne de -75° . Malgré un temps d'excitation de seulement 0,25 ms le temps de stabilisation n'est que de 20 ms.

4.3.8.3 Réponse du circuit à une perturbation

La figure 4.25a représente le déphasage $\phi_i(t)$ entre la tension et le courant du signal d'excitation d'un train d'onde de fréquence $f_{rép} = 250$ Hz et rapport cyclique $D = 25\%$ avec une perturbation sinusoïdale à 6,2 Hz et de 6° d'amplitude. La figure 4.25b montre $\phi_i(t)$ dans les mêmes conditions du signal d'excitation le déphasage $\phi_i(t)$ mais avec l'asservissement de

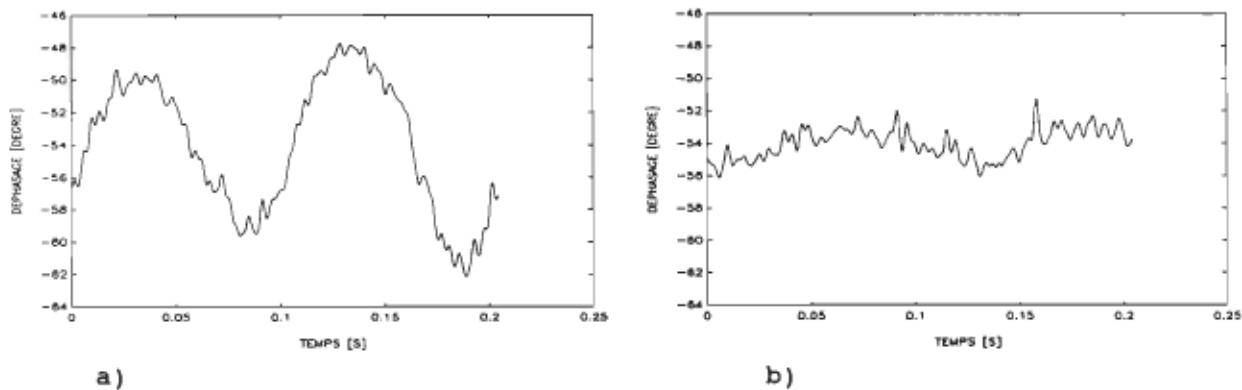


Figure 4.25 Déphasage $\phi_i(t)$ représenté par $v_i(t)$ à une perturbation de 6° d'amplitude avec une fréquence de 6,2 Hz: a) sans asservissement et b) avec asservissement.

phase. Il ne reste qu'une faible variation du déphasage ce qui indique que l'asservissement agit de façon à maintenir constant $\phi_i(t)$ en variant la fréquence f du signal d'excitation.

4.3.9 RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX DU CIRCUIT D'ASSERVISSEMENT DE L'AMPLITUDE DU SIGNAL D'EXCITATION

Tel qu'indiqué à la section 4.3.1 le circuit électronique d'excitation asservie comprend deux asservissements pour l'amplitude du signal d'excitation. Il est possible d'une part d'asservir l'amplitude du courant et d'autre part d'asservir l'amplitude de la puissance apparente. Les schémas de principes de la section 4.3.1 étant suffisamment claires pour comprendre le fonctionnement. Nous allons ici donné les résultats pratiques de ces asservissements.

4.3.9.1 Résultats expérimentaux de l'asservissement de l'amplitude du courant

Cet asservissement est réalisé avec un régulateur proportionnel et présente nécessairement une erreur $e_i(t)$ entre le signal de référence $i_{ref}(t)$ et le courant du signal d'excitation $i_i(t)$. Mais, cette erreur dépend du gain total en boucle ouverte et ce gain est dépendant de la valeur du module de l'impédance de charge. Ainsi, nous allons exprimer la qualité de réglage en régime établi en considérant la variation du courant $i_i(t)$ par rapport à la variation de la tension $v_i(t)$ du

signal d'excitation en régime établi et qui bien sûr ce rapport doit être minimisé. Autrement-dit, lors d'une perturbation externe une variation du module de l'impédance excité est créée et de combien va varier l'erreur $e_i(t)$ pour une variation de 1 V de la tension d'excitation $v_i(t)$.

Après l'ajustement des gains des différents blocs que constituent cet asservissement nous obtenons la qualité de réglage suivante pour $|Z| \leq 2000 \Omega$ [MAS88]:

$$\frac{\Delta(i_{ref}(t) - i_t(t))}{\Delta v_t(t)} = \frac{\Delta e_i(t)}{\Delta v_t(t)} = 8 \mu A/V$$

Ce qui est amplement suffisant compte tenu des variations de 20% du module d'impédance rencontrées en pratique (voir section 2.2.5). La principale raison de l'utilisation d'un simple régulateur proportionnel est d'assurer une vitesse réglage de l'amplitude du courant aux perturbations dont ces dernières peuvent atteindre des fréquences allant jusqu'à 500 Hz.

4.3.9.2 Résultats expérimentaux de l'asservissement de l'amplitude de la puissance apparente

Dans le même cas que l'asservissement de l'amplitude du courant celle de la puissance apparente est réalisé à l'aide d'un régulateur proportionnel pour les mêmes raisons. Pour vérifier la qualité de réglage nous considérons l'erreur relative de la puissance apparente à une variation maximale du module d'impédance possible.

Après l'ajustement des gains des différents blocs que constituent cet asservissement nous obtenons la qualité de réglage suivante pour le point d'opération $|S| = 10 \text{ VA}$ et $|Z| = 400 \text{ ohms}$:

pour $\Delta|Z| = 200 \text{ ohms}$ alors $\frac{\Delta|S|}{|S|} = 0,5 \%$

4.3.10 CONCLUSION DE LA SECTION 4.3

Les circuits proposés à l'asservissement du déphasage tension-courant, pour les deux types d'excitations, ont satisfait aux exigences de précision et stabilité mieux que $0,5^\circ$ et au temps de stabilisation inférieur à 10 ms.

Il a été observé que l'ajustement de la fréquence initiale est nécessaire pour assurer ces exigences. De plus elle rend possible les accrochages des déphasages dans une zone étroite en fréquence à la résonance afin d'éviter l'accrochage sur des résonances indésirables. Pour l'excitation soutenue nous avons obtenu avec un écart de fréquence $f_o - f_i = 766 \text{ Hz}$ un temps de stabilisation de 3 ms pour une précision et stabilité de $0,1^\circ$ avec un dépassement $D_{\phi i} = 9^\circ$. Alors que pour $f_o - f_i = 66 \text{ Hz}$ nous avons obtenu un temps de stabilisation de $1,5^\circ$ et $D_{\phi i} = 4^\circ$.

Pour éviter des dépassements du déphasage tension-courant dans les zones critiques de régulation, tel que le déphasage auquel correspond un changement de la polarité du gain statique du circuit à régler, il est nécessaire d'utiliser soit une commande supplémentaire dans la boucle de retour afin d'initialiser la variable d'état en cause ou soit une compensation par retour d'état. Pour l'excitation par salve de sinusoïde nous avons obtenu un temps de stabilisation de 90 ms avec un dépassement $D_{\phi i} = 3,5^\circ$ sans commande dans la boucle de retour et de 6 ms avec $D_{\phi i} = 0,5^\circ$ avec une commande dans la boucle de retour. Avec excitation soutenue nous avons obtenu un temps de stabilisation de 2,5 ms avec $D_{\phi i} = 6^\circ$ et en ajoutant une compensation par retour d'état nous avons obtenu un temps de stabilisation de 1 ms avec $D_{\phi i} = 0^\circ$ soit 5 fois plus rapide et sans dépassement. Par contre, la compensation par retour d'état avec régulateur proportionnel est inefficace lors des perturbations. Il est préférable dans ce cas d'utiliser un

retour d'état avec intégrateur. Le régulateur proportionnel utilisé suffit amplement à compenser les perturbations s'appliquant à cet asservissement. Cependant, nous avons vérifié qu'il est sensible aux tension de décalage apparaissant à son entrée.

L'utilisation des éléments de maintien a démontré une solution simple et efficace pour répondre aux contraintes de l'asservissement d'une salve de sinusoïdes. Les réponses obtenues sont semblable à celle d'une régulation échantillonnée. Mais l'intérêt d'un asservissement analogique est sa rapidité de réaction aux perturbations durant le mode d'excitation et un temps de stabilisation plus court. De plus, cette régulation est fonctionnelle pour des salves de sinusoïdes non périodiques ce qui est difficilement réalisable dans le cas d'une régulation échantillonnée.

Des pointes de forte variabilité de l'impédance de charge peut survenir dans certain cas aux signaux à puissance élevée (chapitre 2). Cette variabilité souvent aléatoire causée par la non-linéarité des transducteurs occasionne une dégradation de la précision de l'excitation. La seule solution pour remédier à ces conditions extrêmes est d'abaisser la puissance du signal appliqué.

Pour améliorer le temps de stabilisation de l'asservissement du déphasage, il est suggéré en se basant sur les résultats de simulations et les résultats pratiques de retarder les commandes des interrupteurs I_1 et I_3 par rapport à l'interrupteur I_2 qui applique l'excitation. Cette action permettrait à la variable d'état de retour $v_s(t)$ de quitter sa valeur initiale pour se rapprocher d'une valeur indiquant le déphasage $\phi_t(t)$. Ainsi, à la fermeture des interrupteurs I_1 et I_3 , le régulateur agirait dans de meilleures conditions afin de stabiliser $\phi_t(t)$ à la valeur désirée.

4.4 Asservissement échantillonné du déphasage tension-courant

Nous savons que l'asservissement du déphasage tension-courant doit s'adapter à différentes charges. De plus, selon les exigences de la section 3.4.1, nous envisageons effectuer un changement de la consigne et de la région de fréquence du signal d'excitation pour passer en une fraction de secondes à d'autres résonances de la cellule. Afin de satisfaire ces critères, en plus de la précision et rapidité de stabilisation déjà défini (section 4.3), nous proposons d'une part un asservissement analogique avec contrôle numérique des entrées et d'autre part un asservissement avec contrôle numérique de la commande. Nous présenterons des résultats de simulations pour démontrer la possibilité d'un asservissement avec contrôle numérique de la commande.

4.4.1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Premièrement nous pouvons conserver l'asservissement analogique étudié à 4.3 et ajouter un contrôle numérique des entrées. Deuxièmement nous allons préciser en quoi consiste l'asservissement avec contrôle numérique de la commande.

4.4.1.1 Asservissement analogique avec contrôle numérique des entrées

Les ajustements manuels: consigne $V_{c1}(s)$, fréquence centrale $V_{fc}(s)$ et fréquence initiale $V_{c2}(s)$, de la figure 4.9, sont réalisés à partir de trois convertisseurs N/A. L'ajustement de la fréquence centrale permet de passer à d'autres fréquences de résonances de la cellule tout en conservant la même bande de fréquence. L'ajustement de la fréquence initiale f_i permet de diminuer le temps de stabilisation tout en évitant les dépassements trop élevés. À chaque résonance correspond une valeur de consigne bien précise ($\pm 0,5$ degré) d'où nécessité de l'ajustement de la consigne $V_{c1}(s)$.

Le fonctionnement en mode pulsé demeure inchangé. Les résultats obtenus de ce principe sont les mêmes que ceux étudiés à la section précédente. La seule différence est le contrôle numérique des entrées pour obtenir une automatisation complète du circuit d'excitation asservie.

4.4.1.2 Asservissement avec contrôle numérique de la commande

Le schéma fonctionnel est représenté à la figure 4.26. Le circuit continu à régler doit être relié au processus discret à l'aide d'un convertisseur N/A afin de fournir au circuit à régler un signal continu tel que le signal de commande $u_c(t)$. La sortie du convertisseur déphasage à tension est échantillonné selon une période d'échantillonnage T_{ech} pour obtenir v_c^* . Nous obtenons le signal de comparaison appliqué au régulateur qui agira de manière à optimiser la réponse de sortie $\phi_t(t)$.

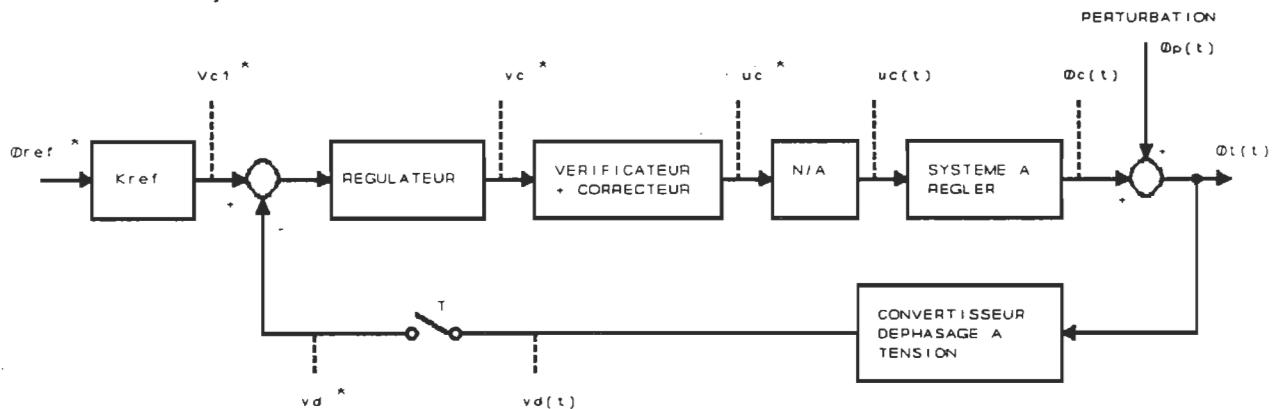


Figure 4.26 Schéma de principe du circuit d'asservissement du déphasage tension-courant avec contrôle numérique de la commande.

Nous savons que le circuit à régler est non linéaire et présente en particulier des gains positifs ou négatifs selon la fréquence du signal appliquée. C'est pourquoi nous ajoutons un vérificateur du signal v_c^* afin de reconnaître cette non linéarité et selon la réponse de celui-ci nous corrigéons la commande de sortie du régulateur v_c^* pour obtenir u_c^* de manière à rester

dans la régions d'intérêt de $\phi_i(t)$. Voilà un des avantages que peut offrir ce contrôleur numérique de la commande. Par contre, nous rencontrons deux problèmes à l'application d'un tel asservissement:

- le circuit asservi, déphasage tension-courant $\phi_i(t)$ d'un signal appliqué à une impédance, ne présente pas de constante de temps face à la période d'échantillonnage $T_{éch}$ réalisable en pratique ($T_{éch} \geq 0,1$ ms),
- nous sommes limité à utiliser un convertisseur N/A ayant une résolution inférieure à 12 bits, alors la commande U_c ne travaille pas de façon linéaire mais par gradin à cause du nombre fini des chiffres représentant une grandeur digitale. Cet effet est appelé quantification. Cette non-linéarité est amplifié par le circuit asservi de faible constante de temps ce qui provoque des oscillations dans le circuit de réglage sous forme de cycles limites.

Effectivement, la résolution du convertisseur N/A doit satisfaire la précision de $\pm 0,5^\circ$ du déphasage $\phi_i(t)$ asservi. Les régions d'intérêts sont les résonances de la cellule situées entre 50 et 250 kHz. Considérant une variation de commande $u_c(t)$ de 0 à 5 V et du gain statique $K_c(f^\circ) = 76^\circ/\text{kHz}$, équation (4.30), que présente la charge au point d'opération asservi nous pouvons déterminer la quantification $Q_{N/A}$ maximale du convertisseur N/A:

$$Q_{N/A} \leq \frac{\Delta\phi_{c\infty}(t) \cdot (u_{c\max} - u_{c\min})}{K_{c\max} \cdot (f_{\max} - f_{\min})} \quad (4.44)$$

en insérant les valeurs nous obtenons $Q_{N/A} \leq 32,9 \mu\text{V}$ se qui impose utiliser un convertisseur ayant une résolution supérieure à 18 bits.

La solution proposée est d'augmenter la constante de temps du circuit asservi en ajoutant un filtre approprié. Afin de réduire l'erreur causée par la quantification du convertisseur N/A, $Q_{N/A}$, nous plaçons ce filtre analogique à sa sortie tel que montré à la figure 4.27. Cette figure

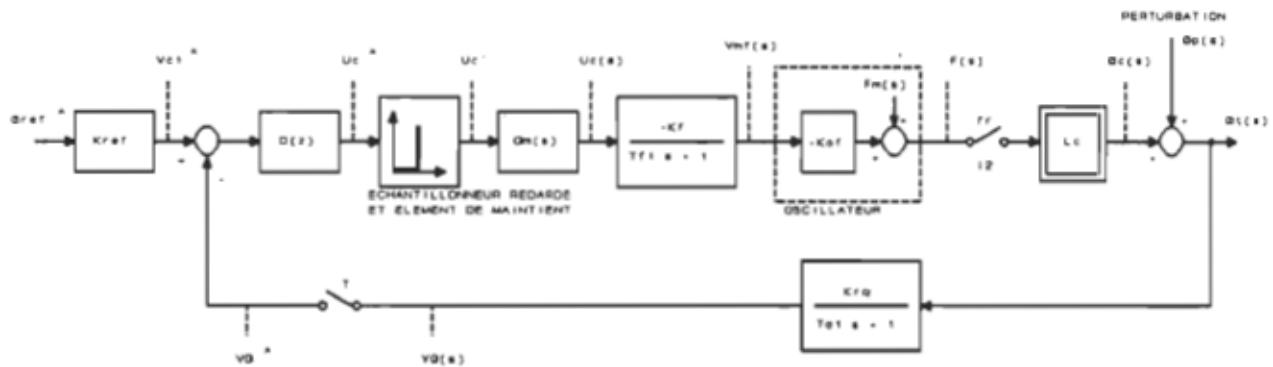


Figure 4.27 Schéma fonctionnel du circuit d'asservissement du déphasage tension-courant avec contrôle numérique de la commande.

se divise en deux parties, nous avons le circuit à régler continu que nous avons déjà analyser à la section précédente et nous avons la partie échantillonnée que nous allons maintenant étudier.

4.4.2 FONCTIONS DE TRANSFERT DU CIRCUIT

Nous conservons les mêmes notations pour la définition des fonctions de transfert de la partie continue afin de pouvoir se référer à la section 4.3.1.2.

Élément de retour

$$G_r(s) = \frac{K_{r\phi}}{\tau_{r\phi}s + 1} \quad (4.45)$$

Élément de maintien

$$G_m(s) = \frac{1 - e^{-sT_{ech}}}{s} \quad (4.46)$$

Régulateur

$$D(z) = \frac{S(z)}{R(z)} \quad (4.47)$$

Argument de l'impédance de la charge: voir les équations (4.7) et (4.30),

$$\frac{\Phi_c(s)}{F(s)} = K_c(f^o) = \left. \frac{d \Phi_c(f)}{d f} \right|_{f^o} \quad (4.48)$$

Circuit à régler linéarisé autour du point d'opération $\mathbf{x}^o(t)$:

$$G_s(s) = \frac{K_f \cdot K_{of} \cdot K_c(f^o)}{\tau_{f1}s + 1} \quad (4.49)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte devient après transformation en Z et en tenant compte du temps de calcul du calculateur numérique égale à la période d'échantillonnage nous obtenons,

$$G_o(z) = \frac{Q(z)}{z P(z)} = \frac{K_{eq}(d_1 z + d_0)}{z (z - Z_1)(z - Z_2)} \quad (4.50)$$

où

$$d_0 = Z_1 Z_2 - \frac{(\tau_{f1} - \tau_r Z_1)}{(\tau_{f1} - \tau_{r\phi})}$$

$$d_1 = \frac{\tau_{f1}(1 + Z_2) - \tau_{r\phi}(1 + Z_1)}{(\tau_{f1} - \tau_{r\phi})} - Z_1 - Z_2$$

$$K_{eq} = K_f K_{of} K_{r\phi} K_c(f^o) \quad , \quad Z_1 = e^{-T_{ech}/\tau_{f1}} \quad et \quad Z_2 = e^{-T_{ech}/\tau_{r\phi}}$$

4.4.3 SUPPOSITIONS SIMPLIFICATRICE

Les suppositions simplificatrice son ceux énoncées à la section 4.3.3 et nous ajoutons les suppositions suivantes dans le cas d'un circuit échantillonné.

- La période d'échantillonnage $T_{éch}$ est nécessairement supérieure à la constante de temps de la boucle de retour et peut se situer près de celle du circuit à régler. Dans un tel cas il est essentiel de considérer la période d'échantillonnage et étudierons le circuit dans le domaine échantillonné.
- Nous considérons le temps de calcul comme étant égale à la période d'échantillonnage.

4.4.4 RÉGULATEUR

Les régulateurs de compensation et régulateurs à temps d'établissement fini (en anglais: "dead beat"), bien qu'ils permettent d'excellentes réponses, ne peuvent pas être utilisés à cause du pôle Z_1 se situant trop près du cercle unité (nous le constaterons à la section 4.4.5). Le circuit de réglage présenterait un comportement instable à cause d'une mauvaise compensation des pôles. De plus, la réponse du circuit asservi réagi très mal aux variations des paramètres du circuit à régler [BUH86a]. Par contre, il est possible d'obtenir des résultats intéressants avec un régulateur classique. De la fonction de transfert en boucle ouverte $G_o(z)$ nous utiliserons un régulateur classique de type proportionnel-intégral-dérivatif (PID) de sorte que,

$$S(z) = K_{pid} P(z) \quad (4.51)$$

où K_{pid} est une constante de proportionnalité qui devra être déterminé de façon à ce que le circuit de réglage soit stable et amorti. Le régulateur PID utilisé a pour expression,

$$D(z) = \frac{b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{z(z - 1)} \quad (4.52)$$

où

$$b_0 = K_d \quad , \quad b_1 = -K_p + 2K_d \quad \text{et} \quad b_2 = K_p + K_i + K_d$$

et pour satisfaire l'équation (4.51) nous obtenons les coefficients K_p , K_i et K_d suivants:

$$K_p = K_{pid}(Z_1 + Z_2 - 2Z_1Z_2) \quad (4.53)$$

$$K_i = K_{pid}(1 - Z_1 - Z_2 + Z_1Z_2) \quad (4.54)$$

$$K_d = K_{pid}Z_1Z_2 \quad (4.55)$$

Du régulateur D(z) nous arrivons à la loi de commande suivante:

$$v_c^*(k) = v_c^*(k-1) + b_2 e^*(k) + b_1 e^*(k-1) + b_0 e^*(k-2) \quad (4.56)$$

avec

$$e^*(k) = K_{x\delta f}\Phi_{x\delta f}^*(k) - v_\phi^*(k) \quad (4.57)$$

4.4.5 ÉVALUATION DES PARAMÈTRES DU CIRCUIT

Le convertisseur A/D pour le signal de retour $v_\phi(t)$ possède une résolution de 12 bits avec les limites de tension de ± 5 V. Ce qui permet une plage de fréquence allant de 50 kHz à 250 kHz d'où un gain de l'oscillateur contrôlé par tension $K_{of} = 40$ kHz/V. Le convertisseur N/A du signal de commande $u_e(t)$ possède une résolution de 12 bits avec les limites de tension de 0 V et +5 V. Le gain de la référence égale le gain de la boucle de retour $K_{ref} = K_{r\phi} = 5$ V/180° avec une constante de temps pour la boucle de retour $\tau_{\phi_1} = 0,22$ ms.

Concernant la constante de temps du filtre τ_{f_1} réduisant l'effet de l'erreur de quantification du convertisseur N/A, elle est évaluée à partir de calculs approximatifs appliqués aux circuits non linéaires. Connaissant les limites du circuit nous sommes en mesure de calculer la valeur minimale de cette constante de temps. Nous supposons qu'en régime établi la commande $u_{c\infty}(t)$ est une onde carrée oscillant à sa fréquence maximale de $1/2 \cdot T_{\delta ch}$ avec une amplitude minimal équale à $Q_{N/A}/2$ avec

$$Q_{N/A} = \frac{U_{cmax} - U_{cmin}}{2^{n_{bit}}} \quad (4.58)$$

où n_{bit} est la résolution du convertisseur. Due à la périodicité de la commande en régime établi $u_{cw}(t)$, le déphasage tension-courant oscillera à la même fréquence avec une amplitude de variation $\Delta\phi_{cw}(t)$ qui devra être inférieure à $\pm 0,5^\circ$. À l'aide du calcul de la première harmonique de la commande nous obtenons la valeur minimal que peut prendre τ_{f1} pour satisfaire la précision de $0,5^\circ$ du déphasage en régime établi $\phi_{cw}(t)$

$$\tau_{f1} > \frac{T_{ech}}{\pi} \sqrt{\left[K_c(f_w) K_{of} \frac{2 \cdot Q_{N/A}}{\pi \cdot \Delta\phi_{cw}(t)} \right]^2 - 1} \quad (4.59)$$

Avec le gain de la fonction de transfert en régime établi $K_c(f_w) = 95^\circ/\text{kHz}$ et la période d'échantillonnage $T_{ech} = 1 \text{ ms}$, nous obtenons que $\tau_{f1} > 2 \text{ ms}$. Pour évaluer la valeur exacte de τ_{f1} , il faut tenir compte des paramètres du régulateur, de $K_c(f)$ et de $\tau_{\phi1}$. Nous pouvons soit la calculer à partir des théories des systèmes échantillonnés non linéaires pour déterminer une équation indiquant le régime d'auto-oscillation ou soit simuler le circuit d'asservissement échantillonné et de dimensionnée le gain K_{pid} du régulateur et la constante de temps τ_{f1} de manière itérative. L'une des principales contraintes de la méthode par calcul pour déterminer τ_{f1} , est qu'elle exige que le régulateur soit déjà dimensionné alors qu'il n'est pas possible de le faire sans connaître τ_{f1} .

Par conséquent nous avons simulé le circuit sachant que $\tau_{f1} > 2 \text{ ms}$ et nous avons fixé cette constante de temps $\tau_{f1} = 20 \text{ ms}$ pour une période d'échantillonnage $T_{ech} = 1 \text{ ms}$. Nous avons alors les trois pôles de la fonction de transfert en boucle ouverte, selon l'équation (4.49): $p_1 = Z_1 = 0,95123$, $p_2 = Z_2 = 0,01062$ et $p_3 = 0$. Les paramètres du régulateurs sont: $K_{pid} = -0,005$, $K_p = -4,7082 \cdot 10^{-3}$, $K_i = -2,4126 \cdot 10^{-4}$ et $K_d = -5,0488 \cdot 10^{-5}$ où le gain K_{pid} est

ajusté de façon à optimiser la réponse du circuit à $\phi_{\infty}(t) = -10^\circ$ pour l'impédance de charge selon l'équation (4.7).

4.4.6 RÉSULTATS DE SIMULATION DU CIRCUIT

Cette simulation a pour but de démontrer la possibilité d'application d'un asservissement avec contrôle numérique de la commande nécessitant une réduction de l'erreur de quantification d'un convertisseur N/A. Les simulations sont réalisées sur HPBasic. Le programme est donné à l'annexe C. Nous tenons compte du temps de calcul égale à la période d'échantillonnage et de la quantification réelle des convertisseurs N/A et A/N de 12 bits de résolutions. Tel qu'à la section 4.3.6, nous nous intéressons aux réponses transitoires du circuit, particulièrement à la transition d'un état initial (fermeture de l'interrupteur I_1) à un état final (régime établi). Nous présentons trois simulations pour vérifier l'asservissement avec excitation soutenue: 4.4.6.1 réponse du circuit à la fermeture de l'interrupteur, 4.4.6.2 effet de la fréquence initiale et 4.4.6.3 effet d'une perturbation $\phi_p(t)$.

4.4.6.1 Réponse du circuit à la fermeture de l'interrupteur

Dans l'idée de comparer les réponses du circuit d'asservissement échantillonné du déphasage tension-courant au circuit analogique de la section 4.3, nous conservons les données de la section 4.3.6.2 pour les signaux d'entrées. Le déphasage de référence est $\phi_{ref} = -10^\circ$ et aucune perturbation n'est appliquée, $\phi_p(t) = 0^\circ$. La fréquence initiale est $f_i = 93,31$ kHz avec la valeur initiale du vecteur d'état $v_{\phi i} = 0$ V et $v_{mfi} = 2,667$ V.

Le résultat de cette simulation est montré à la figure 4.28, nous obtenons un dépassement du déphasage $D_{\phi t} = 2^\circ$ avec un temps de stabilisation de 130 ms pour une précision et stabilité supérieure à $0,5^\circ$. Le déphasage tension-courant en régime établi oscille à une amplitude de $0,3^\circ$ avec une valeur moyenne $\bar{\phi}_{t\infty} = 10^\circ$ d'où une erreur statique nulle en régime établi. La

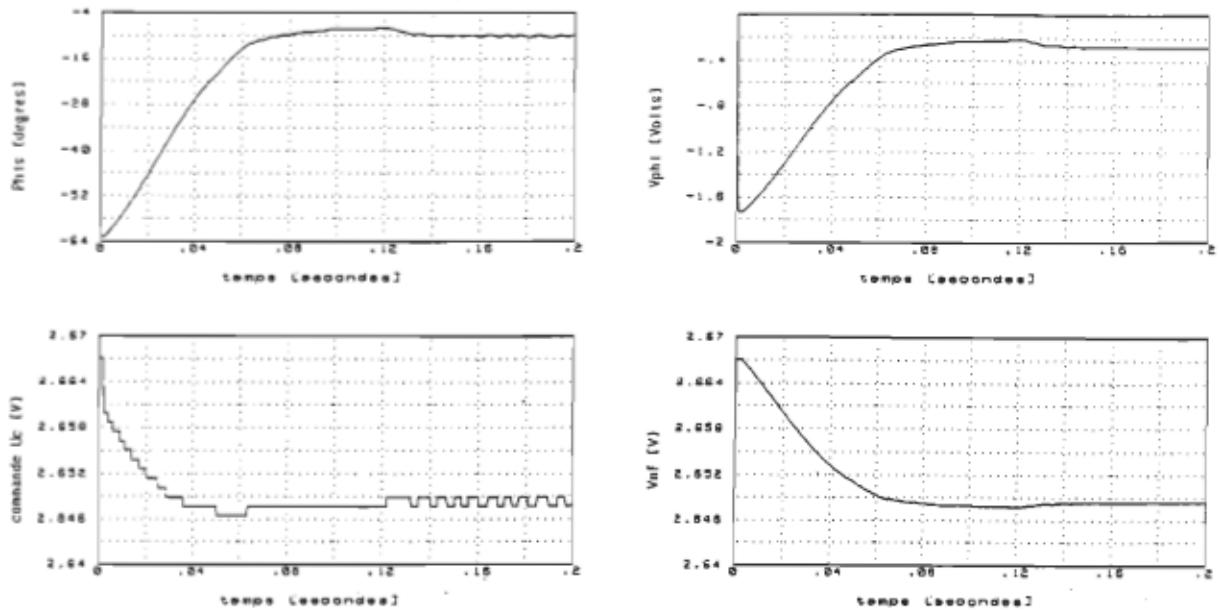


Figure 4.28 Réponse du circuit échantillonné à la fermeture de l'interrupteur pour une excitation soutenue avec $f_i = 93,3 \text{ kHz}$ et $\phi_p(t) = 0^\circ$.

commande en régime établi oscille à l'amplitude $u_{ce} = Q_{N/A}/2 = 0,61 \text{ mV}$ autour d'une valeur moyenne $\bar{u}_{ce} = 2,650 \text{ V}$. La variable d'état en régime établi $v_{mf} = \bar{u}_{ce} = 2,650 \text{ V}$ et est suffisamment stable pour réduire l'effet de l'erreur de quantification de façon à maintenir l'amplitude des oscillations du déphasage tension-courant du signal d'excitation à l'intérieur de $\pm 0,3^\circ$. La fréquence du signal d'excitation en régime établi $f_m(t)$ varie seulement de $\pm 2 \text{ Hz}$ autour de la fréquence moyenne $\bar{f}_m = 94,066 \text{ kHz}$ ce qui est excellent pour notre utilisation.

4.4.6.2 Effet de la fréquence initiale

Nous avons vérifié à la section 4.3.6.2 avec l'asservissement analogique du déphasage tension-courant que la fréquence initiale f_i permet de réduire le dépassement de $\phi_i(t)$ et de diminuer le temps de stabilisation. Nous allons revoir avec l'asservissement échantillonné l'effet de la fréquence initiale en conservant les données de la simulation précédente à l'exception de $f_i = 94,0 \text{ kHz}$.

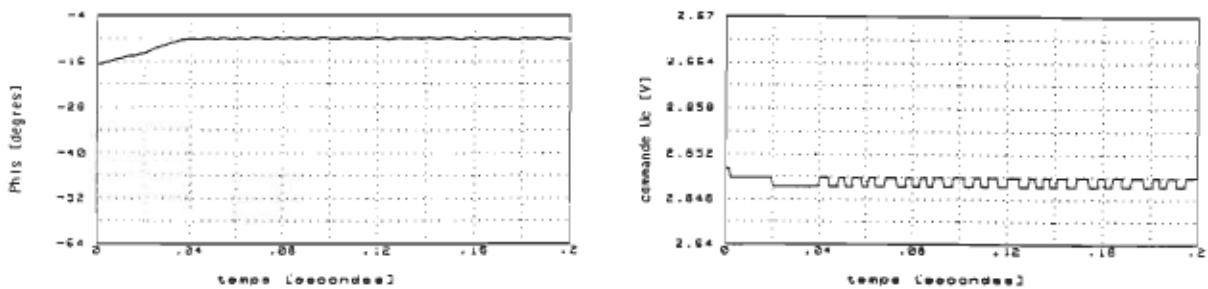


Figure 4.29 Réponse du circuit échantillonné à la fermeture de l'interrupteur pour une excitation soutenue avec $f_i = 94,0 \text{ kHz}$ et $\phi_p(t) = 0^\circ$.

Le résultat de cette simulation est montré à la figure 4.29, nous obtenons un dépassement du déphasage $D_{\phi_t} = 0^\circ$ avec un temps de stabilisation de 40 ms pour une précision et stabilité supérieure à $0,5^\circ$.

Par comparaison des résultats de simulation des figures 4.28 et 4.29 avec ceux de la figure 4.10, nous en tirons que l'asservissement échantilloné du déphasage tension-courant de l'excitation a un temps de stabilisation beaucoup plus élevé. Mais par contre, il offre une possibilité de précision et stabilité supérieure à l'asservissement analogique en choisissant adéquatement la constante de temps τ_{f_1} . De plus, il permet une meilleure réponse du circuit tel que la réduction du dépassement de $\phi_i(t)$ et une erreur nulle en régime établi.

4.4.6.3 Effet d'une perturbation $\phi_p(t)$

Nous allons étudier l'effet d'une perturbation $\phi_p(t) = 10^\circ$ sur la réponse du circuit échantillonné en conservant les mêmes données qu'à la section 4.4.6.1. Le résultat de cette simulation est illustré à la figure 4.30. Le dépassement du déphasage est $D_{\phi_t} = 0^\circ$ avec un temps de stabilisation de 140 ms. Nous obtenons une erreur statique nulle en régime établi ce qui ne peut pas être obtenue avec un régulateur proportionnel si l'on se réfère à la simulation de la figure 4.12.

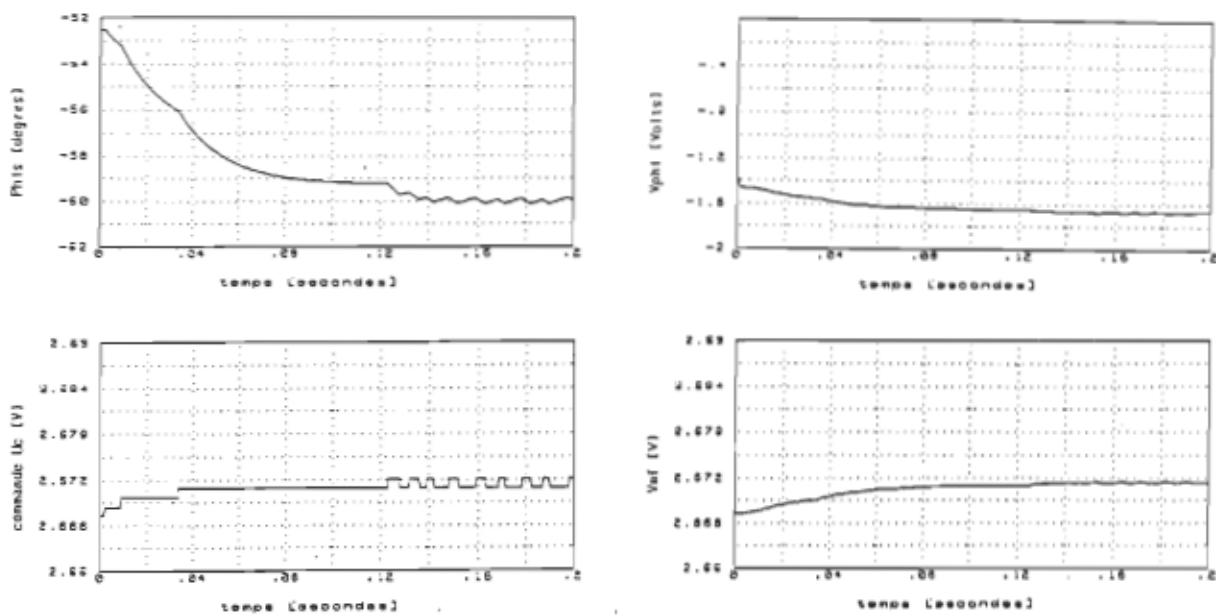


Figure 4.30 Réponse du circuit échantillonné à la fermeture de l'interrupteur pour une excitation soutenue avec $f_i = 93,3 \text{ kHz}$ et $\phi_p(t) = 10^\circ$.

4.4.7 CONCLUSION DE LA SECTION 4.4

Il a été démontré qu'il est possible de réduire les oscillations causé par l'erreur de quantification d'un convertisseur N/A en ajoutant à sa sortie un filtre analogique du première ordre. La fréquence de coupure de ce filtre dépend de la fréquence d'échantillonnage, du gain en boucle ouverte et de la précision et stabilité de réglage exigé.

Nous remarquons des simulations que la commande $u_c(t)$ (signal de sortie du convertisseur N/A) en régime établi agit exactement comme un réglage par mode de glissement [BUH86b], c'est-à-dire qu'elle est borné en amplitude mais qu'elle permet à la variable d'état $v_m(t)$ de prendre une valeur moyenne entre ces bornes en variant la fréquence et son rapport cyclique. Ce qui nous permettrait d'appliquer, pour des études plus avancées, les calculs du réglage par mode de glissement pour connaître les réponses exactes en régime établi en fonction des paramètres du circuit.

De la compréhension du réglage par mode de glissement nous sommes en mesure de réaliser cet asservissement peu importe la résolution du convertisseur N/A. Par contre, un convertisseur N/A ayant une résolution élevée permet d'atteindre le régime établi plus rapidement. Cette approche permet d'élargir l'application des asservissements numérique en rendant possible la réduction de la résolution des convertisseurs N/A et du fait même le coût. Par contre, il faut faire le compromis entre le temps de stabilisation et la précision et stabilité exigé de l'asservissement.

4.5 Conclusion du chapitre 4

Un logiciel d'acquisition et de traitements des données pour la caractérisation des résonateurs à ultrasons a été réalisé afin de rendre possible une rétroaction en temps réel des décisions sur les mesures effectuées.

Dans le but de maintenir l'excitation appliquée au(x) transducteur(s) ultrasonore(s) sur une des fréquences de résonances, nous avons étudié et réalisé un asservissement du déphasage tension-courant. Pour deux types d'excitations, soutenue et par salve de sinusoïdes, nous avons effectué pour l'asservissement du déphasage la simulation du circuit de manière à connaître les réponses de chaque point de mesure importants et pour toutes conditions possible du circuit. Les simulations nous permettent d'apporter les corrections nécessaires au circuit pour obtenir les réponses désirées de l'asservissement.

La régulation de phase d'une salve de sinusoïde a été réalisée à l'aide d'un retour d'état idéalisé par des éléments de maintien. Mais, vue la similitude entre les résultats pratiques et les résultats simulés, il est possible d'utiliser une régulation avec gains de retour d'état dans les cas où il est impossible d'inclure des éléments de maintien aux variables d'état.

Pour s'assurer d'une automatisation complète de l'excitation des transducteurs, nous avons étudié un asservissement numérique du déphasage tension-courant. L'asservissement avec contrôle numérique de la commande a nécessité une réduction de l'erreur de quantification du convertisseur N/A en ajoutant un filtre analogique au circuit à régler. Ce qui a permis d'obtenir dans les mêmes conditions que l'asservissement analogique, un temps de stabilisation de 120 ms et un dépassement nul.

CHAPITRE 5

AUTOMATISATION DU SOUS-SYSTÈME HYDRAULIQUE

5.1 Introduction

Tel que décrit à la section 2.2.2, le sous-système hydraulique de la figure 1.6 comporte plusieurs problèmes techniques détériorant la fidélité des mesures de I_{Dy} . Le principal problème de ce sous-système est le temps nécessaire pour effectuer une mesure. Étant donné que ce montage est en boucle fermée, le temps de vidange et rinçage est très long. De plus, l'injection de l'échantillon de fibre s'effectue au bas du résonateur d'où la nécessité de circuler le mélange jusqu'à l'obtention de l'uniformité de celui-ci. Il faut aussi revoir le compromis entre temps d'attente, temps de remplissage et niveau de turbulence. Ainsi, la conception du nouveau montage du sous-système hydraulique sera décrit à la section 5.2.

Deux circuits asservissements de la température doivent être conçus, un premier pour le réservoir d'eau dégazée et un second pour le mélangeur de fibres. Dans le premier cas nous verrons, à la section 5.3, qu'il s'agit d'un asservissement assez simple et qui n'exige pas un temps de stabilisation et une précision critique. De plus, il ne s'agit que d'un système à régler qui peut être modélisé avec une fonction de transfert du premier ordre. Dans le second cas nous verrons, à la section 5.4, que nous ne pouvons pas introduire une source de chaleur active dans le réservoir (par ex. un élément chauffant) pour ne pas perturber le mélange des fibres. Il nécessite un contrôle se faisant à partir d'un échange thermique avec serpentin entre deux réservoirs dont l'un contient un élément chauffant. Le temps de stabilisation est critique et doit

être minimisé en respectant un compromis avec la précision. Des résultats de simulations seront montrés.

Dans les deux cas il est préférable pour le moment que ces asservissements soit réalisés analogiquement. Car ils doivent être rapidement construit et fonctionnel même si le contrôleur central n'est pas en fonction.

Et pour réaliser ces asservissements nous allons concevoir, à la section 5.5, des thermomètres à thermistances linéarisés de précisions.

Le résultat obtenu du nouveau montage hydraulique sur le temps nécessaire pour effectuer une mesure sera décrit à la section 5.6 suivi de la conclusion de ce sous-système à la section 5.7.

5.2 Nouvelle conception du montage hydraulique

Le nouveau montage hydraulique, montré à la figure 5.1, est composé de deux réservoirs dont l'un pour le dégazage et l'autre pour le mélange des fibres. La cellule est conçue de façon modulaire: section du haut, section du bas et section du centre (support du transducteur et réflecteur). Ces trois sections sont détachables et facile de remplacement. Le transport de la solution eau-fibres est réalisé avec deux pompes à débit variable et le circuit est contrôlé par l'intermédiaire d'électrovannes. Ce montage permet la mesure du taux d'oxygène dissout pour étudier son effet sur la qualité de la résonance.

5.2.1 FONCTIONS DU MÉLANGEUR DE FIBRES

Il y a deux raisons à l'addition du réservoir de 13 l:

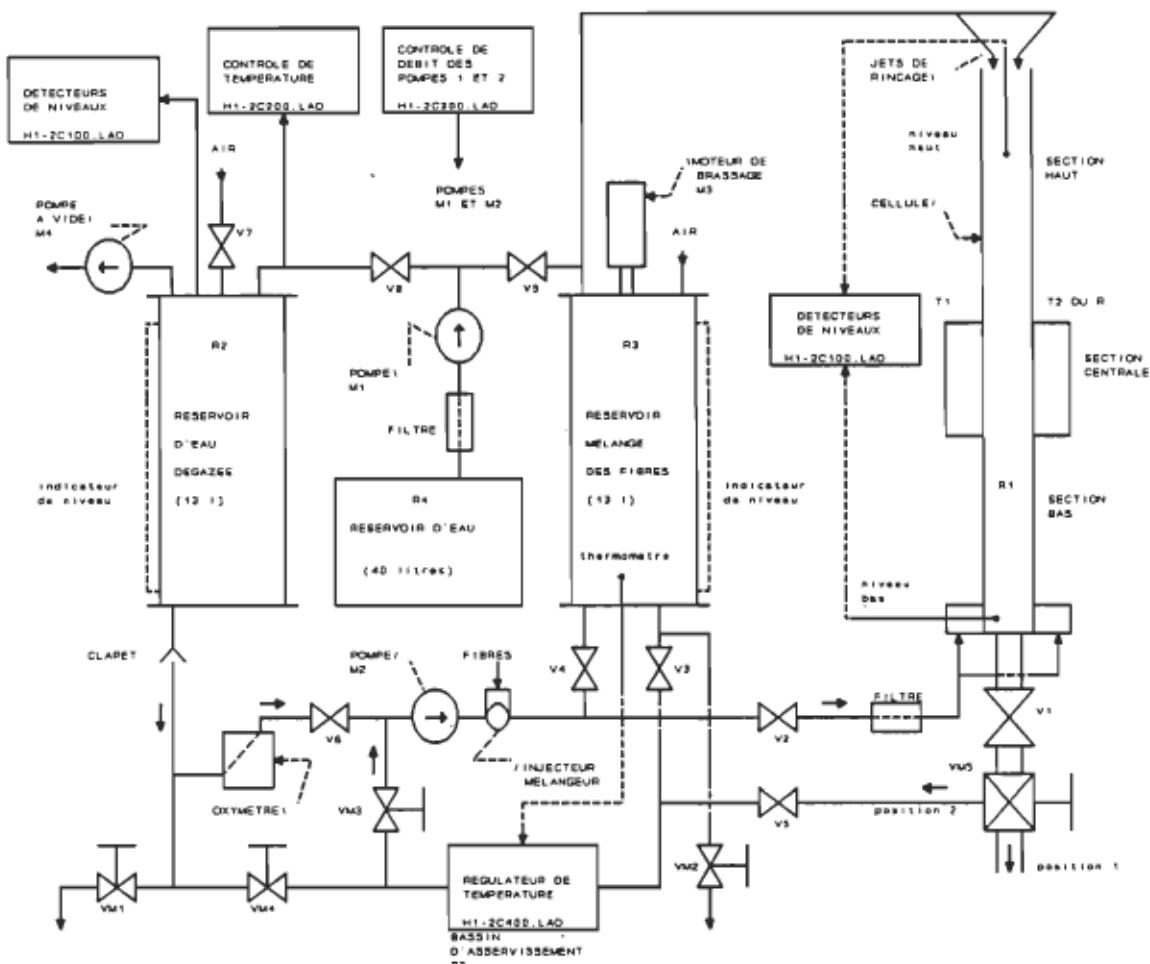


Figure 5.1 Nouvelle conception du sous-système hydraulique et de la cellule de mesure (schéma H1-1C200.LAO).

- augmenter en volume l'échantillon à analyser, améliorer l'uniformité du mélange et permettre une meilleure fidélité,
- permettre la mesure de la concentration de l'échantillon en plaçant à la base du réservoir un détecteur optique.

Ce détecteur permettra de mesurer l'uniformité du mélange et le niveau de concentration.

Cette mesure doit permettre éventuellement d'ajouter plus ou moins de fibres ou d'eau jusqu'à l'obtention de la concentration désirée. Pour le moment nous conservons la méthode de la

concentration massique d'un échantillon de fibres humide que nous insérons dans le compartiment mélangeur/injecteur pour les détacher.

5.2.2 FONCTIONS DES DÉTECTEURS DE NIVEAUX

Les détecteurs de niveaux sont utilisés à trois endroits: dans le réservoir d'eau dégazée, dans le réservoir du mélangeur de fibres et dans le résonateur.

5.2.2.1 Réservoirs

La détection de niveau est utilisée pour les réservoirs uniquement pour une question de sécurité. Dans le cas où le contrôleur central n'est plus en opération, la détection du niveau haut annulera tout fonctionnement des électrovannes.

5.2.2.2 Cellule de mesure

La détection de niveau à la section du haut du résonateur permet de laisser le haut complètement ouvert. Ce qui évitera des surpressions lors du remplissage et accélérera la vidange avec possibilité de rinçage pour évacuer les fibres qui adhèrent aux parois. De plus, la possibilité d'ajustement de ce détecteur de niveau haut fournit un signal pour l'arrêt automatique de la pompe et le départ de l'acquisition.

Le détecteur de niveau au bas du résonateur sert dans le cas où l'on désire récupérer l'échantillon dans la cellule pour la remettre dans le mélangeur de fibres. Il fournit un signal pour la fermeture de la pompe au moment où le niveau d'eau est à la base du résonateur. Ainsi le tuyau de retour est toujours plein d'eau, ce qui évite d'injecter de l'air dans le réservoir mélangeur de fibres.

5.2.2.3 *Conception*

La conception des trois détecteurs de niveaux est identique. Le circuit est inséré à l'annexe E le schéma H1-2C100.LAO. Il s'agit d'une conception d'un détecteur conductimétrique basé sur la résistivité entre deux électrodes [ASC87].

5.2.3 *NOUVELLE CONCEPTION DE LA CELLULE DE MESURE*

5.2.3.1 *Sous-section du haut*

Elle doit être suffisamment haute pour que les fibres n'aient pas le temps de descendre complètement durant le temps d'attente: temps entre l'arrêt de la pompe de circulation et le début de l'excitation.

5.2.3.2 *Sous-section du bas*

La section du bas est composée de cloisons dans le but de réduire les turbulences tout en augmentant le débit pour réduire le temps de remplissage. Ces cloisons se divisent en 12 rectangles de 17,5 mm x 16,5 mm. La hauteur a été calculée afin d'obtenir un écoulement laminaire au niveau de la section centrale. Mais un compromis subsiste entre: le temps pour le remplissage de la cellule, le temps de vidange de la cellule, le temps d'attente et le débit minimum et maximum possible. Tenant compte de ces relations nous avons évalué la hauteur de cette section à 25 cm. Ce calcul a été réalisé en se basant sur les écoulements des fluides définis selon Reynolds [BIR60], [FAH83]. Le nombre de Reynolds, R_e , est une indication sur le régime d'écoulement d'un liquide dans un tube lisse de longueur infinie. Ce nombre est donné pour tout endroit de géométrie non-circulaire par:

$$R_e = \frac{4 \cdot R_h \bar{v} \rho_L}{\mu_L} \quad (5.1)$$

où R_h = surface perpendiculaire à l'écoulement,
périmètre mouillé par le fluide

R_h : rayon hydraulique [m],

\bar{v} : vitesse moyenne du liquide [m/s],

ρ_L : masse volumique [kg/m³],

μ_L : viscosité du liquide [Pa · s].

5.2.3.3 Sous-section du centre

Elle sert de support aux transducteurs et réflecteurs. Sa conception permet de supporter différentes formes de transducteurs. Elle sert également de support au sous-système optique et doit permettre l'installation de différentes caches à l'entrée de la lumière.

5.3 Asservissements de température du réservoir d'eau dégazée

Durant le remplissage la température de l'eau est inférieure à 20,0 °C, il faut alors la stabiliser près de la température de fonctionnement (au chapitre 2 nous sommes arrivé à 22,0 °C). De plus, le dégazage de l'eau a pour effet de diminuer la température du réservoir d'où la nécessité d'un asservissement.

La conception de l'asservissement de la température dans le réservoir est simple, circuit numéro H1-2C200.LAO, voir annexe E. Il s'agit principalement d'une régulation proportionnelle fonctionnant à l'aide d'une modulation de largeur d'impulsion MLI (ang: PWM, pulse width modulation) agissant sur le temps de fonctionnement d'un thyristor. Ce type de régulateur simplifie le circuit d'amorçage du Triac et a l'avantage d'être facilement intégrable dans un micro-contrôleur, car il élimine la nécessité d'un convertisseur N/A. La fréquence du MLI doit être inférieure à la fréquence du réseau, 60 Hz, et supérieure à la fréquence de coupure du système à régler [LAW87].

5.4 Asservissements de température du réservoir du mélangeur de fibres

La figure 5.2 représente le montage de l'échangeur thermique de la figure 5.1 de façon plus détaillée. Le mélange est continuellement en circulation dans un serpentin immergé dans un bassin. Cette circulation est réalisée à l'aide de la pompe 1 et permet une propulsion des fibres vers le haut dans le réservoir de mélange. Ce qui évite, à long terme, l'accumulation des fibres dans le bas du réservoir.

Pour cet asservissement de la température la référence est aux alentours de la température ambiante. Ainsi, un refroidisseur et une source de chaleur sont nécessaires pour réaliser une régulation de température rapide et stable. Or, l'un des problèmes de cet asservissement est la difficulté de prévoir le comportement du refroidisseur. C'est pourquoi nous simulerons le comportement du système à régler par rapport aux variations de celui-ci.

La plupart des asservissements de température sont conçus pour de grande plage de température et un temps de réponse souvent non mentionné dans les fiches techniques du fabricant. De plus les recherches sont plutôt axés vers les systèmes similaires à un réservoir contenant une source active tel que le réservoir d'eau dégazée [MAS90c], [OSA88], [CHA90]. Alors que dans notre cas la plage d'utilisation est étroite, de 15,0 °C à 30,0 °C. Et les exigences de cet asservissement pour un échelon de 2,0 °C appliquée à l'entrée sont: minimisation du temps de stabilisation pour une précision de 0,2 °C et réponses de la température du réservoir indépendantes des variations du volume d'eau dans le réservoir du mélangeur de fibres passant de 2,5 l à 10,0 l. Ces exigences expliquent la nécessité de concevoir un asservissement qui s'adapte à nos besoins particulier.

Après la définition des fonctions de transfert et des suppositions simplificatrice, nous analyserons les perturbations agissant sur le système et nous pourrons définir le régulateur. Par

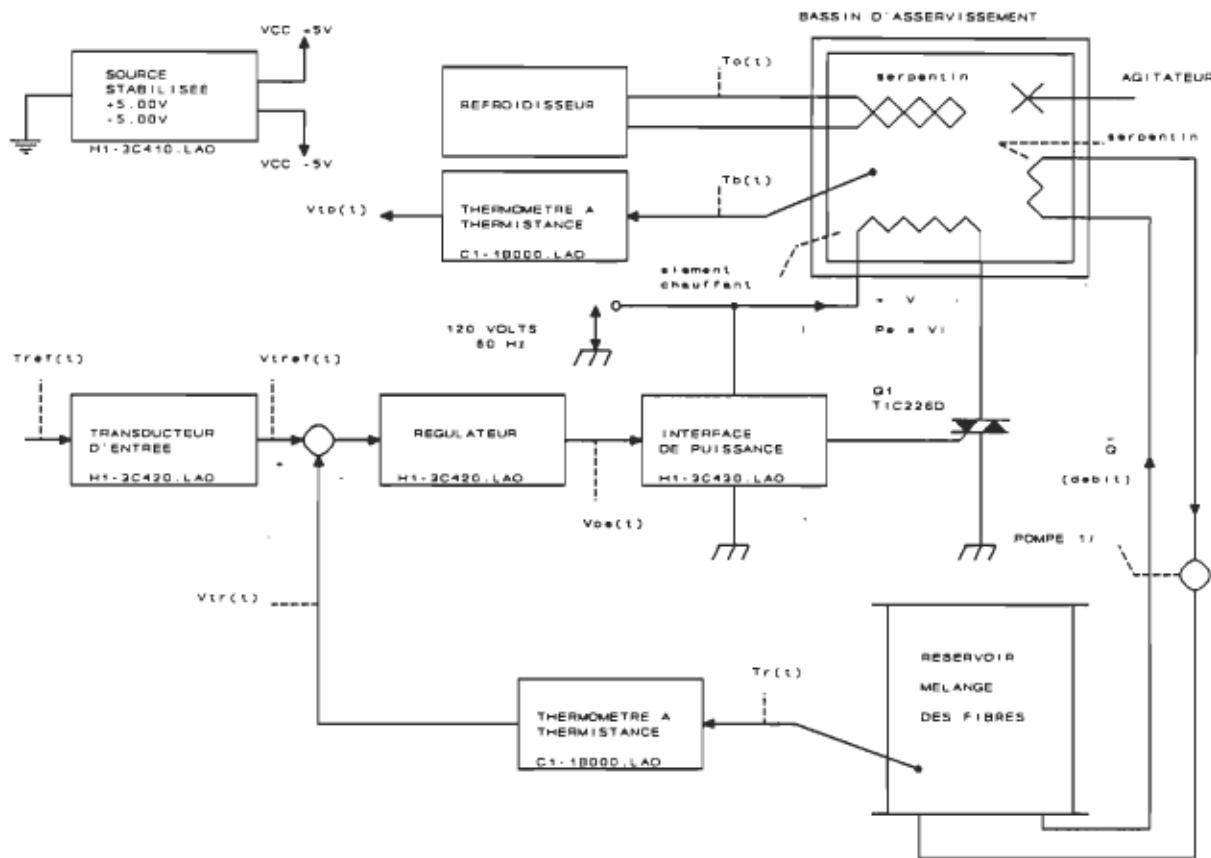


Figure 5.2 Représentation du montage de l'échangeur thermique du mélangeur de fibres pour l'asservissement de la température (schéma H1-2C400.LAO).

la suite, nous obtiendrons les équations d'état dont les paramètres obtenus en pratique seront décrits, ce qui nous permettra de passer à la simulation. Les résultats de simulation démontreront l'efficacité d'un asservissement avec un régulateur standard de type PID (proportionnel-intégrale-dérivatif). Dans ces résultats nous observons l'influence de l'instabilité de la source froide sur la température du réservoir. Nous terminerons avec la conclusion de l'asservissement du mélangeur de fibres.

5.4.1 MODÉLISATIONS ET FONCTIONS DE TRANSFERT DE L'ASSERVISSEMENT

La figure 5.3 représente le schéma bloc fonctionnel de l'échangeur thermique de la figure 5.2. Il renferme les principales échanges thermiques possible du système. De la figure

5.2 nous constatons que la température est maintenue uniforme dans le bassin d'asservissement et dans le réservoir à l'aide d'agitateurs. Se qui nous permet de formuler les fonctions de transfert [FAH83], [OSA88], [CHA90]:

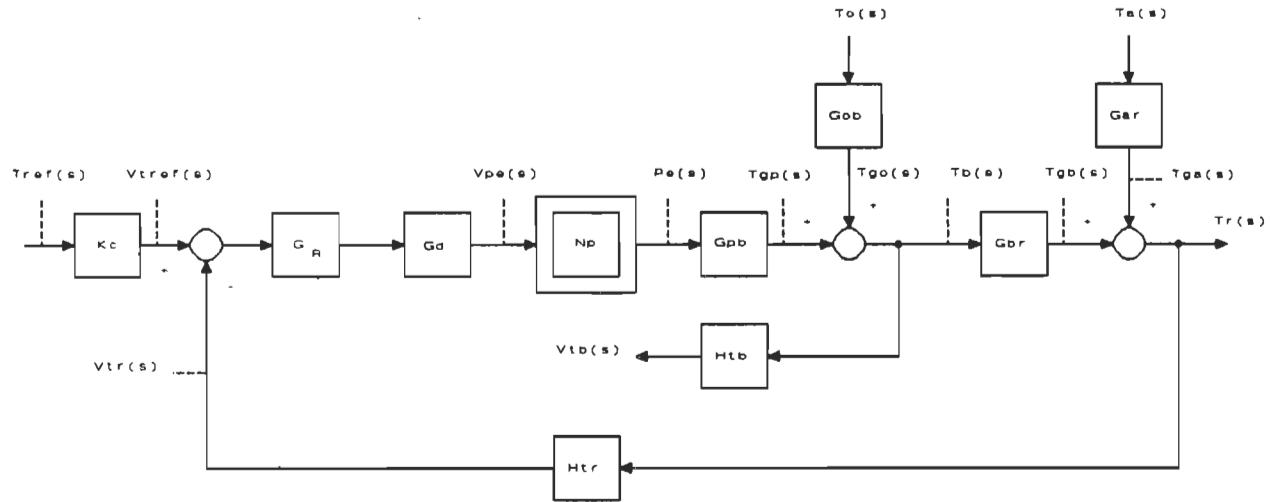


Figure 5.3 Schéma bloc fonctionnel de l'échangeur thermique de la figure 5.3.

Le transfert d'énergie thermique par convection entre le milieu ambiant et l'intérieur du réservoir est modélisé par:

$$G_{ax}(s) = \frac{T_{ga}(s)}{T_a(s)} = \frac{1}{\tau_{ax}s + 1} \quad (5.2)$$

où $T_a(s)$: température ambiante [$^{\circ}\text{C}$],

τ_{ax} : constante de temps du transfert thermique par convection qui dépend de l'isolant utilisé sur la surface du réservoir [s].

Le transfert d'énergie thermique par conduction entre l'élément chauffant et le bassin d'asservissement est modélisé par:

$$G_{pb}(s) = \frac{T_{gp}(s)}{P_e(s)} = \frac{R_{pb}}{\tau_{pb}s + 1} \quad \text{avec} \quad \tau_{pb} = R_{pb} \cdot C_{pb} \quad (5.3)$$

où $P_e(s)$: puissance électrique du signal appliquée à l'élément chauffant [W],
 τ_{pb} : constante de temps du transfert thermique par conduction [s],
 R_{pb} : résistance thermique pour une surface de transfert de convection donnée [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$],
 C_{pb} : capacité calorifique pour la masse du volume en jeu [$\text{J}/{}^{\circ}\text{C}$].

Le transfert d'énergie thermique par convection entre la source froide obtenu du refroidisseur et le bassin d'asservissement est modélisé par:

$$G_{ob}(s) = \frac{T_{go}(s)}{T_o(s)} = \frac{1}{\tau_{ob}s + 1} \quad (5.4)$$

où $T_o(s)$: température du refroidisseur [$^{\circ}\text{C}$],
 τ_{ob} : constante de temps du transfert thermique par convection [s].

Le transfert d'énergie thermique par convection entre le bassin d'asservissement et le réservoir obtenu à l'aide d'un serpentin est modélisé par:

$$G_{bx}(s) = \frac{T_{gb}(s)}{T_b(s)} = \frac{1}{\tau_{bx}s + 1} \quad (5.5)$$

où $T_b(s)$: température du bassin d'asservissement [$^{\circ}\text{C}$],
 τ_{bx} : constante de temps de transfert thermique par convection qui dépend du débit et du matériel utilisé pour le serpentin.

La fonction de transfert non-linéaire de la puissance $P_e(s)$ de l'élément chauffant en fonction de la tension $V_{pe}(s)$ appliquée au MLI. Cette fonction est donnée par l'équation suivante en respectant les bornes de linéarités:

$$P_e(s) = 0 \quad \text{pour} \quad V_{pe}(s) \leq 0 \text{ V} \quad (5.6a)$$

$$P_e(s) = K_p \cdot V_{pe}(s) \quad \text{pour} \quad 0 \text{ V} \leq V_{pe}(s) \leq 5 \text{ V} \quad (5.6b)$$

$$P_e(s) = P_{e\max} \quad \text{pour} \quad V_{pe}(s) \geq 5 \text{ V} \quad (5.6c)$$

où $V_{pe}(s)$: tension de commande du régulateur [V],

K_p : gain de proportionnalité $K_p = 200 \text{ W/V}$,

$P_{e\max}$: puissance maximum de l'élément chauffant, $P_{e\max} = 1000 \text{ W}$.

Les multiples petit temps de retard, tel que le temps de réaction de l'élément chauffant, temps de retard causé par le dispositif de commande de la gâchette [BUH87], etc, sont modélisés par:

$$G_d(s) = \frac{1}{\tau_d s + 1} \quad (5.7)$$

où τ_d : sommation de toutes les petites constantes de temps [s].

Les modélisations des thermomètres sont:

$$H_{tr}(s) = \frac{K_{tr}}{\tau_{tr}s + 1} \quad (5.8)$$

$$H_{tb}(s) = \frac{K_{tb}}{\tau_{tb}s + 1} \quad (5.9)$$

où K_{tr} et K_{tb} : gains des thermomètres du réservoir et du bassin d'asservissement respectivement [V/°C],

τ_{tr} et τ_{tb} : constantes de temps des thermomètres du réservoir et du bassin d'asservissement respectivement [s].

5.4.2 SUPPOSITIONS SIMPLIFICATRICE

- Connaissant l'isolement du réservoir et supposant que le refroidisseur impose une température de refroidissement stable nous considérons que les constantes de temps τ_{ar} et τ_{ob} sont très élevées par rapport aux autres constantes de temps du système à réglé.
- La constante de temps τ_{pb} et la résistance thermique R_{pb} sont considérés comme étant stable sachant que l'on maintient le débit constant.
- Nous supposons que les constantes de réchauffement et de refroidissement sont les mêmes.
- Considérant les faibles écarts de température $t_b(t)$ et $t_r(t)$ nous négligeons l'influence sur $t_b(t)$ de l'échange thermique du réservoir de fibres au bassin d'asservissement.
- Dans l'optique de réaliser un réglage échantillonné pour la température du mélangeur de fibre, nous estimons qu'il est possible d'étudier le système échantillonné en utilisant son modèle continu; il suffit que la période d'échantillonnage $T_{éch}$ par rapport à la plus petite constante de temps dominante τ_{dom} satisfait la relation suivante [BUH86a]:

$$T_{éch} \leq 0,5 \cdot \tau_{dom} \quad (5.10)$$

5.4.3 GRANDEURS ET FACTEURS DE PERTURBATIONS

Les signaux d'entrée des perturbations, figure 5.3, sont $t_{go}(t)$ et $t_{gs}(t)$ soit l'effet de la température ambiante et du refroidisseur sur le système à réglé. Pour étudier l'instabilité possible du refroidisseur nous simulons des perturbations en utilisant l'équation suivante:

$$t_{go}(t) = A_{tgo} + gto \sin(2\pi ft) \quad (5.11)$$

Les non-linéarités perturbent également les réponses. La constante de temps τ_{br} est variable dans le temps sachant que le volume d'eau dans le mélangeur n'est pas toujours le même. Pour toutes valeurs de τ_{br} le système doit être stable. De plus, la puissance de l'élément

chauffant est non-linéaire en fonction de la sortie du régulateur par les limites en puissance minimale de 0 W et maximale de $P_{\text{max}} = 1000 \text{ W}$.

5.4.4 RÉGULATEUR

Nous ferons appel au régulateur standard de type PID (proportionnel-intégral-dérivatif) pour satisfaire l'exigence de compensation des pôles dominant du système à régler. Les deux pôles dominant sont imposés par τ_{pb} et τ_{br} .

5.4.4.1 Régulateur continu

La fonction de transfert du régulateur continu PID est la suivante:

$$G_R(s) = \frac{(\tau_n s + 1)(\tau_v s + 1)}{\tau_i s} \quad (5.12)$$

où τ_i est la constante de temps d'intégration, τ_n est le dosage de la corrélation d'intégrale et τ_v est le dosage de la corrélation de dérivé [BUH87].

5.4.4.2 Régulateur discret

Pour la régulation échantillonnée nous avons la relation suivante entre le régulateur discret PID avec élément de maintient et le régulateur continu PID de l'équation (5.12) selon une période d'échantillonnage $T_{\text{éch}}$ [BUH86a]:

$$G_{RD}(z) \approx K_p + K_i \frac{1 + 0,5 T_{\text{éch}} s}{T_{\text{éch}} s} + K_d \frac{T_{\text{éch}} s}{1 + 0,5 T_{\text{éch}} s} \quad (5.13)$$

où

$$K_p = \frac{\tau_n + \tau_v - T_{\text{éch}}}{\tau_i} \quad K_i = \frac{T_{\text{éch}}}{\tau_i}$$

$$K_d = \frac{\tau_n \tau_v}{\tau_i T_{éch}} - \frac{2(\tau_n + \tau_v) - T_{éch}}{4\tau_i}$$

5.4.4.3 Détermination des paramètres du régulateur

Pour une meilleure adaptation du régulateur PID dans le cas d'un système linéaire, il faut choisir $\tau_p = \tau_{pb}$ et $\tau_v = \tau_{bv}$ pour compenser les pôles dominant du système par les zéros du régulateur. La valeur de τ_i est alors déterminée pour obtenir une réponse optimale [BUH86a], [BUH87]. Par contre, nous sommes en présence d'un réglage non linéaire à cause des limites de puissance $p_e(t)$. Pour optimiser le réglage, il faut alors se donner un critère d'évaluation quantitatif afin d'évaluer sa qualité:

Pour réglage en continu nous appliquons l'intégral suivante

$$J_t [t_{réf}(t), t_r(t)] = \int_0^{\infty} [t_{réf}(t) - t_r(t)]^2 dt \quad (5.14)$$

où la condition suivante est satisfaite

$$|t_{réf}(t) - t_r(t)| \leq \Delta T \quad (5.15)$$

Pour réglage échantillonné nous appliquons la sommation suivante

$$J_t [t_{réf}(k), t_r(k)] = T_{éch} \sum_{k=0}^{\infty} [t_{réf}(k) - t_r(k)]^2 \quad (5.16)$$

où la condition suivante est satisfaite à chaque k

$$|t_{réf}(k) - t_r(k)| \leq \Delta T \quad (5.17)$$

Le critère d'intégrale J_t est caractérisé par la mise au carré de la différence entre la température du réservoir $t_r(t)$ et la référence $t_{réf}(t)$. Cette mise au carré permet d'éliminer la

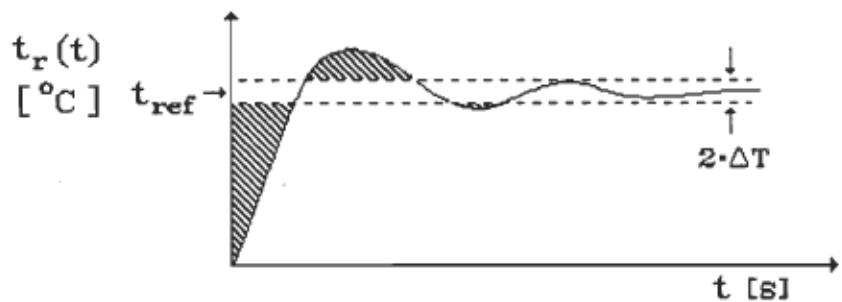


Figure 5.4 Critère pour évaluer la qualité de réglage sur la base de la réponse indicielle par rapport à la grandeur de référence $t_{ref}(t)$.

somme des valeurs négatives. Afin que la valeur du critère J_t reste finie il est nécessaire que l'écart de réglage en régime établi soit inférieur à ΔT . La figure 5.4 montre les régions hachuré où doivent s'appliquer l'intégrale (5.14) ou la sommation (5.16).

Lors des premières simulations nous débutons avec les valeurs de τ_n , τ_v et τ_i suivant un système linéaire et nous étudions la variation de ces constantes de temps sur le critère J_t . Ils seront fixé lorsque J_t sera minimisé.

5.4.5 ÉQUATION D'ÉTAT DE L'ASSERVISSEMENT

Dans le but de faire une simulation et d'intégrer les éléments non linéaires, nous allons déterminer les équations d'état de ce système d'asservissement. De la figure 5.3 nous obtenons cinq variables d'état que nous insérons dans un vecteur d'état:

$$\mathbf{x}(t)^T = [T_{gp}(t) \ T_{gb}(t) \ V_{tr}(t) \ y_1(t) \ y_2(t)] \quad (5.18)$$

où $y_1(t)$ et $y_2(t)$ sont des variables de phase permettant d'obtenir des équations différentielles du première ordre.

Et après un cours développement des équations de transfert nous obtenons les cinq équations d'état suivantes:

$$\frac{dt_{gp}(t)}{dt} = \frac{-t_{gp}(t) + R_{pb} \cdot p_e(t)}{\tau_{pb}} \quad (5.19)$$

$$v_{pe}(t) = y_1(t) + y_2(t) + A_0(K_{ref} \cdot t_{ref}(t) - v_{tr}(t)) \quad (5.20)$$

$$\frac{dt_{gb}(t)}{dt} = \frac{t_{gp}(t) - t_{gb}(t) + t_{go}(t)}{\tau_{bx}} \quad (5.21)$$

$$\frac{dv_{tr}(t)}{dt} = \frac{K_{tr} \cdot t_{gb}(t) - v_{tr}(t) + K_{tr} \cdot t_{ga}(t)}{\tau_{tr}} \quad (5.22)$$

$$\frac{dy_1(t)}{dt} = A_1(K_{ref} \cdot t_{ref}(t) - v_{tr}(t)) \quad (5.23)$$

$$\frac{dy_2(t)}{dt} = \frac{-y_2(t) + A_2(K_{ref} \cdot t_{ref}(t) - v_{tr}(t))}{\tau_d} \quad (5.24)$$

$$\text{où } A_0 = \frac{\tau_n \tau_v}{\tau_i \tau_d}, \quad A_1 = \frac{1}{\tau_i} \quad \text{et} \quad A_2 = \frac{-\tau_d}{\tau_i} \left(1 - \frac{\tau_n}{\tau_d}\right) \left(1 - \frac{\tau_v}{\tau_d}\right)$$

5.4.6 VALEURS INITIALES DU VECTEUR D'ÉTAT

Les valeurs initiales dépendent de la référence d'entrée $t_{ref}(t)$ et des perturbations. Elles sont calculées en considérant le régime établi du système avec les entrées présentes à $t = 0$ s. Ce régime établi est atteint lorsque $t \rightarrow \infty$ et que la réponse du système est stable ou quasi-stable, c'est-à-dire qu'il peut présenter une périodicité. Par contre, pour la détermination des valeurs initiales du vecteur d'état nous considérons un régime établi stable

$$\mathbf{x}_\infty = \lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{x}(t) \quad (5.25)$$

alors, nous avons

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{dx(t)}{dt} = 0 \quad (5.26)$$

$$x_\infty^T = [t_{gp\infty} \ t_{gb\infty} \ v_{tr\infty} \ y_{1\infty} \ y_{2\infty}] \quad (5.27)$$

et des équations (5.19) à (5.24) nous obtenons les valeurs initiales du vecteurs d'état, en particulier $y_{2\infty} = 0$.

5.4.7 ÉVALUATION DES PARAMÈTRES DU SYSTÈME À RÉGLER

Nous devons évaluer les constantes de temps τ_{pb} et τ_{br} ainsi que le gain K_2 .

5.4.7.1 Constante de temps τ_{pb}

Cette constante de temps a été évaluée en appliquant, lors d'un régime établi stable, un échelon de puissance $p_e(t)$ à l'élément chauffant de 80 W et le refroidisseur à $t_b(0) = 1,0^\circ\text{C}$. Le bassin contient 3,8 litres d'eau avec une circulation maintenue constante par un agitateur pour uniformiser la température. La figure 5.5 montre la réponse obtenue. La puissance $p_e(t)$ est passée à $t = 0$ s de 268 W à 248 W d'où la température du bassin est passée de la température initiale $t_b(0) = 19,65^\circ\text{C}$ à une température en régime établi stable $t_{b\infty} = 23,25^\circ\text{C}$. Nous obtenons alors comme constante de temps $\tau_{pb} = 1460$ s. À la figure 5.5 nous représentons en trait pointillé la courbe de l'équation exponentielle équivalente.

5.4.7.2 Constante de temps τ_{br}

Un asservissement avec régulateur à relais a été réalisé pour maintenir la température du bassin d'asservissement constant à environ $34,5^\circ\text{C}$. Une fois stable nous immergeons à $t = 0$ s le serpentin relié au réservoir du mélangeur de fibre dans le bassin et nous partons la circulation avec un débit de 60 ml/s. Un serpentin de cuivre et une surface totale de $0,06 \text{ m}^2$ ont été utilisés. L'acquisition des données, $t_b(t)$ et $t_f(t)$, est affichée à la figure 5.6. La température du

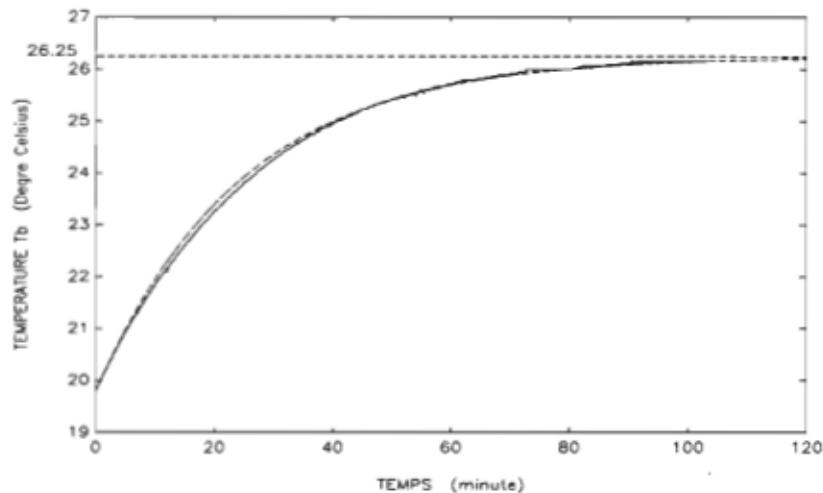


Figure 5.5 Température du bassin, $t_b(t)$, pour un échelon de puissance appliquée à l'élément chauffant. Courbe mesurée en trait plein et courbe exponentielle équivalente en trait pointillé.

réservoir était initialement $t_b(0) = 13,8$ °C pour se stabiliser en régime établi à $t_{r\infty} = 34,3$ °C. On obtient alors comme constante de temps, $\tau_{br} \approx 450$ s. Ainsi de la même façon nous avons obtenu pour les volumes d'eau de 2,5 l et 10,0 l les constantes de temps $\tau_{br} \approx 225$ s et $\tau_{br} \approx 900$ s respectivement.

5.4.7.3 Résistance thermique R_{pb}

Dans les conditions où la température dans le bassin d'asservissement a atteint un régime établi stable en température ainsi que la puissance $P_{o\infty}$ appliquée et la température $t_{o\infty}$, nous pouvons écrire que

$$R_{pb} = \frac{t_{b\infty} - t_{o\infty}}{P_{o\infty}} \quad (5.28)$$

Nous avons obtenu en pratique un régime établi suffisamment stable avec $t_{b\infty} = 19,25$ °C pour $t_{o\infty} = 1,0$ °C et $P_{o\infty} = 268$ W. Nous calculons alors que $R_{pb} = 0,11$ °C/W.

5.4.8 RÉSULTATS DE SIMULATION DU SYSTÈME

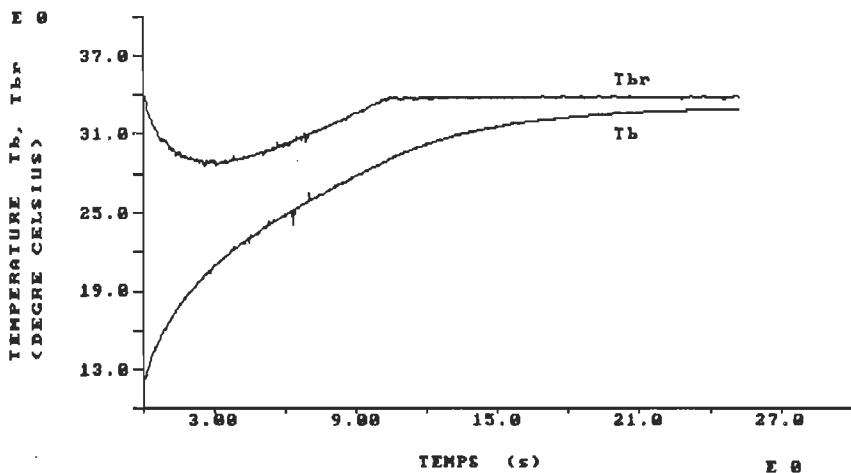


Figure 5.6 Température dans le réservoir du mélangeur de fibres $t_r(t)$, à pour échelon de température par convection de $20,5\text{ }^{\circ}\text{C}$.

La simulation numérique du système en utilisant la méthode de Runge-Kutta du 4^{ème} ordre pour résoudre les équations d'état non linéaire a été réalisée en programmation HPBasic de Hewlett Packart (le programme en annexe D).

Pour étudier le comportement de cet asservissement avec le régulateur PID, nous allons présenter les résultats de simulations suivants: 5.4.8.1 les réponses à un échelon de la température de référence, 5.4.8.2 l'influence de variations des paramètres du système à régler et en 5.4.8.3 les réponses aux perturbations.

5.4.8.1 Réponses à un échelon de la référence

Un échelon de $2,0\text{ }^{\circ}\text{C}$ est appliqué à la référence $t_{\text{réf}}(t)$. Initialement le système est en régime établi stable avec $t_{\text{réf}}(0) = 20,0\text{ }^{\circ}\text{C}$ qui passe brusquement à $22,0\text{ }^{\circ}\text{C}$. Nous simulerons la réponse du système avec $\tau_{\text{br}} = 900\text{ s}$ correspondant au plus grand volume d'eau utilisé dans le réservoir du mélangeur de fibres. Considérant les autres constantes du système à réglé tel que: $\tau_{\text{pb}} = 1460\text{ s}$ et $R_{\text{pb}} = 0,11\text{ }^{\circ}\text{C/W}$. Nous réglons les constantes du régulateur pour $\tau_n = 1460\text{ s}$, $\tau_v = 250\text{ s}$ et $\tau_i = 10\text{ s}$ qui de minimiser le critère J_t avec $\Delta T = 0,1\text{ }^{\circ}\text{C}$.

L'influence de l'échange thermique avec la température ambiante est $t_{ga}(t) = 1,0 \text{ }^{\circ}\text{C}$ et $t_{go}(t) = 0 \text{ }^{\circ}\text{C}$ dans le cas du refroidisseur.

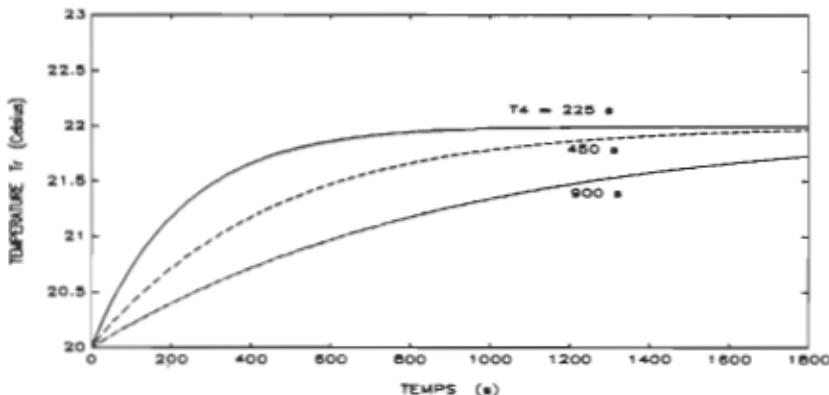


Figure 5.7 Température du réservoir du mélangeur de fibre $t_r(t)$ pour un échelon de $t_b(t)$ passant de $20,0 \text{ }^{\circ}\text{C}$ à $22,0 \text{ }^{\circ}\text{C}$.

Pour démontrer l'efficacité de l'asservissement avec régulateur PID nous montrons à la figure 5.7 les réponses de $t_r(t)$ pour un échelon de température du bassin de $2 \text{ }^{\circ}\text{C}$ avec $t_b(0) = 22,0 \text{ }^{\circ}\text{C}$ pour trois volumes d'eau du réservoir de fibres. Ces réponses obtenues par simulation sont basées sur des paramètres évalués en pratique à la section 5.4.7.2 et représentent celles obtenues avec la régulation de température du sous-système hydraulique décrite à la section 1.4.2. Alors que la figure 5.8 représente la réponse du système obtenue par simulation avec régulateur PID. Dans les deux cas la température de $t_r(t)$ tend vers la référence soit $22,0 \text{ }^{\circ}\text{C}$.

Le temps pour atteindre $22,0 \pm 0,2 \text{ }^{\circ}\text{C}$ est de 2000 s (33 min) selon la figure 5.7 et de 330 s (5,5 min) avec régulateur PID selon la figure 5.8. Cette comparaison démontre qu'il n'est pas concevable d'utiliser un réservoir avec thermostat uniquement pour le bassin d'asservissement pour stabiliser la température du réservoir. De plus, on ne tient pas compte du temps de stabilisation de ce bassin. Le dépassement de $t_r(t)$ est inférieur à 10% ce qui

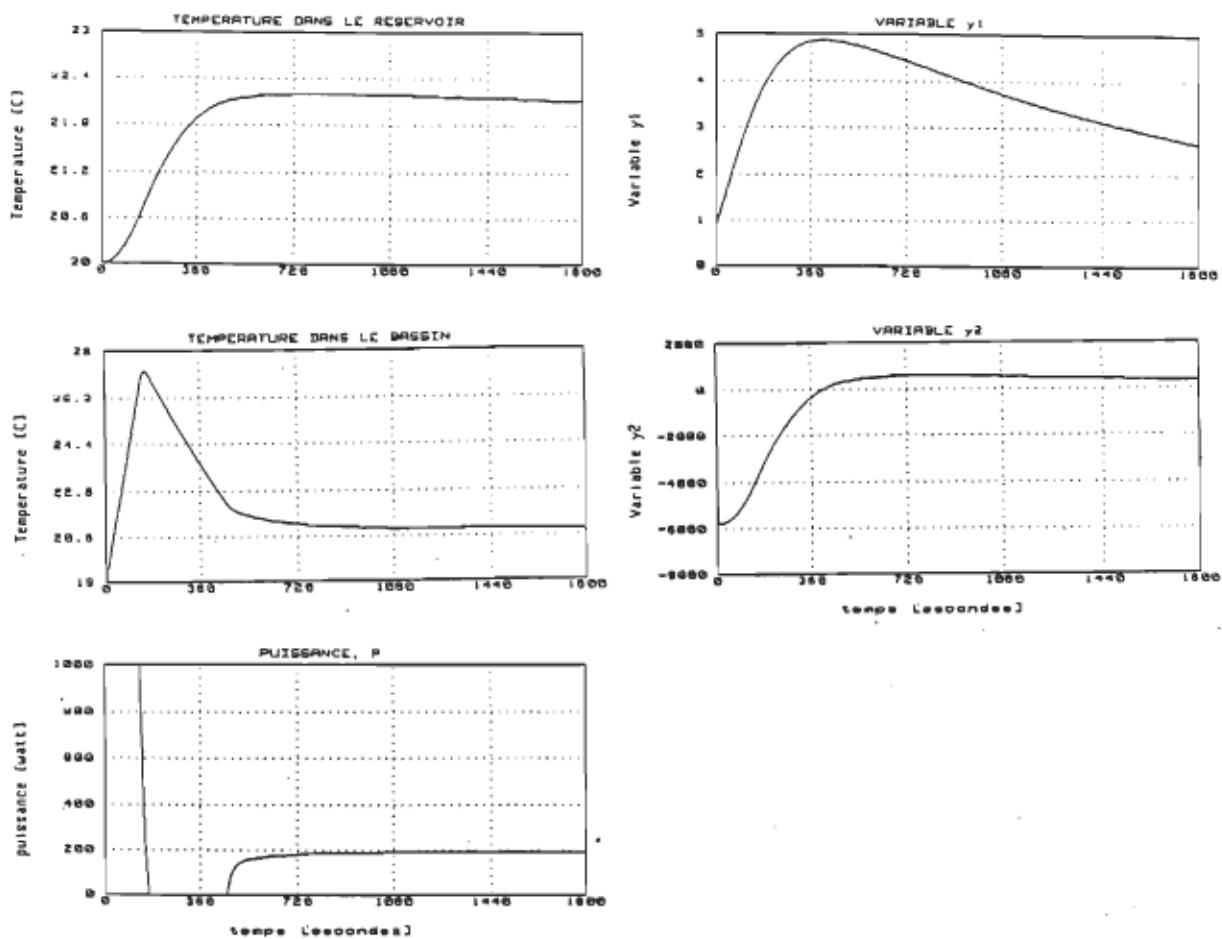


Figure 5.8 Réponse du système à un échelon de $t_{ref}(t)$ passant de 20,0 °C à 22,0 °C. Pour $\tau_{br} = 900$ s (volume d'eau = 10,0 l).

satisfait nos besoins.

5.4.8.2 Influence de variations des paramètres du système

Ici nous étudions l'effet de la variation du volume d'eau dans le réservoir. En pratique ce volume peut passer de 2,5 l à 10,0 l. Nous examinons trois niveaux soit 2,5 l, 5,0 l et 10,0 l correspondant à des constantes de temps τ_{br} de 225 s, 450 s et 900 s respectivement.

Les conditions sont les mêmes qu'en a), seulement la constante τ_{br} est changée. La figure 5.9 montre les réponses du système soit $t_r(t)$ et $t_b(t)$ pour les trois constantes de temps τ_{br} .

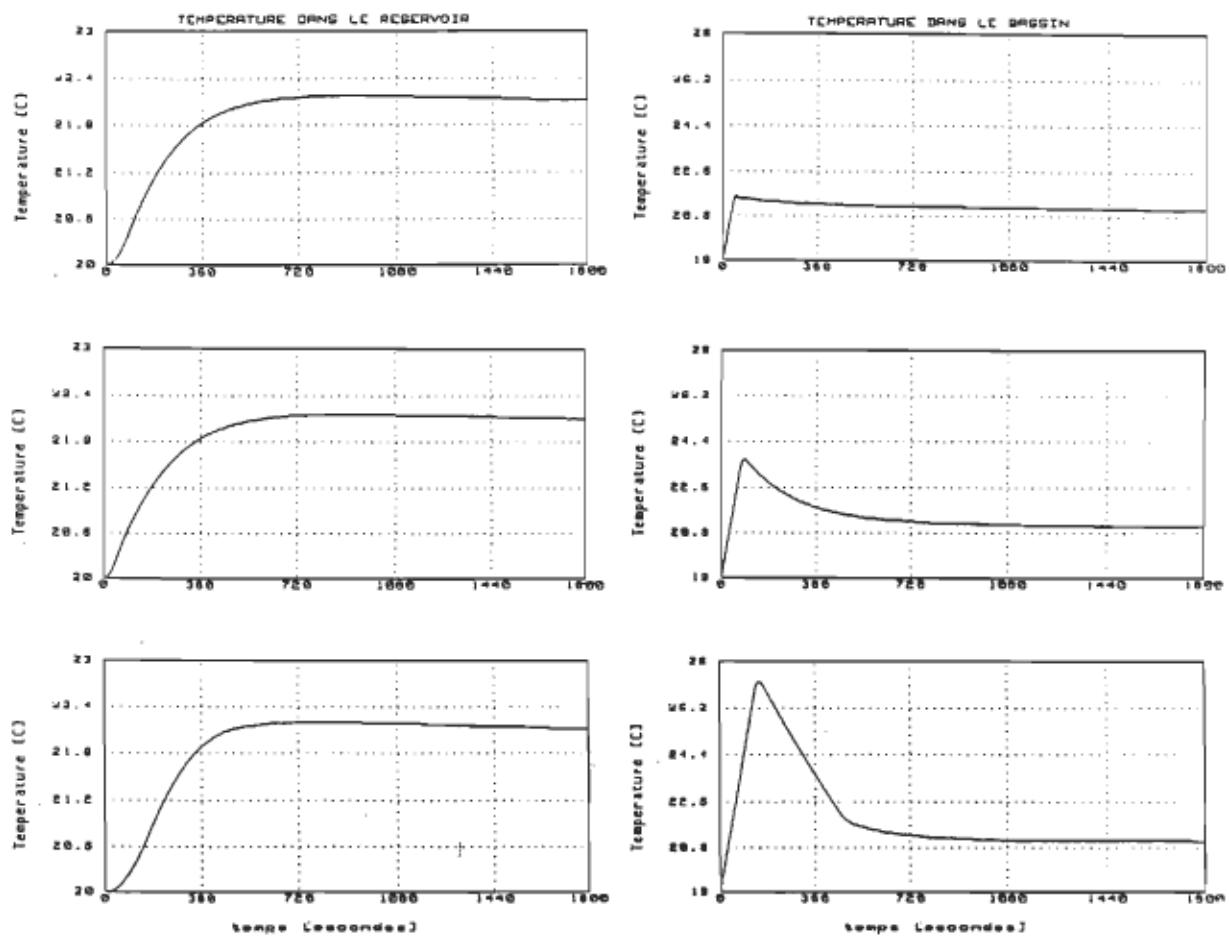


Figure 5.9 Réponse du système $t_b(t)$ et $t_r(t)$ aux variations du volume d'eau: a) $\tau_{br} = 225$ s (2,5 l) b) $\tau_{br} = 450$ s (5,0 l) et c) $\tau_{br} = 900$ s (10,0 l).

Le régulateur a été réglé afin de minimiser le critère J_t pour $\tau_{br} = 450$ s. Le tableau 5.1 indique le critère J_t selon les équations (5.14) et (5.16) pour les trois valeurs de τ_{br} considérant l'exigence sur la précision de la température en régime établi de $\Delta T = 0,1$ °C. De plus, une comparaison de ce critère entre le cas où aucun asservissement est effectué au niveau du réservoir, figure 5.7, et avec un asservissement comprenant un régulateur PID, figure 5.9, est indiqué. Nous remarquons la grande amélioration de la réponse de la température du réservoir $t_r(t)$ pour une réponse indicielle de la référence. Lorsque la constante de temps τ_{br} augmente la valeur du critère J_t augmente aussi car la réponse du système est plus lent. Finalement, les

Tableau 5.1: Influence de variations du volume d'eau dans le réservoir de mélange de fibres sur la réponse du système à un échelon à la référence selon le critère d'intégral.

volume d'eau dans le réser- voir [l]	constante de temps du ré- servoir τ_{br} [s]	critère d'optimisation équation (5.14) [°C ² s]	
		sans ass. (figure 5.7)	avec ass. PID (figure 5.9)
2,5	225	448	287
5,0	450	893	310
10,0	900	1784	358

réponses du système de la figure 5.9 et le tableau 5.1 démontrent, selon le critère J_t , la très faible influence de $t_r(t)$ au variation du volume d'eau du réservoir.

5.4.8.3 Réponses du système aux perturbations

Les effets de deux perturbations sont observées: $t_{ga}(t)$ et $t_{go}(t)$ qui agissent directement sur le système par la température ambiante et la température du refroidisseur. L'effet de la température ambiante $t_a(t)$ a déjà été observée aux cas précédents et ne porte pas d'influence majeur aux réponses étant donnée sa faible fréquence de variation. Par contre, nous simulerons l'effet de la variation de température du refroidisseur $t_o(t)$ sur la température du réservoir $t_r(t)$. La modélisation de la variation de $t_o(t)$ est exprimée à l'équation (5.11).

Nous estimons la période de variation de $t_o(t)$ à 2 minutes ce qui devrait correspondre aux pires conditions de fonctionnement avec une amplitude agissant directement sur le système $gto = 1,0 \text{ } ^\circ\text{C}$ et $A_{gto} = 0 \text{ } ^\circ\text{C}$. $\tau_{br} = 450 \text{ s}$ et les autres paramètres sont les mêmes que dans les cas précédents.

Le résultat de cette simulation est montré à la figure 5.10 soit $t_b(t)$ et $t_r(t)$. Les températures $t_{b\infty}(t)$ et $t_{r\infty}(t)$ en régime établi quasi-stable sont

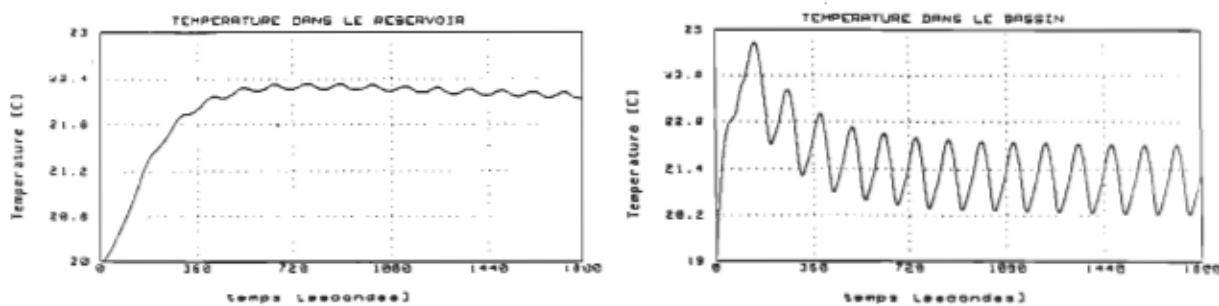


Figure 5.10 Réponse du système $t_b(t)$ et $t_r(t)$ aux variations de la température du refroidisseur: $t_{r0}(t) = 1,0 \sin(2\pi/120 t) ^\circ\text{C}$ et $\tau_{br} = 450$ s.

$$t_{br}(t) = 21,1 + 0,9 \sin(2\pi t/120) ^\circ\text{C} \quad (5.29)$$

$$t_{r0}(t) = 22,0 + 0,15 \sin(2\pi t/120) ^\circ\text{C} \quad (5.30)$$

Le critère J_t n'est pas affecté par cette perturbation.

5.4.9 CONCLUSION DE LA SECTION 5.4

Une solution de régulation simple est proposée dans le but de faciliter la conception matériel de cet asservissement. Les résultats obtenus satisfont les exigences posées, à la section 5.4, en particulier: le temps de stabilisation est 6 fois plus faible avec PID qu'avec un simple réservoir stabilisé en température dans lequel on immergerait le serpentin. Les réponses de la température du réservoir démontrent qu'elles sont suffisamment indépendantes pour nos besoins de la constante de temps τ_{br} qui est relié directement au volume d'eau dans le réservoir. De plus, les variations de la température du refroidisseur et de la température ambiante sont amplement atténuées par la boucle d'asservissement.

En négligeant le changement de la température du bassin d'asservissement par un transfert thermique avec le réservoir de mélange des fibres dans les simulations, les résultats

obtenus sont valables que pour de faibles écarts entre $t_b(t)$ et $t_r(t)$. Il serait optimiste en regard aux exigences de stabilité, précision et temps de la réponse, de considérer des écarts supérieurs à 10,0 °C.

Observant l'ampleur des travaux à effectuer pour matérialiser cet asservissement, nous avons, pour le moment, retenu un asservissement proportionnel à gain ajusté pour minimiser le critère J , à une température de référence fixée afin de poursuivre les travaux les plus urgents (schéma numéro H1-2C400.LAO annexe E). De plus, les constantes utilisées dans la simulation ont été obtenues de façon pratique avec un montage expérimental. Le procédé étant encore au stade de réalisation, il est pénible de prévoir les constantes de temps du système sans pouvoir les mesurer immédiatement.

Précisons, pour terminer, que plusieurs régulateurs dans un domaine numérique peuvent être utilisés pour répondre aux exigences. Mais l'amélioration apportée serait minime à cause de la saturation en puissance de l'élément chauffant. Toutefois, il serait très intéressant d'appliquer une régulation adaptative par poursuite d'un modèle de référence utilisant le mode de glissement pour le contrôle numérique de température d'un réservoir à l'aide d'un échangeur thermique. Ce genre de régulation a démontré une excellente robustesse dans diverses applications particulièrement pour les moteurs à courant continu [BUH86b], [SIC89].

5.5 Conception des thermomètres

Nous devons disposer d'au moins cinq thermomètres avec des sorties analogiques indépendantes pour les asservissements et des sorties connectées au système d'acquisition de donnée via un multiplexeur. Le circuit électronique est inséré en annexe E schéma C1-1B000.LAO. La réalisation de ces thermomètres a pour but de minimiser le temps de

réponse à une variation de température d'un liquide. En utilisant une sonde selon notre conception nous avons obtenu un temps de réponse d'environ 2 s.

Les thermomètres sont réalisés à l'aide de thermistances à trois fils, de la compagnie Oméga, conçus de façons à fournir une tension de sortie linéaire en fonction de la température [OME88]. Leur précision et interchangeabilité est de $\pm 0,15$ °C et leur linéarité est de 0,03 °C sur une plage de -2,0 à 38,0 °C.

5.6 Résultat sur le temps de mesure

Le résultat important de ce sous-système est l'amélioration apportée sur le temps de mesure par échantillon. Les fonctions que doivent exécuter le sous-système pour l'entrée-sortie de l'échantillon mesuré se divise en plusieurs étapes. Ces étapes sont expliquées à la

Tableau 5.2: Comparaison du temps de mesure d'un échantillon entre le sous-système hydraulique de la figure 1.6 et celui de la figure 5.1.

Étape à exécuter	Temps d'exécution [seconde]	
	figure 1.6	figure 5.1
Remplissage de la cellule + injection + mélange + circulation des fibres	205	< 30
Temps d'attente (acquisition) + excitation	80	< 80
Vidange + nettoyage de la cellule	140	10
Temps approximatif d'une mesure d'un échantillon	425	< 120

section 2.2.1 concernant le sous-système hydraulique de la figure 1.6. Le tableau 5.2 indique le temps d'exécution approximatif pour chacun de ces sous-systèmes. De ce tableau nous retirons que le temps d'une mesure est inférieur à 120 s soit une économie de temps supérieur à 305 s par rapport à l'ancien sous-système hydraulique.

5.7 Conclusion du chapitre 5

Tel que les exigences décrites au chapitre 4, le montage hydraulique a été refait afin d'améliorer les différentes conditions détériorant la mesure telles que les turbulences, surpression, température, etc. Cette nouvelle conception comprend les additions suivantes: un réservoir intermédiaire servant uniquement à la préparation du mélange de l'échantillon, des détecteurs de niveaux, des asservissements de température et une cellule de mesure améliorée.

Les asservissements de température sont conçus dans le but de maintenir une meilleure condition d'opération lors d'une mesure. Et si la précision et la rapidité deviennent des critères qui ne sont pas satisfaites avec un régulateur proportionnel nous proposons un asservissement avec régulateur de type PID avec échangeur thermique pour le réservoir de mélange des fibres. Les résultats de simulations démontrent bien la qualité d'un tel régulateur. Par rapport à l'ancien sous-système la robustesse au variation du volume d'eau du réservoir est 3,2 fois supérieure et le temps de stabilisation est 6,3 fois plus faible pour une précision et stabilité supérieure à 0,2 °C.

Notre conception des thermomètres analogiques permettent d'assurer aucun retard appréciable dans la boucle de retour des asservissements. Leur précision est mieux que 0,15 °C et contantes de temps de 2 s.

Finalement, cette conception du sous-système hydraulique permet d'obtenir un temps de mesure inférieur à 120 s au lieu de 425 s avec l'ancien montage.

CHAPITRE 6

AUTOMATISATION DU SOUS-SYSTEME OPTIQUE

6.1 Généralité

À la section 2.4 nous avons décrit les problèmes de ce sous-système et à la section 3.4.3 nous avons posé les exigences générales décrivant, d'une part, la nécessité d'une régulation du niveau d'intensité de la lampe que nous verrons à la section 6.2 et d'autre part, compenser les signaux recueillis afin de rendre les mesures indépendantes de la dégradation du sous-système optique au cours du temps, section 6.3.

6.2 Régulation du niveau d'intensité de la source lumineuse

Pour réaliser cet asservissement nous devons mesurer le niveau d'intensité de la source lumineuse. Une photodiode doit être fixée près de la lampe de manière à intégrer son niveau d'intensité. Du signal de sortie de cette photodiode, nous agissons sur la tension d'alimentation de la lampe via un régulateur. Un régulateur P ou PI est suffisant pour obtenir les résultats escomptés. La source d'alimentation Lamda modèle LYS-P-12 permet l'ajustement de sa tension de sortie à l'aide d'une tension de contrôle. La figure 6.1 représente la conception de cet asservissement avec cette source.

Par contre, pour démontrer l'amélioration apportée à la stabilité de l'intensité lumineuse captée à la photodiode de référence, nous avons été dans l'obligation de concevoir l'asservissement à l'aide d'une autre source. Le circuit d'asservissement et la source sont donné à l'annexe E schéma O1-1A100.LAO. Cette mesure a été effectuée à l'aide d'un régulateur P et

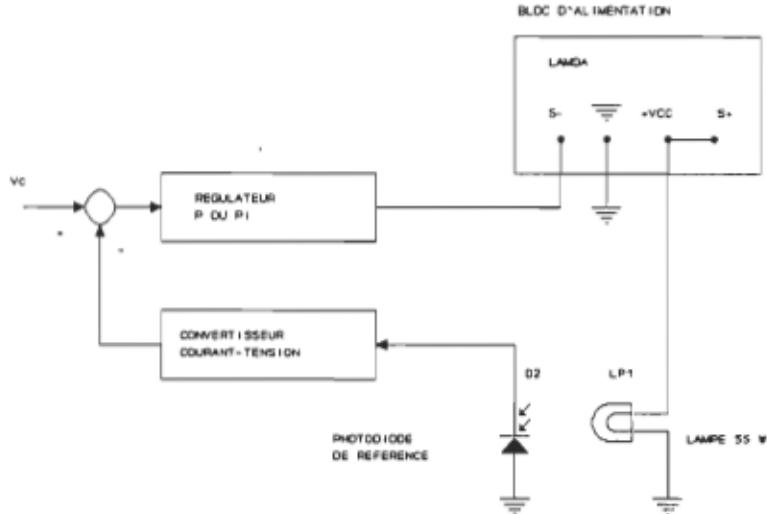


Figure 6.1 Schéma fonctionnel de l'asservissement de l'intensité de la lampe avec la source LAMDA.

le résultat est montré à la figure 6.2 en comparaison avec celle de la figure 2.14 pour la même photodiode de référence et même emplacement. On remarque une meilleure stabilité de l'intensité au niveau de la référence servant de retour à l'asservissement. Sans asservissement de l'intensité lumineuse nous obtenons sur une période de 60 minutes une variation relative de l'intensité lumineuse de $-1,1\%$, alors qu'avec un asservissement nous obtenons un variation relative inférieure à $\pm 0,15\%$.

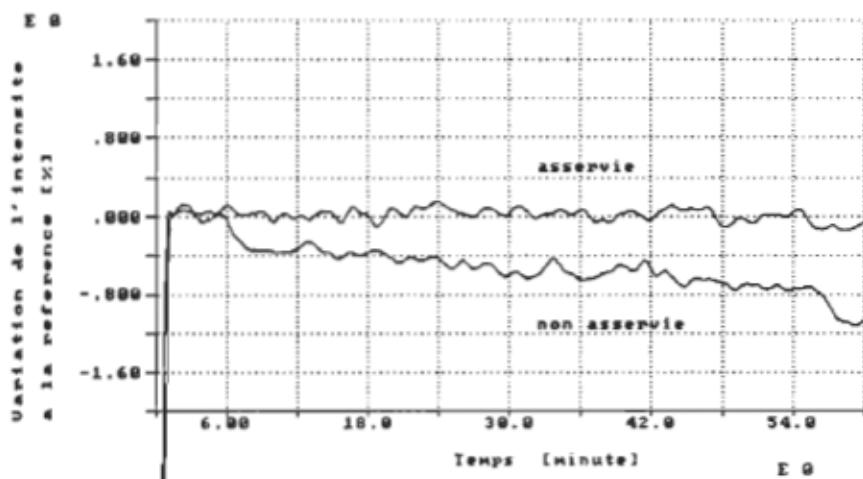


Figure 6.2 Variation relative de l'intensité mesurée à la référence en fonction du temps.

6.3 Compensation du niveau d'intensité à la détection

Il s'agit simplement de mesurer l'intensité lumineuse mesurée dans de l'eau claire après un temps limite ou un nombre de mesures d'échantillons de fibres. Les intensités que nous appelons $I_{Dx\text{eau}}$, $I_{Dy\text{eau}}$ et $I_{Do\text{eau}}$ seront soustraits aux signaux I_{Dx} , I_{Dy} et I_{Do} correspondants enregistrés lors des acquisitions.

CHAPITRE 7

AUTOMATISATION DU PROCÉDÉ DE CARACTÉRISATION ACOUSTO-OPTIQUE DES FIBRES DE PÂTE À PAPIER

7.1 Introduction

Nous avons jusqu'à présent étudié les sous-systèmes séparément. La dernière étape est de relier les trois sous-systèmes à un contrôleur central. L'intérêt de ce contrôleur est d'avoir la possibilité de connaître l'état du système et d'agir sur celui-ci pour obtenir une auto-exécution des tâches qu'il doit accomplir pour effectuer les mesures avec la meilleure précision qui soit. Pour l'obtenir nous faisons appel aux interfaces de communications avec les trois sous-systèmes.

7.2 Contrôleur central du procédé acousto-optique de caractérisation des fibres de pâte à papier

La figure 7.1 représente le schéma bloc de contrôle du système de l'automatisation du procédé acousto-optique alors que la figure 7.2 représente le schéma bloc du contrôleur central. Les cases comprenant un numéro au bas sont détaillées en annexe E. Le contrôleur central utilisé est un micro-ordinateur comprenant un interface de communication GPIB et deux cartes d'interfaces. La première carte, AT-MIO-16, comprend 8 lignes d'entrée-sortie TTL, 16 entrées A/D et 2 sorties D/A et compteurs. La seconde carte, AT-DIO-24, comprend 24 lignes d'entrée-sortie TTL programmable pour communication parallèle.

Pour commander adéquatement ces cartes, nous employons le logiciel LabWindows de National Instruments. Sa simplicité d'utilisation, sa possibilité d'extension d'analyse

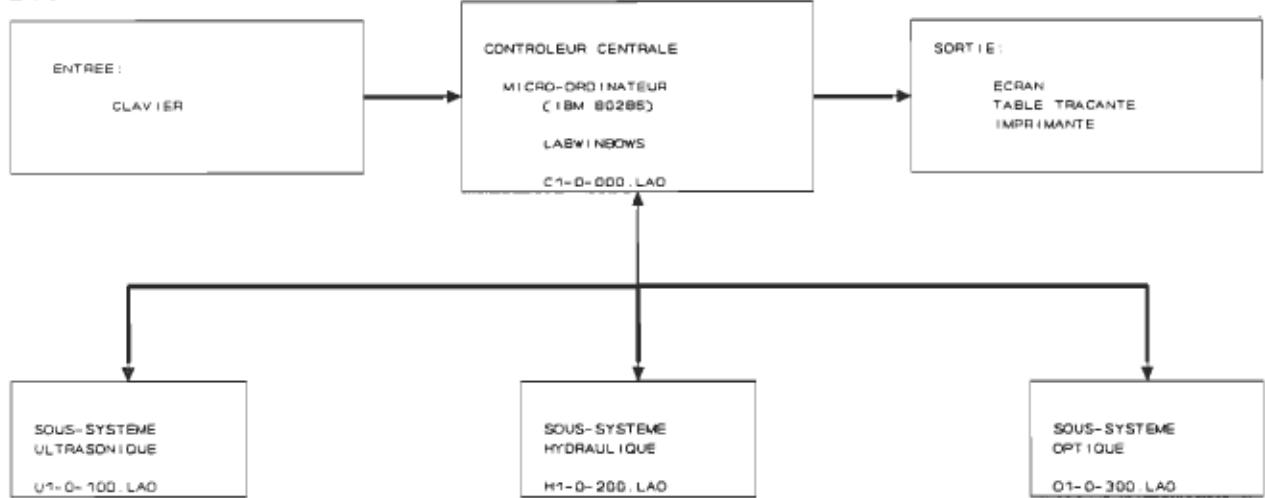


Figure 7.1 Schéma bloc du système de caractérisation des fibres de pâte à papier (schéma CONTROLE.LAO).

mathématique et ses langages de programmation Quick Basic et C permettent de concevoir des logiciels des plus efficaces. Le programme d'automatisation écrit en Quick Basic utilise les bibliothèques de LabWindows: entrée-sortie, analyse et de graphique [PAQ91]. L'organigramme général de ce programme est donné à la figure 2.9 sous la forme de grafcet.

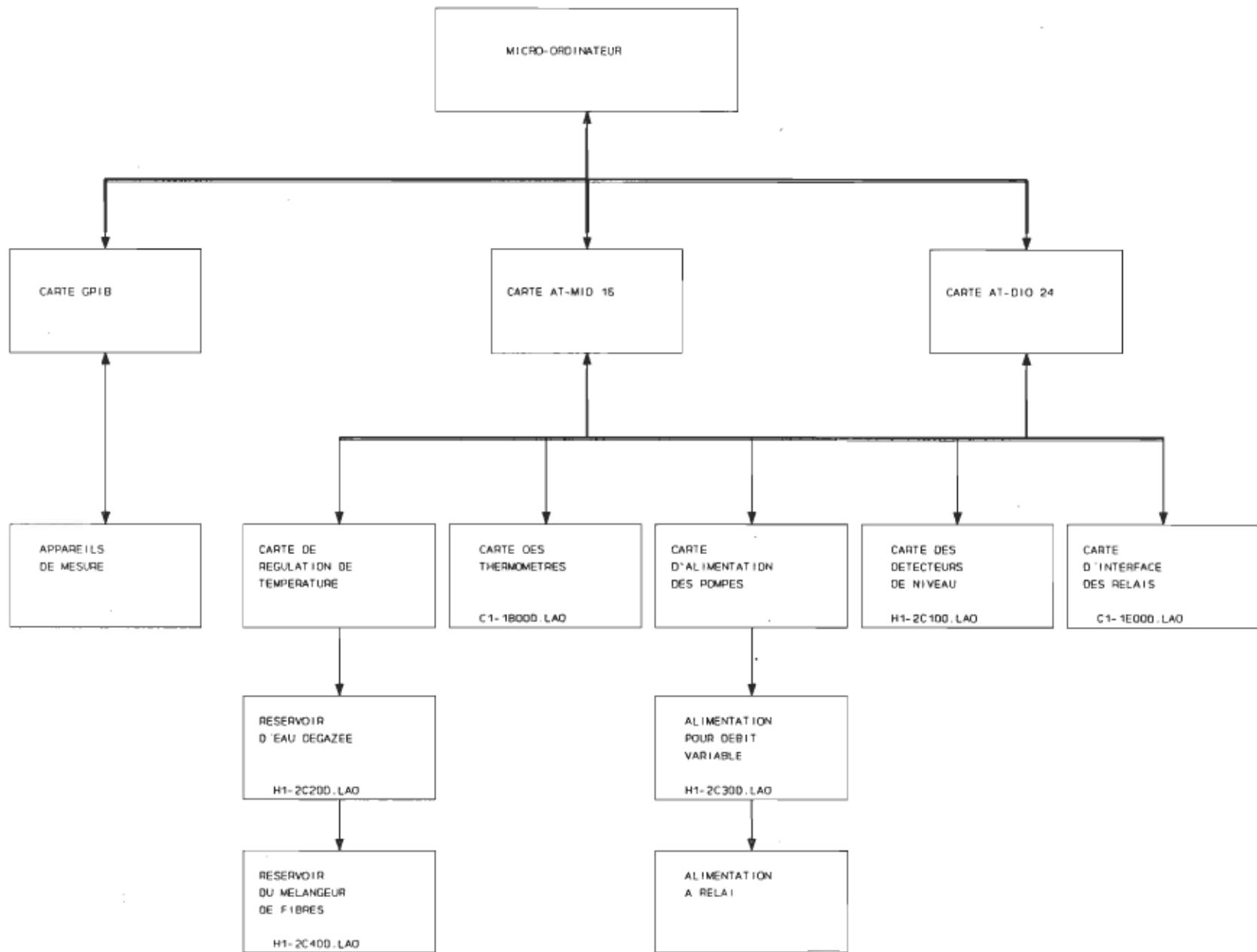
7.3 Résultats de l'étude du procédé acousto-optique de caractérisation des fibres de pâte à papier

Considérant l'ampleur des modifications à apporter au procédé, tant électronique que mécanique, nous ne sommes pas en mesure de présenter des résultats de l'automatisation du procédé acousto-optique de caractérisation des fibres de pâte à papier avec la nouvelle version du sous-système hydraulique de la figure 5.1. Par conséquent, nous allons ici montrer l'amélioration apporté au procédé en utilisant la version représentée à la figure 1.6 et utiliser les automatisations des chapitres 4, 5 et 6.

Cependant, nous avons été contraint d'utiliser un nouveau type de transducteur et réflecteur. La construction du transducteur utilisée est représentée à la figure 7.3. Il s'agit de céramiques piézoélectriques rondes segmentées en carreaux et collées aux électrodes métalliques

Figure 7.2

Schéma bloc du contrôleur central (schéma C1-0-000.LAO).



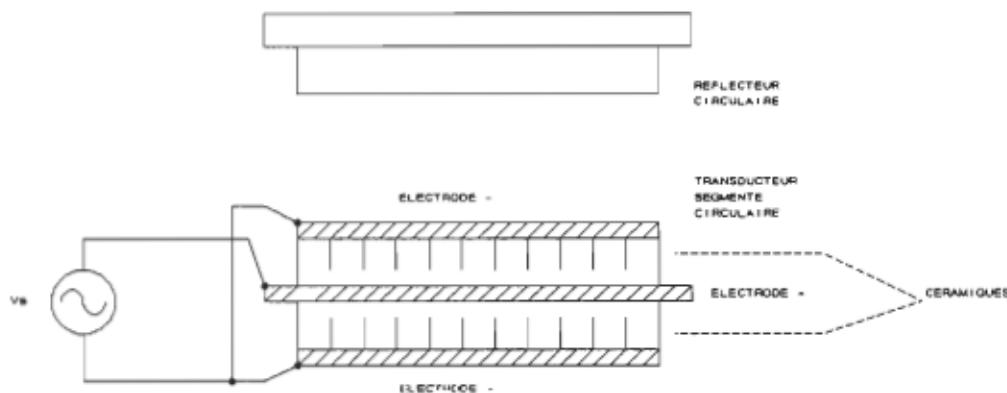


Figure 7.3 Montage du transducteur piézoélectrique segmenté et circulaire.

dont l'une est commune aux deux céramiques. Cette nouvelle construction permet une meilleure uniformité des plans de vitesse acoustique d'où un meilleur champ d'onde stationnaire. Le réflecteur est en acier plein dont l'épaisseur correspond à un quart de la longueur d'onde.

7.3.1 PROFIL DE PRESSION ACOUSTIQUE AXIAL À LA RÉSONANCE

À l'aide d'un hydrophone miniature, que nous déplaçons sur l'axe du champ acoustique, nous pouvons mesurer le profil de pression acoustique. Cependant, tel que mentionné à la section 2.2.1, parfois la sonde perturbe le milieu de propagation ce qui a pour effet de varier la puissance du signal d'excitation en fonction du déplacement de la sonde dans la cavité. Alors, nous montrons en trait plein à la figure 7.4 le profil de pression acoustique axial mesuré avec asservissement en puissance active du signal d'excitation et en trait pointillé celui de la figure 2.2 sans asservissement. Les conditions du signal d'excitation sont dans le cas de l'asservissement en puissance active: $i_t \approx 0,646 \text{ A}$, $v_t \approx 31,9 \text{ V}$, $f_t \approx 86,5 \text{ kHz}$ et $P_t = 15,88 \text{ W}$ alors que les conditions du milieu sont: $T_{\text{eau}} = 21,3 \text{ }^{\circ}\text{C}$, $O_{\text{eau}} \leq 30\%$, faces parallèles et distance de séparation des faces $L = 33 \text{ mm}$. Ces courbes correspondent au signal amplifié de l'hydrophone au PVDF et ne sont donc pas calibrées en Pascal. L'hydrophone perturbe le milieu au passage des maximums de pression acoustique et a pour effet de varier l'impédance du transducteur d'où une diminution de la puissance active et une mesure de

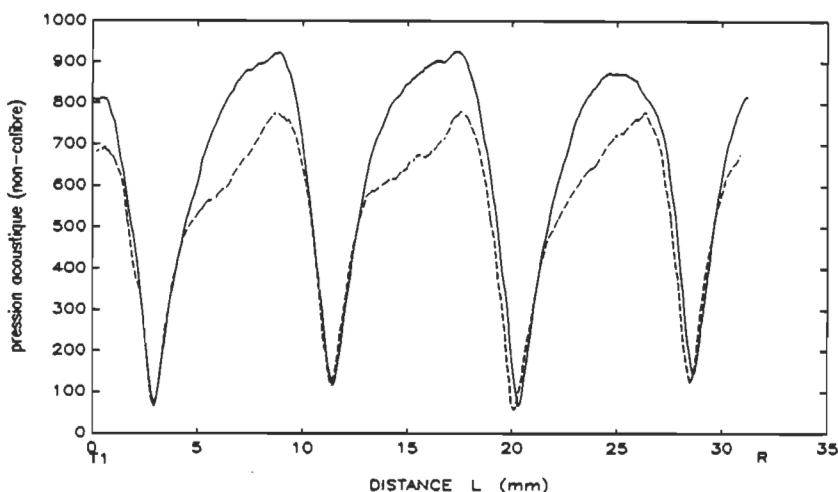


Figure 7.4 Profil de pression acoustique axial: en trait plein nous avons un asservissement en puissance active du signal d'excitation et en trait pointillé nous n'avons aucun asservissement.

pression acoustique plus faible. Or, en maintenant la puissance active du signal d'excitation nous compensons en fréquence et en tension l'effet de l'hydrophone sur la variation de l'impédance du transducteur d'où une mesure de la pression acoustique plus précise.

7.3.2 STRATIFICATION D'UN ÉCHANTILLON DE FIBRES

La figure 7.5 montre les courbes de la lumière diffusées normalisées lors des stratifications obtenues avec des fibres L28 à une concentration massique $C_m = 0.001\%$. Pour le groupe de courbes (1) les conditions sont données à la section 1.5 concernant la figure 1.12 et pour les courbes (2) le signal d'excitation appliqué après 60 s d'attente est: $i_t = 0,602 \text{ A}$, $v_t = 74,7 \text{ V}$, $f_t \approx 89,3 \text{ kHz}$ et $P_t = 36,4 \text{ W}$ alors que les conditions du milieu sont: $T_{\text{eau}} = 21,9^\circ\text{C}$, $O_{\text{eau}} < 11\%$ et distance de séparation des faces $L = 33 \text{ mm}$. Cette normalisation nous permet de comparer les résultats obtenus avant, le groupe de courbes (1), et après, le groupe de courbes (2), cette étude du procédé. Afin de réaliser quantitativement cette comparaison nous montrons à la figure 7.6 le vecteur du coefficient de variation \mathbf{C}_v défini au chapitre 3 en fonction du temps obtenu pour les deux groupes de courbes de la figure 7.5. Le coefficient de variation vérifie la fidélité des mesures de l'intensité de lumière diffusée par

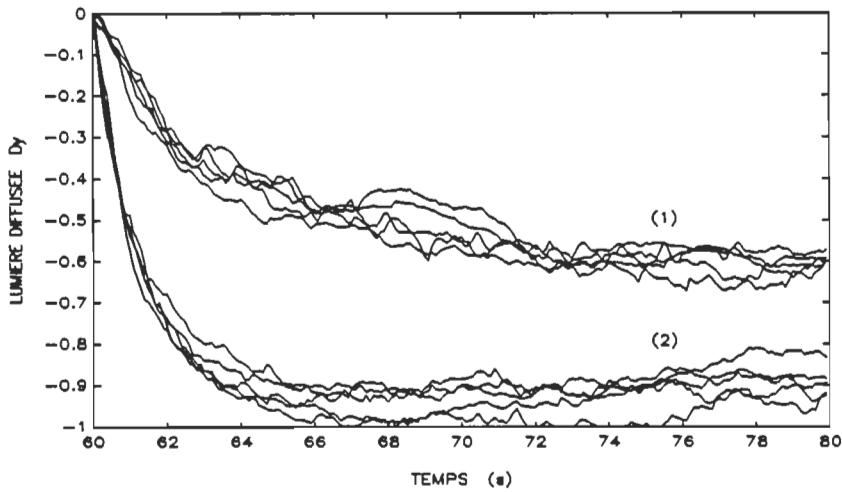


Figure 7.5 Courbes normalisées du signal de la lumière diffusée à D_Y : (1) avant et (2) après l'étude de l'automatisation de ce procédé acousto-optique.

les fibres sur D_Y au cours du temps d'excitation du transducteur. De la figure 7.5, nous remarquons que C_V après la première seconde se maintient passablement à 5% pour le groupe de courbes (2) alors que nous avions auparavant selon le groupe de courbes (1) un C_V ayant une grande variabilité durant les dix premières secondes d'excitation passant de 24% à 4%.

Pour une première approximation de l'analyse de ces groupes de courbes nous exprimons la courbe moyenne de chaque groupe, composé de cinq essais de stratification de fibres, par une exponentielle décroissante (voir figure 7.7):

$$I_{D_Y}(t) \approx I_0 + I_1 e^{\frac{-t}{\tau_1}} \quad (7.1)$$

Nous obtenons alors pour le groupe de courbes (1) une constante de temps $\tau_1 = 4,2$ s avec les coefficients $I_0 = -I_1 = -0,62$ et pour le groupe de courbes (2) la constante de temps

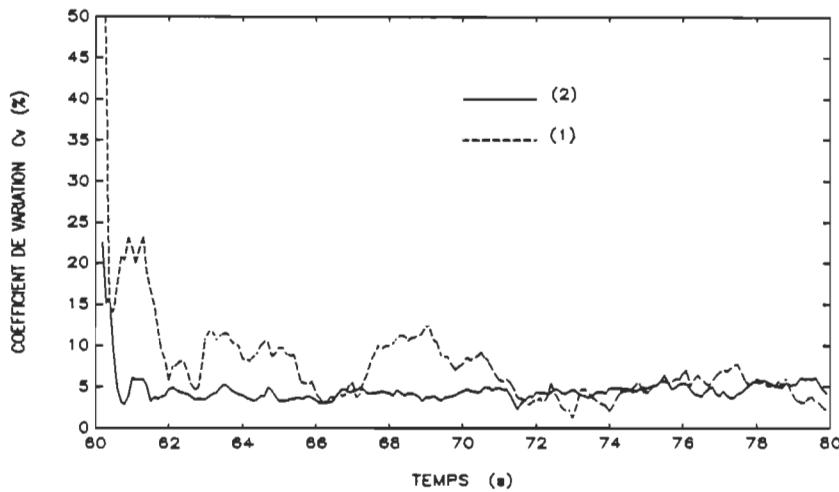


Figure 7.6 Coefficient de variation $C_v(k)$ des courbes de stratifications de la figure 7.4: (1) avant et (2) après l'étude de l'automatisation de ce procédé acousto-optique.

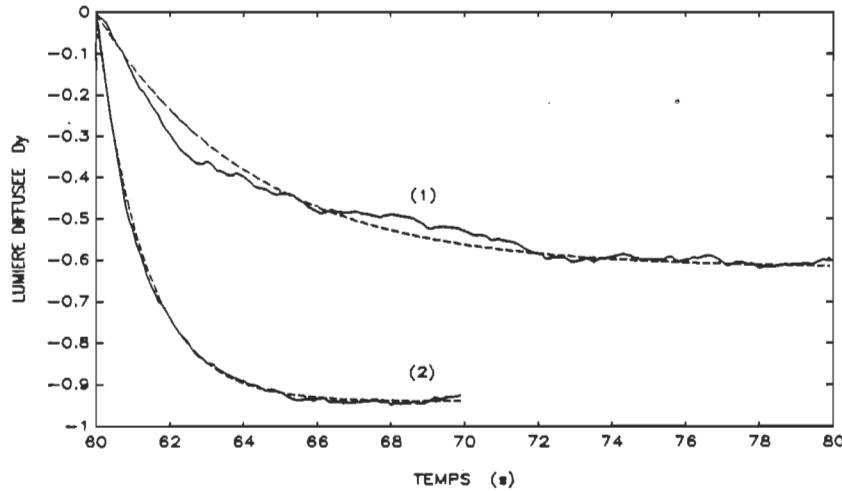


Figure 7.7 Courbes normalisées du signal de la lumière diffusée à D_y : courbe moyenne de cinq essais de stratification en trait plein et courbe équivalente en trait pointillé.

$\tau_1 = 1,3$ s avec les coefficients $I_0 = -I_1 = -0,94$. Ce qui nous permet de constater que nous obtenons un temps de stratification des fibres 3,2 fois plus court qu'avant. De plus, nous constatons dans le cas du groupe de courbes (2) que le coefficient I_0 est près de -1 ce qui

confirme qu'il y a un déplacement quasi-complet des fibres vers les maximums de vitesse acoustique.

7.4 Conclusion du chapitre 7

En conclusion, nous obtenons un niveau d'automatisation suffisant pour permettre d'atteindre une amélioration très appréciable de la qualité de caractérisation de fibres de pâte à papier.

CONCLUSION

Du principe et description du dispositif expérimental, nous avons pu extraire les informations nécessaires pour évaluer les relations entre le niveau de l'automatisation et la qualité de la caractérisation des fibres de pâte à papier. Des nécessités établies, nous en avons retiré les exigences indispensables afin d'améliorer la précision et la vitesse des mesures ainsi que la souplesse d'utilisation du système acousto-optique de caractérisation des fibres de pâte à papier. De ces informations et relations, nous avons agit sur les parties nécessaires de chaque sous-système.

1. Sous-système ultrasonique

Ce sous-système a nécessité d'une part, un logiciel d'automatisation de mesures nécessaires pour évaluation de ce sous-système, particulièrement des transducteurs et réflecteurs. D'autre part, nous avons réalisé un système d'excitation asservie comportant trois boucle d'asservissements: déphasage tension-courant, amplitude du courant et amplitude de la puissance apparente.

1.1 AUTOMATISATION DES MESURES DE CARACTÉRISATION DU RÉSONATEUR

Ce logiciel a été conçu pour réduire les erreurs de manipulations, faciliter et accélérer les mesures (facteur de réduction qui augmente avec les analyses exigées). Nous augmentons alors la quantité d'informations et l'exactitude des résultats de mesures. Ce logiciel permet l'analyse des impédances des transducteurs dans la cellule pour le calcul de la qualité de la résonance. Ainsi pour une meilleure précision et réduire la dépendance de

Q_r , Q_{rz} et $Q_{r\phi}$ aux nombres de point de mesure sur la plage de fréquence, il serait plus adéquat d'utiliser cubique spline pour l'interpolation entre les points de mesure.

1.2 CIRCUIT ÉLECTRONIQUE D'EXCITATION ASSERVIE

Dans un premier temps nous avons étudié l'asservissement du déphasage tension-courant afin de satisfaire les exigences de rapidité et précision de l'excitation des transducteurs. Nous avons en particulier porté attention à l'asservissement du déphasage. Deux types d'excitations ont été étudiées: excitation soutenue et excitation par salve de sinusoïdes. Dans les conditions d'utilisations nous avons obtenus un temps de stabilisation inférieur à 5 ms pour une précision et stabilité mieux que $0,5^\circ$. De plus, nous présentons des résultats de simulations d'un asservissement échantillonné du déphasage tension-courant nécessitant une réduction de l'erreur de quantification d'un convertisseur numérique à analogique par filtrage analogique de la commande. Pour un temps d'échantillonnage de 1 ms nous obtenons, dans les mêmes conditions que l'asservissement analogique, un temps de stabilisation inférieur à 120 ms.

2. Sous-système hydraulique

Pour le sous-système hydraulique nous avons réalisé un nouvel appareil de mesure pour réduire les grandeurs d'influence tel que les turbulences de l'eau dans la cellule, concentration massique de l'échantillon de fibres, température, etc. Cette nouvelle conception est caractérisée par les ajouts suivants à l'ancien sous-système hydraulique: réservoir avec mélangeur de fibres, détecteurs de niveaux, asservissements de température, cellule de mesure améliorée, pompes et diverse canalisations. Le mode de régulation de température proposé permet une robustesse relative au variation du volume d'eau du réservoir 3,2 fois supérieure à l'ancien sous-système. De plus, le temps de stabilisation est

6,3 fois supérieur pour une précision et stabilité supérieure à 0,2 °C. Le tout permet un temps de mesure inférieur à 2 minutes soit 3,5 fois plus rapide que le précédent.

3. Sous-système optique

Il est essentiel de disposer d'un faisceau de lumière stable et uniforme pour l'éclairage des fibres et de même pour la détection de la lumière diffusée et transmise. C'est pourquoi, nous avons étudié ce sous-système et proposé un régulateur classique pour l'intensité de la source lumineuse. La stabilité de la partie détection est satisfaite uniquement par une conception en boucle ouverte soignée du conditionneur de signaux. Ainsi les grandeurs d'influence, telles que la variation du coefficient de transmission de la lumière à travers les fenêtres obstruées par les saletés et l'instabilité de la source lumineuse, sont compensées dans un premier cas et réduites dans le second cas. Nous avons mesuré sur une période de une heure une variation relative de l'intensité lumineuse de -1,1 %, alors qu'avec un asservissement nous obtenons une variation relative inférieure à $\pm 0,15\%$.

4. Automatisation du procédé de caractérisation acousto-optique des fibres de pâte a papier

La conception présentée suggère la liaison des sous-systèmes à un micro-ordinateur servant d'unité centrale de contrôle et de traitement géré par un logiciel permettant la communication aux diverses parties du système. Les liens de communications avec les sous-systèmes sont: entrée/sortie TTL, entrée/sortie A/N et N/A ainsi qu'une liaison aux instruments via le protocole GPIB. Les liens de communications avec les usagés sont le clavier pour les entrées et l'écran moniteur, table traçante et imprimante pour les sorties.

Nous avons réalisé une liaison des sous-systèmes à une unité centrale de contrôle et de traitements gérée par un logiciel permettant la communication avec diverses parties de façon à obtenir une meilleure caractérisation des fibres.

La contribution principale de ce projet à l'étude du problème de la caractérisation acousto-optique des fibres de pâte à papier est la création et vérification d'un outil d'étude fonctionnellement intégré et automatisé. Celui-ci permet d'appliquer une méthode de caractérisation interactive qui devrait fournir une précision supérieure aux techniques actuelles.

BIBLIOGRAPHIE

- [ARC83] Archinard, J.B., *L'emploi d'un circuit échantillonneur-bloqueur*, Électronique industrielle, No 48, mars 1983, p.39-48.
- [ASC87] Asch, G., Les capteurs en instrumentation industrielle, Dunod, Paris, 1987.
- [BAI77] Baillargeon, G., Rainville, J., Statistique appliquée, Tome 1, SMG, Trois-Rivières, 1977.
- [BIR60] Bird, R.B., Steward, W.E. et Lightfact, E.N., Transpart phenomena, John Wiley and Soons Inc., New York, 1960.
- [BOU69] Boudarel, R., Guichet, P., Delmas, L., Commande optimale des processus, Tome 1, 2 et 3, Paris, Dunod, 1969.
- [BRO87] Brodeur, P., Dion, J.L. and Le-Huy, P., *Reorientation and layering of fibers in stationary ultrasonics Waves*, Proc. 1987 ultrason. Symp., 1987, p. 461-465.
- [BRO88] Brodeur, P., Projet de caractérisation des fibres de pâtes à papier par un procédé acousto-optique, Rapport interne, Groupe de recherche en

électronique industrielle, laboratoire d'ultrasonique, Université du Québec à Trois-Rivières, 1988, 72 pages.

- [BRO89a] Brodeur, P., Dion, J.L., Garceau, J.J., Pelletier, G. and Massicotte, D., *Fiber characterization in a stationary ultrasonic field*, IEEE Transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control, Vol.36, no.5, 1989, p.549-552.
- [BRO89b] Brodeur, P., Dion, J.L., Garceau, J.J., *Fiber motion in a stationary ultrasonic wave field*, Ultrasonics International 89 Confer. Proc., Madrid, Espagne, 1989, p.171-176.
- [BUH83] Bühler, H., Réglages échantillonnés, volume 2, Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse, 1983.
- [BUH86a] Bühler, H., Réglages échantillonnés, volume 1, Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse, 2^{ième} éditions, 1986.
- [BUH86b] Bühler, H., Réglages par mode de glissement, Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse, 1986.
- [BUH87] Bühler, H., Électronique de réglage et de commande, Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse, 3^{ième} édition, 1987.

- [BUR89] Burdon, D.P., Moynithan, J.D., Dunne, A., *Digital control of integrated circuit temperature using thermoelectric cells and the 8031 microcontroller*, IEE Col., London, no.73, 1989, p.1-5
- [CHA90] Charles, L.P., Troy Nagle, H., Digital Control System Analysis and Design, Prentice Hall, 2^{ème} édition, 1990.
- [COF87] Coffield, F.E., *A High-Performance Digital Phase Comparator.*, IEEE Transactions on Instrumentation and measurement, Vol. IM-36, No 3, 1987, p.717-720.
- [DIO87] Dion, J.L. Garceau, J.J. and Morisette, J.C., *Nouveau procédé acousto-optique de caractérisation des pâtes*, Pulp & Paper Can., vol. 88, no. 3, 1987, pp. T64-T67.
- [DIO88a] Dion, J.L., Valade, J.L. and Law, K.N., *Évolution d'une suspension de fibres dans un champ ultrasonore stationnaire*, Acustica, Vol.65, no.6, 1988, pp. 284-289.
- [DIO88b] Dion, J.L., Brodeur, P., Garceau, J.J. and Chen, R., *Caractérisation acousto-optique des fibres: nouveaux résultats*, J. of Pulp & Paper Sc., Dec. 1988.
- [DIO90] Dion, J.L., Barwicz, A., *Practical Ultrasonic Spectrometric Measurement of Solution Concentrations by a Tracking Technique*, IEEE Transactions on

- [ULS90] ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control, Vol.37, no.3, 1990, p.190-195.
- [FAH83] Fahien, Ray W., Fundamentals of transport phenomena, McGraw-Hill, 1983.
- [GIR88] Girard, M., Boucles à verrouillage de phase., McGraw-Hill, Paris, 1988.
- [HAN88] Hanseler, H., McKean, W., *Laser technology offers new way to measure furnish components*, Pulp Paper Canada, Vol.89, No 9, 1988, p.25-32.
- [HOR88] Horowitz, P., Hill, W., The art of electronics., Cambridge University, New York, 1988.
- [IBR87] Ibrahim, K.M., Abdul-Karim, M.A.H., *A Novel Phase Meter.*, IEEE Transactions on Instrumentation and measurement, Vol. IM-36, No 3, 1987, p.711-716.
- [JAC88] Jackson, F., *Fibre length measurement and its application to paper machine operation*, APPITA, Vol.41, No 3, 1988, p.212-216.
- [LAW87] Lawrence, P.D., Mauch, K., Real-Time Microcomputer System Design, McGraw-Hill, 1987.
- [LEA84] Leask, R.A., *Two new analysers can determine fibre classification quickly and accurately*, Pulp & Paper Canada, Vol.85, No 8, 1984, p.20-21.

- [LEC85] Lecourtier, Y., Saint-Jean, B., Introduction aux automatismes industriels, Masson, 1985.
- [LIN78] Lindsey, W.C., Simon, M.K., Phase-Locked Loop & Their Application., IEEE Press, New York, 1978.
- [MAH88] Mahmud, S.M., Rusek, B., Ganesan, S., *A Microprocessor Based Dual Slope Phase Meter.*, IEEE Transactions on Instrumentation and measurement, Vol. 37, No 3, 1988, p.374-378.
- [MAS88] Massicotte, D., Appareil d'asservissement du déphasage et de l'amplitude, Rapport interne, Groupe de recherche en électronique industrielle, laboratoire d'ultrasonique, Université du Québec à Trois-Rivières, 1988, 98 pages.
- [MAS89a] Massicotte, D., Étude de l'automatisation d'un procédé acousto-optique de caractérisation des fibres de pâte à papier à l'aide d'une représentation standard, le grafset, Rapport interne, Groupe de recherche en électronique industrielle, laboratoire d'ultrasonique, Université du Québec à Trois-Rivières, 1989, 44 pages.
- [MAS89b] Massicotte, D., Évaluation du point d'opération d'un résonateur ultrasonore avec un transducteur et un réflecteur, Rapport interne, Groupe de recherche en électronique industrielle, laboratoire d'ultrasonique, Université du Québec à Trois-Rivières, 1989, 57 pages.

- [MAS90a] Massicotte, D., Système électronique d'excitation asservie pour transducteur à ultrasons: asservissement du déphasage, Rapport interne, Groupe de recherche en électronique industrielle, laboratoire d'ultrasonique, Université du Québec à Trois-Rivières, 1990, 122 pages.
- [MAS90b] Massicotte, D., Bossé, M., Paquin, H., Logiciel d'acquisition et de traitements des données pour la caractérisation des résonateurs à ultrasons, Groupe de recherche en électronique industrielle, laboratoire d'ultrasonique, Université du Québec à Trois-Rivières, 1990, 155 pages.
- [MAS90c] Massicotte, D., Dion, J.L., Barwicz, A., *Régulation de phase d'une salve de sinusoïdes*, Congrès canadien en génie électrique et informatique, Ottawa, Ontario, 1990, p.41.2.1-41.2.4.
- [MEI84] Meiksin, Z.H., Thackray, Philip C., Electronic design whith off-the-shelf integrated circuits, 2e éd., Engewood Cliffs, New Jersey, George E. Parker, 1984.
- [NOR90] Normand, R., Rapport sur les activités de caractérisation des transducteurs T6, T7 et des différents réflecteurs, Rapport interne, Groupe de recherche en électronique industrielle, laboratoire d'ultrasonique, Université du Québec à Trois-Rivières, 1990, 115 pages.
- [OME88] OMEGA Engineering, Temperature, Measurement Hanbook and Encyclopedia, Vol.26, 1988.

- [OSA88] Osama, I.M., Sergio, S., Kenzo, W., *A Digitally Programmable Temperature Controller Based on a Phase-Locked Loop*, IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol.37, No.4, Dec., 1988, p.582-585.
- [PAQ91] Paquin, H., Programme d'automatisation du procédé de caractérisation des fibres de pâte à papier, Groupe de recherche en électronique industrielle, laboratoire d'ultrasonique, Université du Québec à Trois-Rivières, sera disponible dès janvier 1991.
- [SCH68] Scheid, F, Numerical Analysis, Série Schaum's, McGraw-Hill, 1968.
- [SIC89] Sicard, P., Commande de position d'un moteur à courant continu par correcteurs adaptatifs passifs développés à l'aide de la théorie du réglage par mode de glissement, mémoire de maîtrise en électronique industrielle pour l'obtention du diplôme M.Sc.A., département ingénierie, Université du Québec à Trois-Rivières, 1989.
- [TAS72] Tasman, J.E., *The fiber length of Bauer-McNett screen fraction*, Tappi, Vol.55, No 1, 1972, p.136-138.
- [THE85] Theillez, S., Toulotte, J.M., Grafcet et logique industrielle programmée, Eyrolle, 1985.
- [THE88] Thermo Electric, Temperature Measurement Designer's Guide, Measurement Hanbook, 1988.

ANNEXE A

Principaux menus du logiciel d'acquisition et de traitements
des données pour la caractérisation des résonateurs à
ultrasons

M E S L A B

Programme de mesure et d'analyse de l'impédance
électrique des éléments piézoélectriques.
Version 1.0 (Juin 1990)

Groupe de recherche en électronique industrielle
Département d'ingénierie, U.Q.T.R.

Laboratoire d'ultrasonique

SELECTION DES MESURES A EFFECTUER

- (1) Impédance Z vs fréquence.
- (2) Admittance Y vs fréquence.
- (3) Inductance L vs fréquence.
- (4) Capacité C vs fréquence.
- (5) Amplitude A (dB) vs fréquence.
- (6) Amplitude B (db) vs fréquence.
- (7) Gain B-A (dB) vs fréquence.
- (8) Paramètres sélectionnés au panneau
- (R) Retour vers le menu principal.

AFFICHAGE DES GRAPHIQUES

- (1) 1 courbe avec échelles linéaire
- (2) 1 courbe avec échelles semi-logarithmique
- (3) 2 courbes avec échelles linéaire
- (4) 2 courbes avec échelles semi-logarithmique
(partie réelle et partie imaginaire)
- (5) 2 graphiques:
premier échelle semi-logarithmique
deuxième échelle linéaire
- (R) Retour au menu principale.

SELECTION DE L'ANALYSES A EFFECTUER

- (1) Analyse de la resonance.
- (2) Lecture d'un fichier.
- (3) Valeurs minimales et maximales.
- (4) Affichage du graphique à l'écran.
- (5) Correction de la sonde B&K.
- (6) Conversion en PASCAL des mesures effectuées en champ libre.
- (R) Retour au menu principale.

SELECTION DES ENTREES/SORTIES

- (1) Lecture d'un fichier.
- (2) Sauvegarder un fichier.
- (3) Lecture d'un fichier ASCII.
- (4) Sauvegarder un fichier en ASCII.
- (5) Envoyer le contenu du fichier sur imprimante.
- (6) Afficher le graphique
- (7) Imprimer un ou plusieurs graphiques sur la table traçante.
- (8) Définition d'une route à suivre dans l'exécution des tâches du programme.
- (R) Retour vers le menu principal.

(8) Définition d'une route à suivre dans l'exécution des tâches du programme.

MESURE

1. ANALYSEUR D'Z 2. PROFIL DE PRESSION

LECTURE DE FICHIER

3. MESLAB 4. ASCII

ÉCRITURE DE FICHIER

5. MESLAB 6. ASCII

7. AFFICHAGE

ANALYSE

8. RESONANCE 9. VALEURS MIN. ET MAX. 10. CORRECTION B&K

Entrée la route à suivre dans l'exécution des tâches en choisissant les nombres appropriés en les séparant par un ESPACE. 6 tâches maximum.

ANNEXE B

Programme de simulation du circuit d'asservissement du
déphasage tension-courant réalisé sur PCMatlab

```

%
% PROGRAMME FAIT PAR
% DANIEL MASSICOTTE
% LE 29 DECEMBRE 1988
%
%
% INTEGRATION NUMERIQUE
% DU SYSTEME ELECTRONIQUE
% D'ASSERVISSEMENT
% PAR RUNGE KUTTA
%
%
% ASSERVISSEMENT DU
% DEPHASAGE
%
%
% MISE A ZÉRO DES MATRICES
%
x = [] ; , y = [] ; , t = [];
V1 = [] ; , PHIt = [] ; , F = [] ; , Vp = [] ; , Vc3 = 0;
Vmfc = [] ; , Vphi = [] ; , h2 = 0;
o = 'o'; , O = 'o'; , n = 'n'; , N = 'n'; , decroche = 0;
Ka='o'; , LB='o'; , Kof='o'; , Kr='o';
T1='o'; , T2='o'; , T3='o'; , T4='o';
G1 = 1; , G2 = 1; , G3 = 1; , Km1 = [0 0]; , Km2 = [0 0; 0 0];
texte = '*** SI LA VALEUR INDIQUÉE DANS L ÉNONCÉE EST CORRECTE TAPER "O"***'

%
% ENTRÉES ET CALCULS DES GAINS: Ka, Kl, Kof, ET Kr
%
texte = 'ENTRÉES ET CALCULS DES GAINS Ka, Kl, Kof, ET Kr :'
reponse = input('Voulez-vous changer les gains (o/n)? :');

if reponse == 'o'
    Ka = input('Gain amplification du signal erreur, Ka = 300 :');
    LB = input('Largeur de bande de l oscillateur, LB = 10 kHz :');
    Kof = input('Gain de l oscillateur, Kof = 100/3 kHz/V :');
    Kr = input('Gain de la boucle de retour, Kr = 3.4/180 V/degé :');
end

if Ka == 'o' , Ka = 300; , end
if LB == 'o' , LB = 10; , end
if Kof == 'o' , Kof = 200/6; , end
if Kr == 'o' , Kr = 3.4/180; , end

Kl = LB/(20*Kof);

%
% ÉQUATIONS DU QUATRIEME ORDRE DE LA CHARGE
% PHIt EN FONCTION DE F [ degré/kHz ]
%

L = [ -9.5617E5 1.2494E4 2.79389E2 -5.59159 2.50698E-2 ];
% texte = 'entrées les coefficients de l équation de la charge'
% L = input(' [ 10 11 12 13 14 ]: ');
% 10 = L(1); , 11 = L(2); , 12 = L(3); , 13 = L(4); , 14 = L(5);

```

```

%
% ENTRÉES DES CONSTANTES DE TEMPS: T1, T2, T3 ET T4
%
texte = 'ENTRÉES DES CONSTANTES DE TEMPS T1, T2, T3 ET T4 :'
reponse = input('Voulez-vous changer les constantes de temps (o/n)? :');

if reponse == 'o'
    T1 = input('constante de temps R34*C18 = T1 = 0.22E-3 sec :');
    T2 = input('constante de temps R11*C14 = T2 = 0.01 sec :');
    T3 = input('constante de temps T3, T3 = 0.22E-3 sec :');
    T4 = input('constante de temps T4, T4 = 0.01 sec :');
end

if T1 == 'o' , T1 = 0.22E-3; , end
if T2 == 'o' , T2 = 0.01; , end
if T3 == 'o' , T3 = 0.22E-3; , end
if T4 == 'o' , T4 = 0.01; , end

%
% ÉTAT DÉSIRÉE DU SYSTEME A L'ÉTAT INITIAL ET EN RÉGIME ÉTABLI
%

texte = 'ÉTAT DÉSIRÉE DU SYSTEME A L ETAT INITIAL ET EN RÉGIME ÉTABLI:'

Vlsat = input('tension de saturation de la commande, Vlsat = 10 V :');
if Vlsat == 'o' , Vlsat = 10; , end

Vdec = input('tension de décalage du régulateur, Vdec = 0 V :');
if Vdec == 'o' , Vdec = 0; , end

Fc = input('fréquence centrale de la bande de fréquence, Fc = 95 kHz: ');
if Fc == 'o' , Fc = 95; , end

% Fm = input('fréquence maximum Vmf = 0 volts, Fm = 200 kHz : ');
% if Fm == 'o' , Fm = 200; , end
Fm = 200;

Fi = input('fréquence au repos, Fi = 93.3 kHz : ');
if Fi == 'o' , Fi = 93.3; , end

Vc3 = input('tension de commande de Vphi, Vc3 = Vphio : ');

PHIto = input('déphasage de sortie, en degré: PHIto = -60 degré: ');
if PHIto == 'o' , PHIto = -60; , end

PHIp = input('perturbation du déphasage, PHIp = 0 degré: ');
if PHIp == 'o' , PHIp = 0; , end

%
% CALCULS DU SYSTEME EN RÉGIME ÉTABLI Vfc, Fo, Vphio, Vmfo
%

Vfc = (Fc - Fm)/Kof;
Vc2 = -( Fm - Fi )/Kof;

%
% calcul de Fo par la méthode itérative de Newton
%

Fo = Fi; , dFo = 1;
while abs(dFo) >= 0.005
    dFo = - ( fPHIc(L,Fo) - PHIto ) / fKc(L,Fo);

```

```

Fo = Fo + dFo;
end

Vmfo = (Fm - Fo)/Kof;
Vphio = Kr*PHIto;
Vc1 = ( Ka*Kl*Kr*PHIto - Vfc - Vmfo ) / (Ka*Kl);
if Vc3 == 'o' , Vc3 = Vphio; , end

%
% CALCULS DES MATRICES ET COMMANDES AVEC OU
% SANS COMPENSATION PAR RETOUR D'ÉTAT
%

texte = 'Voulez-vous une compensation par retour d état mode 1 (o/n)? '
model = input('pour le mode 1 (o/n)? : ');

if model == 'o'
    Kc = fKc(L,Fo);

    Aml = [ -1/T1      -Kr*Kof*Kc/T1
             Ka*Kl/T2     -1/T2      ];
    Bml = [      0       0       Kr*Kl/T1
             -Ka*Kl/T2   -1/T2      0      ];
    Cml = [ 1 0; 0 1 ];

    %
    % VÉRIFIONS SI LE SYSTEME EST ENTIEREMENT
    % GOUVERNABLE ET OBSERVABLE
    %

    Q1 = [ Bml     Aml*Bml ];

    if rank(Q1) == 2
        texte = 'LE SYSTEME EST ENTIEREMENT OBSERVABLE'
    else
        texte = '*** LE SYSTEME N EST PAS ENTIEREMENT OBSERVABLE ***'
        texte = '*** LE NOMBRE DE VARIABLE D ÉTAT OBSERVABLE EST: '
        rank(Q1)
    end

    Q2 = [ Cml.'    Aml.*Cml.' ];

    if rank(Q2) == 2
        texte = 'LE SYSTEME EST ENTIEREMENT GOUVERNABLE'
    else
        texte = '*** LE SYSTEME N EST PAS ENTIEREMENT GOUVERNABLE ***'
        texte = '*** LE NOMBRE DE VARIABLE D ÉTAT GOUVERNABLE EST: '
        rank(Q2)
    end

    %
    % ENTRÉE DU GAIN G1 ET CALCULS DES GAIN K1 ET K2
    %

G1 = input('gain de commande G1, G1 = 50 : ');
if G1 == 'o' , G1 = 50; , end

texte = 'matrice propre désirée mode 1: Lm1d = [ -10000 -5000 ]'
Lm1d = input('matrice propre désirées mode 1: [ Lm11 Lm12 ]: ');

```

```

if Lm1d == 'o' , Lm1d = [ -10000 -5000 ]; , end

a = [ Ka*Kl*Kr*Kof*Kc*G1      -G1*Ka*Kl*( 1+T1*Lm1d(2) )
      Ka*Kl*Kr*Kof*Kc*G1      -G1*Ka*Kl*( 1+T1*Lm1d(1) ) ];

b = [ -( T1*T2*Lm1d(2)^2 + Lm1d(2)*(T1+T2) + Ka*Kl*Kr*Kof*Kc + 1 )
      -( T1*T2*Lm1d(1)^2 + Lm1d(1)*(T1+T2) + Ka*Kl*Kr*Kof*Kc + 1 ) ];

Kml = (inv(a)*b)'
Aml = Aml - Bml(:,1)*G1*Kml;
[Lm1d] = eig(Aml)
end

Vr1 = ( Vcl + Kml(1)*G1*Vphio + Kml(2)*G1*Vmfo ) / G1;
pulse = input('Voulez-vous faire l'étude en mode pulsé (o/n)?: ');

if pulse == 'o'

Am2 = [ -1/T3      0
         0       -1/T4 ];

Bm2 = [     0      1/T3
         -1/T4      0    ];

texte = 'Voulez-vous une compensation par retour d'état mode 2 (o/n)?'
mode2 = input('pour le mode 2 (o/n)? ');

if mode2 == 'o'
  Cm2 = [ 1 0; 0 1 ];
%
% VÉRIFIONS SI LE SYSTÈME EST ENTIÈREMENT
% GOUVERNABLE ET OBSERVABLE
%
Q1 = [ Bm2    Am2*Bm2 ];

if rank(Q1) == 2
  texte = 'LE SYSTÈME EST ENTIÈREMENT OBSERVABLE'
else
  texte = '*** LE SYSTÈME N EST PAS ENTIÈREMENT OBSERVABLE ***'
  texte = '*** LE NOMBRE DE VARIABLE D'ÉTAT OBSERVABLE EST:' 
  rank(Q1)
end

Q2 = [ Cm2.'    Am2.'*Cm2.' ];

if rank(Q2) == 2
  texte = 'LE SYSTÈME EST ENTIÈREMENT GOUVERNABLE'
else
  texte = '*** LE SYSTÈME N EST PAS ENTIÈREMENT GOUVERNABLE ***'
  texte = '*** LE NOMBRE DE VARIABLE D'ÉTAT GOUVERNABLE EST:' 
  rank(Q2)
end

%
% ENTRÉES DES GAINS G2 ET G3
% CALCULS DES GAIN K11, K12, K21 ET K22
%

G23 = input('gain de commande G2 et G3, [G2 G3] = [0.001 0.02]: ');
if G23 == 'o' , G23 = [0.001 0.02]; , end

G2 = G23(1); , G3 = G23(2);

```

```

Bm2 = [ 0 G3/T3
        -G2/T4 0 ];

texte = 'matrice propre désirées mode 2: Lm2d = [ -1 -1 ]';
Lm2d = input('matrice propre désirées mode 2: [ Lm21 Lm22 ]: ');
if Lm2d == 'o' , Lm2d = [ -1 -1 ]; , end

Lm2d = [ Lm2d(1) 0
          0 Lm2d(2) ];

[ M , Lm2 ] = eig(Am2);
Km2 = inv(Bm2)*M*(Lm2 - Lm2d)*inv(M)

% Am2d = [ (-1/T3 - Km2(2,1)*G3/T3) -Km2(2,2)*G3/T3
%           Km2(1,1)*G2/T4 (-1/T4 + Km2(1,2)*G2/T4) ]
end

%
% CALCULS DES CONSIGNES POUR MODE 2
%

Am2d = Am2 - Bm2*Km2;
[Lm2d] = eig(Am2d);
vm2 = -inv(Bm2)*Am2d*[ Vc3 ; - Vc2 ];
Vr2 = vm2(1); , Vr3 = vm2(2);

%
% VALEURS POUR LE CALCUL NUMÉRIQUE PAR RUNGE KUTTA
%
reponse = 'n';

while reponse ~= 'o'
    fp = input('fréquence de pulsation, fp = 250 Hz: ');
    if fp == 'o' , fp = 250; , end
    D = input('rapport cyclique, D = 0.25: ');
    if D == 'o' , D = 0.25; , end
    h1 = input('pas d intégration mode 1, h1: ');
    h2 = input('pas d intégration mode 2, h2: ');
    T = input('temps de la réponse désiré, T: ');
    texte = 'LES VALEURS SONT [ fp D h1 h2 T D/(fp*h1) D/(fp*h2) ]: '
    [ fp D h1 h2 T D/(fp*h1) D/(fp*h2) ]
    reponse = input('CES VALEURS SONT-ELLES CORRECTES (O/N) :');
end
nopulse = 0;

else

    reponse = 'n';
    while reponse ~= 'o'
        h1 = input('pas d intégration mode 1, h1: ');
        T = input('temps de la réponse désiré, T: ');
        texte = 'LES VALEURS SONT [ h1 T T/h1 ], [ h1 T T/h1 ]'
        reponse = input('CES VALEURS SONT-ELLES CORRECTES (O/N) :');
    end
    nopulse = 1; D = 1; fp = 1;

end

%
% VALEUR INITIALE DU VECTEUR D'ÉTAT
%

```

```

x = [ Vc3 ; - Vc2 ];
K = [ Ka K1 Kof Kr T1 T2 T3 T4 ];
G = [ G1 G2 G3 ];
Km = [ Km1(1) Km1(2) Km2(1,:) Km2(2,:) ];
U2 = [ Vrl; Vfc; Fm; PHIp ];
U3 = [ Vr2; Vr3 ];

%
% CALCUL NUMÉRIQUE PAR RUNGE KUTTA
%

k1 = 0; , k2 = 0; , k3 = 0;
k = 1 , t(k) = 0;

while t(k) < T & decroche == 0

if h1*k1 < (D-nopulse)/fp + T*nopulse

if Fm - Kof*x(2,k) <= 94.2

if abs( (Vc1(k) - x(1,k) + Vdec)*Ka ) >= Vlsat

if ( Vc1(k) - x(1,k) + Vdec )*Ka > 0
    V1(k) = Vlsat;
else
    V1(k) = -Vlsat;
end

%
% MODE 1 a
%

U1 = [ V1(k); Vfc; Fm; PHIp ];

s1 = [ f11( L,K,U1,x(1,k),x(2,k) )
       f12( K,U1,x(1,k),x(2,k) ) ];

s2 = [ f11(L,K,U1,x(1,k)+s1(1)*h1/2,x(2,k)+s1(2)*h1/2 )
       f12(K,U1,x(1,k)+s1(1)*h1/2,x(2,k)+s1(2)*h1/2 ) ];

s3 = [ f11(L,K,U1,x(1,k)+s2(1)*h1/2,x(2,k)+s2(2)*h1/2 )
       f12(K,U1,x(1,k)+s2(1)*h1/2,x(2,k)+s2(2)*h1/2 ) ];

s4 = [ f11(L,K,U1,x(1,k)+s3(1)*h1,x(2,k)+s3(2)*h1 )
       f12( K,U1,x(1,k)+s3(1)*h1,x(2,k)+s3(2)*h1 ) ];

else

%
% MODE 1 b
%

s1 = [ f11( L,K,U2,x(1,k),x(2,k) )
       f13( K,G,Km,U2,x(1,k),x(2,k) ) ];

s2 = [ f11(L,K,U2,x(1,k)+s1(1)*h1/2,x(2,k)+s1(2)*h1/2 )
       f13(K,G,Km,U2,x(1,k)+s1(1)*h1/2,x(2,k)+s1(2)*h1/2 ) ];

s3 = [ f11(L,K,U2,x(1,k)+s2(1)*h1/2,x(2,k)+s2(2)*h1/2 )
       f13(K,G,Km,U2,x(1,k)+s2(1)*h1/2,x(2,k)+s2(2)*h1/2 ) ];

s4 = [ f11(L,K,U2,x(1,k)+s3(1)*h1,x(2,k)+s3(2)*h1 )

```

```

f13( K,G,Km,U2,x(1,k)+s3(1)*h1,x(2,k)+s3(2)*h1 ) ];

V1(k) = ( Vcl(k) - x(1,k) + Vdec )*Ka;

end

x(:,k+1) = x(:,k) + ( s1 + 2*s2 + 2*s3 + s4 )*h1/6;
k1 = k1 + 1;
k = k + 1

else

texte = 'LE CIRCUIT A DÉCROCHÉ DE SON ASSERVISSEMENT'
decroche = 1;

end

elseif h2*(k2+1) < (1-D)/fp

%
% MODE 2
%

s1 = Am2d*x(:,k) + Bm2*U3;
s2 = s1 + h2*Am2d*s1/2;
s3 = s1 + h2*Am2d*s2/2;
s4 = s1 + h2*Am2d*s3;

if abs( (Vcl(k) - x(1,k) + Vdec)*Ka ) < Vlsat
    V1(k) = ( Vcl(k) - x(1,k) + Vdec )*Ka;
elseif Ka*( Vcl(k) - x(1,k) + Vdec ) > 0
    V1(k) = Vlsat;
else
    V1(k) = -Vlsat;
end

x(:,k+1) = x(:,k) + ( s1 + 2*s2 + 2*s3 + s4 )*h2/6;
k2 = k2 + 1;
k = k + 1

else

k1 = 0; , k2 = 0; , k3 = k3 + 1;

end

Vcl(k) = G1*( Vr1 - Km1(1)*x(1,k) - Km1(2)*x(2,k) );
t(k) = h1*k1 + h2*k2 + k3/fp;

end

if abs( (Vcl(k) - x(1,k) + Vdec)*Ka ) < Vlsat
    V1(k) = ( Vcl(k) - x(1,k) + Vdec )*Ka;
elseif Ka*( Vcl(k) - x(1,k) + Vdec ) > 0
    V1(k) = Vlsat;
else
    V1(k) = -Vlsat;
end

%
% RÉPONSE DU SYSTEME
%

```

```

F = Fm - Kof*x(2,:);
PHIc = fPHIc(L,F);
PHIt = PHIc + PHIp;
Vphi = x(1,:);
VmF = x(2,:);
Vp = abs(Vphi);
Vc2 = G2*( Vr2 - Km2(1,1)*Vphi - Km2(1,2)*VmF );
Vc3 = G3*( Vr3 - Km2(2,1)*Vphi - Km2(2,2)*VmF );

for i=0:10

    plot(t,PHIt),grid
    title('DEPHASAGE TENSION_COURANT PHIt')
    xlabel('TEMPS (s)')
    ylabel('PHIt (Degre)')
    pause

    plot(t,V1),grid
    title('COMMANDE V1')
    xlabel('TEMPS (s)')
    ylabel('PHIt (Degre)')
    pause

    plot(t,F),grid
    title('FREQUENCE F')
    xlabel('TEMPS (s)')
    ylabel('PHIt (Degre)')
    pause

    plot(t,Vphi),grid
    title('SIGNAL DE RETOUR ou VARIABLE D ETAT Vphi')
    xlabel('TEMPS (s)')
    ylabel('PHIt (Degre)')
    pause

    plot(t,VmF),grid
    title('VARIABLE D ETAT Vmf')
    xlabel('TEMPS (s)')
    ylabel('PHIt (Degre)')
    pause

end

```

```

function [sil] = f1(L,K,U,x1,x2 )
% definition de la fonction de la dérivé de Vphi
% mode 1a et mode 1b
% programme fait le 31/03/89
% Daniel Massicotte
% L = [ 10 11 12 13 14 ]
% K = [ Ka Kl Kof Kr T1 T2 T3 T4 ]
% U = [ V1 Vfc Fm PHIp ]
F = U(3) - K(3)*x2;
PHIc = L(1) + L(2)*F + L(3)*F^2 + L(4)*F^3 + L(5)*F^4;
sil = -x1/K(5) + (K(4)/K(5))*PHIc + (K(4)/K(5))*U(4);

function [si2] = f2(K,U,x1,x2 )
% definition de la fonction de la dérivé de Vmf
% mode 1a
% programme fait le 31/03/89
% Daniel Massicotte
% K = [ Ka Kl Kof Kr T1 T2 T3 T4 ]
% U = [ V1 Vfc Fm PHIp ]
si2 = - x2/K(6) - U(1)*K(2)/K(6) - U(2)/K(6);

function [si2] = f3(K,G,Km,U,x1,x2 )
% definition de la fonction de la dérivé de Vmf
% mode 1b
% programme fait le 31/03/89
% Daniel Massicotte
% K = [ Ka Kl Kof Kr T1 T2 T3 T4 ]
% G = [ G1 G2 G3 ]
% Km = [ K1 K2 K11 K12 K21 K22 ]
% U = [ v1 Vfc Fm PHIp ]
si2 = ( K(1)*K(2)*( 1 + G(1)*Km(1) ) *x1 + ...
(G(1)*K(1)*K(2)*Km(2) - 1)*x2 - K(1)*K(2)*G(1)*U(1) - ...
U(2) ) / K(6);

function [sil] = f21(L,K,U,x1,x2,x3 )
% definition de la fonction de la dérivé de Vphi
% mode 1a et mode 1b
% programme fait le 28/04/89
% Daniel Massicotte
% L = [ 10 11 12 13 14 ]
% K = [ Ka Kl Kof Kr T1 T2 T3 T4 Tn Ti ]
% U = [ V1 Vfc Fm PHIp ]
F = U(3) - K(3)*x3;
PHIc = L(1) + L(2)*F + L(3)*F^2 + L(4)*F^3 + L(5)*F^4;
sil = ( -x1 + K(4)*PHIc + K(4)*U(4) ) / K(5);

function [si2] = f22(L,K,U,x1,x2,x3 )
% definition de la fonction de la dérivé de Vphi
% mode 1a et mode 1b
% programme fait le 28/04/89
% Daniel Massicotte
% L = [ 10 11 12 13 14 ]
% K = [ Ka Kl Kof Kr T1 T2 T3 T4 Tn Ti ]
% U = [ v1 Vfc Fm PHIp ]
F = U(3) - K(3)*x3;
PHIc = L(1) + L(2)*F + L(3)*F^2 + L(4)*F^3 + L(5)*F^4;
si2 = ( ( (K(9)-K(10))*x1 - K(9)*K(4)*PHIc - K(9)*K(4)*U(4) ) ...
/ ( K(5)*K(10) ) + U(1)/K(10) ) * K(1);

```

```
function [si3] = f23(K,U,x1,x2,x3 )
% définition de la fonction de la dérivé de Vmf
% mode 1a
% programme fait le 28/04/89
% Daniel Massicotte
% K = [ Ka Kl Kof Kr T1 T2 T3 T4 Tn Ti]
% U = [ V1 Vfc Fm PHIp ]
si3 = ( -x3 - U(1)*K(2) - U(2) ) / K(6);

function [Kc] = fKc(L,F)
% programme fait le 31/03/89
% Daniel Massicotte
% L = [ 10 11 12 13 14 ]
Kc = L(2) + 2*L(3)*F + 3*L(4)*F^2 + 4*L(5)*F^3;

function [PHIc] = fPHIc(L,F)
% programme fait le 31/03/89
% Daniel Massicotte
% L = [ 10 11 12 13 14 ]
PHIc = L(1) + L(2)*F + L(3)*F.^2 + L(4)*F.^3 + L(5)*F.^4;
```

ANNEXE C

Programme de simulation d'un asservissement échantillonné du déphasage tension-courant nécessitant une réduction de l'erreur de quantification d'un convertisseur numérique à analogique réalisé sur HPBasic

```

10      OPTION BASE 0
20      CLEAR SCREEN
30      KEY LABELS OFF
40      !
50      ! DIMENSIONNEMENT DES VARIABLES
60      !
70      DIM Titre$[50]
80      DIM Phis(1000),Phic(1000),F(1000),Vmf(1000),Uc(1000),Vcn(1000),Phip(1000)
90      DIM L(3,10),Freq(3,100),Phic_vs_f(3,100),Vphi(1000),T(1000),Vphin(1000)
100     DIM Axe_x1(1000),Axe_x2(1000),Axe_y1(1000),Axe_y2(1000)
110     !
120     ! PROGRAMME PRINCIPAL
130     !
140     PRINT "                                PROGRAMME FAIT PAR"
150     PRINT "                                DANIEL MASSICOTTE"
160     PRINT "                                DECEMBRE 1989"
170     PRINT ""
180     PRINT ""
190     PRINT ""
200     PRINT "                                SIMULATION NUMERIQUE D'UN ASSERVISSEMENT"
210     PRINT "                                DE DEPHASAGE AVEC REGULATEUR NUMERIQUE"
220     PRINT ""
230     PRINT ""
240     PRINT "                                REGULATEUR UTILISE:"
250     PRINT ""
260     PRINT "                                P ou PID"
270     WAIT .05
280     !
290     ! DEFINITION DU TABLEAU DE COMMANDE DES TOUCHES F1 A F8
300     !
310     ON KEY 1 LABEL "CHANGE VECTEURS" GOSUB Change_vecteur
320     ON KEY 2 LABEL Vecteur$ GOTO Boucle
330     ON KEY 3 LABEL "" GOTO Boucle
340     ON KEY 4 LABEL "SIMULER" GOSUB Simulation
350     ON KEY 5 LABEL "IMPRIME PARA." GOSUB Imprime_para
360     ON KEY 6 LABEL "IMPRIME GRAPH." GOSUB Imprime_graph
370     ON KEY 7 LABEL "CHANGE ECHELLE" GOSUB Change_ecelle
380     ON KEY 8 LABEL "AFFICHE GRAPH." GOSUB Affiche_graph
390     X=1
400     GOSUB Initialisation
410     GOSUB Simulation
420     Boucle:   GOTO Boucle
430     !
440     =====
450     !
460     ! SOUS-ROUTINES:  Simulation, Change_vecteur, Imprime_para
470     !                      Imprime_graph, Affichage_graph, Change_ecelle
480     !                      Def_axe_1, Courbe_1
490     !                      Def_axe_2, Courbe_2, Axes_graphiques
500     !                      Def_axe_x et autres
510     !
520     =====
530     !
540     ! VALEURS PAR DEFAUTS DES GAINS DU CIRCUIT D'ASSERVISSEMENT
550     !
560     Initialisation: !
570     Kp=-100
580     Kpid=-.1
590     Kmfd=1
600     Kof=200/5

```

```

610 Kr=5/180
620 Kc=5/180
630 !
640 ! VALEURS PAR DEFAUTS DES CONSTANTES DE TEMPS
650 ! DU CIRCUIT D'ASSERVISSSEMENT
660 !
670 Tr=2.2E-4
680 Tf=.1
690 !
700 ! EQUATION D'ORDRE I DE LA CHARGE
710 ! PHIC EN FONCTION DE F [ degre/kHz ]
720 !
730 Ordre_phic=4
740 !
750 ! voir fichier 89041901.DAN ou simulation... avril 1989 page 9
760 !
770 L(0,0)=-9.5617E+5
780 L(0,1)=1.2494E+4
790 L(0,2)=2.79389E+2
800 L(0,3)=-5.59159
810 L(0,4)=2.50698E-2
820 !
830 ! voir fichier 89121401.PTS
840 !
850 L(1,0)=-8175161.384
860 L(1,1)=270061.377879915
870 L(1,2)=-2973.76506022181
880 L(1,3)=10.9150250299037
890 !
900 ! voir fichier 89121401.PTS
910 !
920 L(2,0)=-1413617.095
930 L(2,1)=30449.683039958
940 L(2,2)=-163.9741662035
950 !
960 ! POUR LES COURBES DE PHIC EN FONCTION DE LA FREQUENCE
970 !
980 ! pour la charge 1 :
990 !
1000 Lx=0
1010     FOR N=0 TO 80
1020         F(N)=90.5+.05*N
1030         GOSUB Phic_f
1040         Phic_vs_f(Lx,N)=Phic(N)
1050     NEXT N
1060 MAT Freq(Lx,0:80)= F(0:80)
1070 !
1080 ! pour la charge 2a:
1090 !
1100 Lx=1
1110     FOR N=0 TO 40
1120         F(N)=90.5+.05*N
1130         GOSUB Phic_f
1140         Phic_vs_f(Lx,N)=Phic(N)
1150     NEXT N
1160 MAT Freq(Lx,0:40)= F(0:40)
1170 !
1180 ! pour la charge 2b:
1190 !
1200 Lx=2

```

```

1210      FOR N=0 TO 20
1220          F(N)=92.3+.05*N
1230          GOSUB Phic_f
1240          Phic_vs_f(Lx,N)=Phic(N)
1250      NEXT N
1260      MAT Freq(Lx,0:20)= F(0:20)
1270      N=0
1280      MAT Phic= (0)
1290      MAT F= (0)
1300      !
1310      !   CHARGE UTILISEE PAR DEFAUTS (charge 1)
1320      !
1330      Charge=1
1340      Lx=0
1350      !
1360      !   VALEURS PAR DEFAUTS DES SIGNAUX D'ENTREES
1370      !
1380      Fm=200
1390      Phipo=0
1400      Phipa=0
1410      Fphip=1/60
1420      Detaci=-65
1430      Detac=-60
1440      !
1450      !   VALEURS PAR DEFAUTS DE LA RESOLUTION
1460      !   DES CONVERTISSEURS A/D ET D/A
1470      !
1480      Nb_bit_entree=12
1490      Nb_bit_sortie=12
1500      P_e_pos_entree=5
1510      P_e_neg_entree=-5
1520      P_e_pos_sortie=5
1530      P_e_neg_sortie=0
1540      !
1550      !   REGULATEUR PROPORTIONNEL, P PAR DEFAUT
1560      !
1570      Regulateur=1
1580      !
1590      !   VALEURS PAR DEFAUTS DE Tech, Nb DE CALCUL POINT/Tech
1600      !   ET LE TEMPS DE LA REPONSE
1610      !
1620      Tech=.001
1630      Nb_pt_tech=10
1640      Tmax=.01
1650      !
1660      !   VALEUR INITIALE PAR DEFAUTS
1670      !
1680      F(0)=93.3
1690      Vphi(0)=0
1700      RETURN
1710      !=====
1720      !
1730      !   SOUS-ROUTINE DE SIMULATION
1740      !
1750      Simulation:!
1760      Reponse$="n"
1770      WHILE NUM(Reponse$)=78 OR NUM(Reponse$)=110
1780      CLEAR SCREEN
1790      KEY LABELS OFF
1800      RAD

```

```

1810 !
1820 ! REMISE A ZERO DE QUELQUES CONSTANTES ET VECTEURS
1830 !
1840 N=0
1850 E_1=0
1860 E_2=0
1870 MAT T= (0)
1880 MAT Phis= (0)
1890 MAT F= (0)
1900 MAT Vmf= (0)
1910 MAT Uc= (0)
1920 MAT Vcn= (0)
1930 MAT Phip= (0)
1940 MAT Vphi= (0)
1950 MAT Vphim= (0)
1960 GOSUB E_conv
1970 GOSUB E_sys_regle
1980 GOSUB E_runge_kutta
1990 GOSUB E_reg_choix
2000 ON Regulateur GOSUB E_val_reg_p,E_val_reg_pid
2010 GOSUB E_entrees
2020 GOSUB E_init_sys
2030 Reponse$= " "
2040 WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 AND N
UM(Reponse$)<>110
2050 INPUT "CES VALEURS ENTREES SONT-ELLES CORRECTES (O/N) :",Reponse$
2060 END WHILE
2070 END WHILE
2080 GOSUB Cal_simul
2090 RETURN
2100 !=====
2110 !
2120 !
2130 ! DEFINITION DES CONVERTISSEURS A/D ET D/A
2140 !
2150 E_conv: !
2160 PRINT "DEFINITION DES CONVERTISSEURS A/D ET D/A:"
2170 PRINT ""
2180 PRINT "CONVERTISSEUR D'ENTREE, A/D:"
2190 PRINT " resolution (nombre de bit):";Nb_bit_entree
2200 PRINT " valeur maximum d'entree:";P_e_pos_entree
2210 PRINT " valeur minimum d'entree:";P_e_neg_entree
2220 PRINT ""
2230 PRINT "CONVERTISSEUR DE SORTIE, D/A:"
2240 PRINT " resolution (nombre de bit):";Nb_bit_sortie
2250 PRINT " valeur maximum de sortie:";P_e_pos_sortie
2260 PRINT " valeur minimum de sortie:";P_e_neg_sortie
2270 PRINT ""
2280 Reponse$= " "
2290 WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 AND N
UM(Reponse$)<>110
2300 INPUT "CES VALEURS SONT-ELLES CORRECTES (O/N) :",Reponse$
2310 END WHILE
2320 WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111
2330 Reponse$= " "
2340 WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 AND
NUM(Reponse$)<>110
2350 INPUT "les valeurs du convertisseur d'ENTREE sont-elles correctes (O/N
) :",Reponse$
2360 END WHILE

```

```

2370 IF NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 THEN
2380   INPUT "resolution (nombre de bit):",Nb_bit_entree
2390   INPUT "valeur maximum d'entree:",P_e_pos_entree
2400   INPUT "valeur minimum d'entree:",P_e_neg_entree
2410 END IF
2420 Reponse$= "
2430 WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 AND
NUM(Reponse$)<>110
2440   INPUT "les valeurs du convertisseur de SORTIE sont-elles correctes (O/
N) :",Reponse$
2450 END WHILE
2460 IF NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 THEN
2470   INPUT "resolution (nombre de bit):",Nb_bit_sortie
2480   INPUT "valeur maximum d'entree:",P_e_pos_sortie
2490   INPUT "valeur minimum d'entree:",P_e_neg_sortie
2500 END IF
2510 CLEAR SCREEN
2520 PRINT "DEFINITION DES CONVERTISSEURS A/D ET D/A:"
2530 PRINT ""
2540 PRINT "CONVERTISSEUR D'ENTREE, A/D:"
2550 PRINT "    resolution (nombre de bit):";Nb_bit_entree
2560 PRINT "    valeur maximum d'entree:";P_e_pos_entree
2570 PRINT "    valeur minimum d'entree:";P_e_neg_entree
2580 PRINT ""
2590 PRINT "CONVERTISSEUR DE SORTIE, D/A:"
2600 PRINT "    resolution (nombre de bit):";Nb_bit_sortie
2610 PRINT "    valeur maximum de sortie:";P_e_pos_sortie
2620 PRINT "    valeur minimum de sortie:";P_e_neg_sortie
2630 PRINT ""
2640 Reponse$= "
2650 WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 AND N
UM(Reponse$)<>110
2660   INPUT "CES VALEURS SONT-ELLES CORRECTES (O/N) :",Reponse$
2670 END WHILE
2680 END WHILE
2690 P_e_entree=P_e_pos_entree-P_e_neg_entree
2700 P_e_sortie=P_e_pos_sortie-P_e_neg_sortie
2710 RETURN
2720 !=====
2730 !
2740 ! ENTREES DES VALEURS DU SYSTEME A REGLER
2750 !
2760 E_sys_regle: !
2770 PRINT "LES GAINS SONT [ Tf Tr Kmf Kof Kr Kc ]:"
2780 PRINT "Tf =";Tf,"Tr =";Tr
2790 PRINT "Kmf =";PROUND(Kmf,-1),"Kof =";PROUND(Kof,-3);" $\text{kHz}/\text{degre}$ ","Kr =";PR
OUND(Kr,-3);" $\text{V}/\text{degre}$ "
2800 PRINT "Kc =";PROUND(Kc,-3);" $\text{V}/\text{degre}$ "
2810 PRINT ""
2820 Reponse$= "
2830 WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 AND N
UM(Reponse$)<>110
2840   INPUT "CES VALEURS SONT-ELLES CORRECTES (O/N) :",Reponse$
2850 END WHILE
2860 WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111
2870   INPUT "Constante de temps du filtre de commande, Tf = 1 s",Tf
2880   INPUT "Constante de temps de retour, Tr = 0.00022 s",Tr
2890   INPUT "Gain du VCO, Kof= 200/5 kHz/V :",Kof
2900   INPUT "Gain de la boucle de retour, Kr = 5/180 V/degres:",Kr
2910   INPUT "Gain du convertisseur d'entree, Kc = 5/180 v/degre",Kc

```

```

2920 PRINT "LES GAINS SONT [ Tf Tr Kmf Kof Kr Kc ]:"
2930 PRINT "Tf =";Tf,"Tr =";Tr
2940 PRINT "Kmf =";PROUND(Kmf,-1),"Kof =";PROUND(Kof,-3);"kHz/degre ","Kr =";PR
OUND(Kr,-3);"V/degre"
2950 PRINT "Kc =";PROUND(Kc,-3);"V/degre"
2960 PRINT ""
2970     Reponse$= "
2980     WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 A
ND NUM(Reponse$)<>110
2990         INPUT "CES VALEURS SONT-ELLES CORRECTES (O/N) :",Reponse$
3000     END WHILE
3010 END WHILE
3020 RETURN
3030 !=====
3040 !
3050 ! CALCUL NUMERIQUE PAR RUNGE KUTTA 4e ORDRE
3060 !
3070 E_runge_kutta: !
3080     PRINT "Tech, Nb de point/Tech et Tmax:"
3090     PRINT "Tech =";Tech;"s","Nb de pt par Tech =";Nb_pt_tech,"Tmax =";Tmax;"s"
3100     PRINT "Nombre de point de calcule =";Tmax*Nb_pt_tech/Tech
3110     PRINT "Duree approximatif des calcules :";Tmax*Nb_pt_tech/Tech*.1;"s"
3120     PRINT ""
3130     Reponse$= "
3140     WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 AND
NUM(Reponse$)<>110
3150         INPUT "CES VALEURS SONT-ELLES CORRECTES (O/N):",Reponse$
3160     END WHILE
3170     WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111
3180         INPUT "entrer la periode d'echantillonnage, Tech (seconde) :",Tech
3190         INPUT "entrer le nombre de point de cacule par Tech:",Nb_pt_tech
3200         INPUT "entrer le temps de la reponse desire, Tmax (seconde) :",Tmax
3210         PRINT "Tech, Nb de point/Tech et Tmax:"
3220         PRINT "Tech =";Tech;"s","Nb de pt par Tech =";Nb_pt_tech,"Tmax =";Tmax;"s"
3230         PRINT "Nombre de point de calcule =";Tmax*Nb_pt_tech/Tech
3240         PRINT "Duree approximatif des calcules :";Tmax*Nb_pt_tech/Tech*.1;"s"
3250         PRINT ""
3260         Reponse$= "
3270         WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 AND
NUM(Reponse$)<>110
3280             INPUT "CES VALEURS SONT-ELLES CORRECTES (O/N):",Reponse$
3290         END WHILE
3300     END WHILE
3310     RETURN
3320 !=====
3330 !
3340 ! CHOIX DU REGULATEUR NUMERIQUE UTILISE
3350 !
3360 E_reg_choix: !
3370     PRINT "CHOIX DU REGULATEUR NUMERIQUE:"
3380     IF Regulateur=1 THEN PRINT "LE REGULATEUR NUMERIQUE EST UN PROPORTIONNEL,
P"
3390     IF Regulateur=2 THEN PRINT "LE REGULATEUR NUMERIQUE EST UN PROPORTIONNEL-I
NTEGRALE-DERIVATIF, PID"
3400     PRINT ""
3410     Reponse$= "
3420     WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 AND N
UM(Reponse$)<>110

```

```

3430      INPUT "CE REGULATEUR EST-IL CORRECTE (O/N) :",Reponse$
3440  END WHILE
3450  WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111
3460      PRINT "Quelle regulateur voulez-vous?"
3470      PRINT "    1 : P, proportionnel"
3480      PRINT "    2 : PID, proportionnel-integral-derivatif"
3490      INPUT "Entree le nombre correspondant au regulateur:",Regulateur
3500  PRINT "CHOIX DU REGULATEUR NUMERIQUE"
3510  IF Regulateur=1 THEN PRINT "LE REGULATEUR NUMERIQUE EST UN PROPORTIONNEL,
P"
3520  IF Regulateur=2 THEN PRINT "LE REGULATEUR NUMERIQUE EST UN PROPORTIONNEL-I
NTEGRALE-DERIVATIF, PID"
3530  PRINT ""
3540  Reponse$=""
3550  WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 AND N
UM(Reponse$)<>110
3560      INPUT "CE REGULATEUR EST-IL CORRECTE (O/N) :",Reponse$
3570  END WHILE
3580  END WHILE
3590  RETURN
3600 !=====
3610 !
3620 !
3630 E_val_reg_p: !
3640  PRINT "LE GAIN DU REGULATEUR PROPORTIONNEL, Kp =",Kp
3650  PRINT ""
3660  Reponse$=""
3670  WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 AND N
UM(Reponse$)<>110
3680      INPUT "CE GAIN EST-IL CORRECT (O/N) :",Reponse$
3690  END WHILE
3700  WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111
3710      INPUT "Gain du regulateur, Kp = 100:",Kp
3720  PRINT "LE GAIN DU REGULATEUR PROPORTIONNEL, Kp =",Kp
3730  PRINT ""
3740  Reponse$=""
3750  WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 A
ND NUM(Reponse$)<>110
3760      INPUT "CE GAIN EST-IL CORRECT (O/N) :",Reponse$
3770  END WHILE
3780  END WHILE
3790  RETURN
3800 !=====
3810 !
3820 !
3830 E_val_reg_pid: !
3840 Z1=EXP(-Tech/Tf)
3850 Z2=EXP(-Tech/Tr)
3860 Kp=Kpid*(Z1+Z2-2*Z1*Z2)
3870 Ki=Kpid*(1-Z1-Z2+Z1*Z2)
3880 Kd=Kpid*Z1*Z2
3890 B0=Kd
3900 B1=2*Kd-Kp
3910 B2=Ki+Kp+Kd
3920 PRINT "LES CONSTANTES SONT [ Kpid Kp Ki Kd ]:"
3930 PRINT "Z1 =",Z1,"Z2 =",Z2
3940 PRINT "Kpid =",Kpid,"Kp =",Kp;"Ki =",Ki,"Kd =",Kd
3950 PRINT "B0 =",B0,"B1 =",B1,"B2 =",B2
3960 PRINT ""
3970 Reponse$=""

```

```

3980 WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 AND N
UM(Reponse$)<>110
3990     INPUT "CES CONSTANTES SONT-ELLES CORRECTES (O/N) :",Reponse$
4000 END WHILE
4010 WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111
4020     INPUT "Gain du regulateur, Kpid = 1:",Kpid
4030     INPUT "Gain de proportionnalite, Kp",Kp
4040     INPUT "Gain de l'integrateur, Ki",Ki
4050     INPUT "Gain de la derive, Kd",Kd
4060 !
4070 !
4080 !
4090 Kp=Kpid*(Z1+Z2-2*Z1*Z2)
4100 Ki=Kpid*(1-Z1-Z2+Z1*Z2)
4110 Kd=Kpid*Z1*Z2
4120 B0=Kd
4130 B1=2*Kd-Kp
4140 B2=Ki+Kp+Kd
4150 PRINT "LES CONSTANTES SONT [ Kpid Kp Ki Kd ]:"
4160 PRINT "Z1 =",Z1,"Z2 =",Z2
4170 PRINT "Kpid =",Kpid,"Kp =",Kp;"Ki =",Ki,"Kd =",Kd
4180 PRINT "B0 =",B0,"B1 =",B1,"B2 =",B2
4190 PRINT ""
4200 Reponse$=""
4210 WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 A
ND NUM(Reponse$)<>110
4220     INPUT "CES CONSTANTES SONT-ELLES CORRECTES (O/N) :",Reponse$
4230 END WHILE
4240 END WHILE
4250 RETURN
4260 !=====
4270 !
4280 ! ENTREES DES VALEURS DES PERTURBATIONS ET CONSIGNE
4290 !
4300 E_entrees: !
4310 PRINT "LES VALEURS SONT [ Fm Phipo Phipa Fphip Detaci Detac ] :"
4320 PRINT "Fm = ";Fm;"kHz"
4330 PRINT "Phip = Phipo + Phipa*sin(2pi*Fphip*t) degre"
4340 PRINT "Phipo =";Phipo;"degre","Phipa =";Phipa;"degre","Fphip =";PROUND(Fph
ip,-4);"Hz"
4350 PRINT "Detaci =";Detaci;"degre","Detac =";Detac;"degre"
4360 PRINT ""
4370 Reponse$=""
4380 WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 AND N
UM(Reponse$)<>110
4390     INPUT "CES VALEURS SONT-ELLES CORRECTES (O/N) :",Reponse$
4400 END WHILE
4410 WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111
4420     INPUT "Frequence maximum de sortie de l'oscillateur, Fm:",Fm
4430     INPUT "ampl. de la perturbation, Phipo=0 C:",Phipo
4440     INPUT "ampl. des variations de la perturbation, Phipa=0 C:",Phipa
4450     INPUT "frequence de ces variations, Fphip = 1/60 Hz :",Fphip
4460     INPUT "valeur initiale de la consigne, Detaci = -60 degres :",Detaci
4470     INPUT "valeur finale de la consigne, Detac = -60 degres :",Detac
4480 PRINT "LES VALEURS SONT [ Vdec Fm Phipo Phipa Fphip Detaci Detac ] :"
4490 PRINT "Fm = ";Fm;"kHz"
4500 PRINT "Phip = Phipo + Phipa*sin(2pi*Fphip*t) degre"
4510 PRINT "Phipo =";Phipo;"degre","Phipa =";Phipa;"degre","Fphip =";PROUND(Fph
ip,-4);"Hz"
4520 PRINT "Detaci =";Detaci;"degre","Detac =";Detac;"degre"

```

```

4530 PRINT ""
4540     Reponse$=" "
4550     WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 AND NUM(Reponse$)<>110
4560         INPUT "CES VALEURS SONT-ELLES CORRECTES (O/N) :",Reponse$
4570     END WHILE
4580 END WHILE
4590 Wphi=2*PI*Fphi
4600 Phi(0)=Phi0
4610 RETURN
4620 !=====
4630 !
4640 ! DEFINITION DE L'ETAT INITIALE DU CIRCUIT
4650 !
4660 E_init_sys: !
4670     Reponse_echelon$=" "
4680     WHILE NUM(Reponse_echelon$)<>79 AND NUM(Reponse_echelon$)<>111 AND NUM(Reponse_echelon$)<>78 AND NUM(Reponse_echelon$)<>110
4690         INPUT "REPONSE A UN ECHELON, SI NON AUTRES (O,N) :",Reponse_echelon$
4700     END WHILE
4710 IF NUM(Reponse_echelon$)=79 OR NUM(Reponse_echelon$)=111 THEN
4720 !
4730 ! VALEUR INITIALE DU VECTEUR D'ETAT
4740 ! LORSQUE LE CIRCUIT EST EN REGIME ETABLIT
4750 ! AVEC VALEUR DE SORTIE EGALE A LA VALEUR DE CONSIGNE
4760 !
4770 ELSE
4780 !
4790 ! REPONSE A LA FERMETURE DE L'INTERRUPTEUR
4800 ! POUR L'EXCITATION DES TRANSDUCTEURS
4810 !
4820 ! F(0)=93.3
4830 ! Vphi(0)=0
4840 PRINT "LES VALEURS INITIALES SONT [ F Vphi ]"
4850 PRINT "F =";F(0); "kHz", "Vphi =";Vphi(0); "V"
4860 PRINT ""
4870 Reponse$=" "
4880 WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 AND NUM(Reponse$)<>110
4890     INPUT "CES GAINS SONT-ILS CORRECTES (O/N) :",Reponse$
4900     END WHILE
4910 WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111
4920     INPUT "frequence initiale aux transducteurs, F = 93.3 kHz :",F(0)
4930     INPUT "signale de sortie du phasemetre, Vphi = 0 V :",Vphi(0)
4940 PRINT "LES VALEURS INITIALES SONT [ F Vphi ]"
4950 PRINT "F =";F(0); "kHz", "Vphi =";Vphi(0); "V"
4960 PRINT ""
4970     Reponse$=" "
4980     WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 AND NUM(Reponse$)<>110
4990     INPUT "CES GAINS SONT-ILS CORRECTES (O/N) :",Reponse$
5000     END WHILE
5010 END WHILE
5020 Vcn(0)=(Fm-F(0))/(Kmf*Kof)
5030 GOSUB Quant_uc
5040 Uc(0)=Ucr
5050 Vmf(0)=Kmf*Uc(0)
5060 F(0)=Fm-Kof*Vmf(0)
5070 GOSUB Phic_f
5080 Phis(0)=Phic(0)+Phi(0)

```

```

5090 END IF
5100 RETURN
5110 ! =====
5120 !
5130 ! CALCUL AVEC LES EQUATIONS D'ETAT
5140 ! TENANT COMPTE DE LA NON-LINEARITE
5150 !
5160 Cal_simul: !
5170 T(0)=0
5180 N=0
5190 Ucr=Uc(0)
5200 Dt=Tech/Nb_pt_tech
5210 WHILE T(N)<Tmax
5220   K=0
5230   WHILE K<Nb_pt_tech AND T(N)<=Tmax
5240     K=K+1
5250     Phip(N)=Phipo+Phipa*SIN(Wphip*T(N))
5260     S1(1)=(-Vphi(N)+Kr*(Phic(N)+Phip(N)))/Tr
5270     S1(2)=(-Vmfp(N)+Uc(N))/Tf
5280   !
5290   Phip(N)=Phipo+Phipa*SIN(Wphip*(T(N)+Dt/2))
5300   X1=Vphi(N)+S1(1)*Dt/2
5310   X2=Vmfp(N)+S1(2)*Dt/2
5320   S2(1)=(-X1+Kr*(Phic(N)+Phip(N)))/Tr
5330   S2(2)=(-X2+Uc(N))/Tf
5340   !
5350   Phip(N)=Phipo+Phipa*SIN(Wphip*(T(N)+Dt/2))
5360   X1=Vphi(N)+S2(1)*Dt/2
5370   X2=Vmfp(N)+S2(2)*Dt/2
5380   S3(1)=(-X1+Kr*(Phic(N)+Phip(N)))/Tr
5390   S3(2)=(-X2+Uc(N))/Tf
5400   !
5410   Phip(N)=Phipo+Phipa*SIN(Wphip*T(N))
5420   X1=Vphi(N)+S3(1)*Dt
5430   X2=Vmfp(N)+S3(2)*Dt
5440   S4(1)=(-X1+Kr*(Phic(N)+Phip(N)))/Tr
5450   S4(2)=(-X2+Uc(N))/Tf
5460   !
5470 ! REPONSE DU CIRCUIT D'ASSERVISSEMENT
5480 !
5490 Vcn(N+1)=Vcn(N)
5500 Uc(N+1)=Uc(N)
5510 Vphip(N+1)=Vphip(N)
5520 Vphi(N+1)=Vphi(N)+(S1(1)+2*S2(1)+2*S3(1)+S4(1))*Dt/6
5530 Vmf(N+1)=Vmfp(N)+(S1(2)+2*S2(2)+2*S3(2)+S4(2))*Dt/6
5540 N=N+1
5550 T(N)=N*Dt
5560 F(N)=Fm-Kof*Vmfp(N)
5570 ON Charge GOSUB Correct_ch_1,Correct_ch_2
5580 GOSUB Phic_f
5590 Phip(N)=Phipo+Phipa*SIN(Wphip*T(N))
5600 Phis(N)=Phic(N)+Phip(N)
5610 END WHILE
5620 Uc(N)=Ucr
5630 !
5640 ! Calcul de la prochaine commande numerique
5650 !
5660 GOSUB Quant_vphi
5670 ON Regulateur GOSUB Reg_p,Reg_pid
5680 ! GOSUB Correcteur

```

```

5690 END WHILE
5700 BEEP 100,.05
5710 X=X-1
5720 GOSUB Change_vecteur
5730 GOSUB Affiche_graph
5740 KEY LABELS ON
5750 RETURN
5760 !=====
5770 !
5780 ! CORRECTEUR POUR LA CHARGE 1
5790 !
5800 Correct_ch_1: !
5810 IF F(N)>94.23 THEN
5820   Tmax=T(N)
5830 END IF
5840 RETURN
5850 !=====
5860 !
5870 ! CORRECTEUR POUR LA CHARGE 2
5880 !
5890 Correct_ch_2: !
5900 IF F(N)<92.4 THEN
5910   Lx=1
5920 ELSE
5930   Lx=2
5940 END IF
5950 RETURN
5960 !=====
5970 !
5980 ! ALGORITHME DE CALCUL POUR UN REGULATEUR P
5990 !
6000 Reg_p: !
6010 Vcn(N)=Kp*(Detac*Kc-Vphin(N))
6020 GOSUB Quant_uc
6030 RETURN
6040 !=====
6050 !
6060 ! ALGORITHME DE CALCUL POUR UN REGULATEUR PI
6070 !
6080 Reg_pid: !
6090 E_0=Detac*Kc-Vphin(N)
6100 Vcn(N)=Vcn(N-1)+B2*E_0+B1*E_1+B0*E_2
6110 E_2=E_1
6120 E_1=E_0
6130 GOSUB Quant_uc
6140 RETURN
6150 !=====
6160 !
6170 ! VERIFICATEUR CORRECTEUR POUR LA CHARGE 2
6180 !
6190 Correcteur: !
6200 IF (Vphin(N)-Vphin(N-K))/(F(N)-F(N-1))<0 THEN
6210   Kp=Kp/2
6220 END IF
6230 RETURN
6240 !=====
6250 !
6260 ! QUANTIFICATION DU SIGNAL DE COMMANDE, UC
6270 !
6280 Quant_uc: !

```

```

6290 Val_int=(Vcn(N)-P_e_neg_sortie)*2^Nb_bit_sortie/P_e_sortie
6300 IF FRACT(Val_int)>=.5 THEN
6310   Ucr=(INT(Val_int)+1)*P_e_sortie/2^Nb_bit_sortie+P_e_neg_sortie
6320 ELSE
6330   Ucr=INT(Val_int)*P_e_sortie/2^Nb_bit_sortie+P_e_neg_sortie
6340 END IF
6350 IF Ucr>P_e_pos_sortie THEN Ucr=P_e_pos_sortie
6360 IF Ucr<P_e_neg_sortie THEN Ucr=P_e_neg_sortie
6370 RETURN
6380 =====
6390 !
6400 ! QUANTIFICATION DU SIGNAL DE RETOUR, Vphi
6410 !
6420 Quant_vphi: !
6430 Val_int=(Vphi(N)-P_e_neg_entree)*2^Nb_bit_entree/P_e_entree
6440 IF FRACT(Val_int)>=.5 THEN
6450   Vphin(N)=(INT(Val_int)+1)*P_e_entree/2^Nb_bit_entree+P_e_neg_entree
6460 ELSE
6470   Vphin(N)=INT(Val_int)*P_e_entree/2^Nb_bit_entree+P_e_neg_entree
6480 END IF
6490 IF Vphin(N)>P_e_pos_entree THEN Vphin(N)=P_e_pos_entree
6500 IF Vphin(N)<P_e_neg_entree THEN Vphin(N)=P_e_neg_entree
6510 RETURN
6520 =====
6530 !
6540 ! CALCUL DE PHIC
6550 !
6560 Phic_f: !
6570 Phic(N)=0
6580 FOR I=0 TO Ordre_phic+1
6590   Phic(N)=Phic(N)+L(Lx,I)*F(N)^I
6600 NEXT I
6610 RETURN
6620 =====
6630 !
6640 ! CALCUL DE LA DERIVE DE PHIC A UNE FREQUENCE DONNEE
6650 !
6660 Derive_phic_f: !
6670 Derive_phic=0
6680 FOR I=0 TO Ordre_phic
6690   Derive_phic=Derive_phic+I*L(Lx,I)*F(N)^(I-1)
6700 NEXT I
6710 RETURN
6720 =====
6730 !
6740 ! SOUS-ROUTINE POUR LE CHANGEMENT DE VECTEUR
6750 !
6760 Change_vecteur: !
6770 X=X+1
6780 IF X>12 THEN X=1
6790 ON X GOSUB Phis,Phic,F,Vmf,Vcn,Uc,Vphi,Vphin,Phis_vphi,Vphi_v2,Phip,Phic
_<sub>vs</sub>_f
6800 ON KEY 2 LABEL Vecteur$ GOTO Continue
6810 Continue: RETURN
6820 =====
6830 !
6840 ! SOUS-ROUTINE POUR IMPRIMER LE GRAPHIQUE
6850 ! AFFICHE SUR L'ECRAN
6860 !
6870 Imprime_graph: !

```

```

6880 KEY LABELS OFF
6890 DUMP GRAPHICS #26
6900 KEY LABELS ON
6910 RETURN
6920 !=====
6930 !
6940 ! IMPRESSION DES PARAMETRES SUR IMPRIMANTE
6950 !
6960 Imprime_para: !
6970   PRINTER IS 26
6980 IF NUM(Reponse_echelon$)=79 OR NUM(Reponse_echelon$)=111 THEN
6990 PRINT "REPONSE A UN ECHELON A L'ENTREE:"
7000 PRINT ""
7010 PRINT "Detaci =";Detaci;"degres", "Detac =" ;Detac;"degres"
7020 PRINT ""
7030 ELSE
7040   PRINT "REPONSE A UN CHANGEMENT BRUSQUE DE LA TEMPERATURE"
7050   PRINT "DANS LE RESONATEUR ET DANS LE BASSIN"
7060   PRINT ""
7070   PRINT "F(0) =";F(0); "degre", "Vphi(0) =";Vphi(0); "Volts"
7080   PRINT ""
7090 END IF
7100 !
7110 PRINT "DEFINITION DES CONVERTISSEURS A/D ET D/A:"
7120 PRINT ""
7130 PRINT "CONVERTISSEUR D'ENTREE, A/D:"
7140 PRINT "    resolution (nombre de bit):";Nb_bit_entree
7150 PRINT "    valeur maximum d'entree:";P_e_pos_entree
7160 PRINT "    valeur minimum d'entree:";P_e_neg_entree
7170 PRINT ""
7180 PRINT "CONVERTISSEUR DE SORTIE, D/A:"
7190 PRINT "    resolution (nombre de bit):";Nb_bit_sortie
7200 PRINT "    valeur maximum de sortie:";P_e_pos_sortie
7210 PRINT "    valeur minimum de sortie:";P_e_neg_sortie
7220 PRINT ""
7230 !
7240 PRINT "ENTREES DES VALEURS DU SYSTEME A REGLER:"
7250 PRINT "LES VALEURS SONT [ Tf Tr Kmf Kof Kr Kc ]:"
7260 PRINT "Tf =";Tf,"Tr =" ;Tr
7270 PRINT "Kmf =";PROUND(Kmf,-1),"Kof =";PROUND(Kof,-3); "kHz/degre ", "Kr =" ;PR
OUND(Kr,-3); "V/degre"
7280 PRINT "Kc =";PROUND(Kc,-3); "V/degre"
7290 PRINT ""
7300 !
7310 PRINT "CALCUL NUMERIQUE PAR RUNGE KUTTA 4e ORDRE"
7320 PRINT "PERIODE D'ECHANTILLONNAGE ET TEMPS DE LA REPONSE:"
7330 PRINT "Tech, Nb de point/Tech et Tmax:"
7340 PRINT "Tech =";Tech;"s", "Nb de pt par Tech =";Nb_pt_tech, "Tmax =" ;Tmax;"s"
7350 PRINT "Nombre de point de calcule =";Tmax*Nb_pt_tech/Tech
7360 PRINT "Duree approximatif des calcules :";Tmax*Nb_pt_tech/Tech*.1;"s"
7370 PRINT ""
7380 !
7390 PRINT "CHOIX DU REGULATEUR NUMERIQUE UTILISE:"
7400 IF Regulateur=1 THEN
7410   PRINT "LE REGULATEUR NUMERIQUE EST UN PROPORTIONNEL, P"
7420 PRINT "LE GAIN DU REGULATEUR PROPORTIONNEL, Kp =";Kp
7430 END IF
7440 IF Regulateur=2 THEN
7450 PRINT "LE REGULATEUR NUMERIQUE EST UN PROPORTIONNEL-INTEGRALE-DERIVATIF, P

```

```

ID"
7460 PRINT "LES CONSTANTES SONT [ Kpid Kp Ki Kd ]:"
7470 PRINT "Z1 =";Z1,"Z2 =";Z2
7480 PRINT "Kpid =";Kpid,"Kp =";Kp;"Ki =";Ki,"Kd =";Kd
7490 PRINT "B0 =";B0,"B1 =";B1,"B2 =";B2
7500 END IF
7510 PRINT ""
7520 !
7530 PRINT "LES VALEURS SONT [ Fm Phipo Phipa Fphip Detaci Detac ] :"
7540 PRINT "Fm = ";Fm;"kHz"
7550 PRINT "Phiph = Phipo + Phipa*sin(2pi*Fphip*t) degré"
7560 PRINT "Phipo =";Phipo;"degré","Phipa =";Phipa;"degré","Fphip =";PROUND(Fph
ip,-4);"Hz"
7570 PRINT "Detaci =";Detaci;"degré","Detac =";Detac;"degré"
7580 PRINT ""
7590 !
7600 PRINTER IS 1
7610 RETURN
7620 !=====
7630 !
7640 ! SOUS-ROUTINE POUR AFFICHAGE DU (DES) VECTEUR(S)
7650 ! AFFICHER SUR LA CASE CORRESPONDANT A LA TOUCHE F2
7660 !
7670 Affiche_graph: !
7680 IF Vecteur$="Phic VS freq." THEN
7690   KEY LABELS OFF
7700   CLEAR SCREEN
7710   INPUT "de qu'elle charge la voulez-vous (1 ou 2)",Charge
7720   ON Charge GOSUB Charge_1,Charge_2
7730 END IF
7740 IF Courbe=1 THEN
7750   GOSUB Def_axe_1
7760   GOSUB Courbe_1
7770 END IF
7780 IF Courbe=2 THEN
7790   GOSUB Def_axe_2
7800   GOSUB Courbe_2
7810 END IF
7820 KEY LABELS ON
7830 RETURN
7840 !=====
7850 !
7860 ! CHANGEMENT DES ECHELLES SUR LES AXES X ET Y
7870 !
7880 Change_echelle: !
7890 KEY LABELS OFF
7900 INPUT "Minimum axe X: ",Xmin
7910 INPUT "Maximum axe X: ",Xmax
7920 INPUT "Minimum axe Y: ",Ymin
7930 INPUT "Maximum axe Y: ",Ymax
7940 IF Courbe=1 THEN
7950   GOSUB Courbe_1
7960 ELSE
7970   GOSUB Courbe_2
7980 END IF
7990 KEY LABELS ON
8000 RETURN
8010 !=====
8020 !
8030 ! SOUS-ROUTINES POUR AFFICHAGE SUR GRAPHIQUE

```

```

8040 ! POUR UN SEUL VECTEUR
8050 !
8060 Def_axe_1: !
8070     Xmax=MAX(Axe_x1(*))
8080     Xmin=MIN(Axe_x1(*))
8090     Ymax=INT(MAX(Axe_y1(*))+1)
8100     Ymin=INT(MIN(Axe_y1(*)))
8110     RETURN
8120 =====
8130 !
8140 !
8150 Courbe_1: !
8160     CLEAR SCREEN
8170     GINIT
8180     GRAPHICS ON
8190     VIEWPORT 20,120,30,95
8200     FRAME
8210     WINDOW Xmin,Xmax,Ymin,Ymax
8220     LINE TYPE 3
8230     GRID (Xmax-Xmin)/10,(Ymax-Ymin)/10,Xmin,Ymin
8240     LINE TYPE 1
8250     FOR I=0 TO Limit_plot_1
8260         PLOT Axe_x1(I),Axe_y1(I)
8270     NEXT I
8280     GOSUB Axes_graphiques
8290     RETURN
8300 =====
8310 !
8320 ! SOUS-ROUTINES POUR AFFICHAGE SUR GRAPHIQUE
8330 ! POUR DEUX VECTEURS
8340 !
8350 Def_axe_2: !
8360     X1max=MAX(Axe_x1(*))
8370     X1min=MIN(Axe_x1(*))
8380     Y1max=INT(MAX(Axe_y1(*))+1)
8390     Y1min=INT(MIN(Axe_y1(*)))
8400     X2max=MAX(Axe_x2(*))
8410     X2min=MIN(Axe_x2(*))
8420     Y2max=INT(MAX(Axe_y2(*))+1)
8430     Y2min=INT(MIN(Axe_y2(*)))
8440     Xmax=MAX(X1max,X2max)
8450     Xmin=MIN(X1min,X2min)
8460     Ymax=MAX(Y1max,Y2max)
8470     Ymin=MIN(Y1min,Y2min)
8480     RETURN
8490 =====
8500 !
8510 !
8520 Courbe_2: !
8530     CLEAR SCREEN
8540     GINIT
8550     GRAPHICS ON
8560     VIEWPORT 20,120,30,95
8570     FRAME
8580     WINDOW Xmin,Xmax,Ymin,Ymax
8590     LINE TYPE 3
8600     GRID (Xmax-Xmin)/10,(Ymax-Ymin)/10,Xmin,Ymin
8610     LINE TYPE 1
8620     FOR I=0 TO Limit_plot_1
8630         PLOT Axe_x1(I),Axe_y1(I)      !tracage de la courbe 1

```

```
8640    NEXT I
8650    LINE TYPE 4
8660    MOVE Axe_x2(0),Axe_y2(0)
8670    FOR I=0 TO Limit_plot_2
8680        PLOT Axe_x2(I),Axe_y2(I)      !tracage de la courbe 2
8690    NEXT I
8700    GOSUB Axes_graphiques
8710    RETURN
8720    =====
8730    !
8740    ! SOUS-ROUTINE POUR L'AFFICHAGE DES AXES X ET Y
8750    ! AINSI QUE POUR LE TITRE DES AXES
8760    !
8770 Axes_graphiques:      !
8780    !
8790    ! echelle sur l'axes des x
8800    !
8810    LINE TYPE 1
8820    DEG
8830    LDIR 0
8840    LORG 6
8850    CLIP OFF
8860    CSIZE 3.5
8870    FOR Axe_x=Xmin TO Xmax STEP (Xmax-Xmin)/5
8880        MOVE Axe_x,Ymin
8890        LABEL Axe_x
8900    NEXT Axe_x
8910    !
8920    ! echelle sur l'axe des y
8930    !
8940    LORG 8
8950    FOR Axe_y=Ymin TO Ymax+(Ymax-Ymin)/10 STEP (Ymax-Ymin)/5
8960        MOVE Xmin,Axe_y
8970        LABEL Axe_y
8980    NEXT Axe_y
8990    !
9000    ! Changement de l'aire du graphique
9010    !
9020    VIEWPORT 1,100*RATIO,1,100
9030    WINDOW 1,100*RATIO,1,100
9040    !
9050    ! titre des axes
9060    !
9070    MOVE 65,100
9080    LDIR 0
9090    LORG 6
9100    CSIZE 3.5
9110    LABEL Titre$
9120    MOVE 65,20
9130    LDIR 0
9140    LORG 5
9150    CSIZE 4
9160    LABEL Titre_axe_x$
9170    LORG 5
9180    LDIR 90
9190    MOVE 3,60
9200    LABEL Titre_axe_y$
9210    RETURN
9220    =====
9230    !
```

```

9240      ! SOUS-ROUTINE POUR LA DEFINITION DES VECTEURS
9250      ! POUVANT ETRE MIS SUR GRAPHIQUE
9260      !
9270  Def_axe_x: !                               !definition de l'axe des x
9280      Limit_plot_1=Tmax/Dt
9290      Limit_plot_2=Tmax/Dt
9300      MAT Axe_x1= T(0:Tmax/Dt)
9310      MAT Axe_x2= T(0:Tmax/Dt)
9320      Titre_axe_x$="temps [secondes]"
9330      RETURN
9340  Phis: !
9350      Vecteur$="Phis"                      !courbe de Phis
9360      GOSUB Def_axe_x
9370      MAT Axe_y1= Phis(0:Tmax/Dt)
9380      Titre_axe_y$="Phis [degres]"
9390      Titre$="DEPHASAGE DE SORTIE PHIs"
9400      Courbe=1
9410      RETURN
9420  Phic: !
9430      Vecteur$="Phic"
9440      GOSUB Def_axe_x
9450      MAT Axe_y1= Phic(0:Tmax/Dt)    !courbe de Phic
9460      Titre_axe_y$="Phic [degres]"
9470      Titre$="DEPHASAGE DE LA CHARGE SANS PERT. PHIC"
9480      Courbe=1
9490      RETURN
9500  F: !
9510      Vecteur$="F"
9520      GOSUB Def_axe_x
9530      MAT Axe_y1= F(0:Tmax/Dt)      !courbes de F
9540      Titre_axe_y$="Frequence [kHz]"
9550      Titre$="FREQUENCE DU SIGNALE D'EXCITATION"
9560      Courbe=1
9570      RETURN
9580  Vmf: !
9590      Vecteur$="Vmf"
9600      GOSUB Def_axe_x
9610      MAT Axe_y1= Vmf(0:Tmax/Dt)    !courbes de Vmf
9620      Titre_axe_y$="Vmf [V]"
9630      Titre$="TENSION APPLIQUE AU VCO"
9640      Courbe=1
9650      RETURN
9660  Vcn: !
9670      Vecteur$="Vcn"
9680      GOSUB Def_axe_x
9690      MAT Axe_y1= Vcn(0:Tmax/Dt)    !courbes de Vcn
9700      Titre_axe_y$="regulateur Vcn [V]"
9710      Titre$="TENSION DU REGULATEUR, Vcn"
9720      Courbe=1
9730      RETURN
9740  Uc: !
9750      Vecteur$="Uc"
9760      GOSUB Def_axe_x
9770      MAT Axe_y1= Uc(0:Tmax/Dt)    !courbes de Uc
9780      Titre_axe_y$="commande Uc [V]"
9790      Titre$="TENSION DE COMMANDE, Uc"
9800      Courbe=1
9810      RETURN
9820  Vphi: !
9830      Vecteur$="vphi"

```

```

9840  GOSUB Def_axe_x
9850  MAT Axe_y1= Vphi(0:Tmax/Dt)      !courbes de Vphi
9860  Titre_axe_y$="Vphi [Volts]"
9870  Titre$="DEPHASAGE MESURE"
9880  Courbe=1
9890  RETURN
9900 Vphin: !
9910  Vecteur$="Vphin"
9920  GOSUB Def_axe_x
9930  MAT Axe_y1= Vphin(0:Tmax/Dt)      !courbes de Vphin
9940  Titre_axe_y$="Vphin [Volts]"
9950  Titre$="DEPHASAGE MESURE, Vphin"
9960  Courbe=1
9970  RETURN
9980 Phis_vphi: !
9990  Vecteur$="Phis et Vphi"
10000 GOSUB Def_axe_x
10010 MAT Axe_y1= Phis(0:Tmax/Dt)      !courbes de Phis et Vphi
10020 MAT Axe_y2= Vphi(0:Tmax/Dt)
10030 MAT Axe_y2= Axe_y2/(Kr)
10040 Titre_axe_y$="dephasage [degre]"
10050 Titre$="DEPHASAGE DE SORTIE REELLE ET MESURE"
10060 Courbe=2
10070 RETURN
10080 Vphi_v2: !
10090 Vecteur$="Vphi et Vphin"
10100 GOSUB Def_axe_x
10110 MAT Axe_y1= Vphi(0:Tmax/Dt)      !courbes de Vphi et Vphin
10120 MAT Axe_y2= Vphin(0:Tmax/Dt)
10130 Titre_axe_y$="dephasage [degre]"
10140 Titre$="DEPHASAGE DE SORTIE MESURE"
10150 Courbe=2
10160 RETURN
10170 Phip: !
10180 Vecteur$="Phip"
10190 GOSUB Def_axe_x
10200 MAT Axe_y1= Phip(0:Tmax/Dt)      !courbe de PHIP
10210 Titre_axe_y$="PHIP [degre]"
10220 Titre$="Perturbation PHIP"
10230 Courbe=1
10240 RETURN
10250 Phic_vs_f:!
10260 Vecteur$="Phic VS freq."
10270 RETURN
10280 Charge_1:!                      !transfert de la charge 1
10290 Lx=0
10300 Limit_plot_1=80
10310 MAT Axe_x1= Freq(0,0:80)
10320 Titre_axe_x$="frequence [kHz]"
10330 MAT Axe_y1= Phic_vs_f(0,0:80)
10340 Titre_axe_y$="PHIC [degre]"
10350 Titre$="PHIC VS FREQUENCE POUR CHARGE 1"
10360 Courbe=1
10370 RETURN
10380 Charge_2:!                      !transfert de la charge 2
10390 Limit_plot_1=40
10400 Lx=1
10410 Limit_plot_2=20
10420 MAT Axe_x1= Freq(1,0:40)
10430 MAT Axe_x2= Freq(2,0:20)

```

200

```
10440 Titre_axe_x$="frequence [kHz]"
10450 MAT Axe_y1= Phic_vs_f(1,0:40)
10460 MAT Axe_y2= Phic_vs_f(2,0:20)
10470 Titre_axe_y$="PHIC [degre]"
10480 Titre$="PHIC VS FREQUENCE POUR CHARGE 2"
10490 Courbe=2
10500 RETURN
10510 END
```

ANNEXE D

Programme de simulation de l'asservissement de la température
du réservoir de mélange des fibres réalisé sur HPBasic

```

10      OPTION BASE 0
20      CLEAR SCREEN
30      KEY LABELS OFF
40      !
50      ! DIMENSIONNEMENT DES VARIABLES
60      !
70      DIM Titre$[50]
80      DIM Tgp(2001),Tgb(2001),Trb(2001),Vtr(2001),Y1(2001),Y2(2001),Vtb(2001)
90      DIM Vp(2001),T(2001),Tgo(2001),P(2001)
100     DIM Tbassin(2001),Tres(2001)
110     DIM Axe_x1(2001),Axe_x2(2001),Axe_y1(2001),Axe_y2(2001)
120     !
130     ! PROGRAMME PRINCIPAL
140     !
150     PRINT "                                     PROGRAMME FAIT PAR"
160     PRINT "                                     DANIEL MASSICOTTE"
170     PRINT "                                     NOVEMBRE 1989"
180     PRINT ""
190     PRINT ""
200     PRINT ""
210     PRINT "                                     SIMULATION NUMERIQUE D'UN ASSERVISSEMENT"
220     PRINT "                                     DE TEMPERATURE DANS UN RESERVOIR A L'AIDE"
230     PRINT "                                     D'UN ECHANGEUR THERMIQUE"
240     PRINT ""
250     PRINT ""
260     PRINT "                                     REGULATEUR UTILISE:"
270     PRINT ""
280     PRINT "                                     PROPORTIONNEL"
290     PRINT "                                     INTEGRALE"
300     PRINT "                                     DERIVATIF"
310     WAIT 5
320     !
330     ! VALEURS PAR DEFAUTS DES GAINS DU CIRCUIT D'ASSERVISSEMENT
340     !
350     Kc=.1
360     Pm=1000
370     Kp=Pm/5
380     Rpb=.11
390     Kbr=1
400     Ktb=.1
410     Ktr=.1
420     !
430     ! VALEURS PAR DEFAUTS DES CONSTANTES DE TEMPS
440     ! DU CIRCUIT D'ASSERVISSEMENT
450     !
460     Tau_pb=1460
470     Tau_br=450
480     !
490     Tau_tr=2
500     Tau_tb=2
510     Td=1
520     Tau_n=Tau_pb
530     Tau_v=Tau_br
540     Tau_i=2*Kp*Rpb*Kbr*Kc*Tau_tr
550     !
560     ! VALEURS PAR DEFAUTS DES PERTURBATIONS ET CONSIGNES
570     !
580     Agto=0
590     Ggto=0
600     Fgto=1/60

```

```

610 Tga=1
620 Tci=20
630 Tc=22
640 !
650 ! DEFINITION DU TABLEAU DE COMMANDE DES TOUCHES F1 A F8
660 !
670 ON KEY 1 LABEL "CHANGE VECTEURS" GOSUB Change_vecteur
680 ON KEY 2 LABEL Vecteur$ GOTO Boucle
690 ON KEY 3 LABEL "" GOTO Boucle
700 ON KEY 4 LABEL "SIMULER" GOSUB Simulation
710 ON KEY 5 LABEL "IMPRIME PARA." GOSUB Imprime_para
720 ON KEY 6 LABEL "IMPRIME GRAPH." GOSUB Imprime_graph
730 ON KEY 7 LABEL "CHANGE ECHELLE" GOSUB Change_ecelle
740 ON KEY 8 LABEL "AFFICHE GRAPH." GOSUB Affiche_graph
750 X=1
760 GOSUB Simulation
770 Boucle:GOTO Boucle
780 =====
790 !
800 ! SOUS-ROUTINES: Boucle, Simulation, Change_vecteur, Imprime_para
810 ! Imprime_graph, Affichage_graph, Change_ecelle
820 ! Def_axe_1, Courbe_1
830 ! Def_axe_2, Courbe_2, Axes_graphiques
840 ! Def_axe_x, Tres, Tbassin, Tres_Tbassin, P
850 ! Tres_Vtr, Tbassin_Vtb, y1, y2, Tgo
860 !
870 =====
880 !
890 !
900 Simulation: !
910 CLEAR SCREEN
920 KEY LABELS OFF
930 !
940 ! ENTREES DES GAINS DU CIRCUIT D'ASSERVISSEMENT
950 !
960 PRINT "LES GAINS SONT [ Kc Pm Kp Rpb Kbr Ktb Ktr ]:"
970 PRINT "Kc =" ; Kc ; "V/V" , "Pm =" ; Pm ; "W" ; "Kp =" ; PROUND(Kp,-3) ; "rad/V"
980 PRINT "Rpb =" ; Rpb ; "Celcius/W" , "Kbr =" ; Kbr ; "Celcius/Celcius"
990 PRINT "Ktb =" ; Ktb ; "V/Celcius" , "Ktr =" ; Ktr ; "V/Celcius"
1000 PRINT ""
1010 Reponse$= "
1020 WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 AND N
UM(Reponse$)<>110
1030 INPUT "CES GAINS SONT-ILS CORRECTES (O/N) :" , Reponse$
1040 END WHILE
1050 WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111
1060 INPUT "Gain du convertisseur Kc = 0.1 V/C :" , Kc
1070 INPUT "Puissance maximum de l'element chauffant Pm=1000 W" , Pm
1080 INPUT "Gain du CAL , Kp = pi/8 rad/V " , Kp
1090 INPUT "Resistance thermique du circulateur Rpb = 0.1 C/W :" , Rpb
1100 INPUT "Resistance thermique du reservoir Kbr = 0.95 :" , Kbr
1110 INPUT "Gain du thermometre de Tbassin, Ktb=0.1 V/C:" , Ktb
1120 INPUT "Gain du thermometre de Tres, Ktr=0.1 V/C:" , Ktr
1130 PRINT "LES GAINS SONT [ Kc Pm Kp Rpb Kbr Ktb Ktr ]:"
1140 PRINT "Kc =" ; Kc ; "V/V" , "Pm =" ; Pm ; "W" ; "Kp =" ; PROUND(Kp,-3) ; "rad/V"
1150 PRINT "Rpb =" ; Rpb ; "Celcius/W" , "Kbr =" ; Kbr ; "Celcius/Celcius"
1160 PRINT "Ktb =" ; Ktb ; "V/Celcius" , "Ktr =" ; Ktr ; "V/Celcius"
1170 PRINT ""
1180 Reponse$= "
1190 WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 AND

```

```

    NUM(Reponse$)<>110
1200     INPUT "CES GAINS SONT-ILS CORRECTES (O/N) :",Reponse$
1210     END WHILE
1220 END WHILE
1230 !
1240 ! ENTREES DES CONSTANTES DE TEMPS DU CIRCUIT D'ASSERVISSEMENT
1250 !
1260 PRINT "LES CONSTANTES DE TEMPS SONT [ Tau_pb Tau_br Td Tau_n Tau_v Tau_i T
au_tb Tau_tr ]:"
1270 PRINT "Tau_pb   =";Tau_pb;"s","Tau_br   =";Tau_br;"s","Td   =";Td;"s"
1280 PRINT "Tau_n   =";Tau_n;"s","Tau_v   =";Tau_v;"s","Tau_i   =";PROUND(Tau_i,-3)
;"s"
1290 PRINT "Tau_tb   =";Tau_tb;"s   ","Tau_tr   =";Tau_tr;"s"
1300 PRINT ""
1310 Reponse$=" "
1320 WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 AND N
UM(Reponse$)<>110
1330     INPUT "CES CONSTANTES SONT-ELLES CORRECTES (O/N) :",Reponse$
1340 END WHILE
1350 WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111
1360     INPUT "Constante de temps du circulateur, Tau_pb:",Tau_pb
1370     INPUT "Constante de temps du bassin-reservoir, Tau_br:",Tau_br
1380 !
1390     INPUT "Constante de temps de retard du chauffage Td:",Td
1400     INPUT "Constante de compensation de l'integrateur Tau_n = Tau_pb:",Tau_n
1410     INPUT "Constante de compensation du deriveateur Tau_v = Tau_br :";Tau_v
1420     INPUT "Constante d'integration Tau_i = 2*Kp*Rpb*Kbr*Kc*Tau_tr :";Tau_i
1430     INPUT "Constante de temps du thermometre Tbassin, Tau_tb:",Tau_tb
1440     INPUT "Constante de temps du thermometre Tres, Tau_tr:",Tau_tr
1450     PRINT "LES CONSTANTES DE TEMPS SONT [ Tau_pb Tau_br Td Tau_n Tau_v Tau_i
Tau_tb Tau_tr ]:"
1460     PRINT "Tau_pb   =";Tau_pb;"s","Tau_br   =";Tau_br;"s","Td   =";Td;"s"
1470     PRINT "Tau_n   =";Tau_n;"s","Tau_v   =";Tau_v;"s","Tau_i   =";PROUND(Tau_i,-
3);"s"
1480     PRINT "Tau_tb   =";Tau_tb;"s   ","Tau_tr   =";Tau_tr;"s"
1490     PRINT ""
1500     Reponse$=" "
1510     WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 AND
NUM(Reponse$)<>110
1520     INPUT "CES CONSTANTES SONT-ELLES CORRECTES (O/N) :",Reponse$
1530 END WHILE
1540 END WHILE
1550 !
1560 ! CALCULE DES CONSTANTES CONCERNANT LE PID
1570 !
1580 A0=Tau_n*Tau_v/(Td*Tau_i)
1590 A1=1/Tau_i
1600 A2=-(1-Tau_n/Td)*(1-Tau_v/Td)*Td/Tau_i
1610 !
1620 ! ENTREES DES VALEURS DES PERTURBATIONS ET CONSIGNE
1630 !
1640 PRINT "LES VALEURS SONT [ Agto Ggto Fgto Tga Tci Tc ] :"
1650 PRINT "Tgo = Agto + Ggto*sin(2piFgto*t) Celcius"
1660 PRINT "Agto   =";Agto;"Celcius","Ggto   =";Ggto;"Celcius","Fgto   =";PROUND(Fgto
,-4);"Hz"
1670 PRINT "Tga   =";Tga;"Celcius","Tci   =";Tci;"Celcius","Tc   =";Tc;"Celcius"
1680 PRINT ""
1690 Reponse$=" "
1700 WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 AND N
UM(Reponse$)<>110

```

```

1710      INPUT "CES VALEURS SONT-ELLES CORRECTES (O/N) :",Reponse$
1720  END WHILE
1730 WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111
1740     INPUT "amplitude moyenne maintenue par le refrigerant, Agto=0 C:",Agto
1750     INPUT "ampl. des variations de la temp. du refrigerant Ggto=0 C:",Ggto
1760     INPUT "frequence de ces variations, Fgto = 1/60 Hz :",Fgto
1770     INPUT "temperature maintenue par l'environnement Tga = 1 C:",Tga
1780     INPUT "valeur initiale de la consigne, Tci = 20 C :",Tci
1790     INPUT "valeur finale de la consigne, Tc = 22 C :",Tc
1800 PRINT "LES GAINS SONT [ Agto Ggto Fgto Tga Tci Tc ] :"
1810 PRINT "Tgo = Agto + Ggto*sin(2piFgto*t) Celcius"
1820 PRINT "Agto =";Agto;"Celcius", "Ggto =";Ggto;"Celcius", "Fgto =" ; PROUND(Fg
to,-4); "Hz"
1830 PRINT "Tga =";Tga;"Celcius", "Tci =";Tci;"Celcius", "Tc =";Tc;"Celcius
"
1840 PRINT ""
1850 Reponse$=""
1860 WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 AND
NUM(Reponse$)<>110
1870     INPUT "CES VALEURS SONT-ELLES CORRECTES (O/N) :",Reponse$
1880 END WHILE
1890 END WHILE
1900 Wgto=2*PI*Fgto
1910 Tgo(0)=Agto
1920 !
1930 ! DEFINITION DE L'ETAT INITIALE DU CIRCUIT
1940 !
1950 Reponse_echelon$=""
1960 WHILE NUM(Reponse_echelon$)<>79 AND NUM(Reponse_echelon$)<>111 AND NUM(Re
ponse_echelon$)<>78 AND NUM(Reponse_echelon$)<>110
1970     INPUT "REPONSE A UN ECHELON, SI NON AUTRES (O,N) :",Reponse_echelon$
1980 END WHILE
1990 IF NUM(Reponse_echelon$)=79 OR NUM(Reponse_echelon$)=111 THEN
2000 !
2010 ! VALEUR INITIALE DU VECTEUR D'ETAT
2020 ! LORSQUE LE CIRCUIT EST EN REGIME ETABLIT
2030 !
2040 Vtr(0)=Kc*Tci
2050 Tgb(0)=Vtr(0)/Ktr-Tga
2060 Tgp(0)=Tgb(0)/Kbr-Tgo(0)
2070 Vtb(0)=Ktb*(Tgp(0)+Tgo(0))
2080 P(0)=Tgp(0)/Rpb
2090 Vp(0)=P(0)/Kp
2100 Y1(0)=Vp(0)
2110 Y2(0)=0
2120 Tbassin(0)=Tgp(0)+Tgo(0)
2130 Tres(0)=Tgb(0)+Tga
2140 ELSE
2150 !
2160 ! REPONSE A UN CHANGEMENT BRUSQUE DE Tres OU Tbassin
2170 !
2180 Tbassin(0)=20
2190 Tres(0)=20
2200 PRINT "LES VALEURS INITIALES SONT [ Tbassin Tres ]:"
2210 PRINT "Tbassin =";Tbassin(0); "Celcius", "Tres =";Tres(0); "Celcius"
2220 PRINT ""
2230 Reponse$=""
2240 WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 AND
NUM(Reponse$)<>110
2250     INPUT "CES GAINS SONT-ILS CORRECTES (O/N) :",Reponse$
```

```

2260 END WHILE
2270 WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111
2280   INPUT "temperature initiale dans le circulateur, Tbassin = 20 C :",Tba
ssin(0)
2290   INPUT "temperature initiale dans le reservoir, Tres = 20 C :",Tres(0)
2300   PRINT "LES VALEURS INITIALES SONT [ Tbassin Tres ]:"
2310   PRINT "Tbassin =">Tbassin(0);>"Celcius ">Tres(0);>"Celcius"
2320   PRINT ""
2330   Reponse$=" "
2340   WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 A
ND NUM(Reponse$)<>110
2350     INPUT "CES GAINS SONT-ILS CORRECTES (O/N) :",Reponse$
2360   END WHILE
2370 END WHILE
2380 Tgb(0)=Tres(0)-Tga
2390 Tgp(0)=Tbassin(0)-Tgo(0)
2400 Vtr(0)=Ktr*Tres(0)
2410 Vtb(0)=Ktb*Tbassin(0)
2420 P(0)=0
2430 Vp(0)=0
2440 Y1(0)=0
2450 Y2(0)=0
2460 END IF
2470 !
2480 ! CALCULE NUMERIQUE PAR RUNGE KUTTA 4e ORDRE
2490 !
2500 Reponse$=" "
2510 WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111
2520   INPUT "entrer le pas d'integration, Dt (seconde) :",Dt
2530   INPUT "entrer le temps de la reponse desire, Tmax (seconde) :",Tmax
2540   PRINT "LES VALEURS SONT:"
2550   PRINT "Dt =">Dt;"s","Tmax =">Tmax;"s","Tmax/Dt =">Tmax/Dt
2560   PRINT "Duree approximatif des calcules :">Tmax*.12/Dt;"s"
2570   PRINT ""
2580   Reponse$=" "
2590   WHILE NUM(Reponse$)<>79 AND NUM(Reponse$)<>111 AND NUM(Reponse$)<>78 AND
NUM(Reponse$)<>110
2600     INPUT "CES VALEURS SONT-ELLES CORRECTES (O/N) :",Reponse$
2610   END WHILE
2620 END WHILE
2630 !
2640 ! CALCULE AVEC LES EQUATIONS D'ETAT
2650 ! TENANT COMPTE DE LA NON-LINEARITE
2660 !
2670 RAD
2680 PRINT "Nombre de point calcule:"
2690 FOR N=0 TO Tmax/Dt-1
2700   IF FRACT(N/50)=0 THEN
2710     DISP N
2720   END IF
2730   T(N)=N*Dt
2740   IF Vp(N)<=0 OR Vp(N)>=5 THEN
2750     IF Vp(N)<=0 THEN
2760       Vp(N)=0
2770     ELSE
2780       Vp(N)=5
2790     END IF
2800   END IF
2810   P(N)=FNP(Vp(N),Kp)
2820   Tgo(N)=Agto+Ggto*SIN(Wgto*T(N))

```

```

2830 S1(1)=(-Tgp(N)+Rpb*P(N))/Tau_pb
2840 S1(2)=(Kbr*Tgp(N)-Tgb(N)+Kbr*Tgo(N))/Tau_br
2850 S1(3)=(Ktr*Tgb(N)-Vtr(N)+Ktr*Tga)/Tau_tr
2860 S1(4)=A1*(Kc*Tc-Vtr(N))
2870 S1(5)=(-Y2(N)+A2*(Kc*Tc-Vtr(N)))/Td
2880 S1(6)=(Ktb*Tgp(N)-Vtb(N)+Ktb*Tgo(N))/Tau_tb
2890 !
2900 !
2910 !
2920 X1=Tgp(N)+S1(1)*Dt/2
2930 X2=Tgb(N)+S1(2)*Dt/2
2940 X3=Vtr(N)+S1(3)*Dt/2
2950 X4=Y1(N)+S1(4)*Dt/2
2960 X5=Y2(N)+S1(5)*Dt/2
2970 X6=Vtb(N)+S1(6)*Dt/2
2980 Tgo(N)=Agto+Ggto*SIN(Wgto*(T(N)+Dt/2))
2990 S2(1)=(-X1+Rpb*P(N))/Tau_pb
3000 S2(2)=(Kbr*X1-X2+Kbr*Tgo(N))/Tau_br
3010 S2(3)=(Ktr*X2-X3+Ktr*Tga)/Tau_tr
3020 S2(4)=A1*(Kc*Tc-X3)
3030 S2(5)=(-X5+A2*(Kc*Tc-X3))/Td
3040 S2(6)=(Ktb*X1-X6+Ktb*Tgo(N))/Tau_tb
3050 !
3060 !
3070 !
3080 X1=Tgp(N)+S2(1)*Dt/2
3090 X2=Tgb(N)+S2(2)*Dt/2
3100 X3=Vtr(N)+S2(3)*Dt/2
3110 X4=Y1(N)+S2(4)*Dt/2
3120 X5=Y2(N)+S2(5)*Dt/2
3130 X6=Vtb(N)+S2(6)*Dt/2
3140 Tgo(N)=Agto+Ggto*SIN(Wgto*(T(N)+Dt/2))
3150 S3(1)=(-X1+Rpb*P(N))/Tau_pb
3160 S3(2)=(Kbr*X1-X2+Kbr*Tgo(N))/Tau_br
3170 S3(3)=(Ktr*X2-X3+Ktr*Tga)/Tau_tr
3180 S3(4)=A1*(Kc*Tc-X3)
3190 S3(5)=(-X5+A2*(Kc*Tc-X3))/Td
3200 S3(6)=(Ktb*X1-X6+Ktb*Tgo(N))/Tau_tb
3210 !
3220 !
3230 !
3240 X1=Tgp(N)+S3(1)*Dt
3250 X2=Tgb(N)+S3(2)*Dt
3260 X3=Vtr(N)+S3(3)*Dt
3270 X4=Y1(N)+S3(4)*Dt
3280 X5=Y2(N)+S3(5)*Dt
3290 X6=Vtb(N)+S3(6)*Dt
3300 Tgo(N)=Agto+Ggto*SIN(Wgto*T(N))
3310 S4(1)=(-X1+Rpb*P(N))/Tau_pb
3320 S4(2)=(Kbr*X1-X2+Kbr*Tgo(N))/Tau_br
3330 S4(3)=(Ktr*X2-X3+Ktr*Tga)/Tau_tr
3340 S4(4)=A1*(Kc*Tc-X3)
3350 S4(5)=(-X5+A2*(Kc*Tc-X3))/Td
3360 S4(6)=(Ktb*X1-X6+Ktb*Tgo(N))/Tau_tb
3370 !
3380 ! REPONSE DU CIRCUIT D'ASSERVISSEMENT
3390 !
3400 Tgp(N+1)=Tgp(N)+(S1(1)+2*S2(1)+2*S3(1)+S4(1))*Dt/6
3410 Tgb(N+1)=Tgb(N)+(S1(2)+2*S2(2)+2*S3(2)+S4(2))*Dt/6
3420 Vtr(N+1)=Vtr(N)+(S1(3)+2*S2(3)+2*S3(3)+S4(3))*Dt/6

```

```

3430   Y1(N+1)=Y1(N)+(S1(4)+2*S2(4)+2*S3(4)+S4(4))*Dt/6
3440   Y2(N+1)=Y2(N)+(S1(5)+2*S2(5)+2*S3(5)+S4(5))*Dt/6
3450   Vtb(N+1)=Vtb(N)+(S1(6)+2*S2(6)+2*S3(6)+S4(6))*Dt/6
3460   Tbassin(N+1)=Tgp(N+1)+Tgo(N)
3470   Tres(N+1)=Tgb(N+1)+Tga
3480   Vp(N+1)=Y1(N+1)+Y2(N+1)+A0*(Kc*Tc-Vtr(N+1))
3490   NEXT N
3500   T(N)=N*Dt
3510   Tgo(N)=Agto+Ggto*SIN(Wgto*T(N))
3520   IF Vp(N)<=0 OR Vp(N)>=5 THEN
3530     IF Vp(N)<=0 THEN
3540       Vp(N)=0
3550     ELSE
3560       Vp(N)=5
3570     END IF
3580   END IF
3590   P(N)=PNP(Vp(N),Kp)
3600 !
3610 ! CALCUL DU CRITERE D'EVALUATION Jt
3620 !
3630   Jt1=0
3640   Jt2=0
3650   Jt3=0
3660   Jt4=0
3670   Jt5=0
3680   Mu=1.E-5
3690   FOR K=0 TO N
3700     Jt1=Dt*(Tc-Tres(K))^2+Jt1
3710     Jt2=Dt*Mu*(P(N)-P(K))^2+Jt2
3720     IF ABS(Tc-Tres(K))>.5 THEN Jt3=Dt*ABS(Tc-Tres(K))-5+Jt3
3730     IF ABS(Tres(K)-Tc)>.2 THEN Jt4=Dt*ABS(Tc-Tres(K))-2+Jt4
3740     IF ABS(Tres(K)-Tc)>.1 THEN Jt5=Dt*ABS(Tc-Tres(K))-1+Jt5
3750   NEXT K
3760   PRINT "Critere d'evaluation total, Jt = Jt1+Jt2 =",Jt1+Jt2
3770   PRINT "Critere d'evaluation selon la sortie, Jt1 =",Jt1
3780   PRINT "Critere d'evaluation selon la commande (mu=1E-5), Jt2 =",Jt2
3790   PRINT "Critere d'evaluation selon la sortie pour 0.5 C de prcision, Jt3 =" ,Jt3
3800   PRINT "Critere d'evaluation selon la sortie pour 0.2 C de prcision, Jt4 =" ,Jt4
3810   PRINT "Critere d'evaluation selon la sortie pour 0.1 C de prcision, Jt5 =" ,Jt5
3820   PRINT "Le depassement est, D = ",MAX(Tres(*))-Tc
3830   PRINT "Temperature du reservoir a Tmax, Tres =",Tres(N)
3840   BEEP 100,.05                                !annonce la fin des calcules
3850   PAUSE
3860   X=X-1
3870   GOSUB Change_vecteur
3880   GOSUB Def_axe_x
3890   GOSUB Affiche_graph
3900   KEY LABELS ON
3910   RETURN
3920   !=====
3930   !
3940   ! SOUS-ROUTINE POUR LE CHANGEMENT DE VECTEUR
3950   !
3960   Change_vecteur:    !
3970   X=X+1
3980   IF X>=10 THEN X=1
3990   ON X GOSUB Tres,Tbassin,Tres_tbassin,P,Tres_vtr,Tbassin_vtb,Y1,Y2,Tgo

```

```

4000 ON KEY 2 LABEL Vecteur$ GOTO Continue
4010 Continue:RETURN
4020 !=====
4030 !
4040 ! SOUS-ROUTINE POUR IMPRIMER LE GRAPHIQUE
4050 ! AFFICHE SUR L'ECRAN
4060 !
4070 Imprime_graph: !
4080 KEY LABELS OFF
4090 DUMP GRAPHICS #26
4100 KEY LABELS ON
4110 RETURN
4120 !=====
4130 !
4140 ! IMPRESSION DES PARAMETRES SUR IMPRIMANTE
4150 !
4160 Imprime_para: !
4170 PRINTER IS 26
4180 IF NUM(Reponse_echelon$)=79 OR NUM(Reponse_echelon$)=111 THEN
4190 PRINT "REPONSE A UN ECHELON A L'ENTREE:"
4200 PRINT ""
4210 PRINT "Tci =" ; Tci ; "Celcius" , "Tc =" ; Tc ; "Celcius"
4220 PRINT ""
4230 ELSE
4240 PRINT "REPONSE A UN CHANGEMENT BRUSQUE DE LA TEMPERATURE"
4250 PRINT "DANS LE RESERVOIR ET DANS LE BASSIN"
4260 PRINT ""
4270 PRINT "Tbassin =" ; Tbassin(0) ; "Celcius" , "Tres =" ; Tres(0) ; "Celcius"
4280 PRINT ""
4290 END IF
4300 PRINT "LES GAINS SONT [ Kc Pm Kp Rpb Kbr Ktb Ktr ] :"
4310 PRINT "Kc =" ; Kc ; "V/V" , "Pm =" ; Pm ; "W" ; " Kp =" ; PROUND(Kp,-3) ; "rad/V"
4320 PRINT "Rpb =" ; Rpb ; "Celcius/W" , "Kbr =" ; Kbr ; "Celcius/Celcius"
4330 PRINT "Ktb =" ; Ktb ; "V/Celcius" , "Ktr =" ; Ktr ; " V/Celcius"
4340 PRINT ""
4350 PRINT "LES CONSTANTES DE TEMPS SONT [ Tau_pb Tau_br Td Tau_n Tau_v Tau_i T
au_tb Tau_tr ] :"
4360 PRINT "Tau_pb =" ; Tau_pb ; "s" , "Tau_br =" ; Tau_br ; "s" , "Td =" ; Td ; "s"
4370 PRINT "Tau_n =" ; Tau_n ; "s" , "Tau_v =" ; Tau_v ; "s" , "Tau_i =" ; PROUND(Tau_i,-3)
;"s"
4380 PRINT "Tau_tb =" ; Tau_tb ; "s" , "Tau_tr =" ; Tau_tr ; "s"
4390 PRINT ""
4400 PRINT "LES VALEURS SONT [ Agto Ggto Fgto Tga Tci Tc ] :"
4410 PRINT "Tgo = Agto + Ggto*sin(2piFgto*t) Celcius"
4420 PRINT "Agto =" ; Agto ; "Celcius" , "Ggto =" ; Ggto ; "Celcius" , "Fgto =" ; PROUND(Fgto
,-4) ; "Hz"
4430 PRINT "Tga =" ; Tga ; "Celcius" , "Tci =" ; Tci ; "Celcius" , "Tc =" ; Tc ; "Celcius"
4440 PRINT ""
4450 PRINT "Dt =" ; Dt ; "s" , "Tmax =" ; Tmax ; "s" , "Tmax/Dt =" ; Tmax/Dt
4460 PRINT "Duree approximatif des calcules :" ; Tmax*.12/Dt ; "s"
4470 PRINT ""
4480 PRINTER IS 1
4490 RETURN
4500 !=====
4510 !
4520 ! SOUS-ROUTINE POUR AFFICHAGE DU (DES) VECTEUR(S)
4530 ! AFFICHER SUR LA CASE CORRESPONDANT A LA TOUCHE F2
4540 !
4550 Affiche_graph: !
4560 IF Courbe=1 THEN

```

```
4570      GOSUB Def_axe_1
4580      GOSUB Courbe_1
4590  ELSE
4600      GOSUB Def_axe_2
4610      GOSUB Courbe_2
4620  END IF
4630  RETURN
4640  !=====
4650  !
4660  ! CHANGEMENT DES ECHELLES SUR LES AXES X ET Y
4670  !
4680 Change_ecchelle:    !
4690  KEY LABELS OFF
4700  INPUT "Minimum axe X: ",Xmin
4710  INPUT "Maximum axe X: ",Xmax
4720  INPUT "Minimum axe Y: ",Ymin
4730  INPUT "Maximun axe Y: ",Ymax
4740  IF Courbe=1 THEN
4750      GOSUB Courbe_1
4760  ELSE
4770      GOSUB Courbe_2
4780  END IF
4790  KEY LABELS ON
4800  RETURN
4810  !=====
4820  !
4830  ! SOUS-ROUTINES POUR AFFICHAGE SUR GRAPHIQUE
4840  ! POUR UN SEUL VECTEUR
4850  !
4860 Def_axe_1:  !
4870  Xmax=MAX(Axe_x1(*))
4880  Xmin=MIN(Axe_x1(*))
4890  Ymax=INT(MAX(Axe_y1(*))+1)
4900  Ymin=INT(MIN(Axe_y1(*)))
4910  RETURN
4920  !=====
4930  !
4940  !
4950 Courbe_1:    !
4960  CLEAR SCREEN
4970  GINIT
4980  GRAPHICS ON
4990  VIEWPORT 20,120,30,95
5000  FRAME
5010  WINDOW Xmin,Xmax,Ymin,Ymax
5020  LINE TYPE 3
5030  GRID (Xmax-Xmin)/5,(Ymax-Ymin)/5,Xmin,Ymin
5040  LINE TYPE 1
5050  FOR N=0 TO Tmax/Dt
5060      PLOT Axe_x1(N),Axe_y1(N)
5070  NEXT N
5080  GOSUB Axes_graphiques
5090  RETURN
5100  !=====
5110  !
5120  ! SOUS-ROUTINES POUR AFFICHAGE SUR GRAPHIQUE
5130  ! POUR DEUX VECTEURS
5140  !
5150 Def_axe_2:  !
5160  X1max=MAX(Axe_x1(*))
```

```

5170 X1min=MIN(Axe_x1(*))
5180 Y1max=INT(MAX(Axe_y1(*))+1)
5190 Y1min=INT(MIN(Axe_y1(*)))
5200 X2max=MAX(Axe_x2(*))
5210 X2min=MIN(Axe_x2(*))
5220 Y2max=INT(MAX(Axe_y2(*))+1)
5230 Y2min=INT(MIN(Axe_y2(*)))
5240 Xmax=MAX(X1max,X2max)
5250 Xmin=MIN(X1min,X2min)
5260 Ymax=MAX(Y1max,Y2max)
5270 Ymin=MIN(Y1min,Y2min)
5280 RETURN
5290 !=====
5300 !
5310 !
5320 Courbe_2:      !
5330 CLEAR SCREEN
5340 GINIT
5350 GRAPHICS ON
5360 VIEWPORT 20,120,30,95
5370 FRAME
5380 WINDOW Xmin,Xmax,Ymin,Ymax
5390 LINE TYPE 3
5400 GRID (Xmax-Xmin)/5,(Ymax-Ymin)/5,Xmin,Ymin
5410 LINE TYPE 1
5420 FOR N=0 TO Tmax/Dt
5430   PLOT Axe_x1(N),Axe_y1(N)           !tracage de la courbe 1
5440 NEXT N
5450 LINE TYPE 4
5460 MOVE Axe_x2(0),Axe_y2(0)
5470 FOR N=0 TO Tmax/Dt
5480   PLOT Axe_x2(N),Axe_y2(N)           !tracage de la courbe 2
5490 NEXT N
5500 GOSUB Axes_graphiques
5510 RETURN
5520 !=====
5530 !
5540 ! SOUS-ROUTINE POUR L'AFFICHAGE DES AXES X ET Y
5550 ! AINSI QUE POUR LE TITRE DES AXES
5560 !
5570 Axes_graphiques:      !
5580 !
5590 ! echelle sur l'axes des x
5600 !
5610 LINE TYPE 1
5620 DEG
5630 LDIR 0
5640 LORG 6
5650 CLIP OFF
5660 CSIZE 3.5
5670 FOR Axe_x=Xmin TO Xmax STEP (Xmax-Xmin)/5
5680   MOVE Axe_x,Ymin
5690   LABEL Axe_x
5700 NEXT Axe_x
5710 !
5720 ! echelle sur l'axe des y
5730 !
5740 LORG 8
5750 FOR Axe_y=Ymin TO Ymax+(Ymax-Ymin)/10 STEP (Ymax-Ymin)/5
5760   MOVE Xmin,Axe_y

```

```

5770      LABEL Axe_y
5780      NEXT Axe_y
5790      !
5800      ! Changement de l'aire du graphique
5810      !
5820      VIEWPORT 1,100*RATIO,1,100
5830      WINDOW 1,100*RATIO,1,100
5840      !
5850      ! titre des axes
5860      !
5870      MOVE 65,100
5880      LDIR 0
5890      LORG 6
5900      CSIZE 3.5
5910      LABEL Titre$
5920      MOVE 65,20
5930      LDIR 0
5940      LORG 5
5950      CSIZE 4
5960      LABEL Titre_axe_x$
5970      LORG 5
5980      LDIR 90
5990      MOVE 3,60
6000      LABEL Titre_axe_y$
6010      RETURN
6020      =====
6030      !
6040      ! SOUS-ROUTINE POUR LA DEFINITION DES VECTEURS
6050      ! POUVANT ETRE MIS SUR GRAPHIQUE
6060      !
6070      Def_axe_x: !                               !definition de l'axe des x
6080      MAT Axe_x1= T(0:Tmax/Dt)
6090      MAT Axe_x2= T(0:Tmax/Dt)
6100      Titre_axe_x$="temps [secondes]"
6110      RETURN
6120      Tres: !
6130      Vecteur$="Tres"
6140      MAT Axe_y1= Tres(0:Tmax/Dt)           !courbe de Tres
6150      Titre_axe_y$="Temperature [C]"
6160      Titre$="TEMPERATURE DANS LE RESERVOIR"
6170      Courbe=1
6180      RETURN
6190      Tbassin: !
6200      Vecteur$="Tbassin"
6210      MAT Axe_y1= Tbassin(0:Tmax/Dt)       !courbe de Tbassin
6220      Titre$="TEMPERATURE DANS LE BASSIN"
6230      Courbe=1
6240      RETURN
6250      Tres_tbassin: !
6260      Vecteur$="Tres et Tbassin"
6270      MAT Axe_y1= Tres(0:Tmax/Dt)          !courbes de Tres et Tbassin
6280      MAT Axe_y2= Tbassin(0:Tmax/Dt)
6290      Titre_axe_y$="Temperature [C]"
6300      Titre$="TEMPERATURE DANS LE RESERVOIR ET BASSIN"
6310      Courbe=2
6320      RETURN
6330      P: !
6340      Vecteur$="P"
6350      MAT Axe_y1= P(0:Tmax/Dt)           !courbe de P
6360      Titre_axe_y$="puissance [watt]"

```

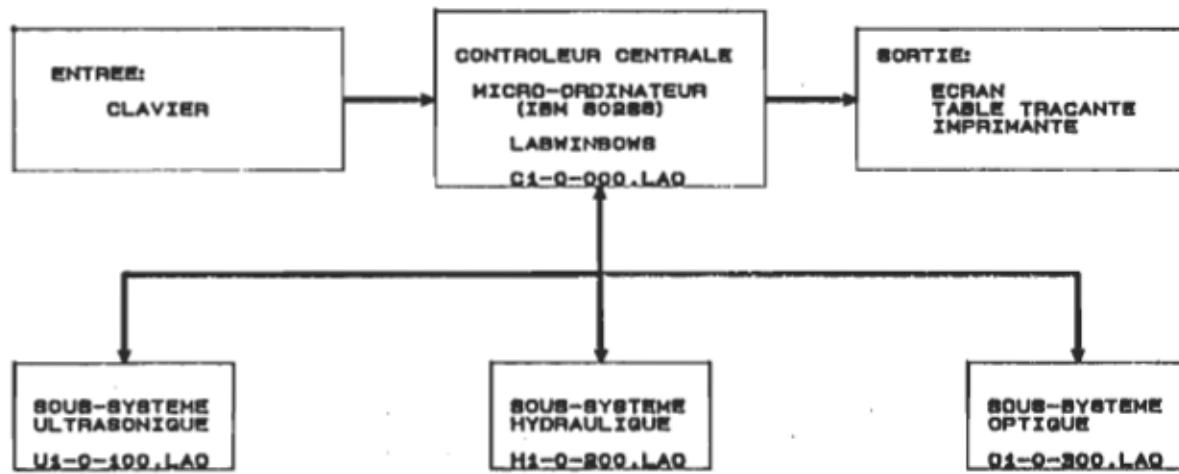
```

6370 Titre$="PUISANCE, P"
6380 Courbe=1
6390 RETURN
6400 Tres_vtr: !
6410 Vecteur$="Tres et Vtr"
6420 MAT Axe_y1= Tres(0:Tmax/Dt)           !courbes de Tres et vtr
6430 MAT Axe_y2= Vtr(0:Tmax/Dt)
6440 MAT Axe_y2= Axe_y2/(Ktr)
6450 Titre_axe_y$="Temperature [C]"
6460 Titre$="TEMPERATURE REELLE Tres ET MESUREE Vtr"
6470 Courbe=2
6480 RETURN
6490 Tbassin_vtb: !
6500 Vecteur$="Tbassin Vtb"
6510 MAT Axe_y1= Tbassin(0:Tmax/Dt)         !courbes de Tbassin et Vtb
6520 MAT Axe_y2= Vtb(0:Tmax/Dt)
6530 MAT Axe_y2= Axe_y2/(Ktb)
6540 Titre_axe_y$="Temperature [C]"
6550 Titre$="TEMPERATURE REELLE Tbassin ET MESUREE Vtb"
6560 Courbe=2
6570 RETURN
6580 Y1: !
6590 Vecteur$="y1"
6600 MAT Axe_y1= Y1(0:Tmax/Dt)             !courbe de Y1
6610 Titre_axe_y$="Variable y1"
6620 Titre$="VARIABLE y1"
6630 Courbe=1
6640 RETURN
6650 Y2: !
6660 Vecteur$="y2"
6670 MAT Axe_y1= Y2(0:Tmax/Dt)             !courbe de Y2
6680 Titre_axe_y$="Variable y2"
6690 Titre$="VARIABLE y2"
6700 Courbe=1
6710 RETURN
6720 Tgo: !
6730 Vecteur$="Tgo"
6740 MAT Axe_y1= Tgo(0:Tmax/Dt)            !courbe de Tgo
6750 Titre_axe_y$="Tgo [degre C]"
6760 Titre$="Perturbation Tgo"
6770 Courbe=1
6780 RETURN
6790 END
6800 =====
6810 !
6820 ! DEFINITION DE LA FONCTION FNP(Vp,Kp)
6830 !
6840 DEF FNP(Vp,Kp)
6850   P=Kp*Vp
6860   RETURN P
6870 FNEND

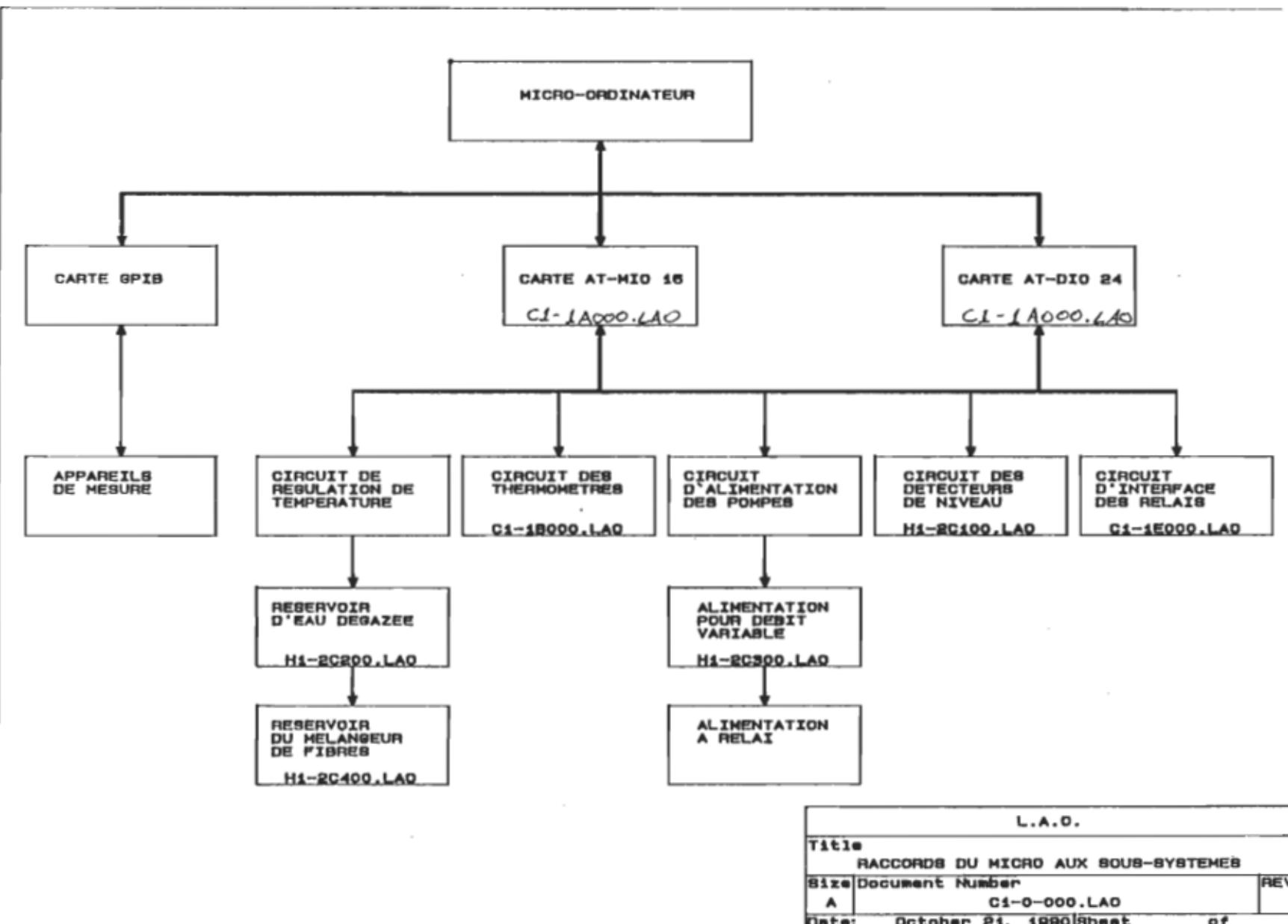
```

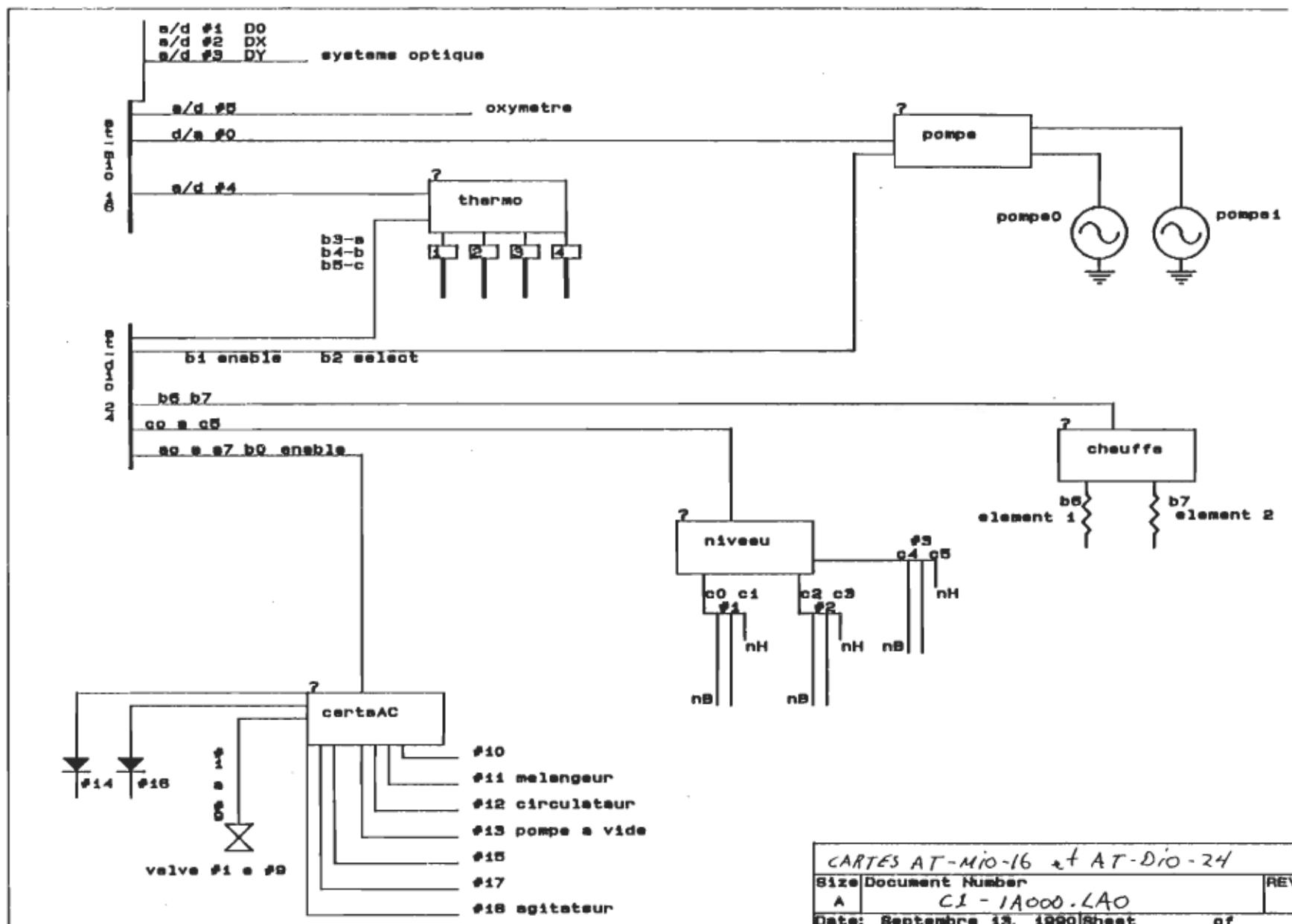
ANNEXE E

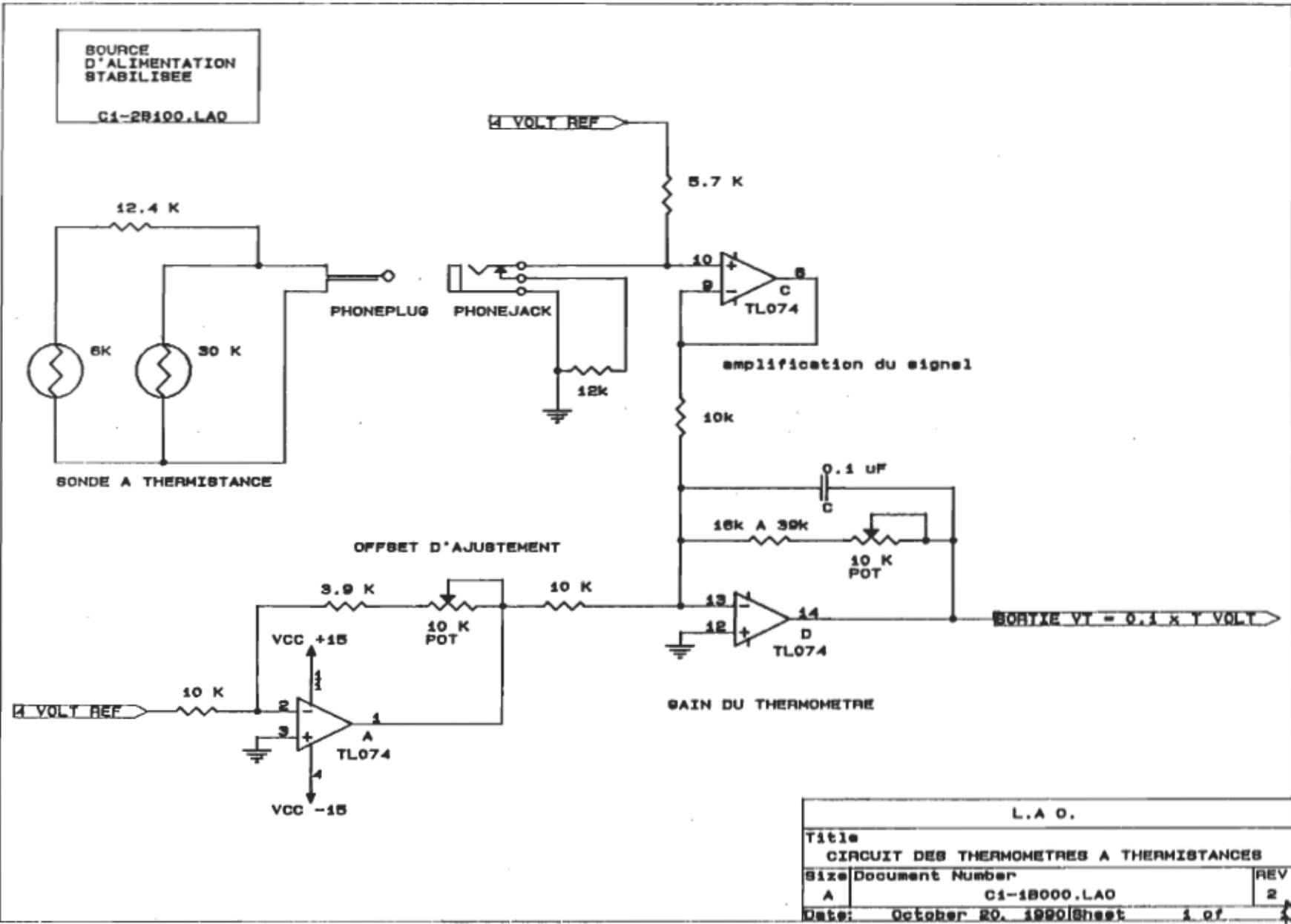
Circuits de liaison des sous-systèmes au contrôleur centrale
(micro-ordinateur)

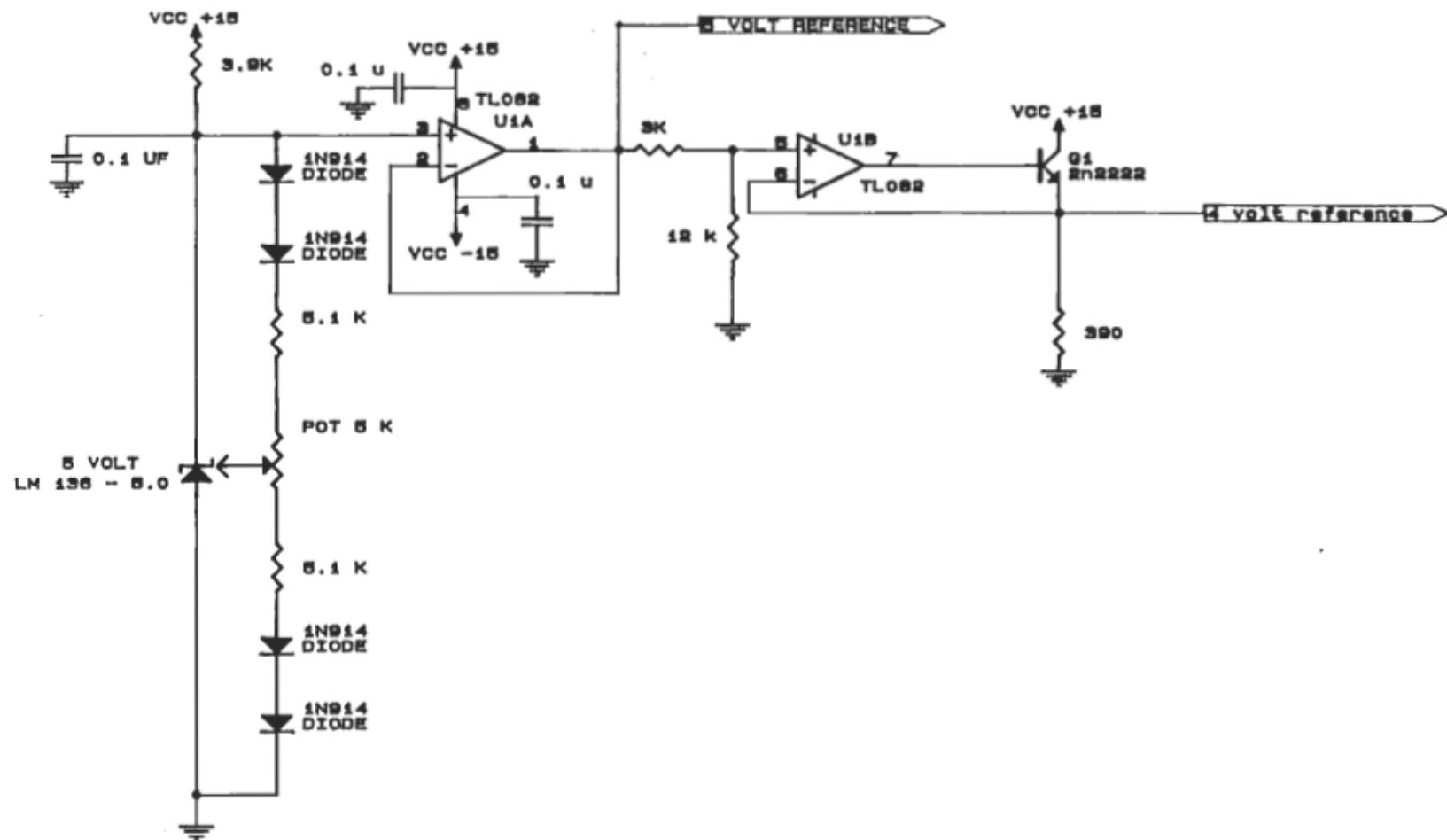


L.A.O.		
Title AUTOMATISATION DU PROCEDE ACOUSTO-OPTIQUE		
Size A	Document Number CONTROLE.LAO	REV
Date: October 21, 1990	Sheet 1 of	

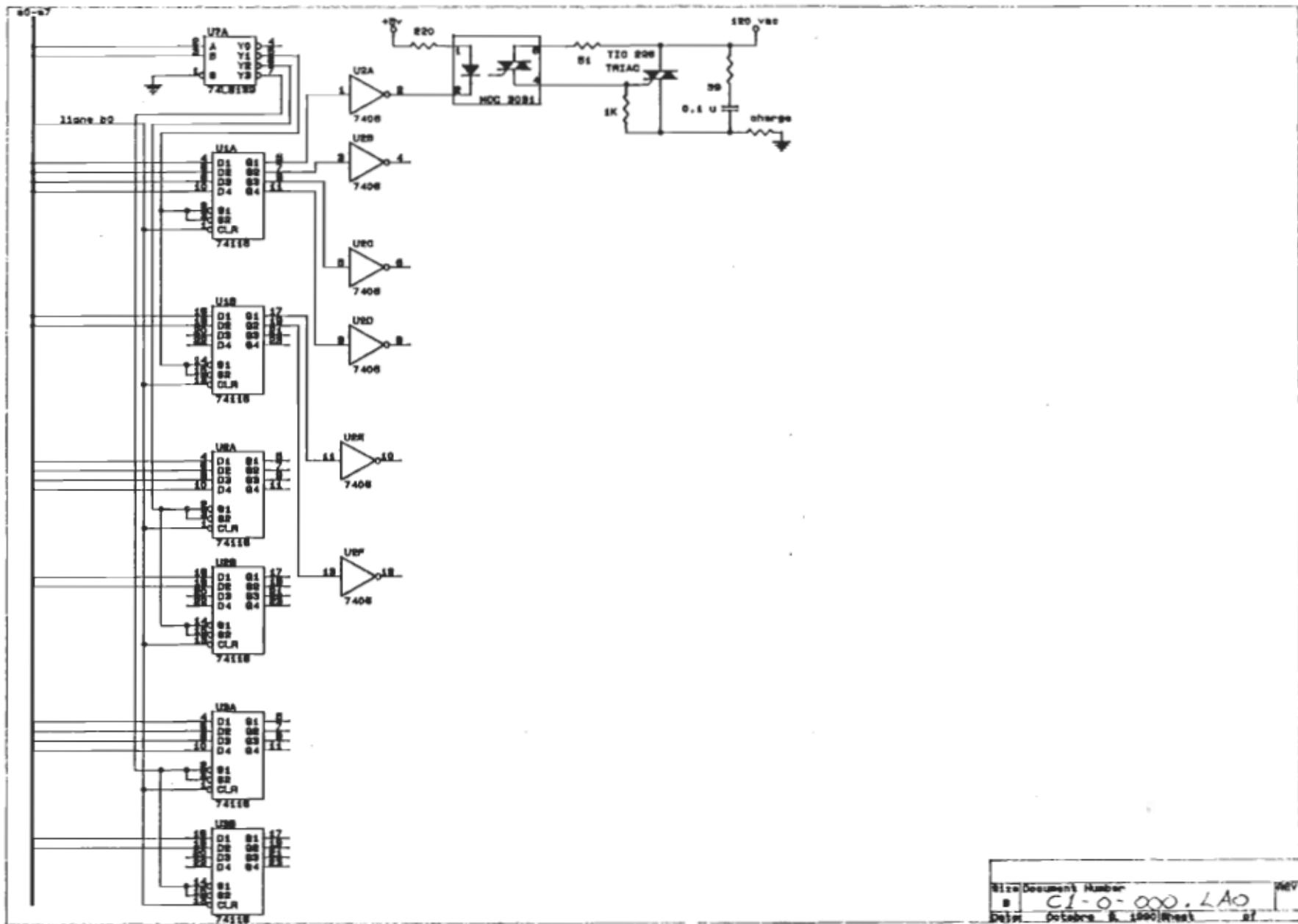




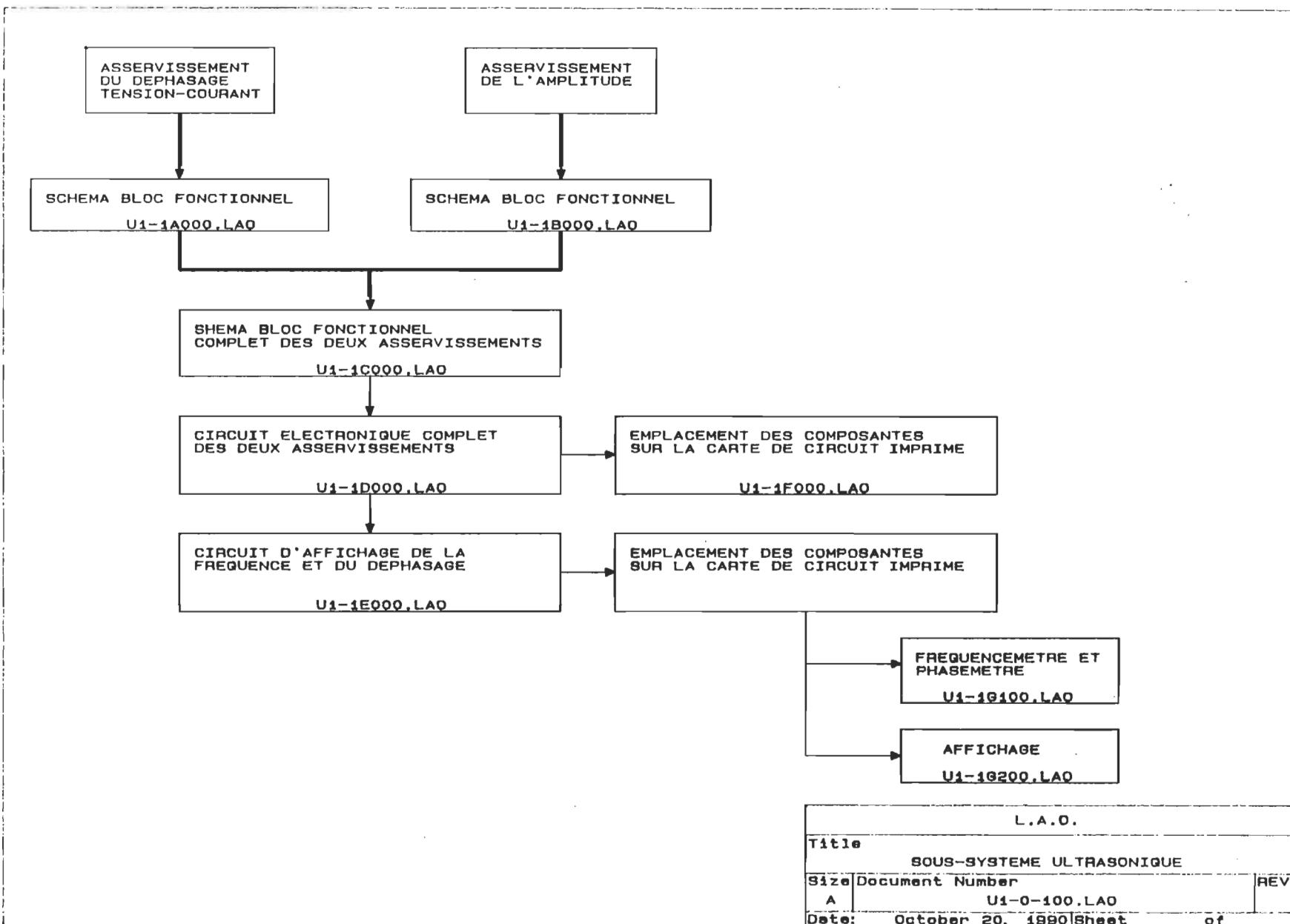


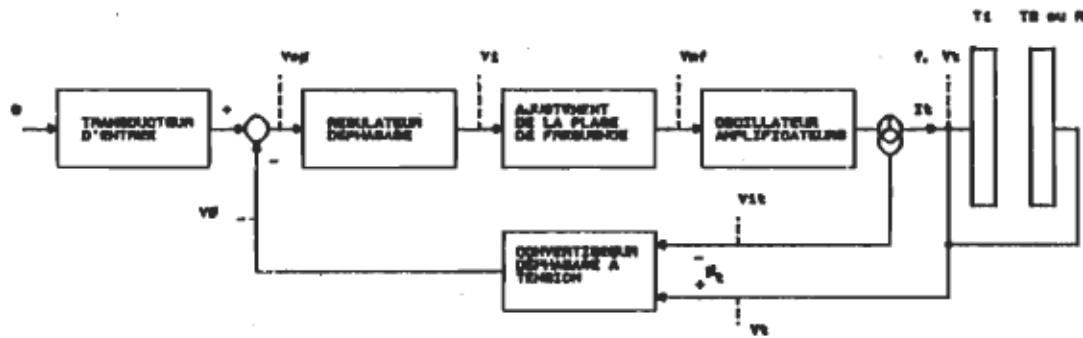


Size	Document Number	REV
A	C1-2B100-LAO	
	Date: October 8, 1990 Sheet 1 of 1	

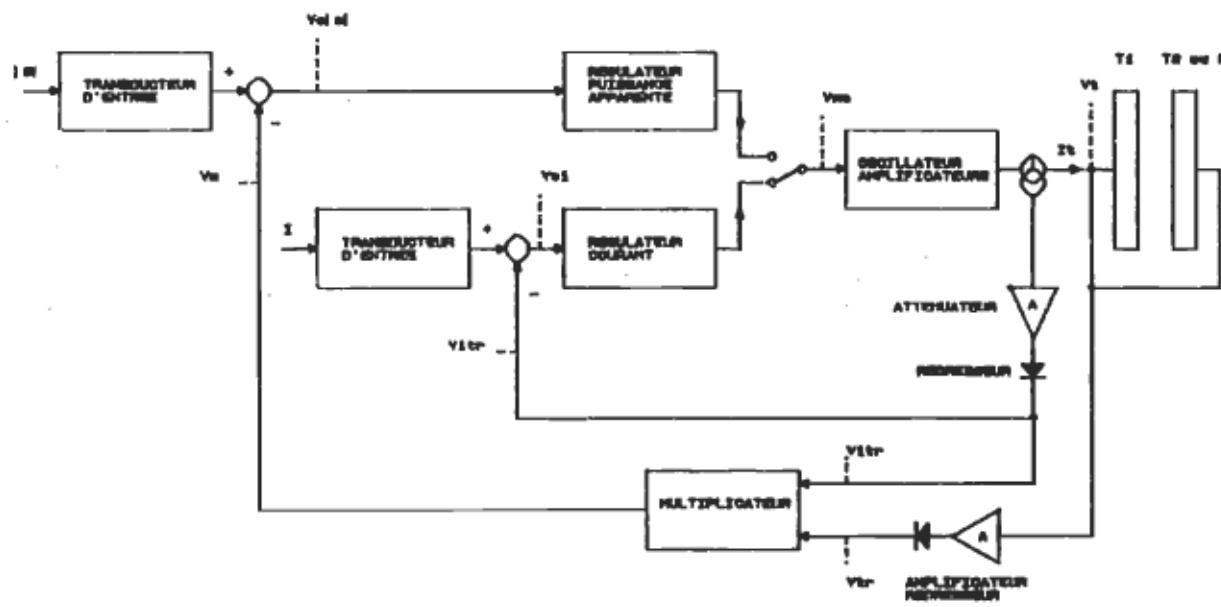


Rev
Document Number
C1-0-000-LAO
Date October 8, 1990 Sheet 81

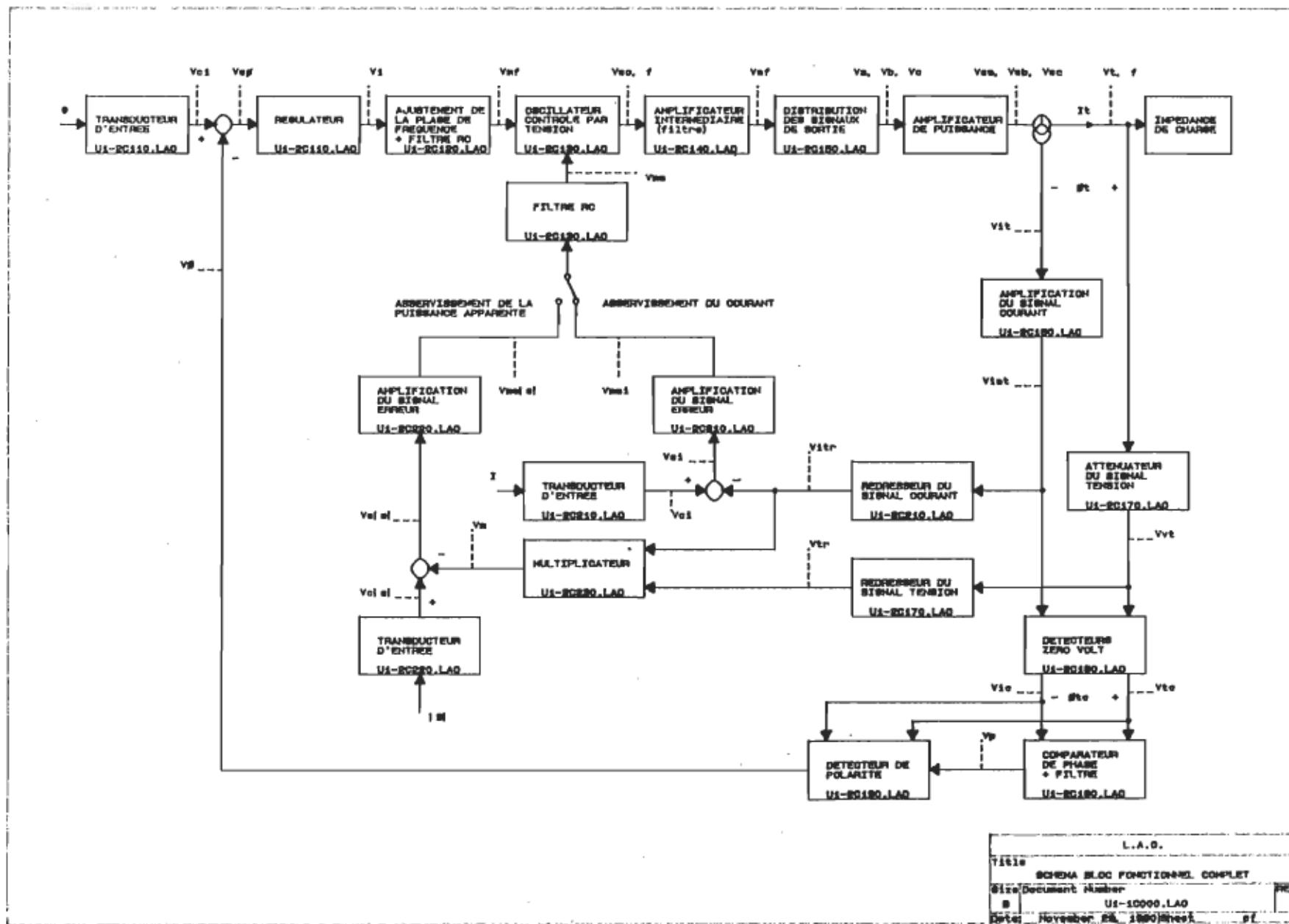


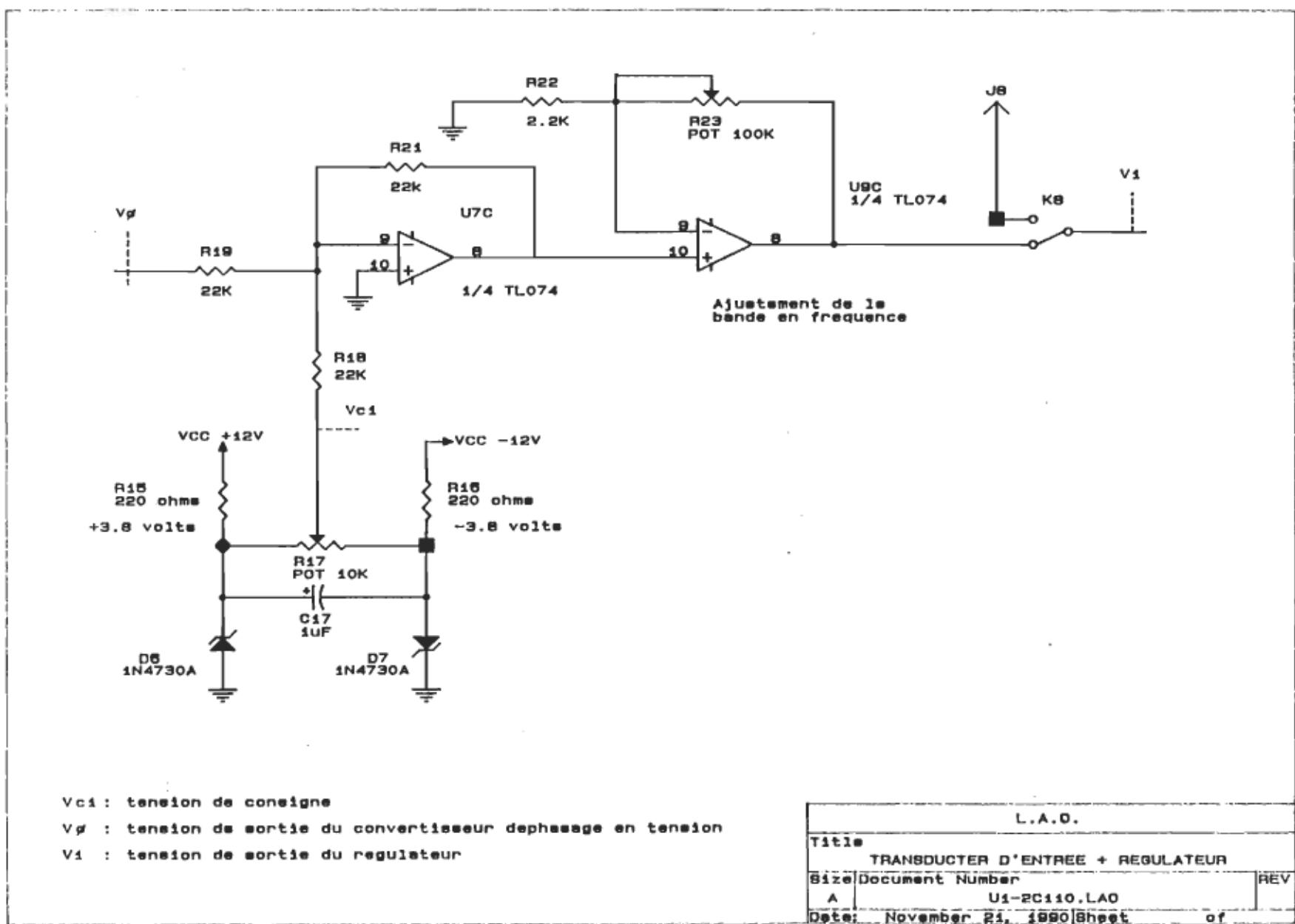


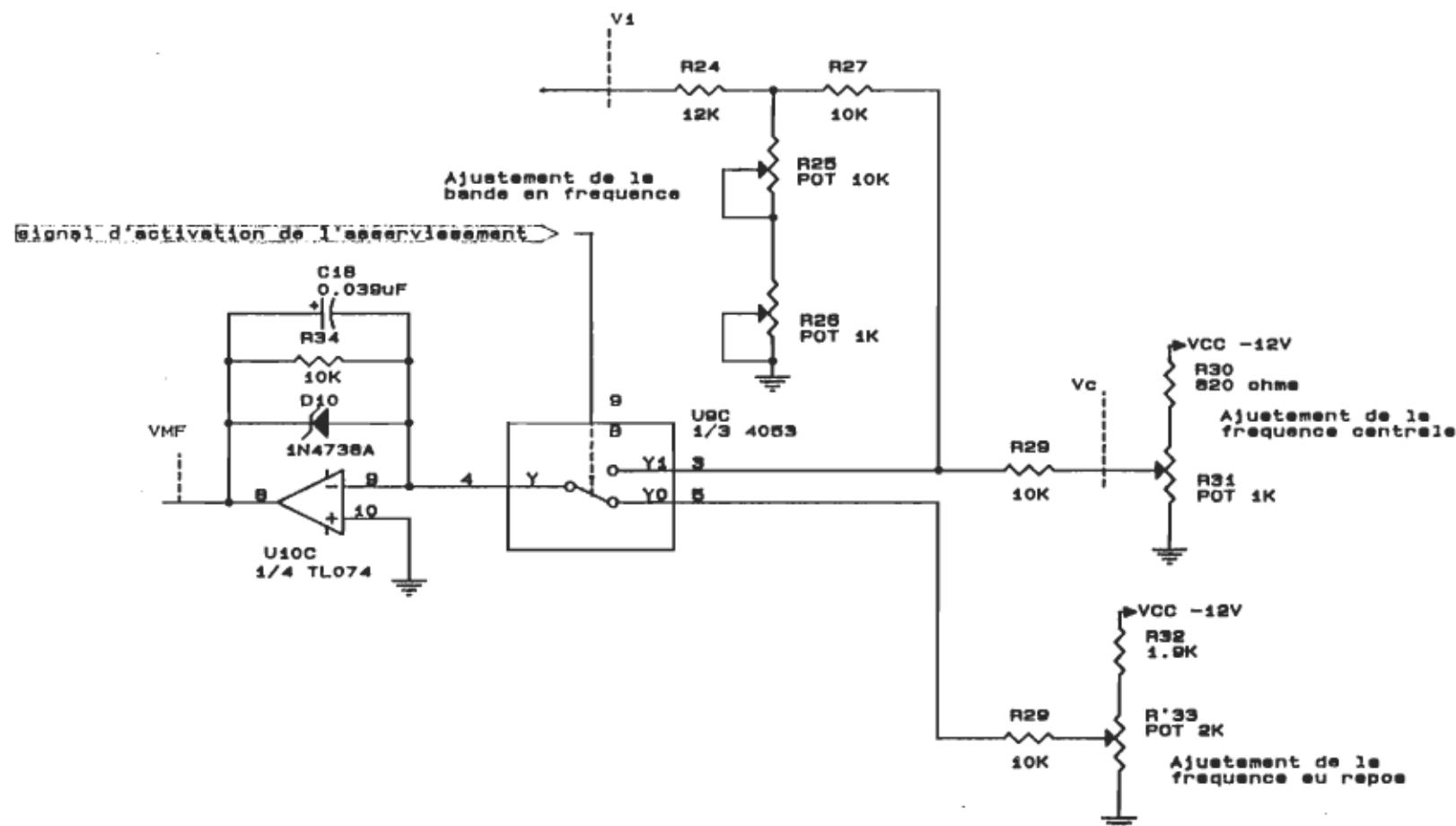
L.A.S.	
Title	BOSMA BLOC POSITIONNEUR
Serial Document Number	7007
Date	01/01/1980
Date Rev.	01/01/1980



L.A.G.	
SCHMID BLOOD FLOW METER	
Instrument Number: 01-18000-LAD	
DATE:	October 10, 1984





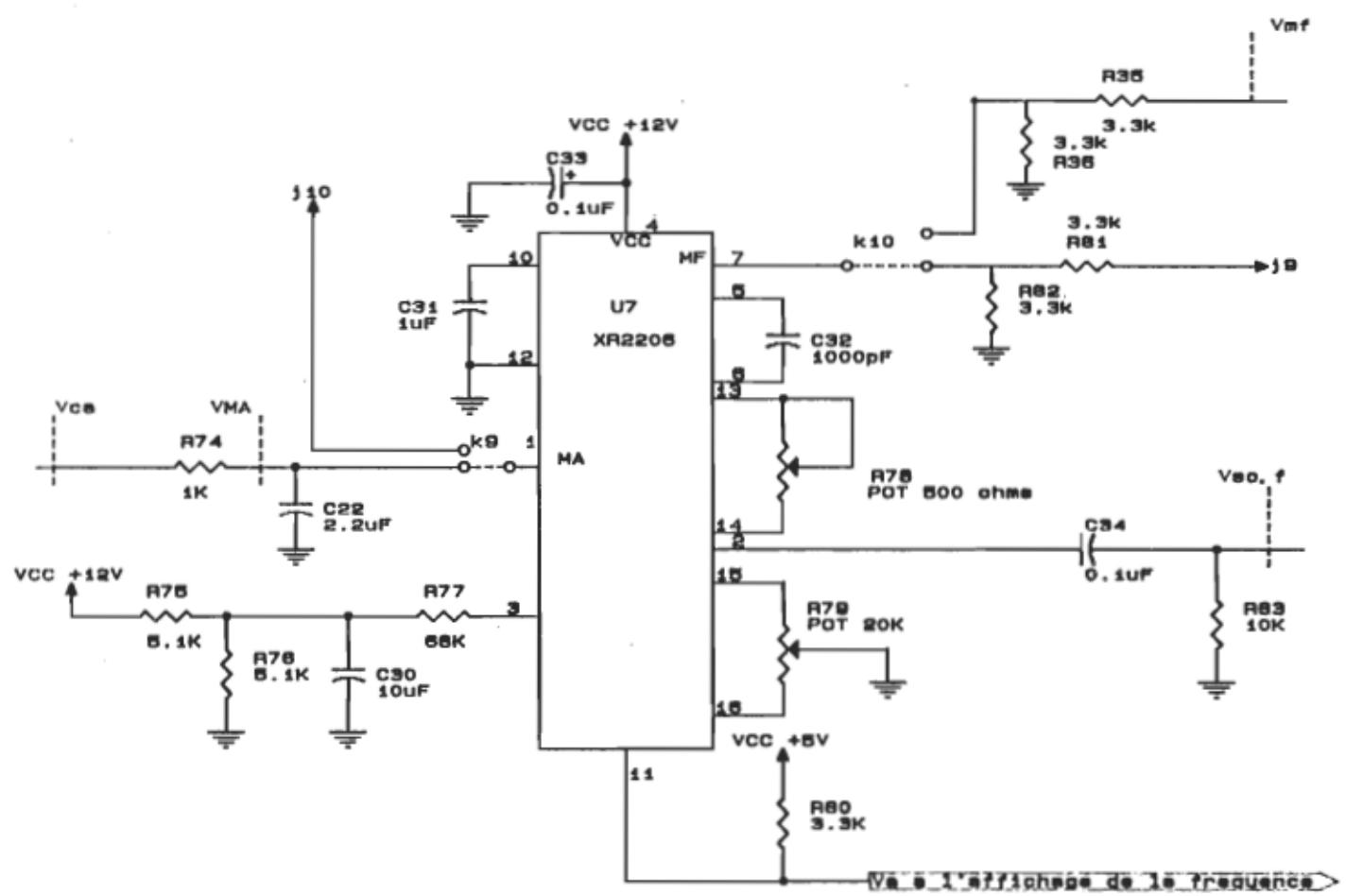


Vi : tension d'entrée du limiteur de tension

V_c : tension d'ajustement de la fréquence centrale

VMF : tension de sortie du limiteur de tension

L.A.O.		
Title		
AJUSTEMENT DE LA PLAGE DE FREUQENCE		
Size	Document Number	REV
A	U1-2C120.LAO	
Date:	November 21, 1980	Sheet
		of



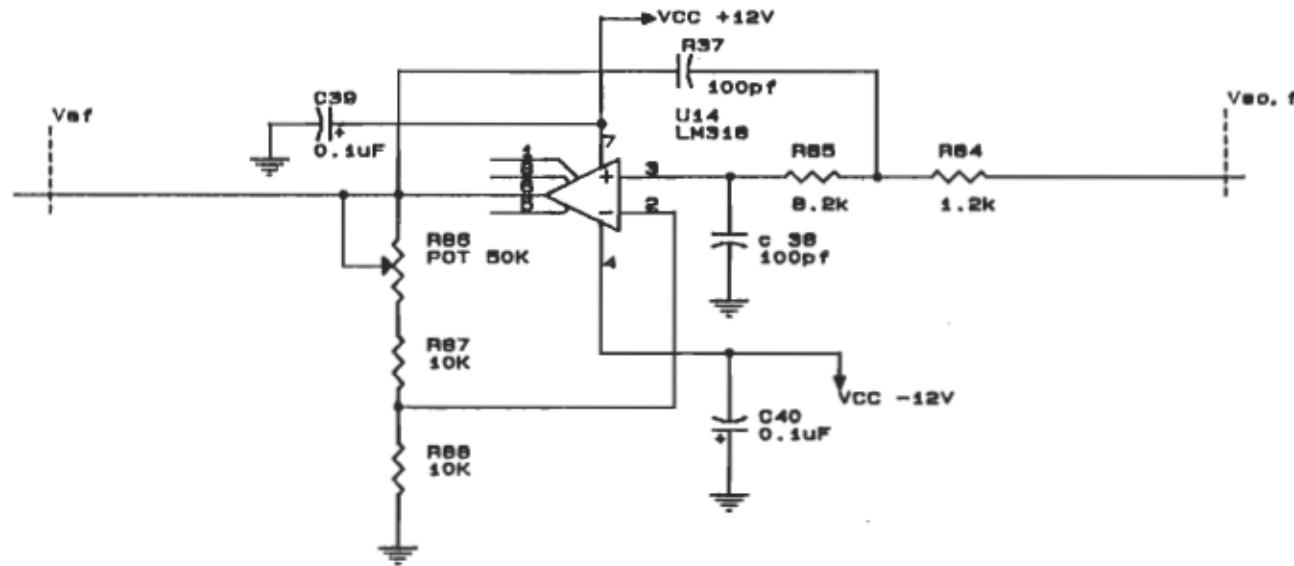
VMA : tension d'entrée de la modulation en amplitude

VMF : tension d'entrée de la modulation en fréquence

f : fréquence de sortie du XR2206

VCO : amplitude de la tension de sortie du XR2206

L.A.O.	
Title	
OSCILLATEUR CONTROLE PAR TENSION	
Size	Document Number
A	U1-2C130.LAO
Date:	November 21, 1990 Sheet
	REV



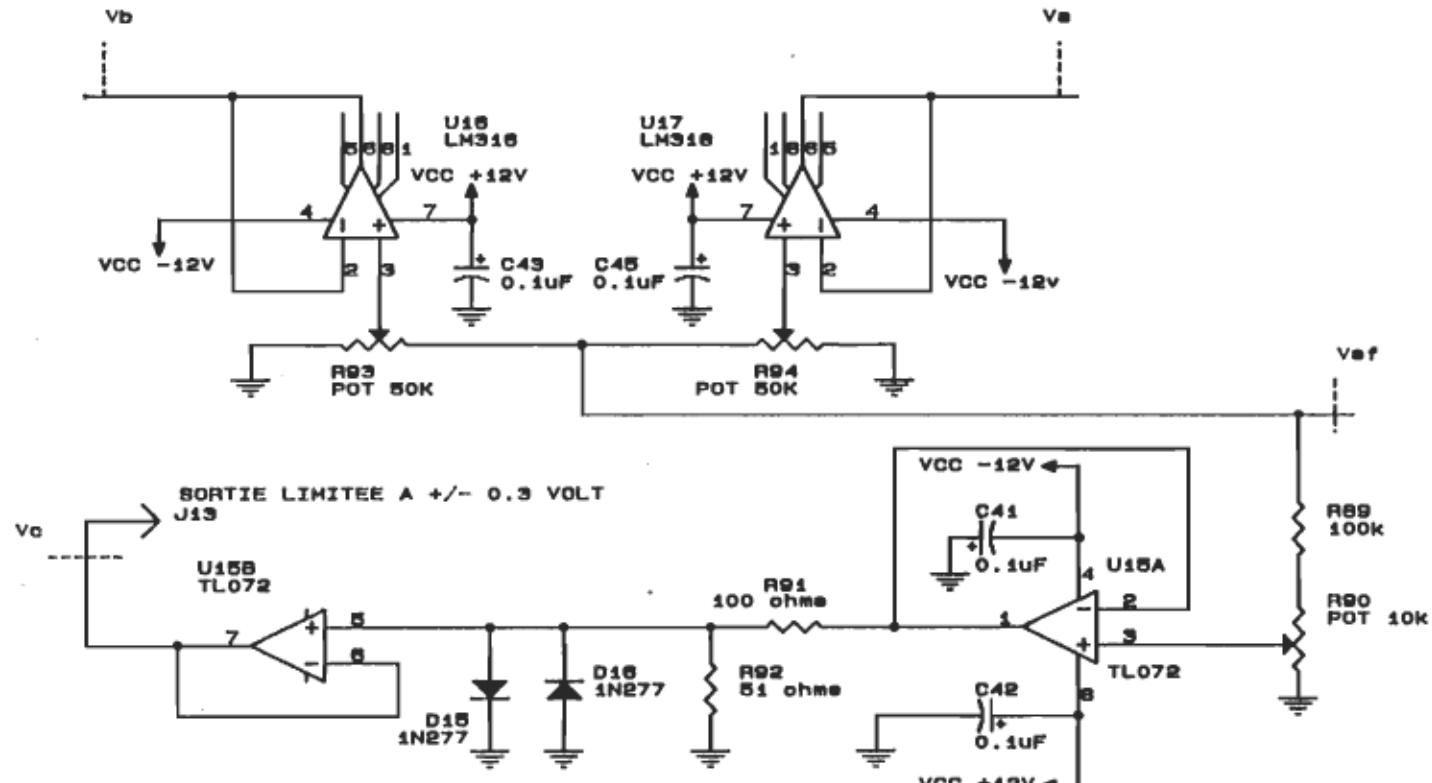
Vaf : sortie de l'amplificateur intermédiaire
(peut devenir un filtre actif du 2^e ordre si nécessaire)

Vao : signal venant de l'oscillateur XR2206

f : fréquence de sortie du XR2206

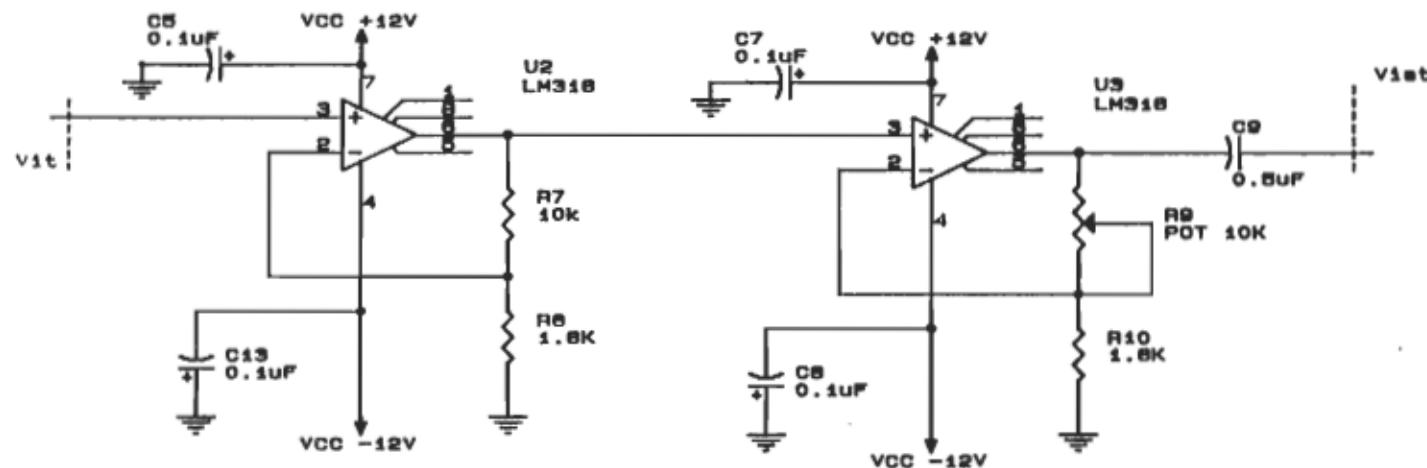
L.A.O.

Title		AMPLIFICATEUR INTERMEDIAIRE + (FILTRE)	
Size	Document Number	REV	
A	U1-20140.LAO		
Date: November 21, 1990		Sheet	of



vaf : signal de la sortie de l'amplificateur
 Va : sortie A +/- 9 volt maximum
 Vb : sortie B +/- 9 volt maximum
 Vc : sortie C +/- 0.3 volt maximum

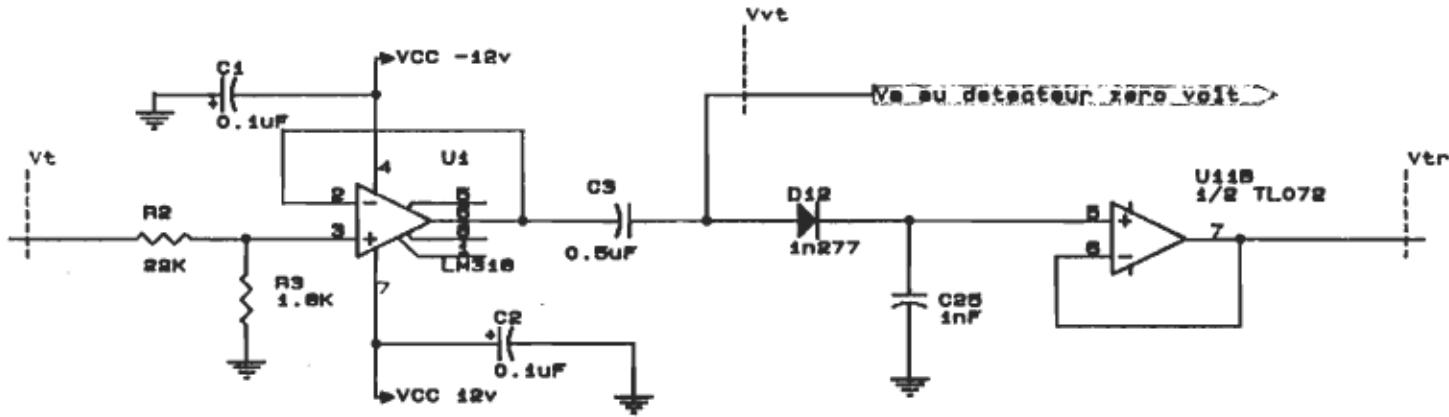
DISTRIBUTION DES SIGNAUX DE SORTIE	
Size	Document Number
A	U1 - 2C15-0.1A0
REV	
Date: November 20, 1990 Sheet of	



Vit : entrée du signal courant après conversion
du courant en tension

Vist : sortie du signal courant après amplification

L.A.O.	
Title	
AMPLIFICATEUR DU SIGNAL COURANT	
Size	Document Number
A	U1-2C180.LAO
Date:	November 21, 1996
Sheet of	

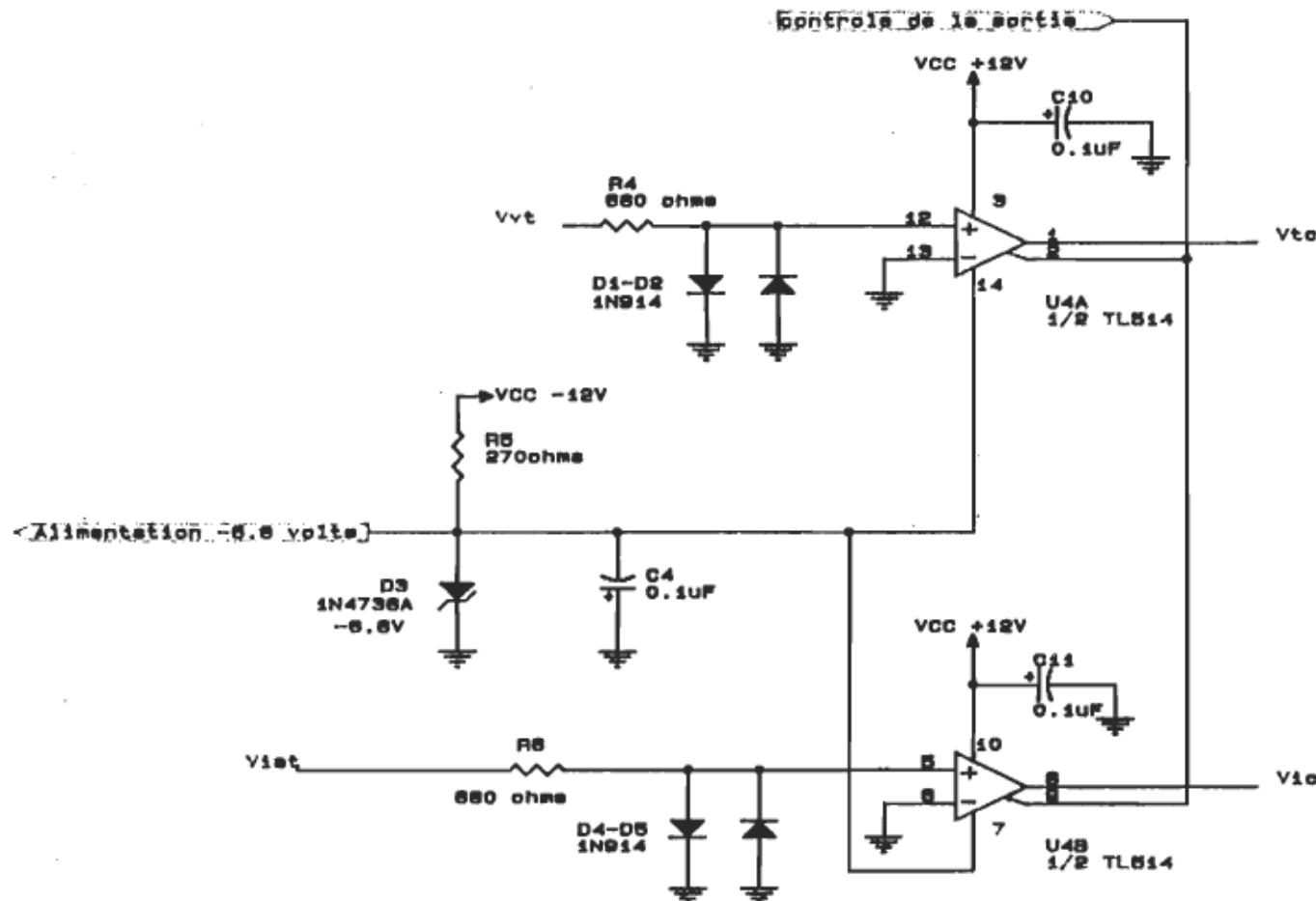


Vt : tension à la charge (transducteur)

Vvt : tension de sortie de l'atténuateur du signal tension

Vtr : tension continue proportionnelle à l'amplitude
crête de la tension Vt

L.A.O.	
Title	
ATTÉNUATEUR ET REDRESSEUR DU SIGNAL TENSION	
Size	Document Number
A	U1-20170.LAD
Date:	November 84, 1980
Sheet of	



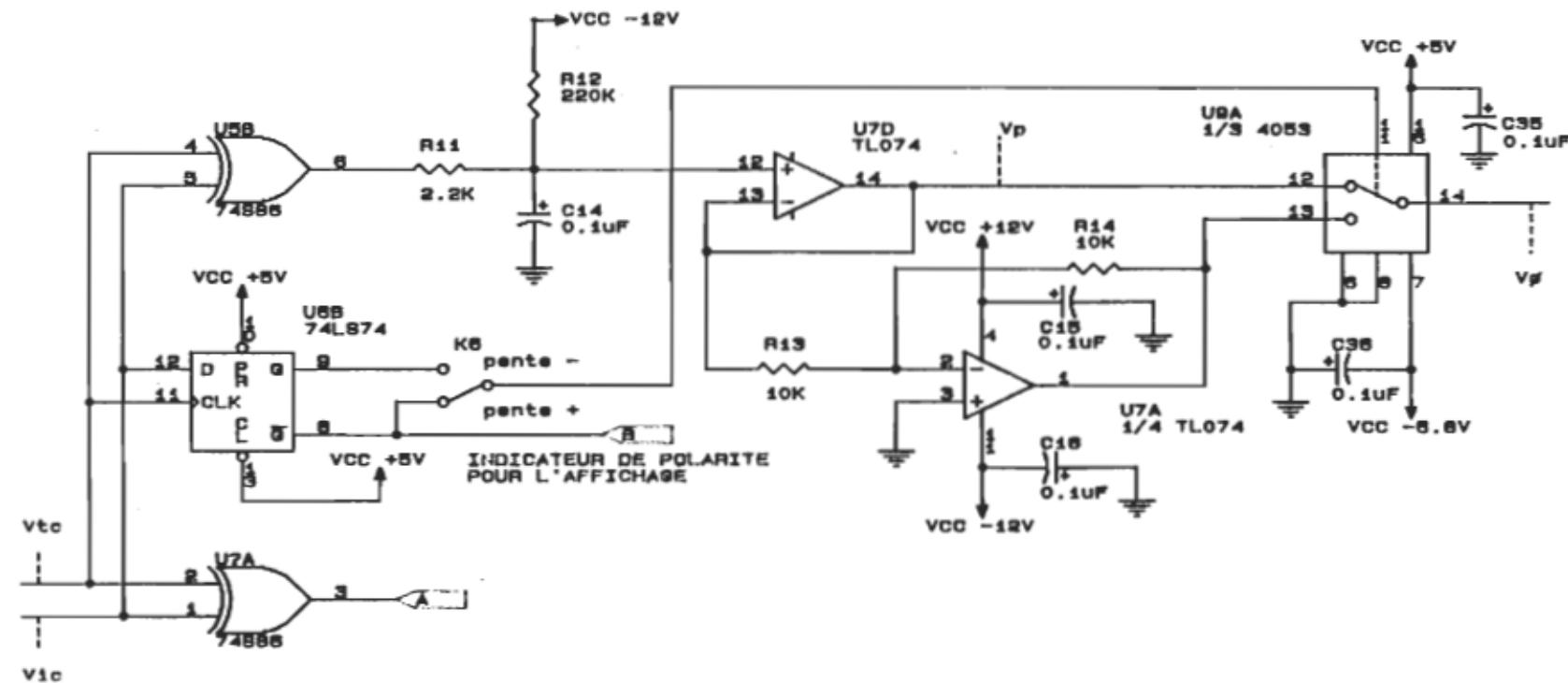
Vvt : onde sinusoïdale de tension

Vist: onde sinusoïdale amplifiée du signal courant

Vtc : onde carré du signal tension

Vio : onde carré du signal courant

L.A.O.	
Title DETECTEURS ZERO VOLT	
Size Document Number	
A	U1-2C180.LAO
Date: November 21, 1990/Sheet 01	
REV	



Vtc : onde carré du signal tension

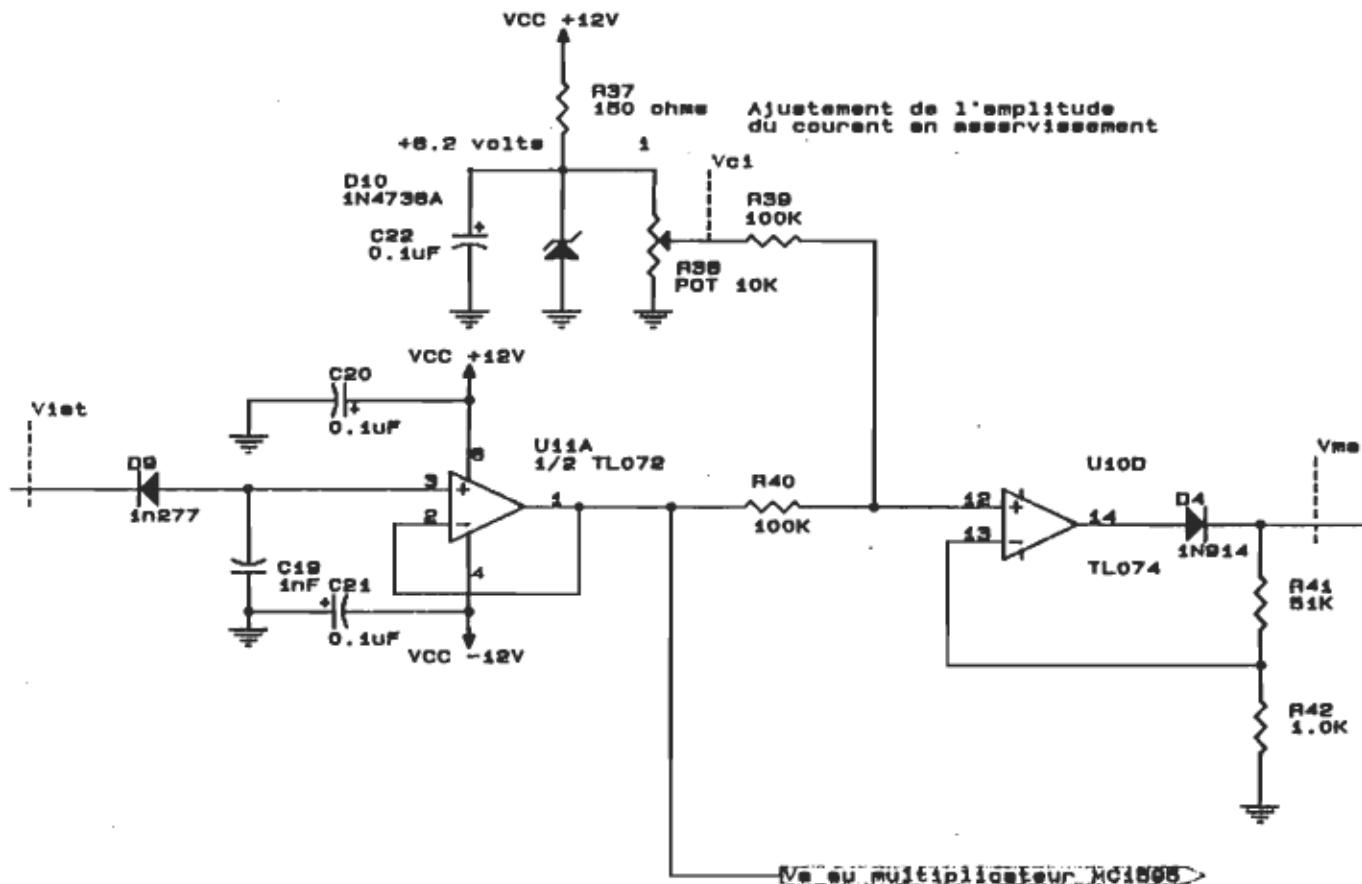
Vic : onde carré du signal courant

Vphi: tension inversement proportionnelle au déphasage

Vp : tension de sortie du filtre du convertisseur de phase

L.A.O.

Title		DETECTEUR DE PHASE ET DE POLARITE	
Size	Document Number	REV	
A	U1-2C190.LAO		
Date	November 21, 1990	Sheet	of



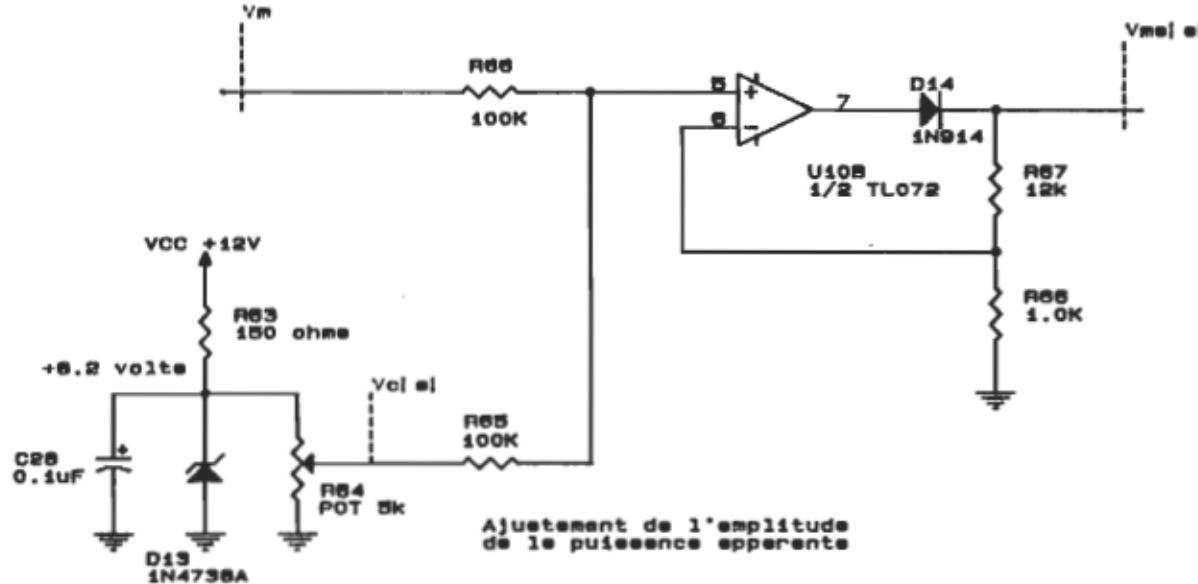
Vci : signal de référence de l'amplitude du courant

Vint : signal courant après amplification

Vmai : tension de modulation en amplitude avant le filtre

L.A.O.

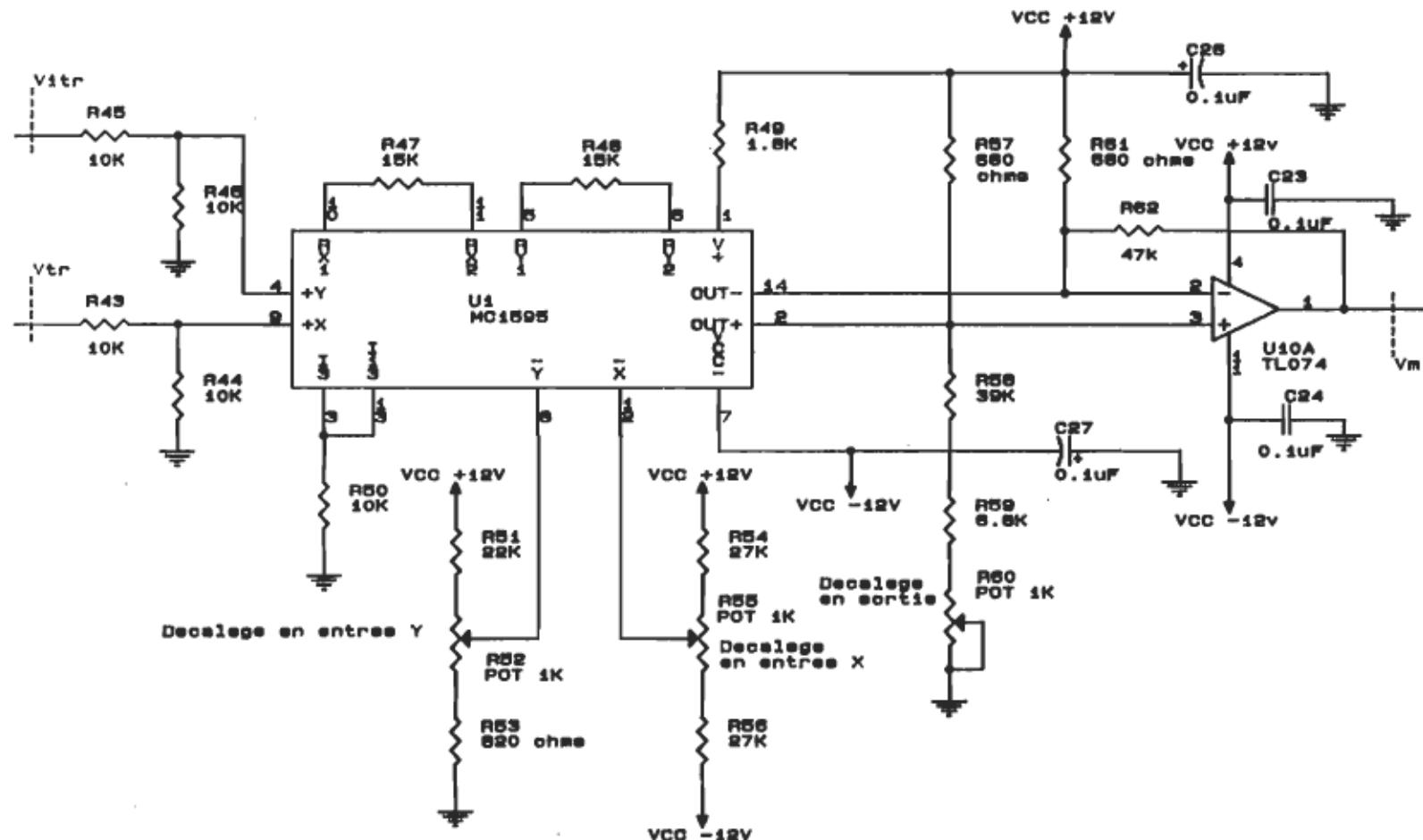
Title		REDRESSEUR + COMPARATEUR + AMPLIFICATEUR	
Size		Document Number	REV
A		U1-2C210.LAO	
Date:		November 21, 1990	Sheet



$V_{ref\ si}$: signal de référence de la puissance apperente
 V_m : signal de sortie du multiplicateur 4 cadres
 $V_{m\ si}$: tension de modulation en amplitude avant le filtre

L.A.O.	
Title	
COMPARATEUR + REGULATEUR PROPORTIONNEL	
Size	Document Number
A	U1-2CR20.LAO
Date: November 21, 1990 Sheet of 1	

REV



Vtr : tension d'alimentation primaire

Vitr : tension de sortie du conditionneur de signal

VM : tension de sortie du multiplicateur 4 cadres

L.A.O.	
Title	
MULTIPLICATEUR 4 CADRANS	
Size	Document Number
A	U1-2C230.LAO
Date:	November 21, 1990 Sheet
	REV

SYSTE^ME HYDRAULIQUE V1.X

COMPRENANT PRINCIPALEMENT:
RESONATEUR V2.X
RESERVOIR EAU DEGAZEE
CIRCULATION
RINCAGE PAR LE BAS
ETC

V1.0

H1-1A100.LAO

SYSTE^ME HYDRAULIQUE V2.X

COMPRENANT PRINCIPALEMENT:
RESONATEUR V2.X
RESERVOIR EAU DEGAZEE
RESERVOIR MELANGE DES FIBRES
CIRCULATION
RINCAGE PAR LE BAS
ETC

V2.0

H1-1B100.LAO

SYSTE^ME HYDRAULIQUE V3.X

COMPRENANT PRINCIPALEMENT:
RESONATEUR V3.X
RESERVOIR EAU DEGAZEE
RESERVOIR MELANGE DES FIBRES
CIRCULATION
RINCAGE AVEC DES JETS D'EAU
ETC

V3.0

H1-1C100.LAO

V3.1

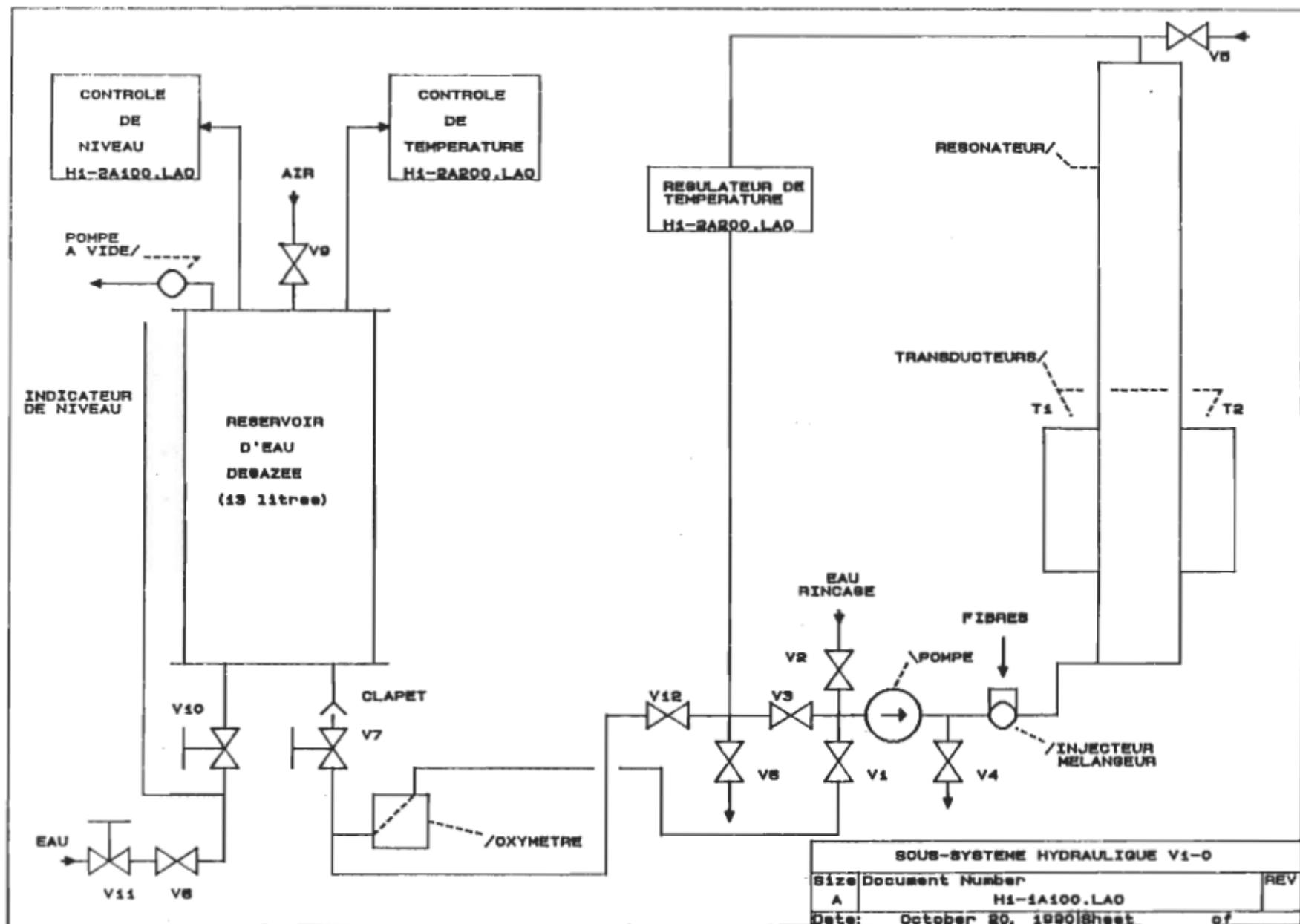
H1-1C200.LAO

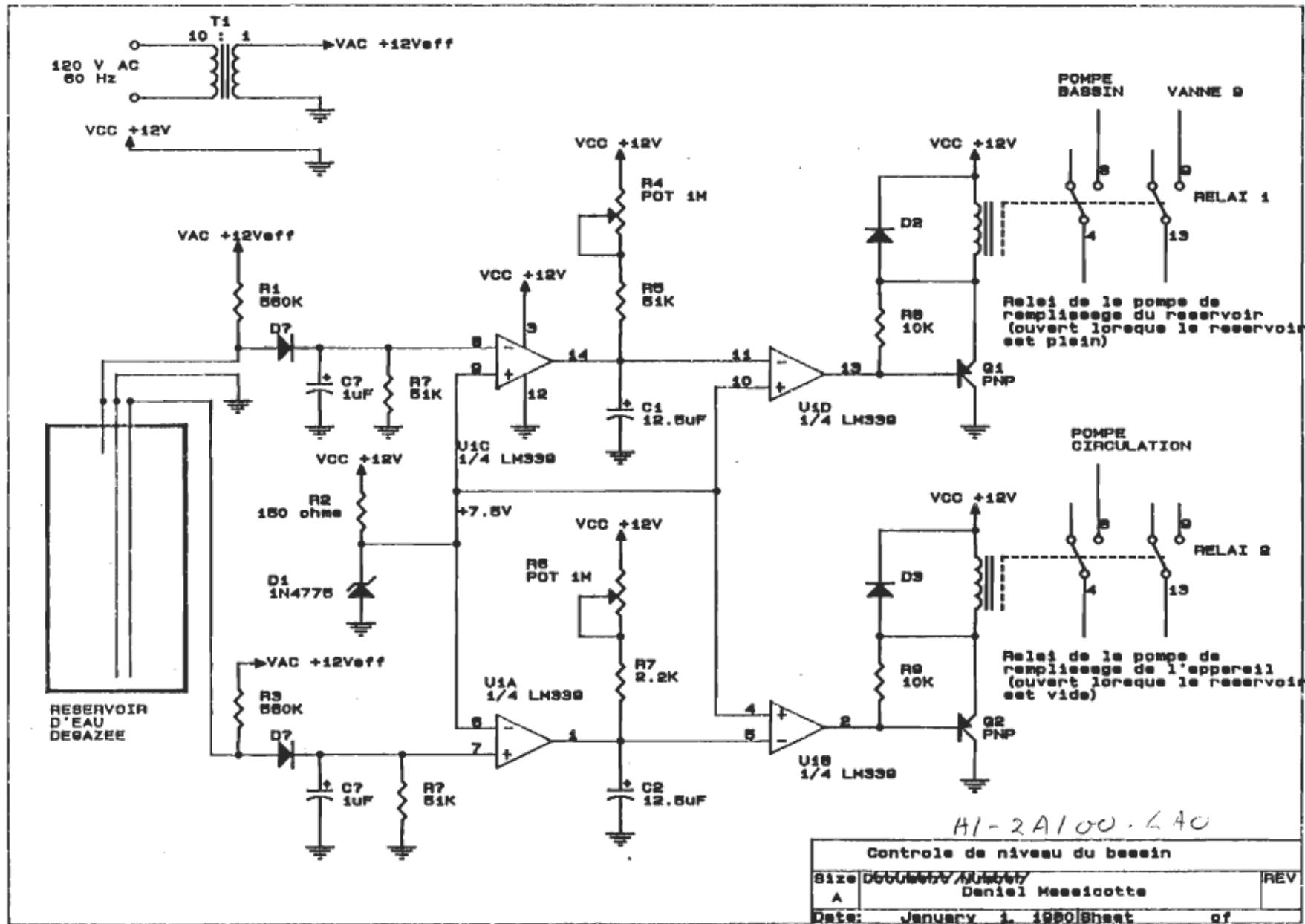
L.A.O.

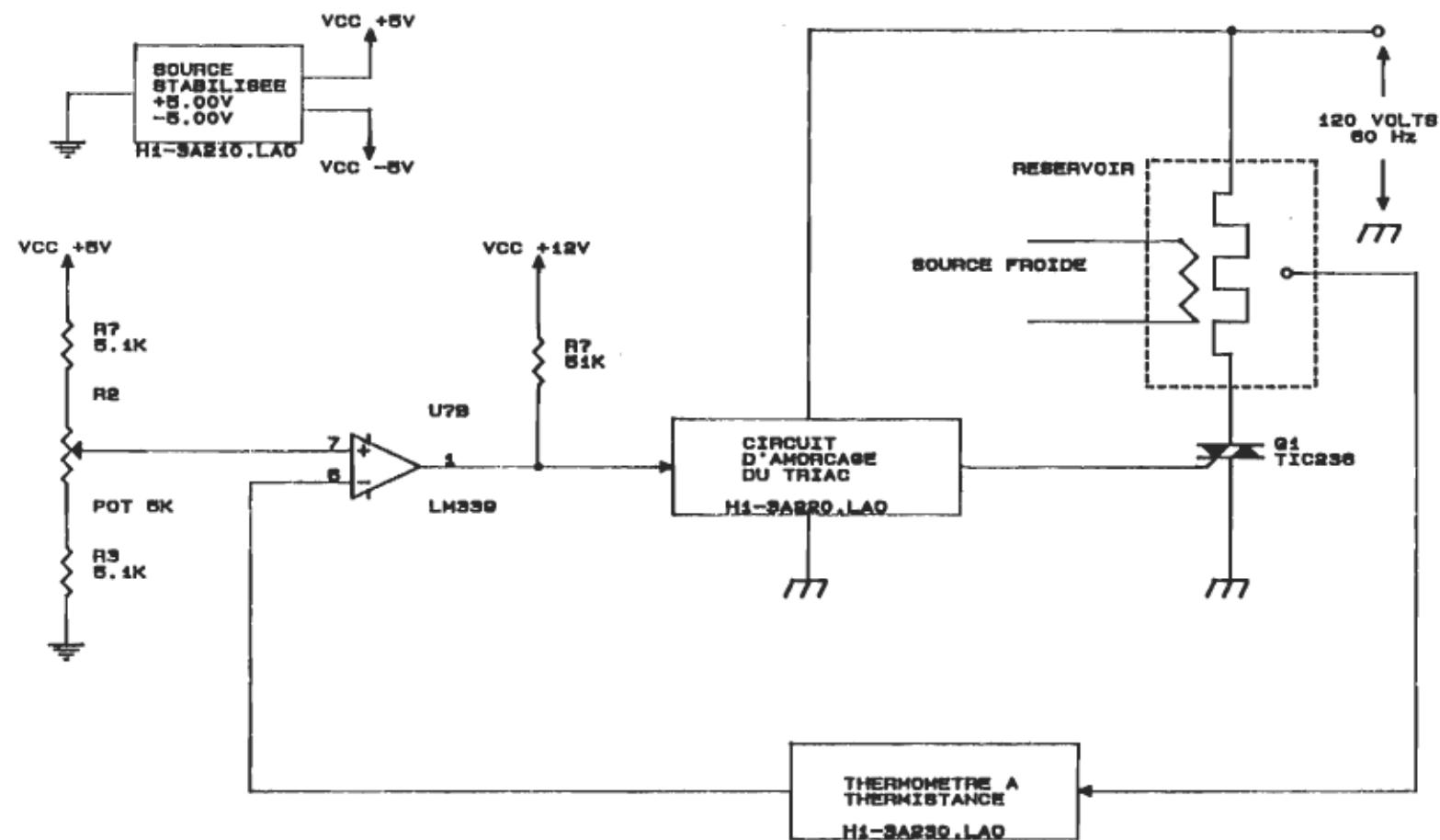
Title

SOU^S-SYSTE^ME ULTRASONIQUE

Size	Document Number	REV
A	H1-0-200.LAO	
Date:	October 20, 1990	Sheet of

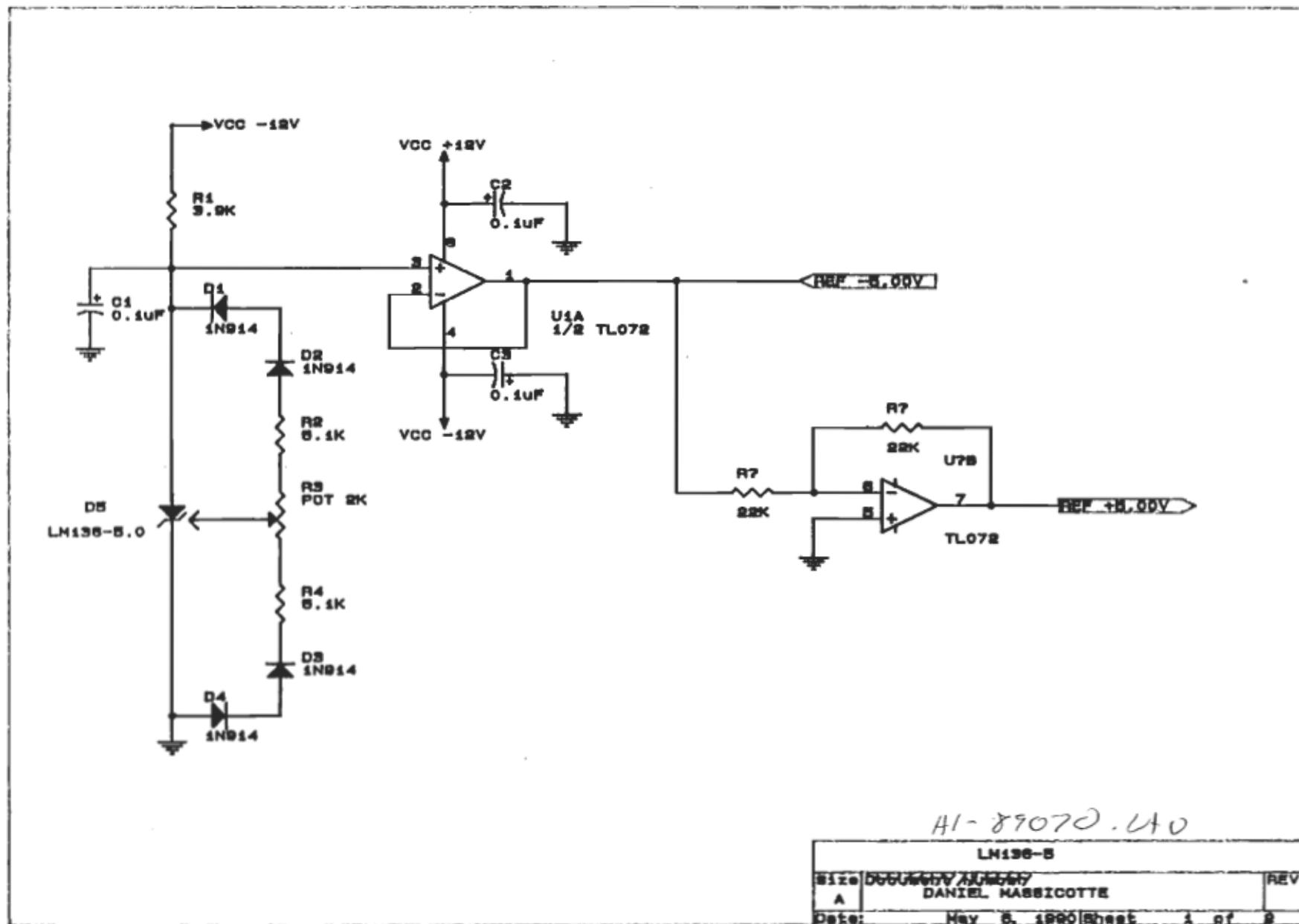


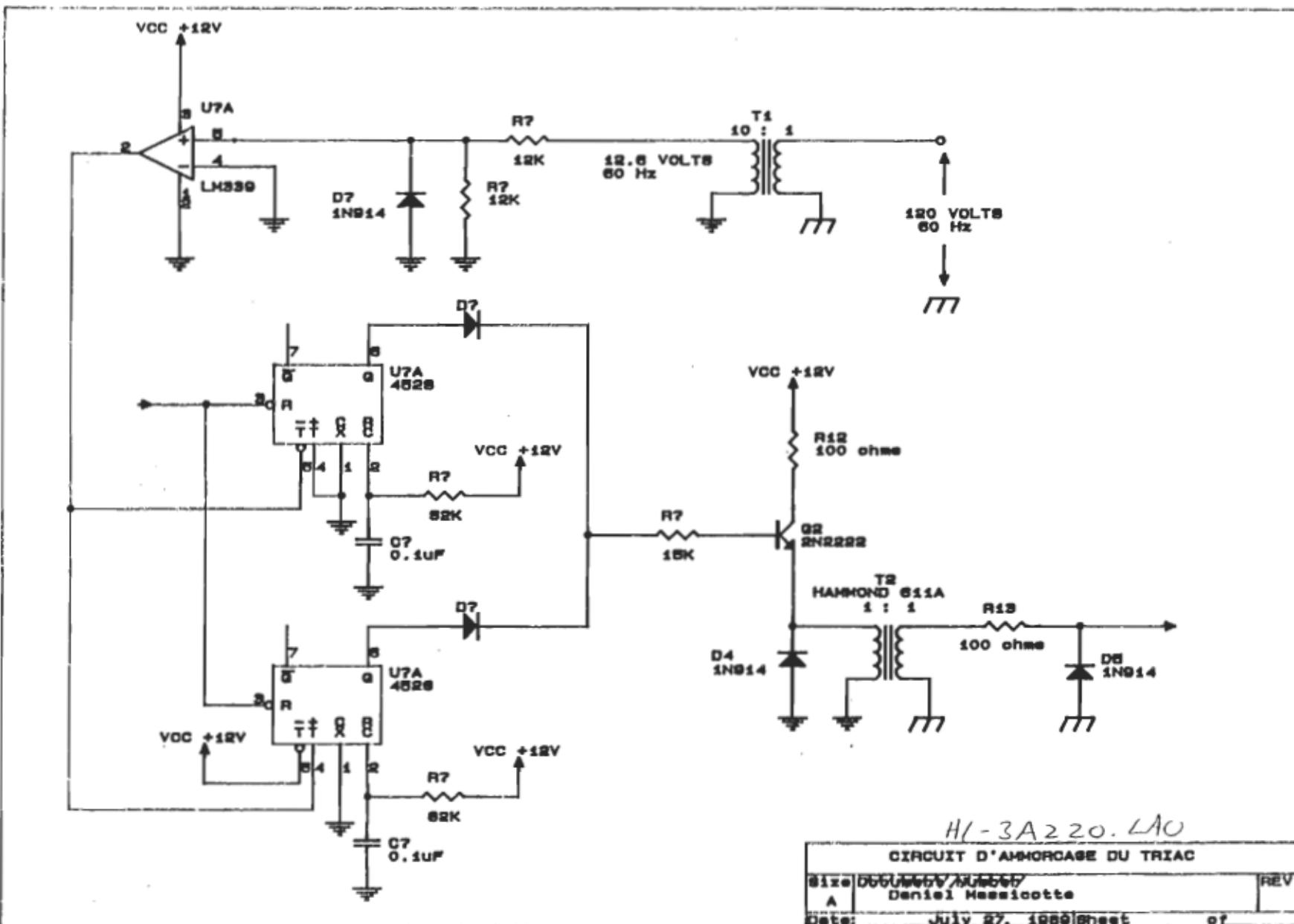


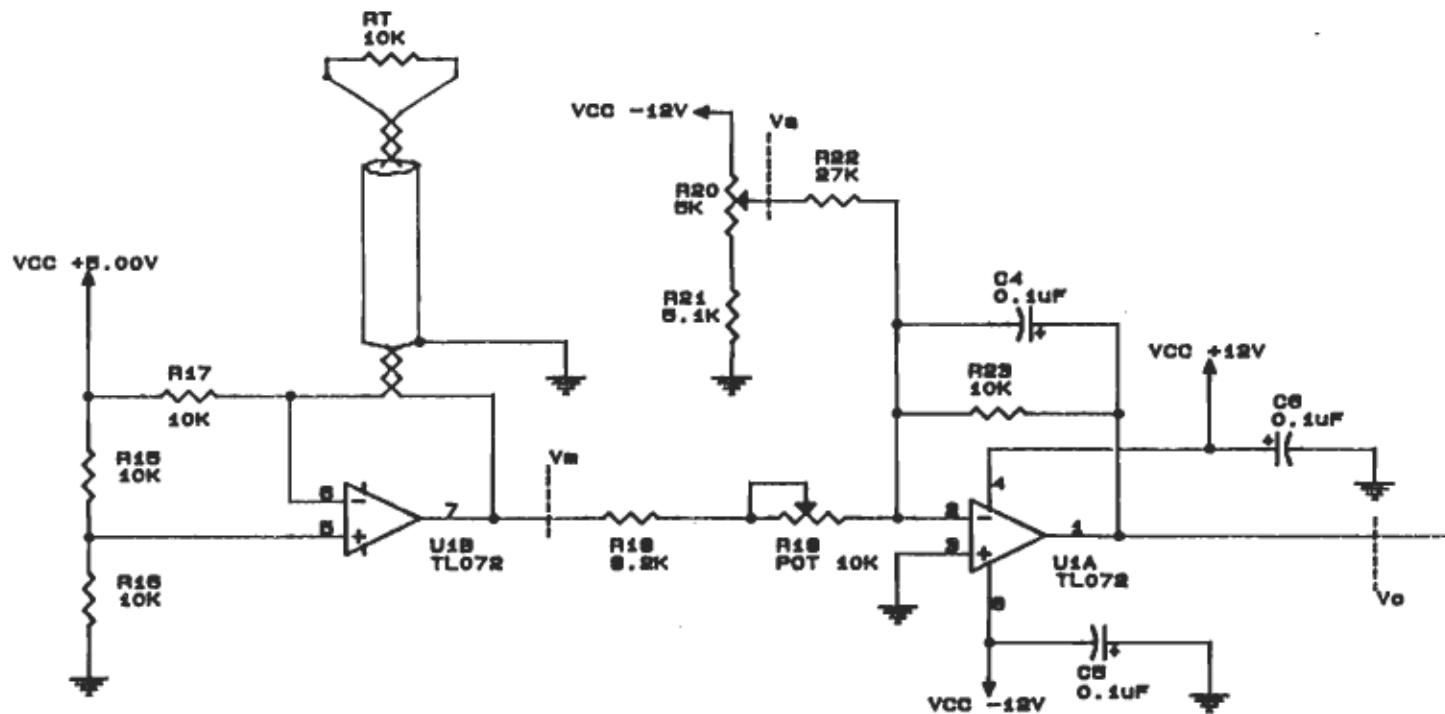


A1-2A200.LAO

CIRCUIT DE REGULATION DE TEMPERATURE DANS LE RESERVOIR		
Size A	Document No. A1-2A200.LAO Author Daniel Massicotte	REV
Date: October 21, 1999	Sheet 1 of 1	







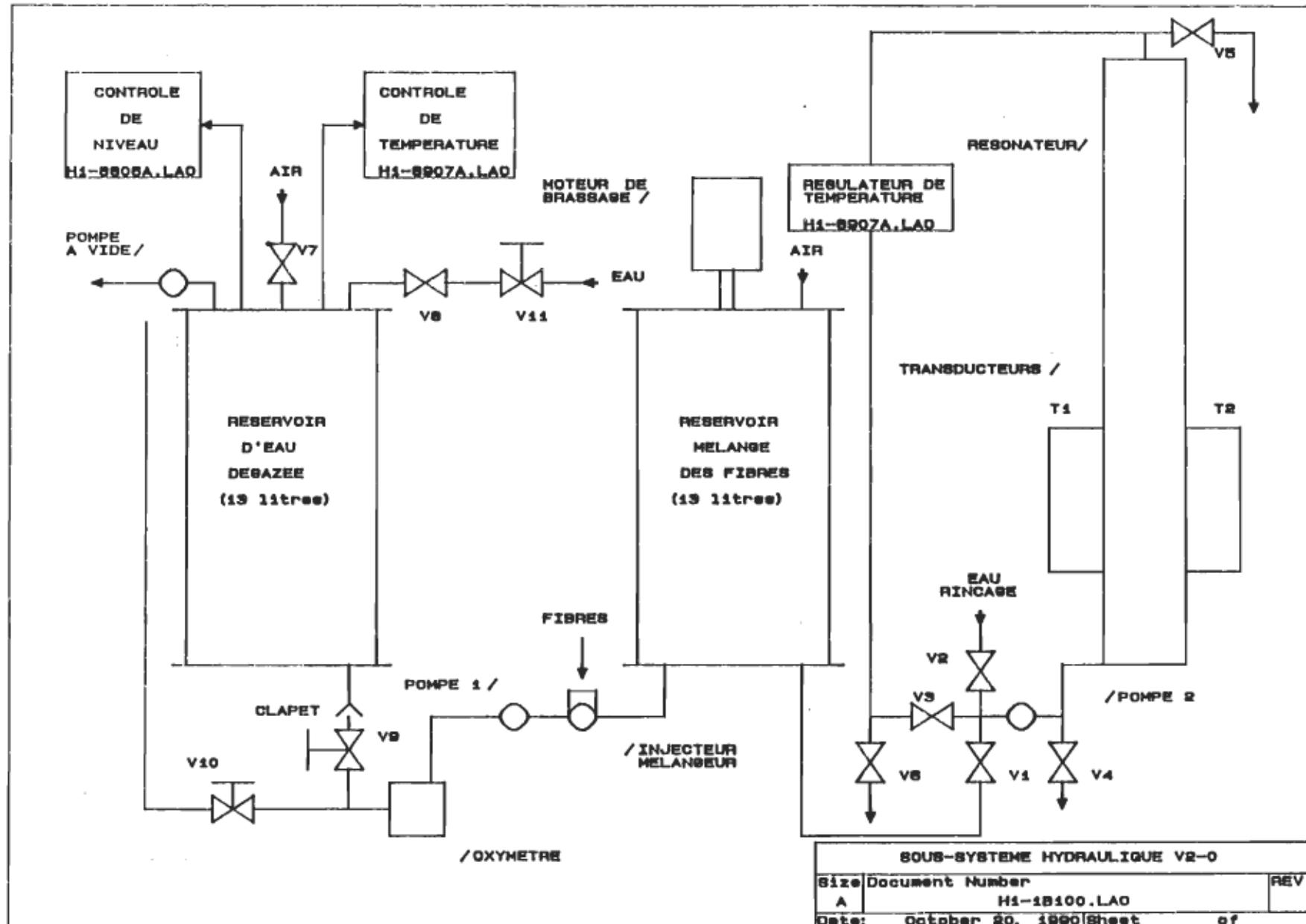
RT : thermistance de 10K à 25 °C (PB41D1)

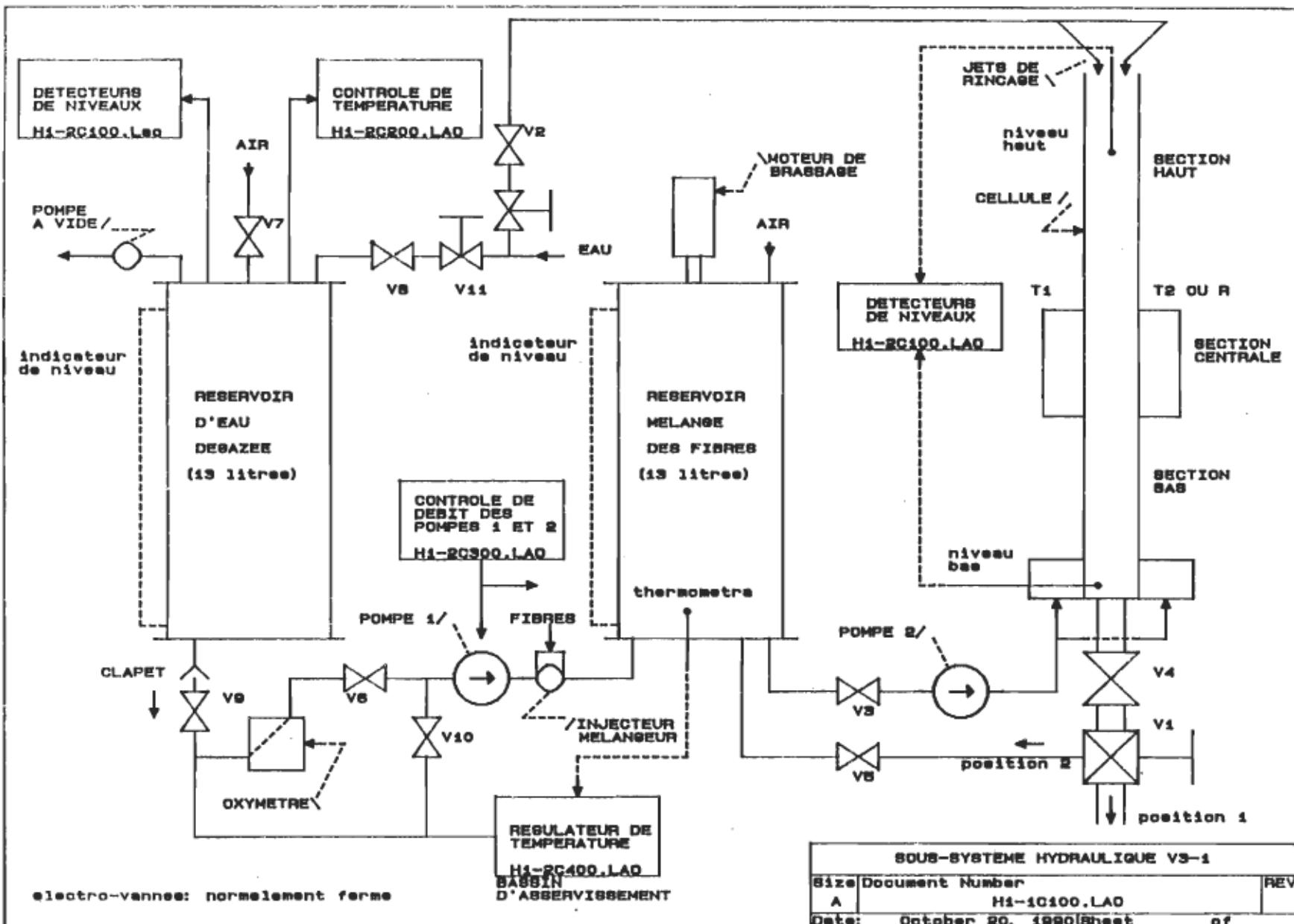
$V_o = 0.1V / \text{degré } C$

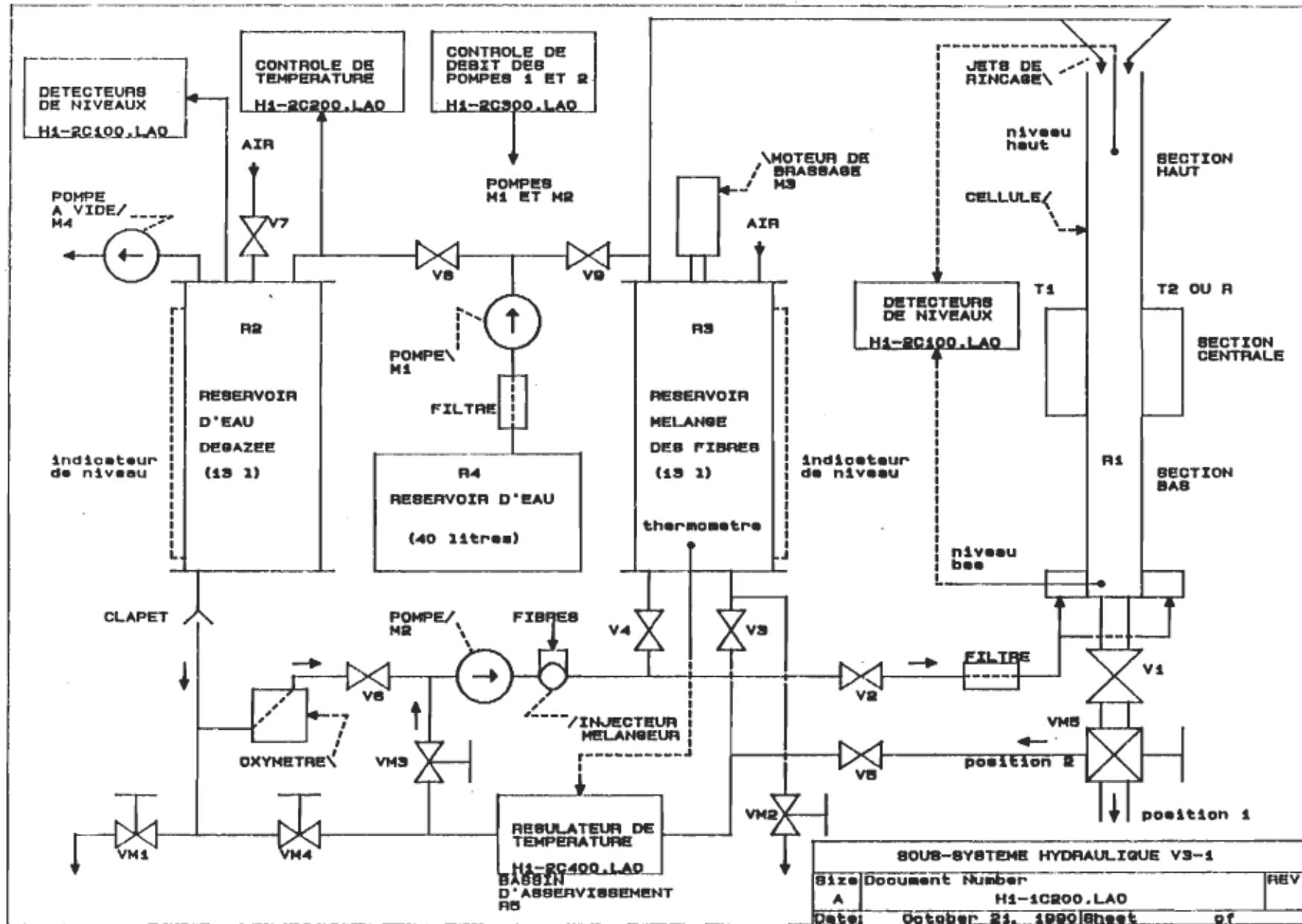
A1-2A230.1A0

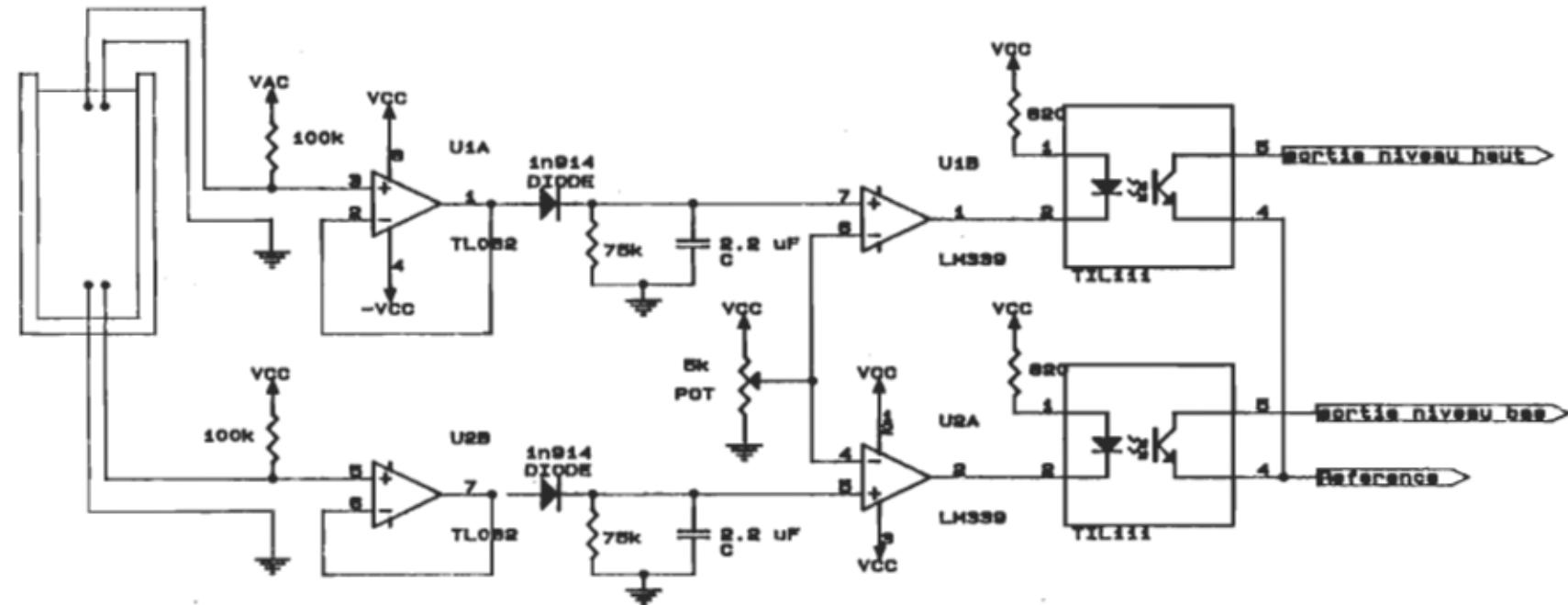
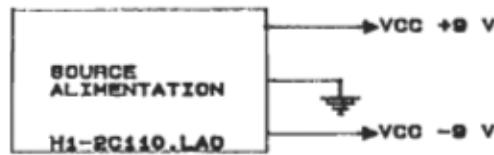
Thermometre à thermistance		
Size	0660660V	Number
A	Daniel Massicotte	REV

Date: July 27, 1989

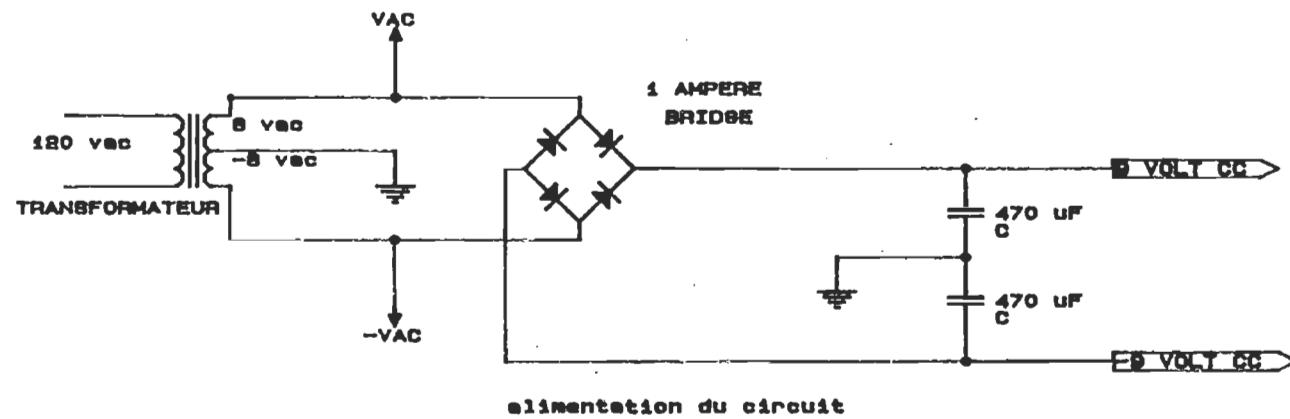




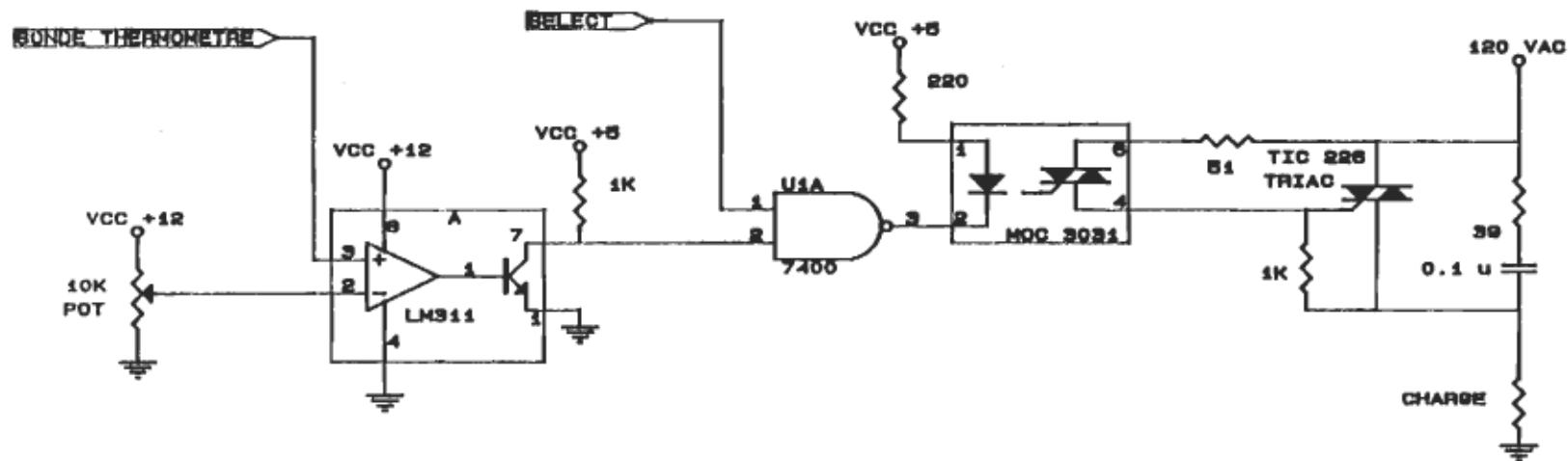




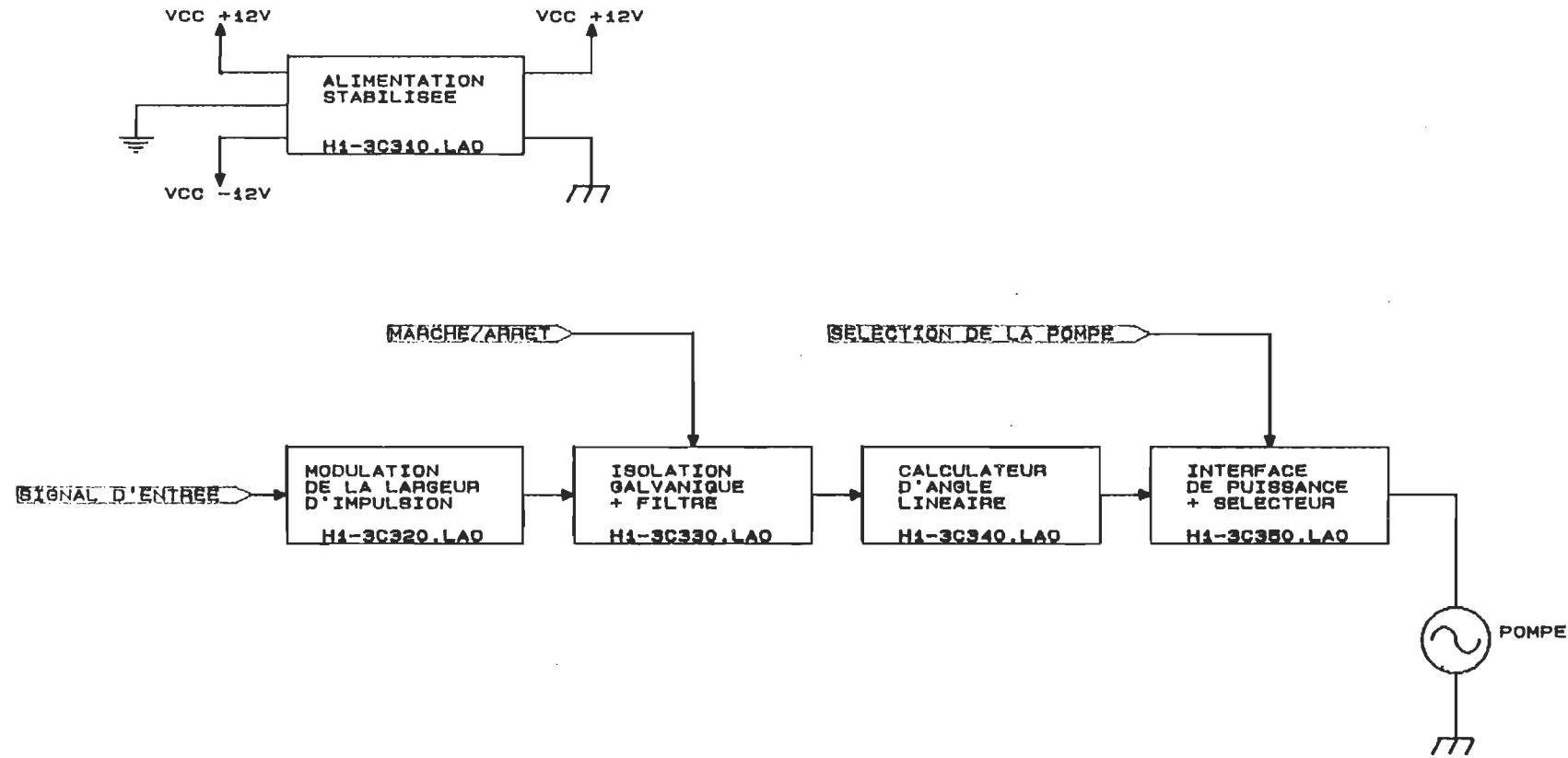
L.A.O.		
Title		
Size	Document Number	REV
A	H1-RC110.LAD	0
Date:	October 20, 1990	Sheet 1 of 1



Size	Document Number	REV
A	H1-2C 110. LAO.	
Date:	October 5, 1990	Sheet

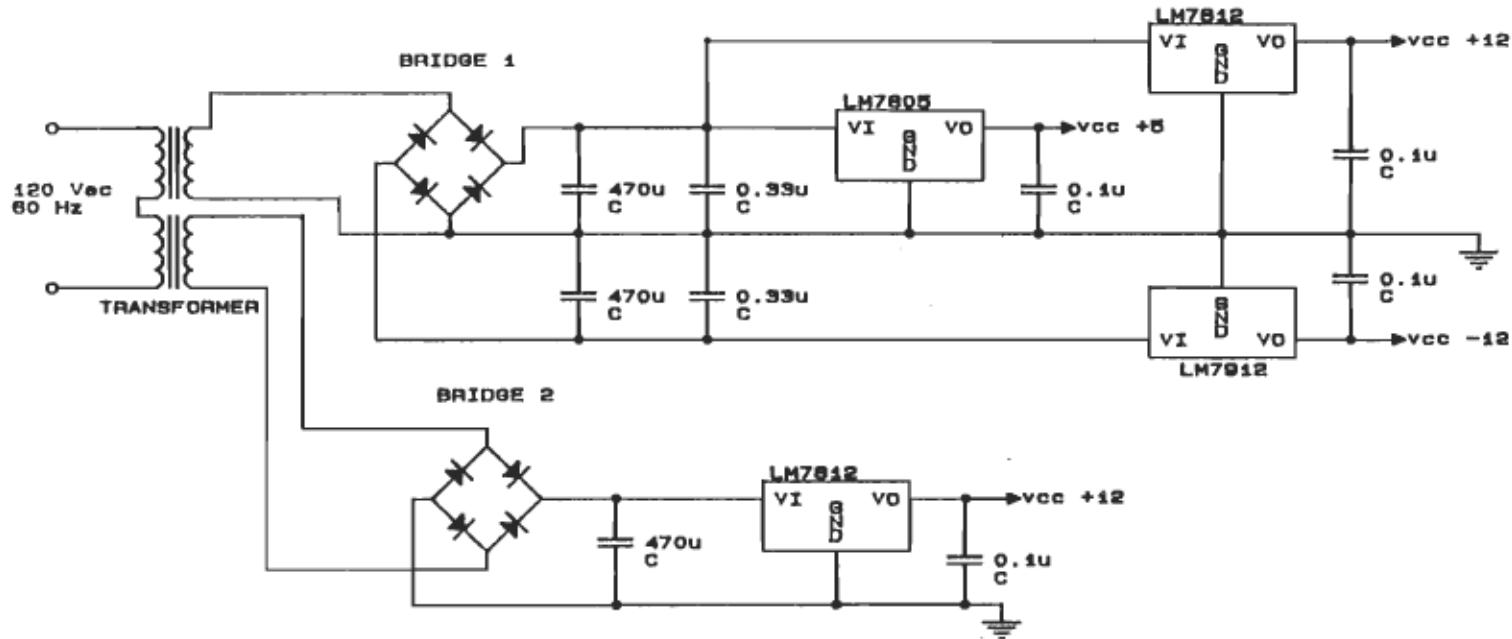


L.A.O.		
Title		
Size	Document Number	REV
A	H1-RCR00.LAO	
Date:	October 20, 1990	Sheet 1 of 3

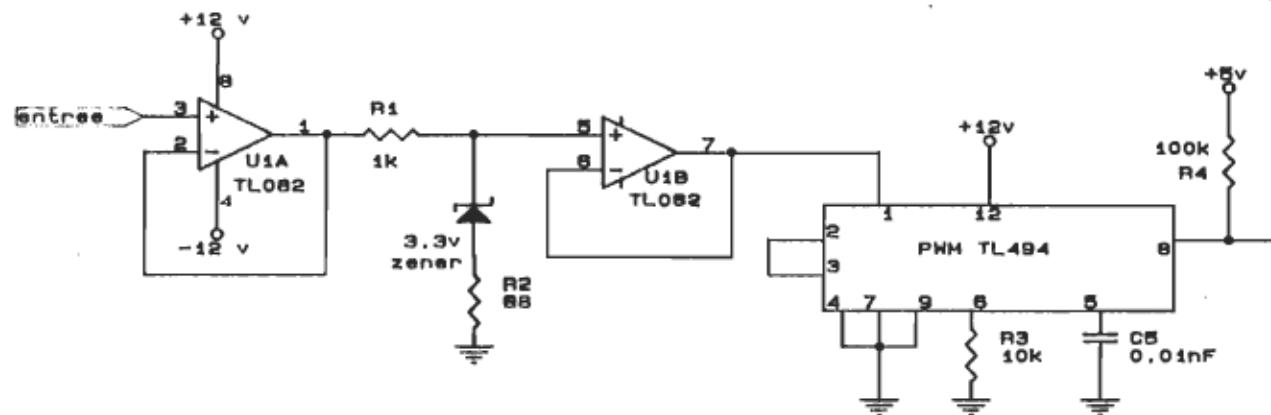


L.A.O		
Title		
Size	Document Number	REV
A	H1-2C300.LAO	

Date: October 20, 1980 Sheet 01

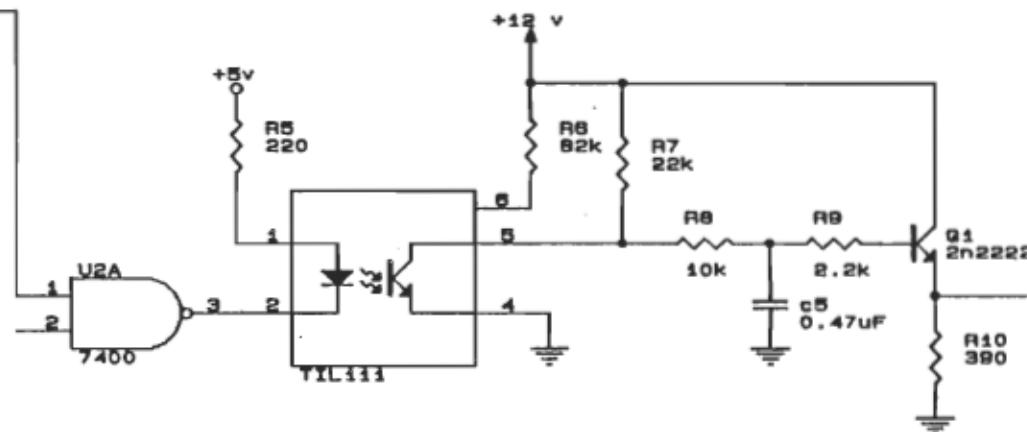


L.A.O.		
Title		
Size	Document Number	REV
A	H1-3C910.LAO	1
Date:	October 20, 1990	Sheet 1 of 2

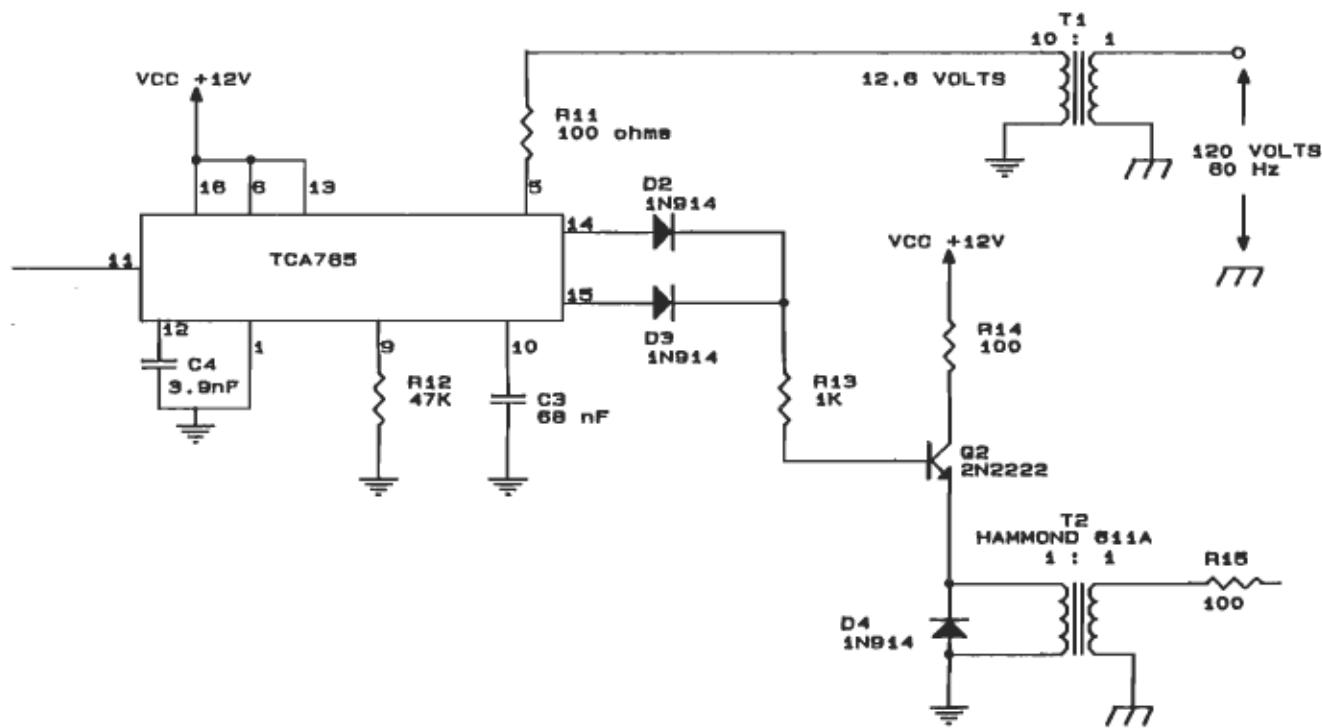


L.A.O.		
Title MODULATION DE LA LARGEUR D'IMPULSION		
Size A	Document Number H1-3C320.LAO	REV 0
Date: October 20, 1990 sheet 01		

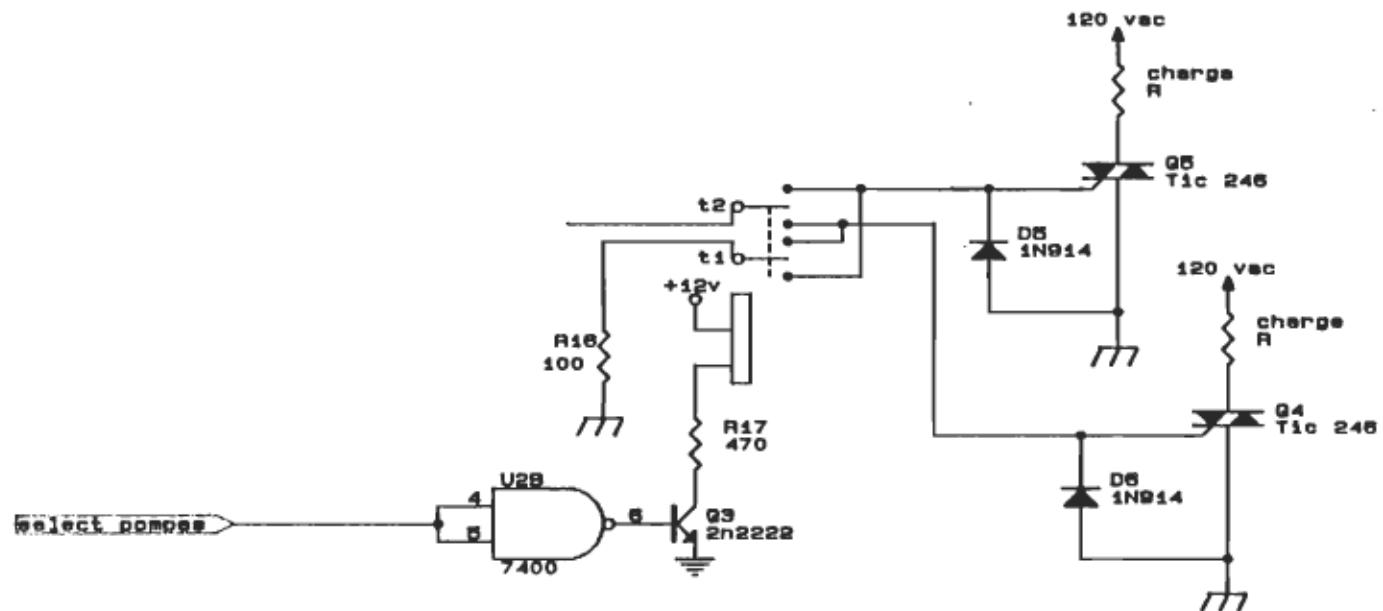
merche/arrêt >



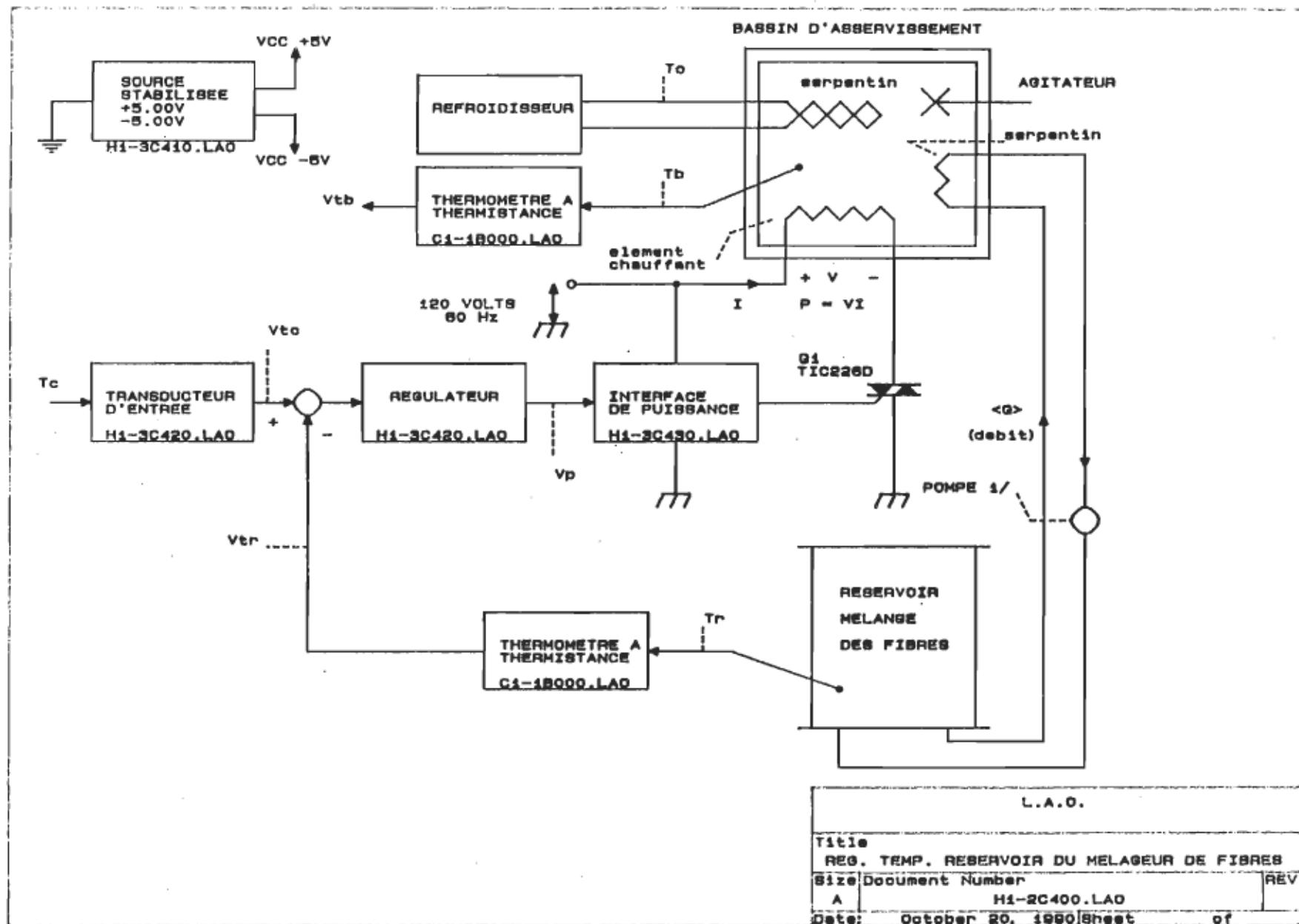
L.A.O.		
Title ISOLATION GALVANIQUE + FILTRE		
Size A	Document Number H1-3C330.LAO	REV P
Date: October 20, 1990 Sheet 1 of 1		

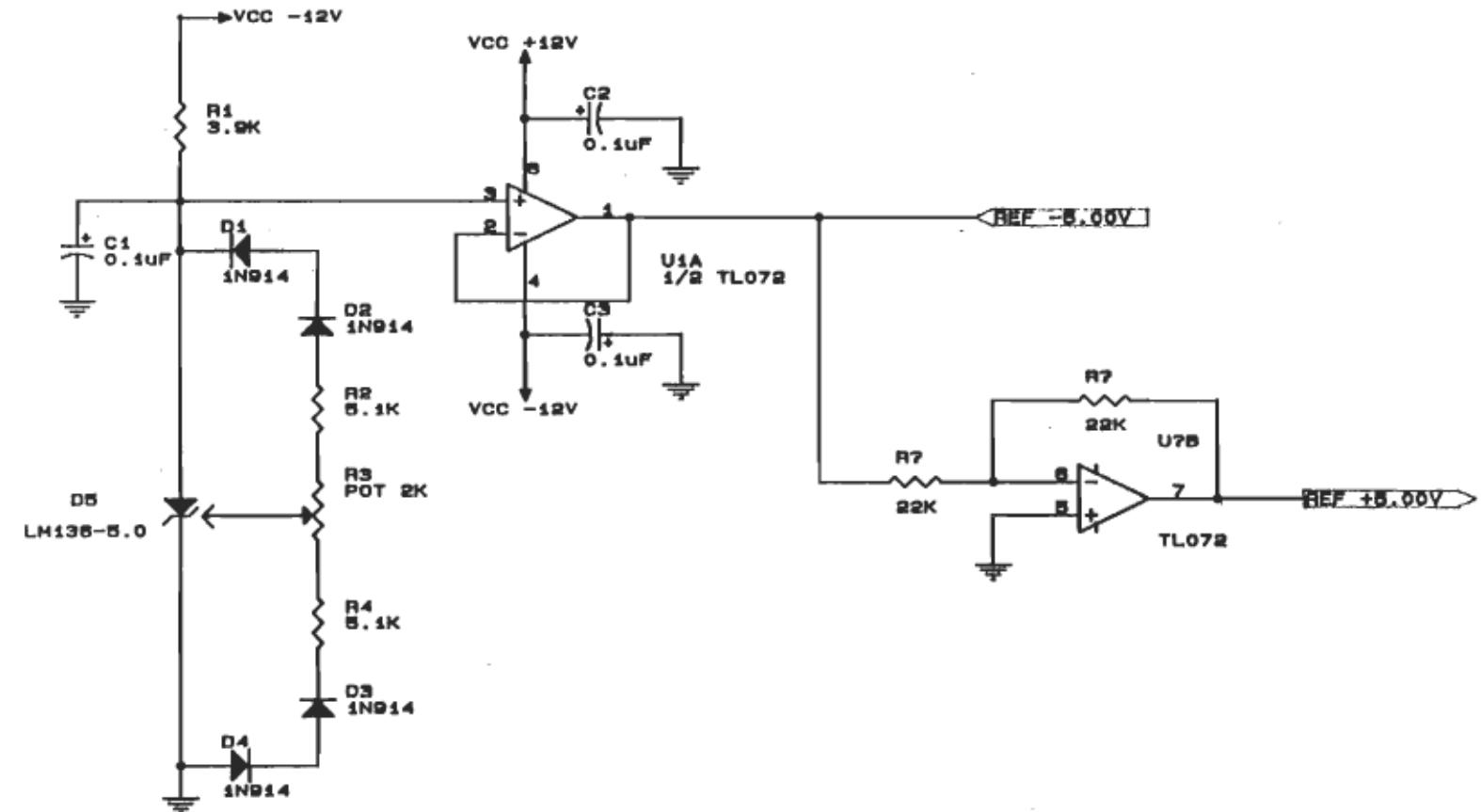


L.A.O.		
Title CALCULATEUR D'ANGLE LINEAIRE		
Size	Document Number	REV
A	H1-3C340.LAD	
Date:	October 20, 1989	Sheet: 0 of 1

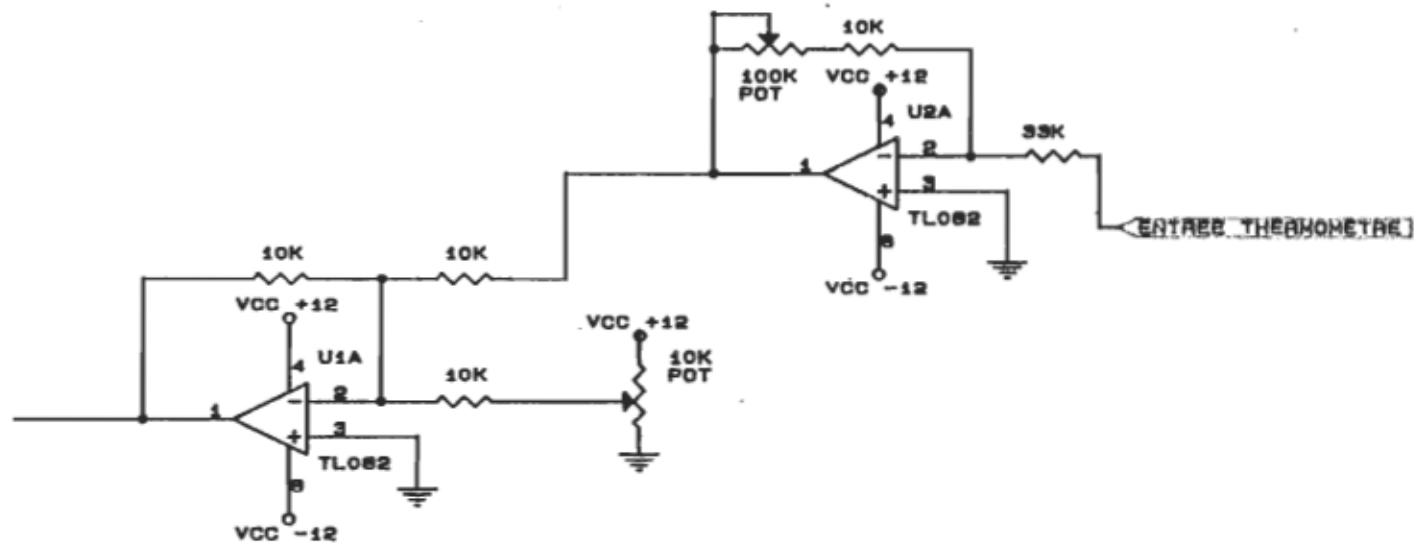


L.A.O.		
Title		
INTERFACE DE PUISSANCE + SELECTEUR		
Size	Document Number	REV
A	H1-3C350.LAO	
Date: October 20, 1980 Sheet of		

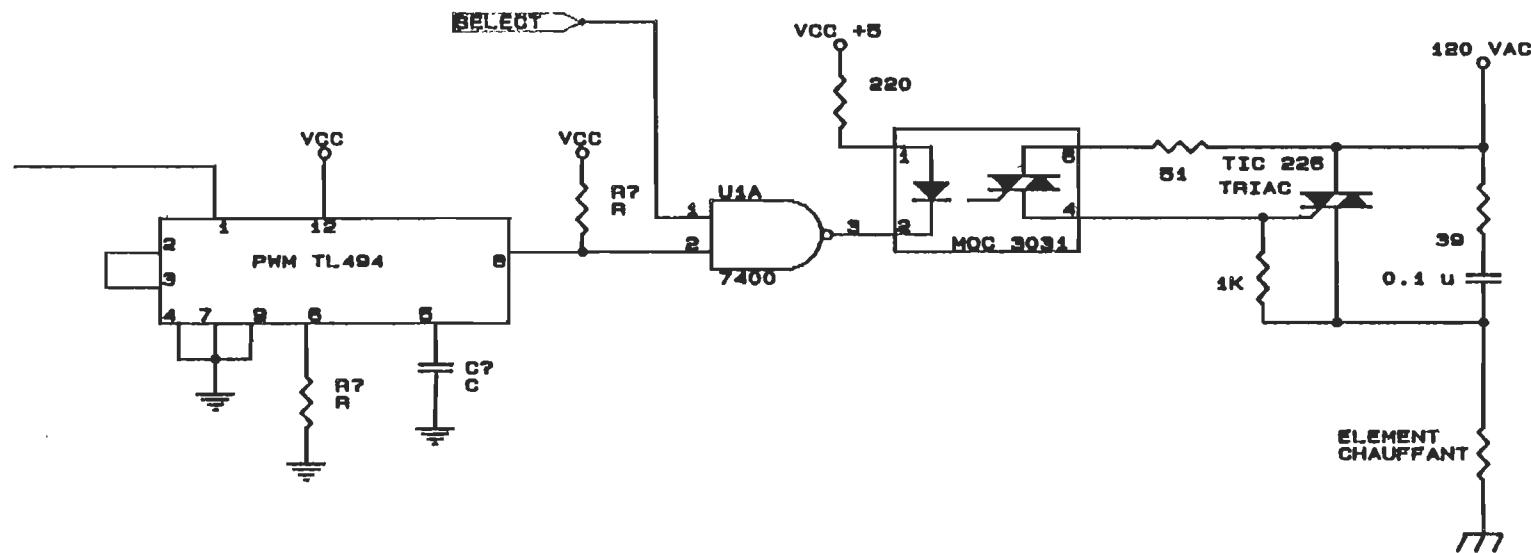




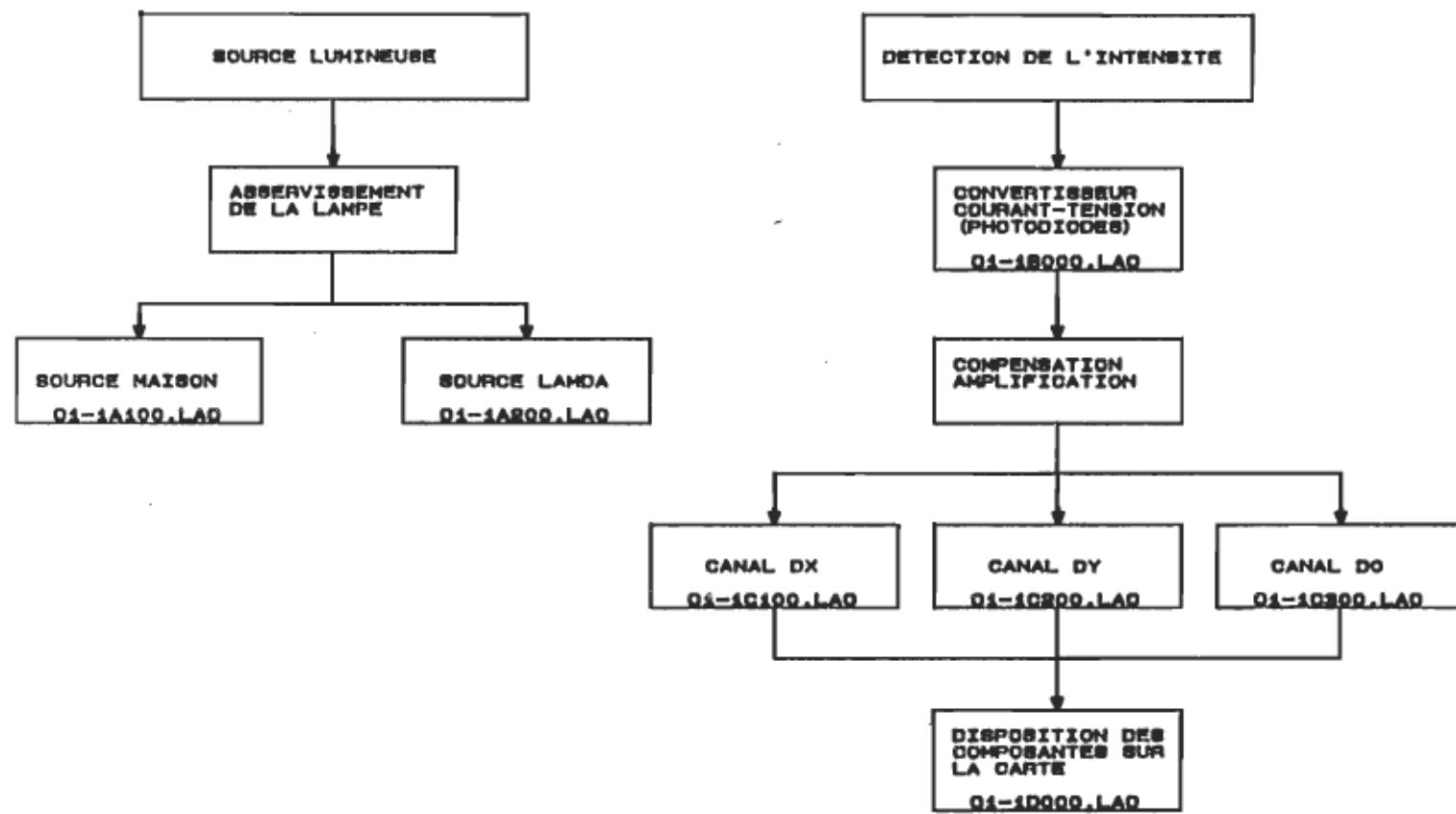
L.A.O.		
Title		
SOURCE STABILISER		
Size	Document Number	REV
A	H1-3C410.LAO	
Date:	October 20, 1990	Sheet 1 of 8



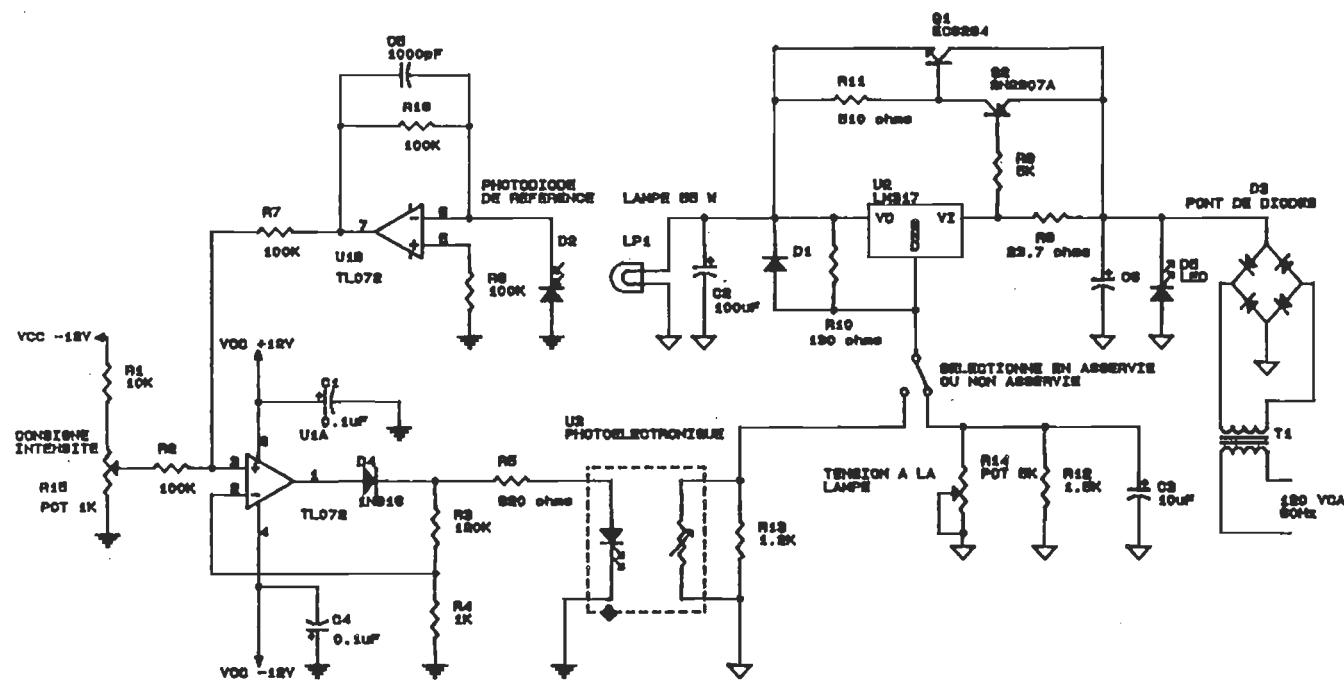
L.A.O.		
Title		
Size	Document Number	REV
A	HI-3C420.LAO	
Date:	October 80, 1990	Sheet 1 of



L.A.O.		
Title		
INTERFACE DE PUISSANCE		
Size	Document Number	REV
A	H1-3C430.LAO	
Date:	October 20, 1990	Sheet of



L.A.O.		
Title		
SOUS-SYSTEME OPTIQUE		
Size	Document Number	REV
A	01-0-300.LAO	
Date:	October 31, 1990	Sheet
		01



01-1A100-LAO

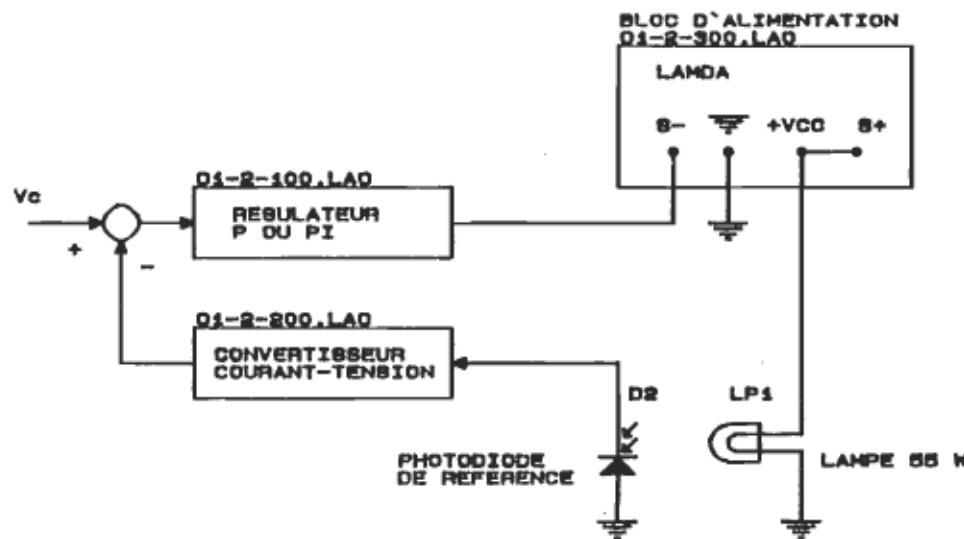
L.A.O.

Title: SOURCE MAISON

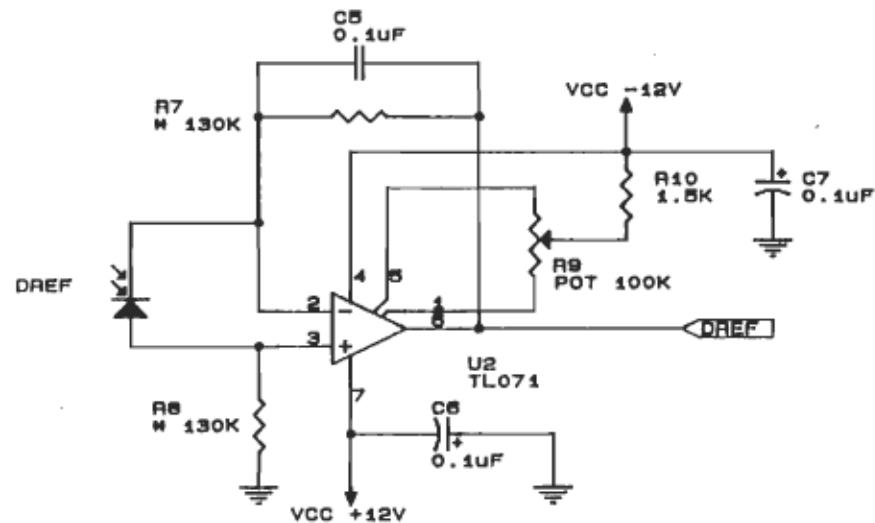
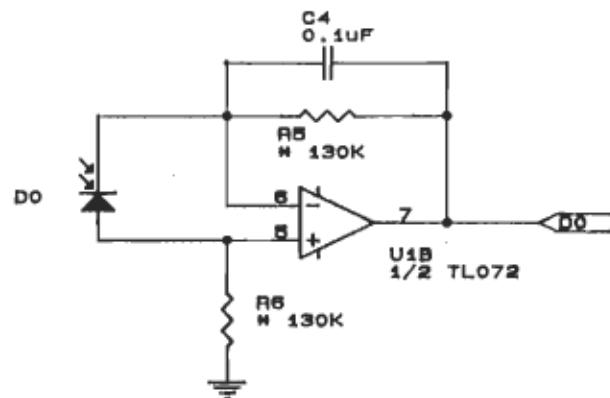
Size: Document Number: REV:

8 LAPE

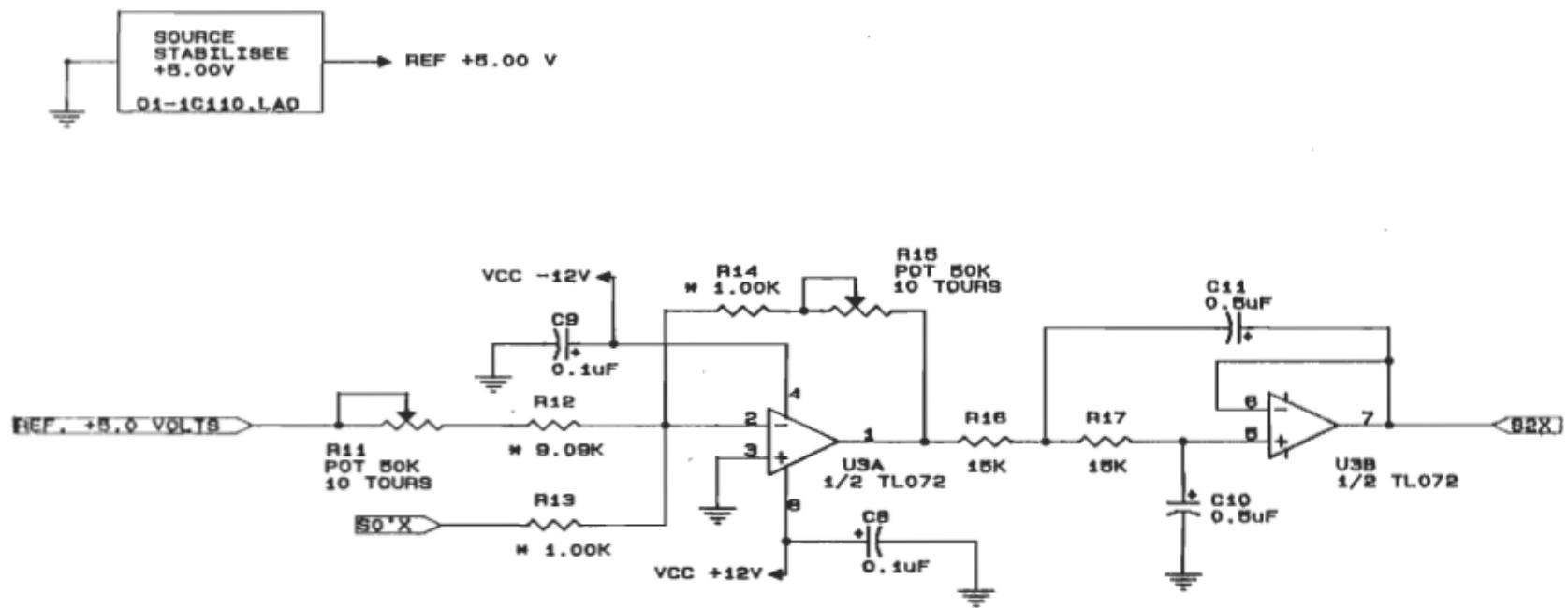
Date: October 20, 1985 Sheet 1 of 1



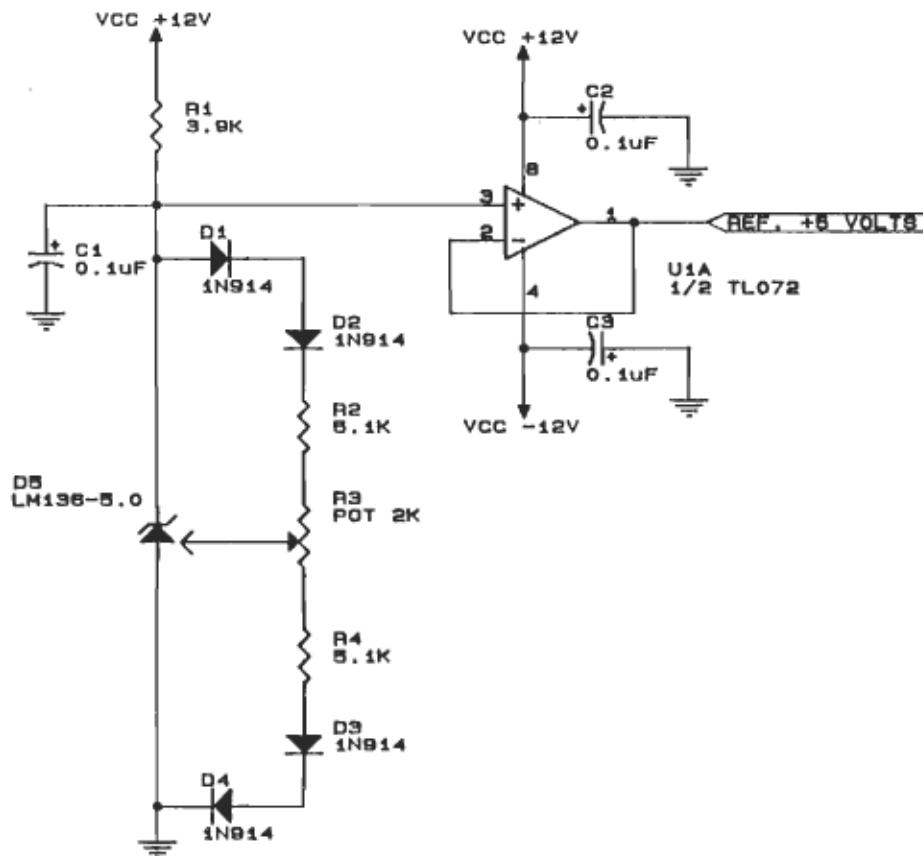
01-1A200.410	
Size	Document Number
A	LAMPE
Date: September 26, 1990 Sheet 1 of 1	



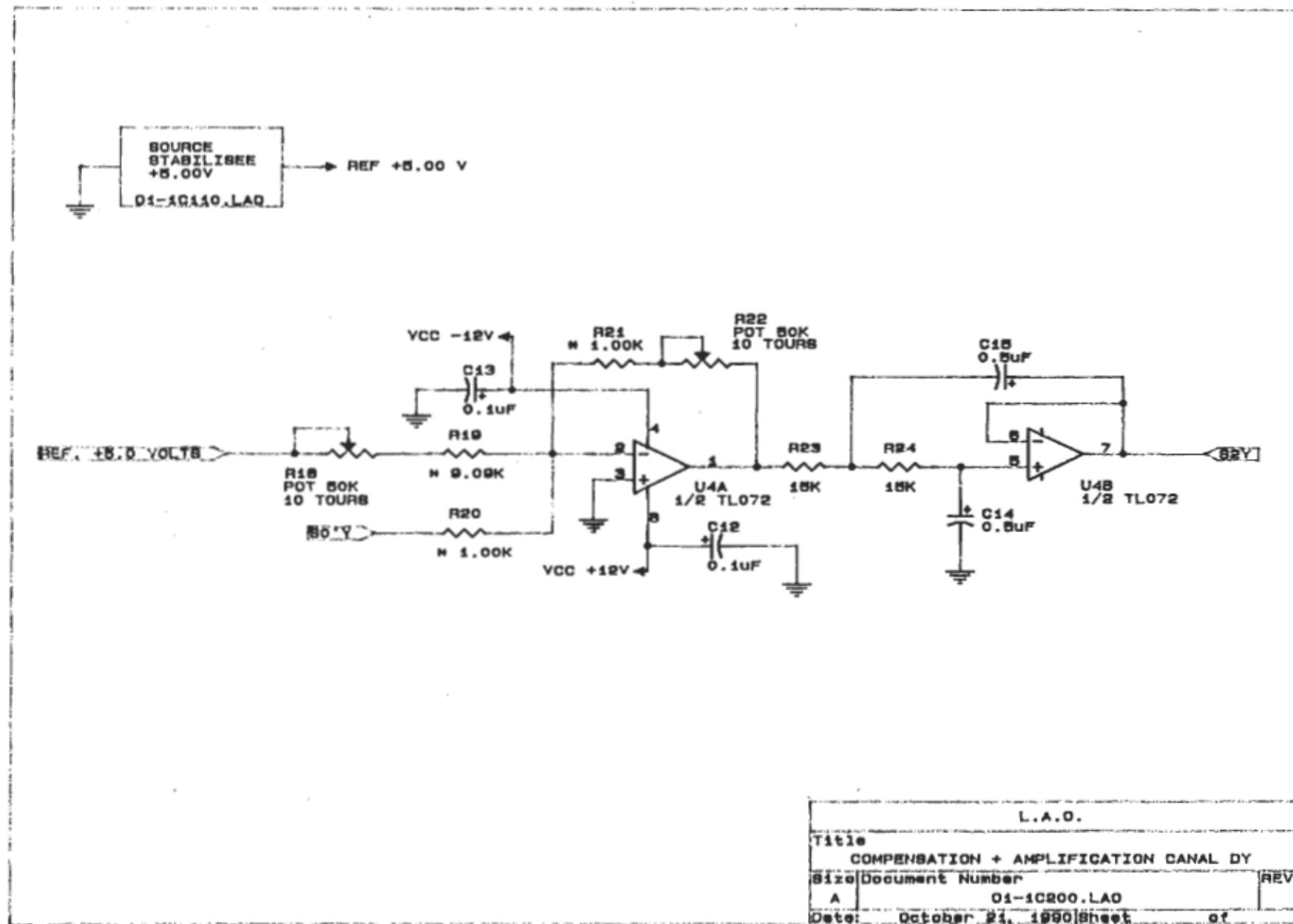
L.A.O.		
Title CONVERTISSEURS COURANT-TENSION (PHOTODIODES)		
Size A	Document Number 01-18000.LAO	REV
Date: October 21, 1990 Sheet 0 of		

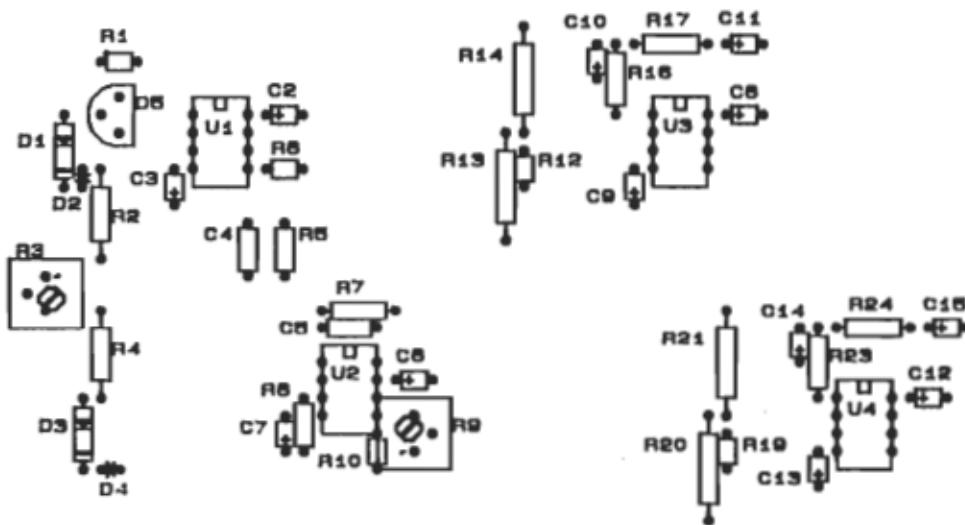


L.A.O.		
Title COMPENSATION + AMPLIFICATION CANAL DX		
Size A	Document Number 01-1C110.LAO	REV
Date: October 21, 1990 Sheet 0f		



L.A.O.		
Title SOURCE STABILISEE		
Size A	Document Number 01-1C110.LAO	REV
Date: October 21, 1990 Sheet of		





L.A.O.	
Title	
DISPOSITION DES COMPOSANTES SUR LA CARTE	
Size	Document Number
A	01-1D000.LAO
Date:	October 21, 1990
Sheet of	