

50.370
1970
N° d'ordre : 203
153

50376
1970
153

THÈSE

présentée à la

FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE LILLE

en vue de l'obtention

du Titre de Docteur de 3^e Cycle

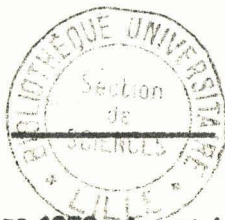
Spécialité : Automatique

par

René SOËNEN

Maitre Es-Sciences

**Contribution à l'analyse spectrale
de signaux non périodiques
par calculateur spécialisé**



Soutenu le 14 Octobre 1970, devant la Commission d'examen :

Messieurs : M. MORIAMEZ, Président

P. VIDAL, Rapporteur

F. LAURENT, Examineur

L. POVY Examineur

A ma femme

A mes parents

AVANT PROPOS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au Laboratoire d'Automatique de la Faculté des Sciences de Lille, sous la direction de Monsieur le Professeur VIDAL. Nous voulons lui exprimer toute notre gratitude pour l'accueil qu'il nous a réservé, pour les moyens matériels mis à notre disposition et pour le précieux enseignement qu'il a su nous dispenser.

Monsieur le Professeur MORIAMEZ, nous a grandement honorés en acceptant de présider notre jury et nous voudrions qu'il trouve ici l'expression de notre profond attachement.

Notre plus grande reconnaissance s'adresse à Monsieur le Professeur VIDAL qui nous a formés, aidés et dirigés dans l'élaboration de ce travail. Nous voudrions lui exprimer nos sincères remerciements.

Nous adressons à Monsieur LAURENT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Lille notre reconnaissance pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail et pour sa présence dans notre jury.

Que Monsieur POVY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Lille, trouve ici l'expression de notre reconnaissance pour les encouragements et les conseils qu'il nous a toujours prodigués.

Nous remercions tout particulièrement Monsieur LIENART, Chef du Service Contrôle Qualité de "La Lainière" pour l'intérêt constant et l'attention qu'il a apporté à notre travail.

Nous voulons exprimer notre sympathie et notre reconnaissance à tout le personnel du laboratoire d'Automatique, en particulier à ceux qui nous ont prêté leur concours.

Enfin qu'il nous soit permis de remercier la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique, pour l'aide apportée dans la réalisation de ce travail, entrepris dans le cadre d'un contrat de recherche.

INTRODUCTION

L'automatisation d'un processus a pour principal objectif d'utiliser au mieux, les connaissances théoriques sur les systèmes physiques, chimiques ... afin de perfectionner leur commande en tenant compte d'une grande quantité de données, tout en ne négligeant pas une sécurité de fonctionnement, une rapidité de manoeuvre sans commune mesure avec une action humaine.

C'est dans ce cadre que nous nous proposons d'utiliser les travaux effectués à propos des systèmes échantillonnés et les techniques de calcul hybride pour réaliser un appareillage destiné à l'industrie textile.

Il convient de souligner que cette recherche constitue la deuxième partie d'un travail effectué dans le cadre d'un contrat de recherche, soutenu par la délégation générale à la Recherche Scientifique et Technique en collaboration avec les sociétés "La Lainière" de Roubaix, et "Léanord" de Lille.

Le problème consiste à analyser à partir des informations issues d'un capteur l'évolution de la section d'un fil de matière textile, de façon à déterminer les principales longueurs d'onde des variations de sa section.

L'élaboration d'un calculateur est alors entreprise en mettant en évidence son intérêt, aussi bien du point de vue utilisation et rapidité, que du point de vue fiabilité, prix de revient, possibilités d'amélioration ultérieures.

Une fois réalisé, le prototype de calculateur est enfin soumis à des essais industriels destinés à l'obtention des spectres d'amplitude recherchés, et à conduire à un contrôle plus rigoureux de la régularité de la section du produit fini.

Le but du mémoire que nous présentons est dans ces conditions d'essayer d'apporter au système de fabrication des produits textiles une plus grande connaissance de l'indice de qualité, et permettre ainsi l'harmonisation des produits de différents fabricants.

TABLE des MATIERES

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I - ENONCE DU PROBLEME

1	1.1 - Généralités -----	1
	1.2 - Classification des défauts -----	3
	1.2.1 - Défauts périodiques -----	
	1.2.2 - Ondes d'étirage -----	4
	1.3 - Description du capteur utilisé -----	
	1.3.1 - Choix du capteur -----	
	1.3.2 - Principe de fonctionnement -----	5
	1.3.3 - Avantages -----	6
	1.3.4 - Inconvénients -----	
	1.4 - Détection des défauts -----	7
	1.4.1 - Mesure de l'irrégularité moyenne -----	
	1.4.2 - Détermination de défauts périodiques -----	8
	1.5 - Conclusion -----	10

CHAPITRE II - METHODES d'ANALYSE HARMONIQUE de SIGNAUX NONPERIODIQUES

	2.1 - Introduction -----	11
	2.2 - Analyse spectrale de signaux non périodiques -----	
	2.2.1 - Principe -----	
	2.2.2 - Application au problème posé -----	12
	2.3 - Méthodes pratiques d'étude du spectre d'un signal $f(t)$	
	2.3.1 - Analyse directe -----	14
	2.3.2 - Analyse par auto-corrélation -----	17
	2.3.3 - Conclusion -----	19
	2.4 - Conclusion -----	20

CHAPITRE III - PRINCIPE DE LA REALISATION

	3.1 - Analyseurs de densité spectrale à très basse fréquence--	21
	3.1.1 - But de l'Appareil -----	
	3.1.2 - Analyse directe de l'échantillon -----	
	3.1.3 - Analyse à partir d'un enregistrement -----	22

3.2 - Etude de l'enregistrement -----	22
3.2.1 - Enregistrement continu -----	
3.2.2 - Enregistrement par échantillonnage -----	23
3.2.3 - Conclusion -----	26
3.3 - Influence de l'échantillonnage -----	
3.3.1 - Modification du spectre -----	
3.3.2 - Choix de la fréquence d'échantillonnage -----	28
3.4 - Conclusion -----	29

CHAPITRE IV - OPERATEURS DE BASE

4.1 - Introduction -----	30
4.2 - Organe d'entrée -----	31
4.2.1 - Filtre -----	
4.2.2 - Echantillonneur - Convertisseur analogique digital -----	32
4.2.3 - Mémoire principale -----	37
4.3 - Calculateur de Fourier -----	39
4.3.1 - Générateur de fonctions sinusoïdales -----	
4.3.2 - Organes de calcul -----	
4.4 - Organe de sortie -----	43
4.4.1 - Conversion digitale analogique -----	
4.4.2 - Elévateur au carré -----	44
4.5 - Conclusion -----	

CHAPITRE V - REALISATION DU CALCULATEUR SPECIALISE

5.1 - Constitution de l'enregistreur -----	45
5.2 - Réalisation du calculateur -----	47
5.3 - Dispositif de commande de l'enregistreur -----	49
5.4 - Eléments périphériques -----	50
5.4.1 - Commande de l'enregistreur -----	
5.4.2 - Alimentation -----	
5.5 - Conclusion -----	51

CHAPITRE VI - RESULTATS PRATIQUES

6.1 - Analyse de l'organe d'entrée -----	52
6.1.1 - Filtre -----	
6.1.2 - Convertisseur analogique digital -----	
6.1.3 - Mémoire à "tambour" -----	
6.1.4 - Conclusion -----	68

6.2 - Etude du générateur de fonctions sinusoidales -----	68
6.3 - Calculateur de Fourier -----	
6.3.1 - Multiplieur -----	
6.3.2 - Intégrateur -----	
6.4 - Etudes d'ondes de spectre connu -----	69
6.4.1 - Onde sinusoidale de fréquence f_0 -----	70
6.4.2 - Signaux carrés -----	73
6.4.3 - Analyse de signaux aléatoires de spectre connu	76
6.4.4 - Conclusion -----	78

CONCLUSION GENERALE -----	79
---------------------------	----

BIBLIOGRAPHIE

Table des matières

ANNEXES

ANNEXE A - SPECTROGRAPHE USTER

- A.1 Principe de fonctionnement
- A.2 Gamme de mesure

ANNEXE B - ANALYSE SPECTRALE DE SIGNAUX PERIODIQUES

- B.1 Décomposition en série de Fourier
- B.2 Corrélation - Analyse spectrale de puissance

ANNEXE C - SCHEMA GENERAL DE L'ORGANE D'ENTREE

- C.1 Filtre
- C.2 Convertisseur analogique digital
- C.3 Mémoire à tambour

ANNEXE D - GENERATEUR DE FONCTION SINUSOIDALES

- D.1 Rôle du générateur de fréquences
- D.2 Progression des adresses

ANNEXE E - OPERATIONS SUR LES NOMBRES BINAIRES ALGEBRIQUES

- E.1 Soustraction
- E.2 Position de la virgule
- E.3 Code des compléments : soustraction

ANNEXE F - CELLULE DE BASE D'UN GENERATEUR DE FONCTION

ANNEXE G - REGISTRE A DECALAGE M.O.S.

- G.1 Description des circuits de registre à MOS

ANNEXE H - SCHEMA GENERAL DU CALCULATEUR

H.1 Multiplieur

H.2 Intégrateur

H.3 Programmation des calculs

H.3.1 Programmation de la multiplication
et du choix de l'échantillon de Sinus.

H.3.2 Détermination des intervalles
d'intégration de $f(t)$

H.3.3 Calcul du module de a ou b et lecture

ANNEXE I - ORGANE DE SORTIE

I.1 Convertisseur digital analogique

I.2 Traducteur de fonction

I.3 Sommateur de sortie

ANNEXE J - HORLOGES ET ELEMENTS PERIPHERIQUES

J.1 Horloges

J.2 Alimentations

CHAPITRE I

ENONCE du PROBLEME

1.1 - Généralités

Notre mémoire a pour but de présenter une méthode de résolution d'un problème lié à l'introduction de l'automatisation dans l'industrie lainière.

En effet, lors de la fabrication d'une matière textile, il est nécessaire d'effectuer de nombreux contrôles destinés à déterminer les principales caractéristiques du produit fini. On ne peut songer à réaliser ces tests sur l'ensemble de la production, car l'opération peut être assez onéreuse, destructive, difficile sur une unité comportant plusieurs chaînes de fabrication.

Afin de rendre ces essais plus proches de la réalité industrielle, il convient de prélever, de façon aléatoire, sur chaque lot, un ou plusieurs échantillons, et de déterminer le plus rapidement possible leurs principaux paramètres. Il est dès lors évident que l'estimation est d'autant plus précise que le nombre d'échantillons traités est plus grand, mais celle-ci exige bien souvent de longs calculs répétitifs.

Dans le but d'accroître la qualité du produit fini, l'industrie lainière a posé le problème du traitement automatique des informations recueillies sur les échantillons : si celles-ci correspondent aux normes fixées le lot entier passe au stade suivant de la fabrication. Dans le cas contraire le lot défectueux va au rebut, et il est nécessaire de refaire le réglage de la chaîne de fabrication.

Dans une première étude, effectuée sous l'égide de la Délégation Générale de la Recherche Scientifique et Technique, et en collaboration avec les Sociétés La Lainière et Léanord, J.C. SACRE (réf 1), a étudié puis réalisé un prototype d'organe de Calcul, élaborant la valeur moyenne, la moyenne quadratique, l'écart type d'un signal variable en fonction du temps.

Cet élément associé à un capteur sensible aux variations d'épaisseur d'un ruban de *Carde* à délivré les caractéristiques souhaitées.

L'opération effectuée sur un fil donne les caractéristiques précédemment définies, mais ne permet pas de dire explicitement s'il existe des variations périodiques de section. En effet, la présence d'un défaut périodique sur la section d'un fil peut entraîner l'apparition sur le tissu de différences très nettes de son aspect. Il faut alors déterminer le spectre d'amplitude en fonction de leur longueur d'onde ; puis à partir de ce résultat reconstituer l'"histoire de l'échantillon", et intervenir aux divers stades de la production afin d'éliminer les irrégularités.



Figure 1.1 : Exemples de tissus dont la trame présente une irrégularité périodique

C'est ce problème qui nous a été posé et pour lequel nous allons proposer une méthode de résolution.

1.2 - Classification des défauts

On peut distinguer trois classes de défauts.

1.2.1 - Défauts périodiques

Ils sont engendrés par des défauts mécaniques sur les machines :

Par exemple excentricité des cylindres délivreurs de "continu à filer".

D'après E. FELIX (2), l'amplitude A d'un défaut engendré par excentricité des cylindres délivreurs, est donnée par la formule :

E = étirage	+ cylindre inférieur
d = Diamètre des cylindres	- cylindre supérieur
e = excentricité	k constante propre au système

$$A = k (E \pm 1) \frac{e}{d}$$

A partir du spectrogramme, il est possible de détecter le cylindre possédant un "faux rond" ; et de dresser un tableau indiquant l'excentricité permise pour diverses valeurs de k et de l'étirage.

E =	10	20	40
k = 1	10	5	2,5
k=0,3	30	15	7,5

faux rond en $1/100^e$ mm.

D'après ce qui précède il est évident que la précision demandée aux machines de filature croît proportionnellement à la vitesse d'étirage, qui augmente elle-même de façon constante dans les filatures. Notons toutefois que ces défauts peuvent être éliminés complètement par réglage de la machine défectueuse.

1.2.2 - Ondes d'Étirage

Lorsque le fil possède des fibres flottantes, ce qui est un cas fréquent pour la fibranne, on voit apparaître des irrégularités à peu près périodiques de la section de ce fil.

Mesurée directement après un champ d'étirage, la longueur d'onde moyenne de ces irrégularités périodiques est de 2,5 à 3 fois la longueur moyenne des fibres c'est-à-dire

$$\lambda_{m_0} = k \cdot \bar{\ell}$$

où λ_{m_0} = longueur d'onde moyenne mesurée directement après le champ d'étirage correspondant.

$\bar{\ell}$ = longueur moyenne des fibres (Valeurs approximatives : coton **cardé** 2,2 cm, coton peigné 2,5 cm).

Si après le champ d'étirage défectueux, il y a encore d'autres étirages, la longueur d'onde moyenne augmente du taux d'étirage total E correspondant et devient :

$$\lambda_m = E \lambda_{m_0}$$

Ces défauts peuvent s'éliminer complètement ou partiellement selon le système d'étirage et la matière première.

1.2.3 - Irrégularités aléatoires

Elles sont dues à la distribution aléatoire des fibres textiles, et par conséquent ne peuvent être supprimées avec la technologie usuelle des usines de peignage.

1.3 - Description du capteur utilisé

1.3.1 - Choix du capteur

Il existe dans le commerce plusieurs régularimètres pour fils, mèches et rubans ; chacun de ceux-ci fournissant des informations différentes suivant la variable physique mesurée. Cependant pour analyser des fils de matière textile, une seule classe d'appareils, est d'utilisation courante, dont le principe repose sur leur sensibilité à des variations de la masse linéique des échantillons.

Dans l'étude présente, nous ne nous intéresserons qu'au capteur en fonctionnement à La Lainière : le régularimètre.

1.3.2 - Principe de fonctionnement

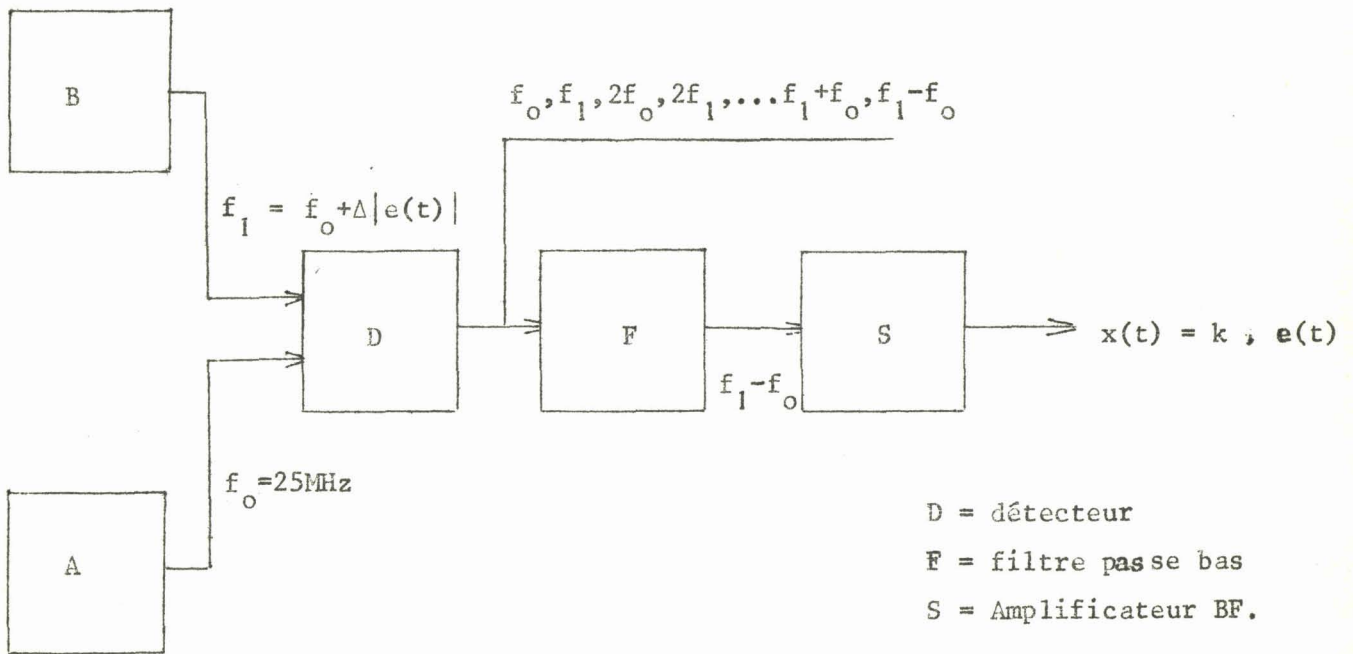


Figure 1.2 : Schéma bloc du régularimètre Uster

Le procédé de mesure est basé sur le phénomène de battement entre deux signaux périodiques. L'appareil contient deux oscillateurs à haute fréquence, l'un d'eux (A), indépendamment de la mesure, oscille à une fréquence fixe tandis que l'autre (B), voit cette dernière se modifier en fonction de l'épaisseur de la matière testée par unité de longueur.

A cet effet l'échantillon traverse l'espace inter armature du condensateur du circuit oscillant ; et lors de la mesure, la matière textile constitue une partie déterminée du diélectrique de celui-ci. Au cours de ce passage les variations de la section du fil provoquent des changements de la constante diélectrique du condensateur, et les modifications de fréquence ainsi provoquées par rapport à l'oscillateur à fréquence fixe, sont transformées en variations de tension, puis amplifiées.

La fréquence du signal émis dépend de la vitesse de déplacement du fil dans le capteur. Pour une vitesse v , un défaut périodique de longueur d'onde λ se traduit par l'apparition d'une composante du signal, de fréquence f :

$$f = \frac{v}{\lambda}$$

Cette vitesse peut être choisie dans la gamme :

$$v_{m/mm} = 4, 8, 25, 50, 100, 200$$

1.3.3 - Avantages

Cet appareil très robuste et de maniement simple permet de nombreuses mesures sur les produits textiles à toutes les phases de leur fabrication. Il est presque universellement utilisé, condition qui contribue à uniformiser dans une certaine mesure les produits de différents fabricants quelle que soit la précision.

1.3.4 - Inconvénients

Pour des échantillons de grande longueur, compte tenu de la vitesse de défilement la plus élevée, le temps d'immobilisation est trop important.

En outre, deux fils semblables n'ayant pas le même degré hygrométrique, donnent une réponse différente, car la constante diélectrique des textiles naturels dépend fortement de l'humidité et de la température ambiante.

Cependant nous considérerons cet appareil comme satisfaisant et nous nous intéresserons désormais uniquement à sa grandeur de sortie en supposant qu'elle reflète exactement la variable d'entrée.

1-4 - Détection des défauts

A partir du signal électrique émis par le régularimètre Uster, nous allons rechercher les informations susceptibles de nous renseigner sur l'état du produit mesuré.

1.4.1 - Mesure de l'irrégularité moyenne

Le calculateur réalisé par J.C. SACRE (fig 1.3) permet de mesurer l'irrégularité moyenne, l'écart type de l'échantillon et l'utilisateur peut alors constater si le produit est bon ou mauvais, sans toutefois connaître la cause d'un défaut éventuel, ni déterminer par exemple l'influence du deuxième passage en peignage sur le premier puisque les irrégularités s'additionnent quadratiquement.

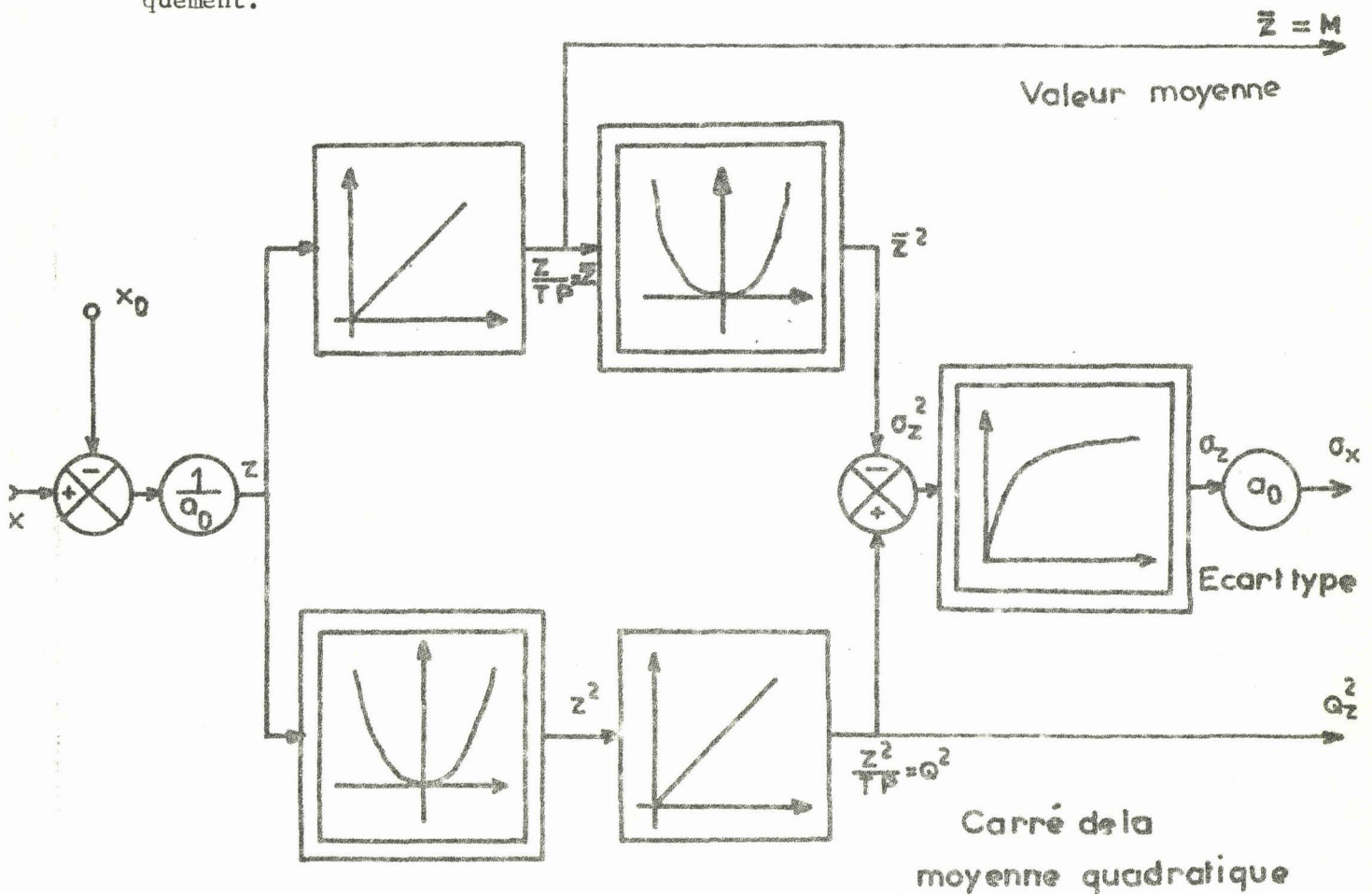


Figure 1.3 : Calculateur d'irrégularité moyenne, d'écart type.

Il est alors nécessaire de se référer à l'enregistrement de la section pour pouvoir retrouver quelques indices permettant de localiser les défauts. Dans ce cas l'étude des variations périodiques devient primordiale car la longueur d'onde de celles-ci permet de retrouver rapidement et avec grande exactitude les causes des défauts.

1.4.2 - Détermination de défauts périodiques

Les défauts périodiques peuvent être discernés sur le diagramme de la section du fil s'ils sont de grande amplitude, et sans harmonique ; cependant pour les fils, les exigences de qualité sont actuellement telles qu'on ne peut même plus accepter des défauts, aussi petits soient-ils.

Le spectrographe USTER (Annexe A) est capable de déterminer le spectre d'amplitude en fonction de la longueur d'onde à partir des données du régularimètre. Toutefois les gammes de fréquences d'analyse se situant entre 9,3 et 0,167 Hz, nous pouvons en utilisant les différentes vitesses du capteur (paragraphe 1.3.2) détecter des défauts ayant une longueur d'onde variant entre 1,5 cm et 10 m.

Nous avons représenté figure 1.4 et 1.5 quelques spectrogrammes relevés avec cet appareil.

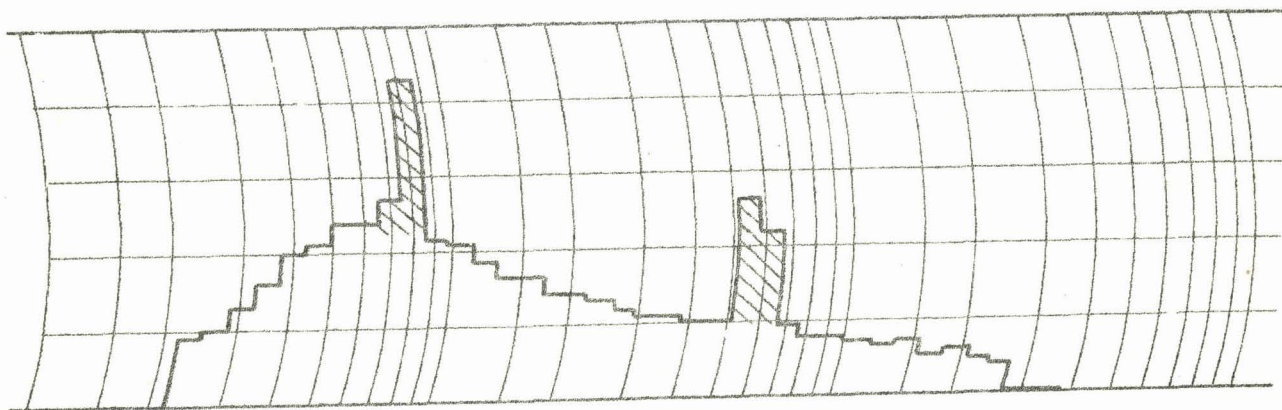


Figure 1.4 : Spectrogramme de défauts mécaniques

Les défauts mécaniques des machines de filature engendrent en général des variations de section pour lesquelles, la distance entre deux points de forte épaisseur est toujours constante. Il s'ensuit que sur le spectrogramme 1.4, il n'y a qu'un ou deux pics au maximum (spectre discret).

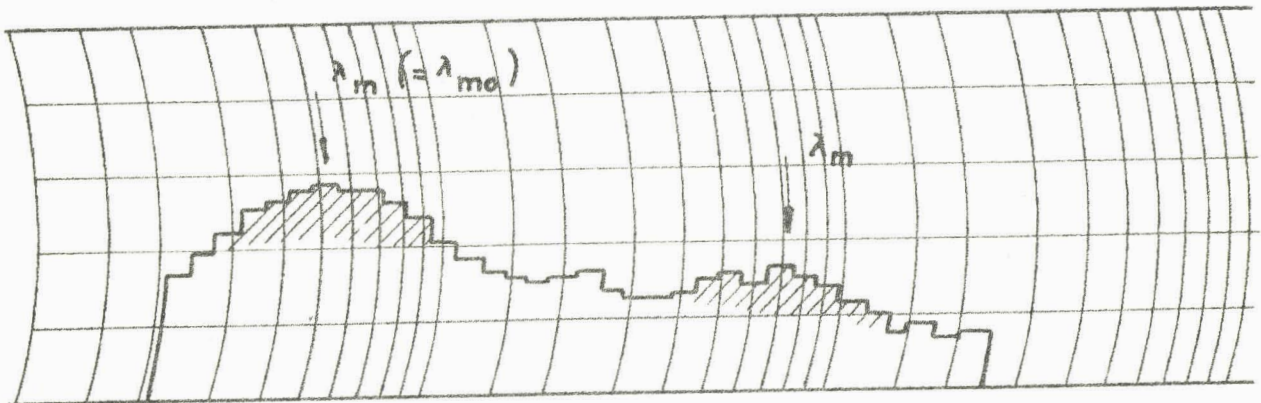


Figure 1.5 : Spectrogramme des ondes d'étirage

Un autre type d'enregistrement peut être obtenu (fig 1.5) lorsqu'il y a des défauts dus aux ondes d'étirage.

Dans ce cas on constate que les variations ne sont plus purement périodiques, et qu'il apparaît des maxima écrasés (spectre continu).

La première information, accessible aisément, du spectrogramme est caractéristique du type de défaut (mécanique, d'étirage, ...) et constitue de ce fait un renseignement intéressant.

1.5 - Conclusion

Nous avons vu que le spectre d'amplitude des variations de section d'un fil de matière textile dépend aussi bien de l'étape précédant immédiatement la filature, que des préparations plus éloignées. Les défauts apparaissant au début de la fabrication sont agrandis par l'étirage et atteignent leur plus grande longueur d'onde dans le fil.

Le spectrographe Uster, que possède actuellement le service "Contrôle qualité" de "La Lainière", permet la mesure des défauts périodiques, mais ne répond plus aux besoins actuels. En effet les étirages sont considérables et l'élément utilisé permet seulement des analyses fréquentielles pour des signaux présentant des irrégularités de longueur d'onde inférieures à 10 mètres, sans commune mesure avec l'état des fabrications nouvelles qui correspondent à des défauts présentant une longueur d'onde atteignant 1000 à 1500 mètres.

Nous allons dans le prochain chapitre rappeler l'ensemble des moyens mathématiques qui sont à notre disposition pour déterminer le spectre d'une fonction, puis à partir de ceux-ci, élaborer les méthodes d'analyse spectrale les plus appropriées au problème posé.

CHAPITRE II

METHODES d'ANALYSE HARMONIQUE DE SIGNAUX NON PERIODIQUES

2.1 - Introduction

Les transformations qui interviennent en physique sont bien souvent linéaires et invariantes lors d'une translation temporelle, et les fonctions sinusoïdales ou exponentielles sont pour de telles transformations des fonctions propres :

$$\begin{aligned} F (A \sin \omega t) &= k A \sin \omega t \\ F (B e^{\pi t}) &= k' B e^{\pi t} \end{aligned} \quad \begin{array}{l} k \text{ et } k' \text{ sont des} \\ \text{coefficients} \end{array}$$

Il est par conséquent fort utile d'exprimer toutes les fonctions utilisées sous forme de sommes de lignes trigonométriques ou exponentielles dont il est facile de déterminer la transformée. Cette décomposition a en outre un intérêt que nous utiliserons plus loin : la puissance moyenne d'un signal périodique est égale à la somme des puissances moyennes de chacun des termes de la série trigonométrique (Annexe B).

Ce chapitre est destiné à présenter les principes des méthodes d'analyse harmonique de signaux non périodiques (issus du capteur Uster lors de l'application envisagée).

2.2 - Analyse spectrale de signaux non périodiques

2.2.1 - Principe

La méthode consiste à considérer les fonctions non périodiques comme des fonctions périodiques de période infinie ; la condition d'existence du développement s'exprimant sous la forme de la convergence de l'intégrale.

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |f(t)| dt$$

$$\textcircled{1} \quad f(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |c_n| e^{j(n\omega t + \phi_n)}$$

$$\textcircled{2} \quad f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \{ a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t \}$$

Les coefficients des séries $\textcircled{1}$, $\textcircled{2}$ ont alors pour expression.

$$c_n = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) e^{-jn\omega t} dt$$

$$a_n = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) \cos n\omega t dt$$

$$b_n = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) \sin n\omega t dt$$

la fonction d'autocorrélation s'écrit :

$$c(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} f(t) \cdot f(t-\tau) dt$$

2.2.2 - Application du problème posé

Il est impossible d'observer $f(t)$ à tout instant (et en particulier pendant un temps infini) et si $f_T(t)$ représente le signal de sortie du capteur Uster, son intervalle de définition $[-T/2, +T/2]$ correspond au temps T de passage de l'échantillon de fil de longueur L dans le régularimètre avec $T = \frac{L}{v}$, v : vitesse du fil. L'analyse spectrale de $f(t)$, engendre en réalité le spectre de $f_T(t)$.

$$\text{Posons } f_T(t) = f(t) \cdot P_0(t) \quad \text{avec } P_0(t) = 1 \quad t \in [-T/2, +T/2]$$

$$P_0(t) = 0 \quad t \notin [-T/2, +T/2]$$

La fonction $P_0(t)$ traduit le processus d'échantillonnage.

Lorsque $f(t)$ présente des composantes périodiques, ce qui est le cas lorsque le fil possède un défaut dû à l'excentricité d'un cylindre, montrons que l'échantillonnage apporte de profondes modifications au spectre d'amplitude de cette fonction.

Soit $S(\omega)$ la densité spectrale d'énergie (Annexe B), on peut l'écrire sous la forme :

$$S(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left[\lim_{T \rightarrow \infty} \left\{ \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \right\} \right]$$

ω_0 pulsation du défaut périodique.

après échantillonnage il vient,

$$S^*(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left[\lim_{T \rightarrow \infty} \left\{ \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) \cdot P_0(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \right\} \right]$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left\{ \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) \cdot e^{-jn\omega_0 t} dt \right\} \quad T = \frac{L}{v}$$

$S^*(\omega)$ est le résultat du produit de composition de $S(\omega)$ par la "fenêtre spectrale" $Q_0(\omega)$ transformée de Fourier de $P_0(t)$:

$P_0 = \delta$

$$Q_0(\omega) = \sum_{i=-n}^{+n} \frac{\sin i \omega_0 T/2}{i \omega_0 T/2} = \sum_{i=-n}^{+n} Q_{0n}(\omega)$$

La fonction $Q(\omega)$ est nulle pour $\omega_0 T = 2 \pi k$: c'est-à-dire quand l'intervalle d'intégration est constitué par un nombre entier de périodes du signal (cas envisagé en annexe B).

Lorsque $Q(\omega)$ est différent de zéro, afin de se rapprocher du cas idéal $Q(\omega) = 0$, il convient de choisir le temps de passage d'un échantillon grand devant $\frac{2\pi}{n \omega_0}$.

La détermination du spectre à partir de la fonction d'autocorrélation conduit à un résultat identique ; en effet il n'est pas possible de connaître $c(\tau)$ que pour $\tau \in]-\tau_m, +\tau_m[$, pour les mêmes raisons que précédemment.

2.3 - Méthodes pratiques d'étude du spectre d'un signal $f(t)$

2.3.1 - Analyse directe

Dans une méthode d'analyse directe le signal est traité par filtrage, intégration, ou par l'intermédiaire de moyens de calcul.

a) filtre sélectif

Ce principe d'analyse spectrale consiste à isoler une bande de fréquence du signal étudié, au moyen d'un filtre, puis à évaluer la puissance qu'elle contient. Sur le schéma de la figure 2.2 la grandeur $f_{\omega, \Delta\omega}(t)$ représente le signal de sortie du filtre centré en ω et de largeur $\Delta\omega$.

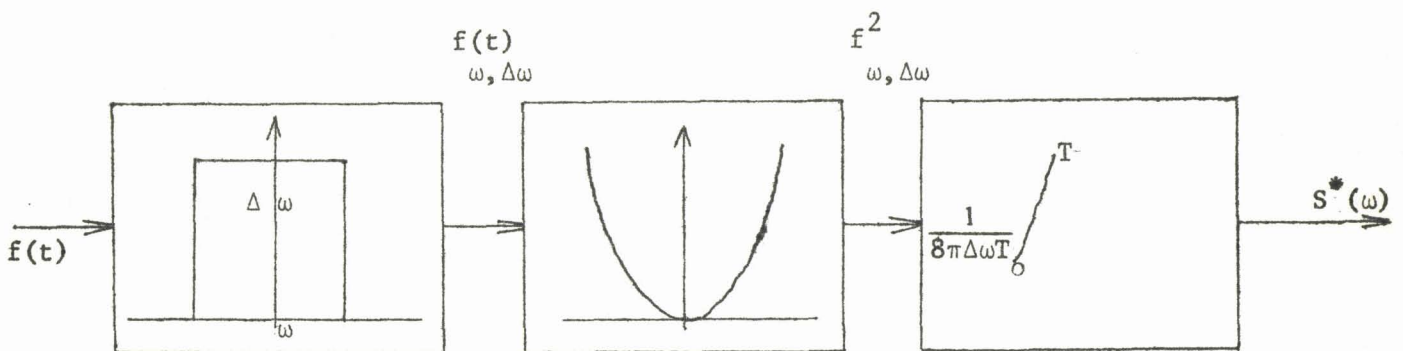


Figure 2.2 : Analyse par filtre sélectif

Afin de balayer la gamme des fréquences, il est en particulier possible d'avoir recours :

Soit à une batterie de filtres fonctionnant en parallèle chacun délivrant en permanence un signal correspondant à une fréquence du spectre.

Soit à un procédé hétérodyné, utilisant un seul filtre analysant de façon successive la suite des fréquences désirées ; dans ce cas le fonctionnement ne s'effectue plus en temps réel, à moins de recourir à une compression des temps pour les signaux basse fréquence.

La densité spectrale $S^*(\omega)$ du signal analysé s'exprime sous la forme :

$$S^*(\omega) = \lim_{\Delta\omega \rightarrow 0} \frac{1}{8\pi\Delta\omega T} \int_0^T f_{\Delta\omega, \omega}^2(t) dt$$

Par cette méthode il est possible d'isoler la puissance contenue dans la composante de pulsation ω , c'est à dire de déterminer le spectre de puissance pour la suite de pulsations $\omega_1, \omega_2 \dots \omega_n$, indiquée fig. 2.3.

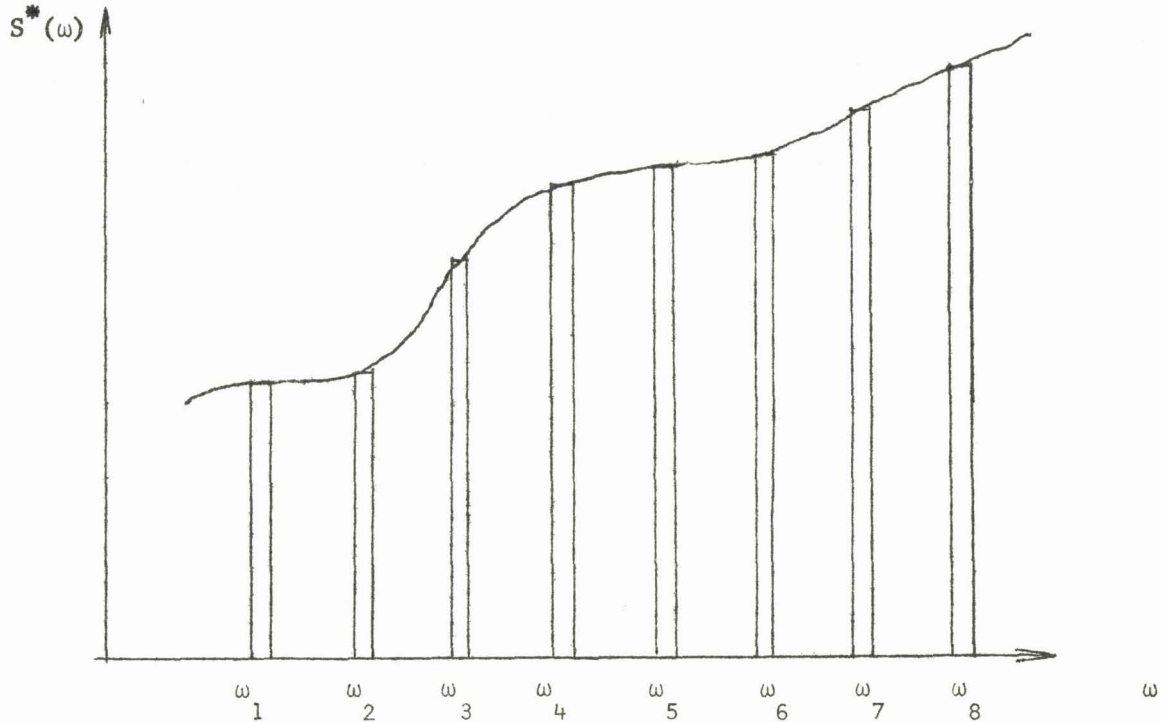


Figure 2.3 : Spectre de puissance obtenue par filtre sélectif.

b) Analyse intégrale

L'organe de base est constitué comme pour la méthode précédente, par un filtre passe bande. Les pulsations de coupure à 3 décibels sont choisies de telle manière que la pulsation basse ω_b reste fixe tandis que la pulsation haute ω_h est variable de façon discrète ou continue entre ω_b et ω_h max.

On obtient alors pour signal de sortie de l'intégrateur en appliquant le théorème de Parseval (Annexe B).

$$X_s(\omega_h) = 2 \int_{\omega_b}^{\omega_h} S^*(\omega) d\omega$$

En faisant varier ω_h , on engendre, par définition, la courbe intégrale de la densité spectrale de puissance et celle-ci, par simple dérivation graphique, permet d'élaborer la courbe de densité spectrale $S^*(\omega)$ indiquée fig. 2.4.

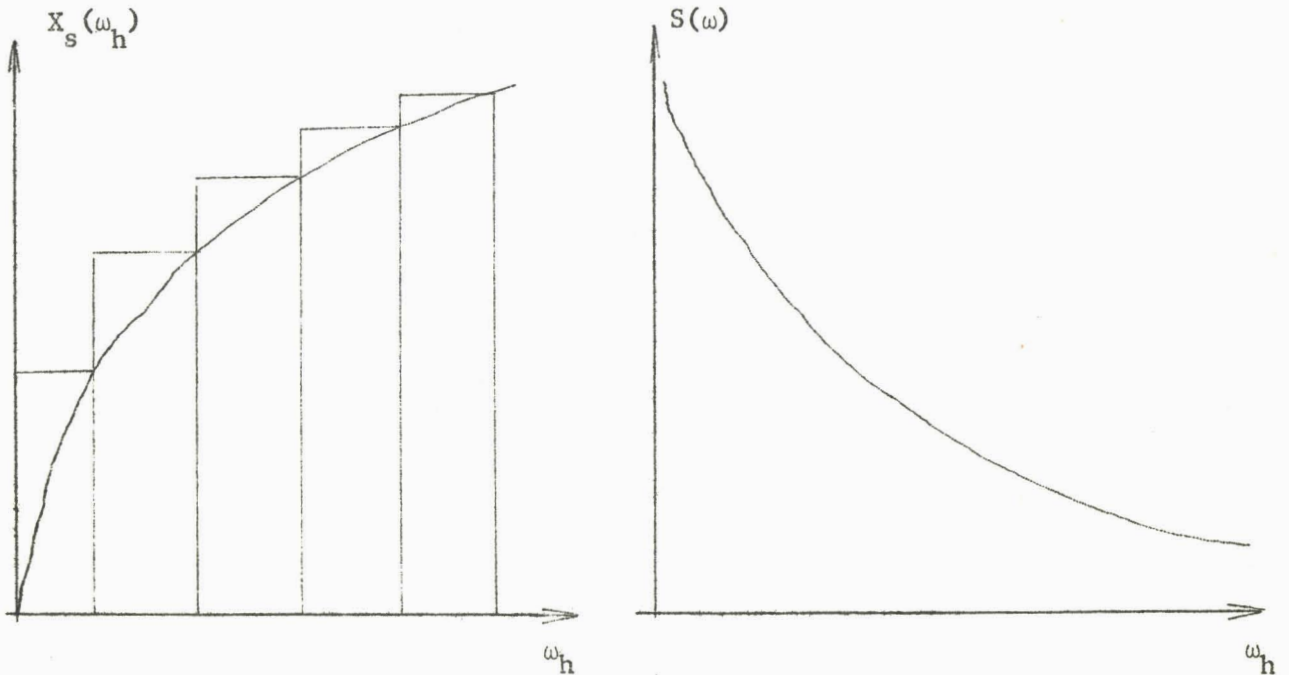


Figure 2.4 : Spectre de puissance obtenue par analyse intégrale.

Signalons que comme précédemment le temps d'analyse est fort élevé pour les basses fréquences.

c) Calculateur spécialisé

Afin de s'affranchir de l'emploi de filtres toujours difficiles à réaliser aux très basses fréquences, une méthode consiste, à calculer les coefficients a_n , b_n et c_n . (Annexe B) selon le schéma représenté fig 2.5, la fonction $f(t)$ étant non périodique il convient d'éliminer la distribution statistique correspondante en déterminant les coefficients moyens \bar{a}_n et \bar{b}_n à partir des a_n et b_n calculés pour différents intervalles d'intégration de durée T .

$$\bar{a}_n = \frac{1}{P} \sum_{i=1}^P a_n^i$$

$$\bar{b}_n = \frac{1}{P} \sum_{i=1}^P b_n^i$$

$$2 \bar{c}_n = \bar{\alpha}_n = \sqrt{\bar{a}_n^2 + \bar{b}_n^2}$$

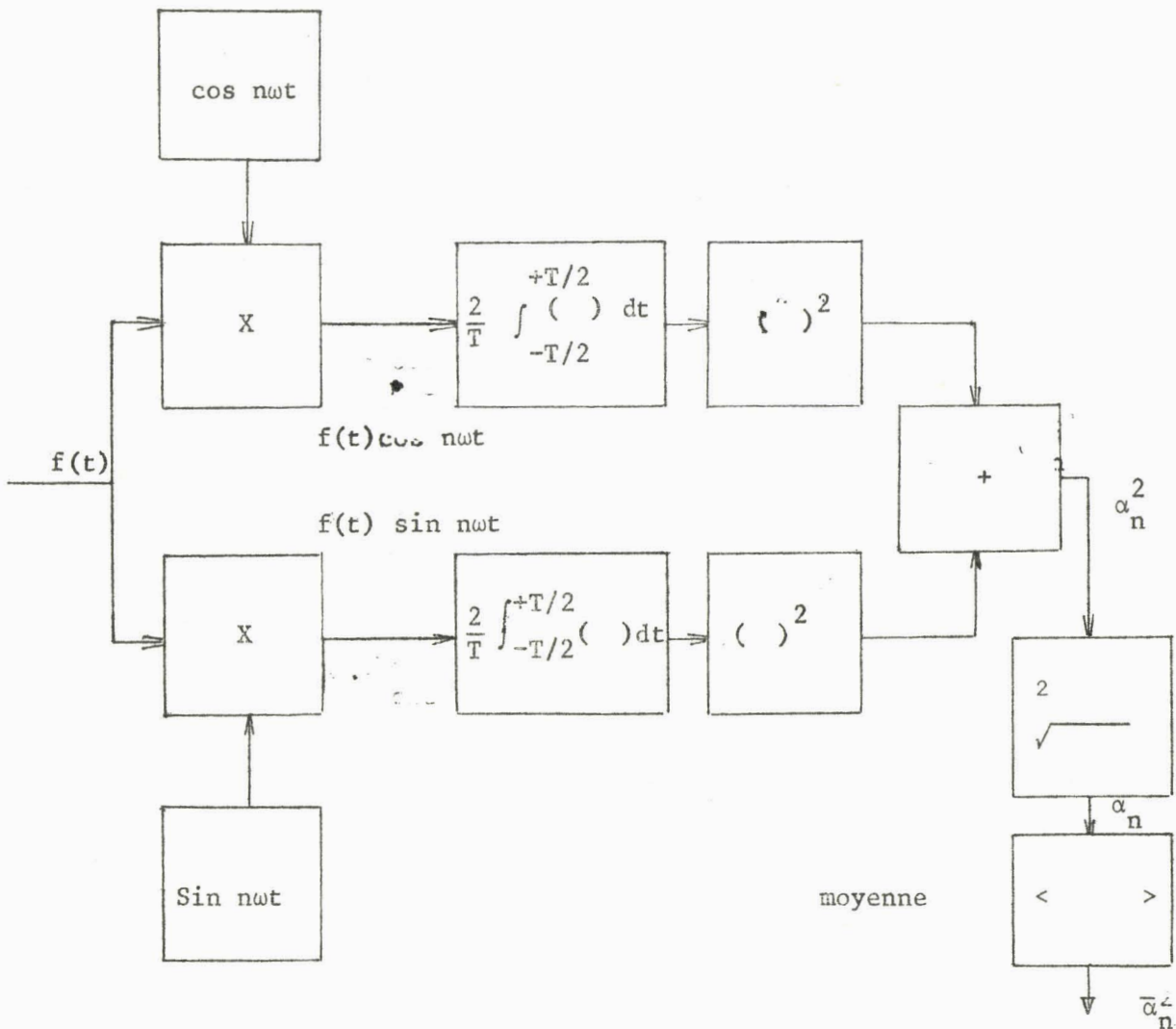


Figure 2.5 : Calculateur de Fourier

Ce montage très complexe nécessite l'emploi d'un générateur de fonction sinusoïdale à fréquence variable, et d'éléments de calcul analogiques ou numériques. Cependant, dans le domaine des très basses fréquences, il est intéressant de l'utiliser.

2.3.2 - Analyse par autocorrélation

La fonction d'autocorrélation et la densité spectrale sont transformées de Fourier l'une de l'autre (Annexe B).

$$C_n^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} C(\tau) e^{-jn\omega\tau} d\tau$$

$$C(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) f(t-\tau) dt$$

Dans ces conditions le bloc de calcul de la fonction d'autocorrélation (fig 2.6) comporte un organe de retard variable τ .

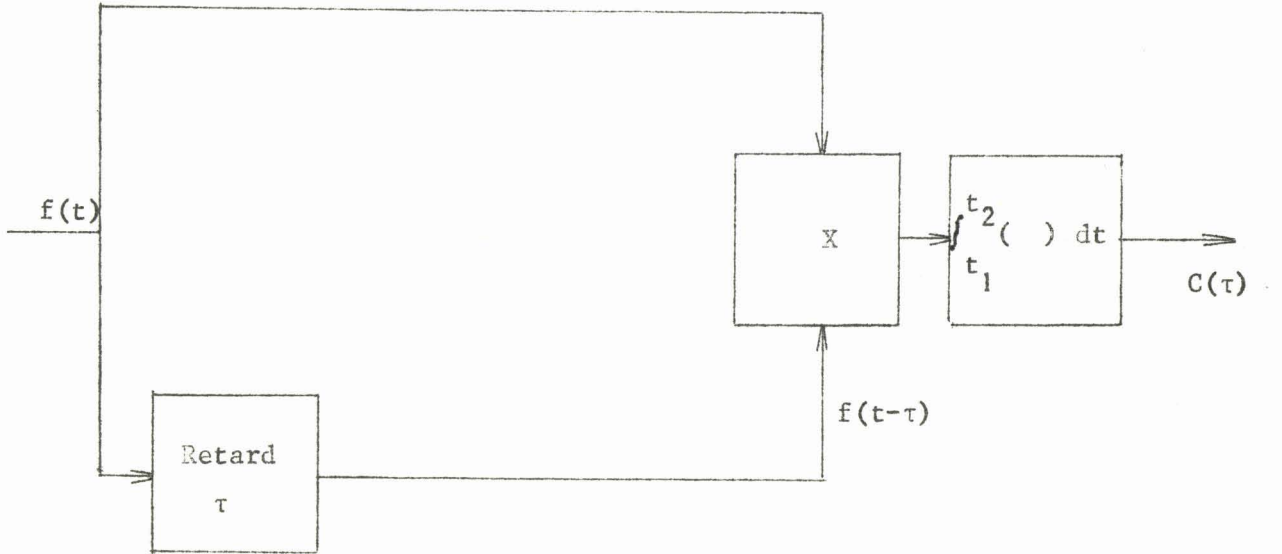


Figure 2.6 : Schéma bloc du corrélateur

Une réalisation purement analogique d'un tel système est difficile à mettre en oeuvre, (à cause du retard) et bien souvent on lui préfère une technique hybride qui retarde l'information dans un registre et conserve les organes multiplieur et intégrateur sous forme analogique.

Une réalisation totalement numérique est possible, mais compte tenu des performances souhaitées son prix de revient est notablement plus élevé que pour un calculateur hybride.

L'information délivrée par le corrélateur est mise en mémoire et traitée par le calculateur spécialisé de la fig. 2.7, la fonction d'entrée étant alors $C(\tau)$, ce dernier multiplie la fonction $C(\tau)$ par $\cos n\omega t$ et $\sin n\omega t$, puis par intégration délivre la partie réelle et imaginaire de la composante harmonique de pulsation $n\omega$.

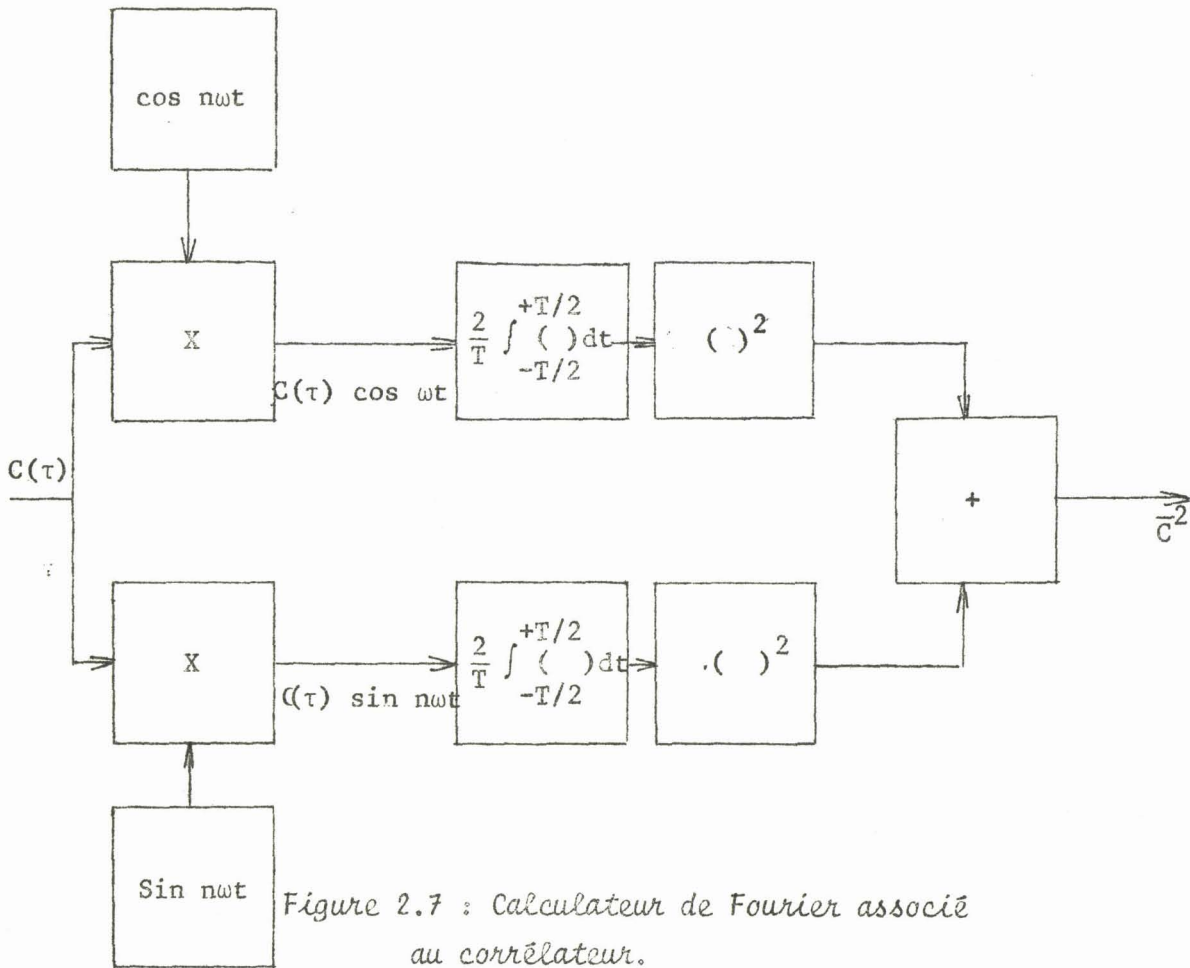


Figure 2.7 : Calculateur de Fourier associé au corrélateur.

L'on obtient directement $\overline{c_n}$ ($C(\tau)$ "moyenne temporelle" du signal d'entrée).

2.3.3 - Conclusion

Les deux solutions proposées : calculateur spécialisé ou analyse par autocorrélation conduisent sensiblement à l'utilisation du même schéma de calcul des coefficients de Fourier, l'un à partir de $f(t)$ l'autre à partir de $C(\tau)$. Le choix qu'il convient d'effectuer dépend donc uniquement des organes permettant pour l'un d'effectuer la moyenne des coefficients c_n , pour l'autre de calculer la fonction de corrélation. Dans le premier cas il suffit d'augmenter la capacité des registres totalisateurs, tandis que dans l'autre il convient de réaliser un calculateur complexe nécessitant un modulateur d'impulsion et des organes multiplieurs en nombre égal au nombre de cellules élémentaires du registre. Signalons dès à présent que compte tenu des technologies actuelles de fabrication des circuits de mémoire le prix de revient de la construction d'un ensemble de stockage est beaucoup plus faible que celui d'un autocorrélateur.

2.4 - Conclusion

Les résultats mathématiques présentés au début de cette étude ont permis d'envisager différentes méthodes d'analyse spectrale d'un signal électrique.

Afin de concevoir une réalisation nous devons dans le chapitre suivant, fixer notre choix sur le procédé le plus approprié ; c'est à dire celui qui associe à un temps de mesure assez court un prix de revient modique.

CHAPITRE III

PRINCIPE de la REALISATION

3.1 - Analyseurs de densité spectrale à très basse fréquence

3.1.1 - But de l'appareil

Nous nous sommes fixés comme objectif, au cours du premier chapitre, d'étudier et de réaliser un analyseur de densité spectrale destiné à la détection des défauts périodiques d'une matière textile dont la longueur d'onde varie du centimètre à 2000 mètres. Le choix de la vitesse de défilement du ruban dans le capteur définit la plus basse fréquence de la gamme d'analyse. Cette analyse spectrale est rendue difficile dans le domaine des très basses fréquences en raison, d'une part, des temps de mesure exigés trop élevés, d'autre part, des grandes constantes de temps nécessaires au fonctionnement des dispositifs de filtrage et d'intégration. En conséquence la vitesse d'avancement la plus rapide détermine la longueur d'onde maximale des défauts. La fréquence d'analyse la plus basse est alors :

$$f_{\min} = \frac{C_{\max}}{\lambda_{\max}} = \frac{200}{60 \times 2000} = 1,7 \times 10^{-3} \text{ Hz} = f_0$$

Deux méthodes d'analyse peuvent être envisagées :

3.1.2 - Analyse directe de l'échantillon

En présence d'un signal périodique, et afin de déterminer l'amplitude de chaque raie du spectre par les méthodes fréquentielles définies précédemment, il est nécessaire d'analyser au moins une période du phénomène. L'échantillon de matière textile doit dans ces conditions posséder une longueur minimale égale à $k \lambda_{\max}$.

k nombre de raies du spectre calculées

λ_{\max} plus grande longueur d'onde des défauts
(longueur d'onde fondamentale)

Cette longueur peut être trop élevée car les échantillons se présentent sur des bobines de 10 000 mètres environ, et l'on est alors conduit à tester plusieurs fois le même échantillon. Notons cependant qu'avec le régularimètre Uster cette dernière possibilité n'existe pas, car il n'y a pas récupération après le test du produit mesuré. Toutefois si l'on admet que cet essai est possible, si l'on désire calculer 20 raies du spectre et détecter des défauts de longueur d'onde égale à 2000 mètres, le temps de mesure est voisin de 3 heures et demie.

La méthode d'autocorrélation nécessite, elle aussi, un temps d'observation comparable, et de ce fait conduit à la même difficulté.

3.1.3 - Analyse à partir d'un enregistrement

Afin de réduire le temps de mesure d'un échantillon ; il suffit d'enregistrer le phénomène à une vitesse v puis de le lire à la vitesse mv . Les fréquences constituant le domaine d'analyse se trouvent multipliées par m , ce qui permet d'opérer dans un ~~domaine~~ domaine fréquentiel plus favorable à la réalisation des circuits d'analyse.

Deux possibilités sont alors offertes : enregistrement continu ou échantillonné ; nous allons leur consacrer les pages qui suivent.

3.2 - Etude de l'enregistrement

3.2.1 - Enregistrement continu

Le signal est mis en mémoire sur une bande magnétique (ou photographique) à faible vitesse, puis lu à une vitesse plus grande. En utilisant plusieurs fois le processus écriture-lecture, il est possible d'obtenir une multiplication de fréquence atteignant avec de très bons appareils 10 000. Cependant les enregistreurs usuels offrent seulement un rapport de 8 entre les vitesses extrêmes ; et il convient alors d'effectuer de nombreuses manipulations peu pratiques pour une utilisation industrielle afin d'amener le signal dans un domaine fréquentiel pouvant être aisément traité. Les enregistreurs supprimant ces manipulations, d'un prix élevé, exigent une main d'oeuvre qualifiée pour opérer, et possèdent des contraintes de fonctionnement (température, humidité, vibrations peu compatibles avec une utilisation dans un atelier de fabrication. Il n'est dans ces conditions pas possible d'envisager un enregistrement continu.

3.2.2 - Enregistrement par échantillonnage

a) Principe

Il est aisé de diminuer la quantité d'information stockée, en échantillonnant le signal et en ne conservant que ces prélèvements. Si l'inscription se fait à la période T et la lecture à la période T/n , il y a compression du temps dans un rapport n (fig. 3.1). Ce système possède une grande souplesse et permet par la variation de la période d'horloge d'effectuer une multiplication de fréquence importante. Toutefois il convient cependant de satisfaire aux conditions du théorème de Shannon afin de restituer l'information

$$T_e < \frac{T_{\min}}{2}$$

T_e période d'échantillonnage

T_{\min} période de la composante harmonique d'ordre le plus élevé du signal

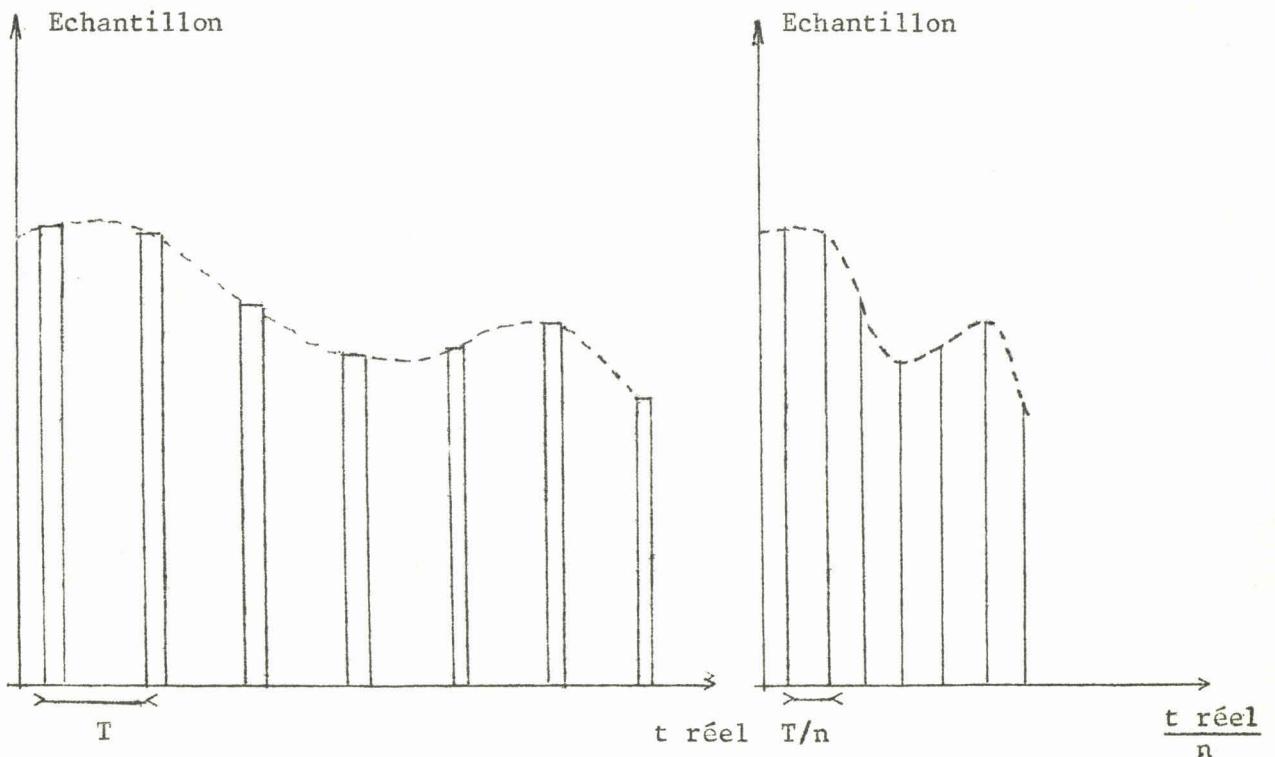


Figure 3.1: Échantillonnage du signal

Si le signal n'est pas périodique, il admet pour composantes une suite infinie d'harmoniques et en conséquence nous approximations l'information de l'entrée par un signal ne comportant que les p premiers harmoniques de cette information.

Les conditions du théorème de Shannon s'écrivent alors :

$$T_e < \frac{T_0}{2p} \quad T_0 \text{ période du fondamental}$$

b) Stockage analogique

L'élément principal de cette mémoire (fig 3.2) est constitué par des condensateurs à film plastique (Téflon) ou au polycarbonate en raison de leurs faibles pertes. Ceux-ci sont chargés à la valeur de la tension représentative de chaque échantillon que l'on désire mettre en mémoire (affichage). Puis compte tenu de certaines précautions, il est possible de mesurer cette tension sans la modifier notablement (lecture) avant de recommencer le cycle. Afin que ce dernier reste chargé à la tension V , les diodes de la cellule élémentaire doivent être convenablement polarisées

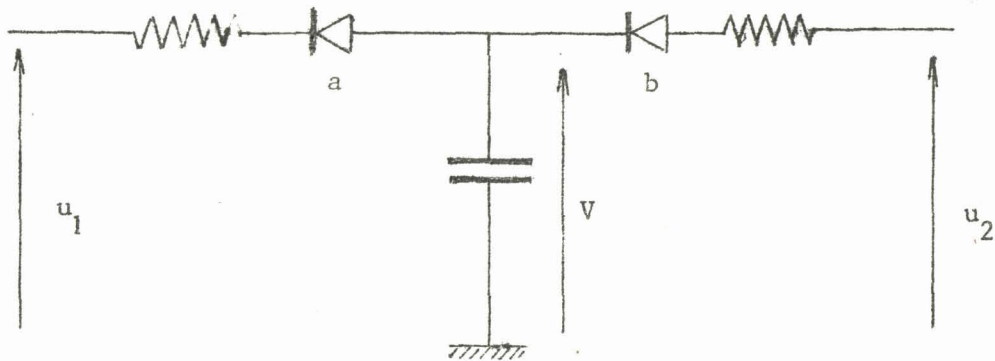


Figure 3.2 : Cellule élémentaire de stockage analogique.

- U_2 tension de blocage
- U_1 tension d'affichage

La précision de cette mémoire dépend : de l'amplitude de la tension affichée, des pertes introduites par les résistances de fuite du condensateur et des erreurs liées à la dispersion des caractéristiques du matériel employé.

Toutefois le temps de stockage étant très important (une seule période du phénomène est d'environ dix minutes) et les condensateurs usuels n'ayant qu'un coefficient de perte variant entre $RC = 25 \times 10^3$ s et $RC = 50 \times 10^3$ s, l'information stockée présente un affaiblissement non négligeable ($\frac{\Delta V}{V} = 2,5 \%$) d'autant plus grand que les circuits de lecture et d'enregistrement sont imparfaits.

c) Stockage numérique

Pour éviter ces pertes d'information, on peut envisager de codifier les informations, cette conversion étant réalisée selon le code binaire naturel, et chaque mot correspondant à un échantillon emmagasiné dans des "mémoires unitaires". Le codage est d'autant plus précis que le nombre de chiffres binaires de chaque mot est grand. Le nombre n de chiffres binaires pour obtenir une précision déterminée β est tel que :

$$2^n = \frac{1}{\beta}$$

et par exemple une mémoire de 64 états correspond à une précision de 1,6 %.

Le signal analogique est traduit en binaire au moyen d'un convertisseur digital analogique (fig. 3.3).

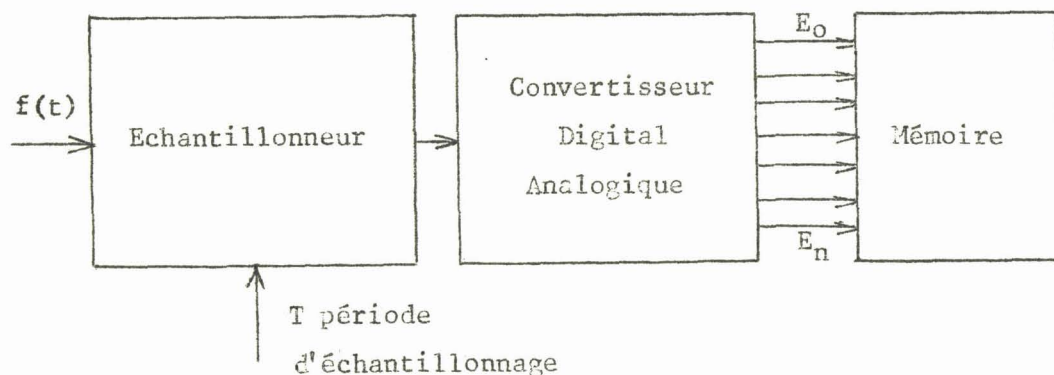


Figure 3.3 : Principe du stockage numérique.

Les bascules utilisées comme élément de mémoire sont du type "Eccles Jordan" (ou "Flip Flop") ; elles possèdent deux états stables et peuvent prendre l'un ou l'autre par application d'impulsions de déclenchement convenables.

3.2.2 - Conclusion

L'enregistrement par échantillonnage conduit à une solution simple du problème posé, en permettant une multiplication de fréquence importante. Une mise en mémoire numérique supprime la difficulté inhérente à la durée de ce stockage et permet en outre de calculer simplement les coefficients de Fourier du signal analysé.

3.3 - Influence de l'échantillonnage

3.3.1 - Modification du spectre

Le signal $f(t)$ se met après échantillonnage sous la forme :

$$f^*(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \delta(t-i\Delta T) f(i\Delta T)$$

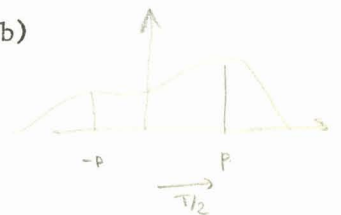
ΔT pas d'échantillonnage

$$\begin{aligned} \delta(t-i\Delta T) &= 1 \quad \text{lorsque } t = i\Delta T \\ &= 0 \quad \text{lorsque } t \neq i\Delta T \end{aligned}$$

Le signal f possédant un support borné, (§ 2.1.2 b)

$$f^*(t) = \sum_{i=-p}^{+p} \delta(t-i\Delta T) f(t)$$

$$\frac{T}{2} = p\Delta T = \frac{L}{2V} \quad \rightarrow \quad p = \frac{L}{2V\Delta T}$$



Le spectre d'amplitude de f^* a dans ces conditions pour expression

$$S^*(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left\{ \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) P_1(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \right\}$$

$$P_1(t) = \sum_{i=-p}^{+p} \delta(t-i\Delta T)$$

et admet pour transformée de Fourier :

$$Q(\omega) = \frac{\text{Sin}(2p+1)\omega \Delta T/2}{\text{Sin}\omega \Delta T/2}$$

$Q(\omega)$ est une fonction périodique de période $\Omega = \frac{2\pi}{\Delta T}$, nulle pour

$$\omega = \frac{2\pi k}{(2p+1)\Delta T}$$

$S^*(\omega)$ est le spectre d'amplitude de la fonction composée $f(t) \circ \delta(t-i\Delta T)$ c'est à dire le spectre $S(\omega)$ (spectre effectif de $f(t)$) "vu" au travers de la fenêtre spectrale $Q_1(\omega)$ et toutes ses translatées d'amplitude de $2\pi/\Delta T$. $Q_1(\omega)$ dont le graphe est représenté fig 3.4 est d'après J.K. TUKEY et R.B. BLACKMAN (réf 5) la fonction $Q(\omega)$ dans l'intervalle $[-\frac{\pi}{\Delta T}, +\frac{\pi}{\Delta T}]$.

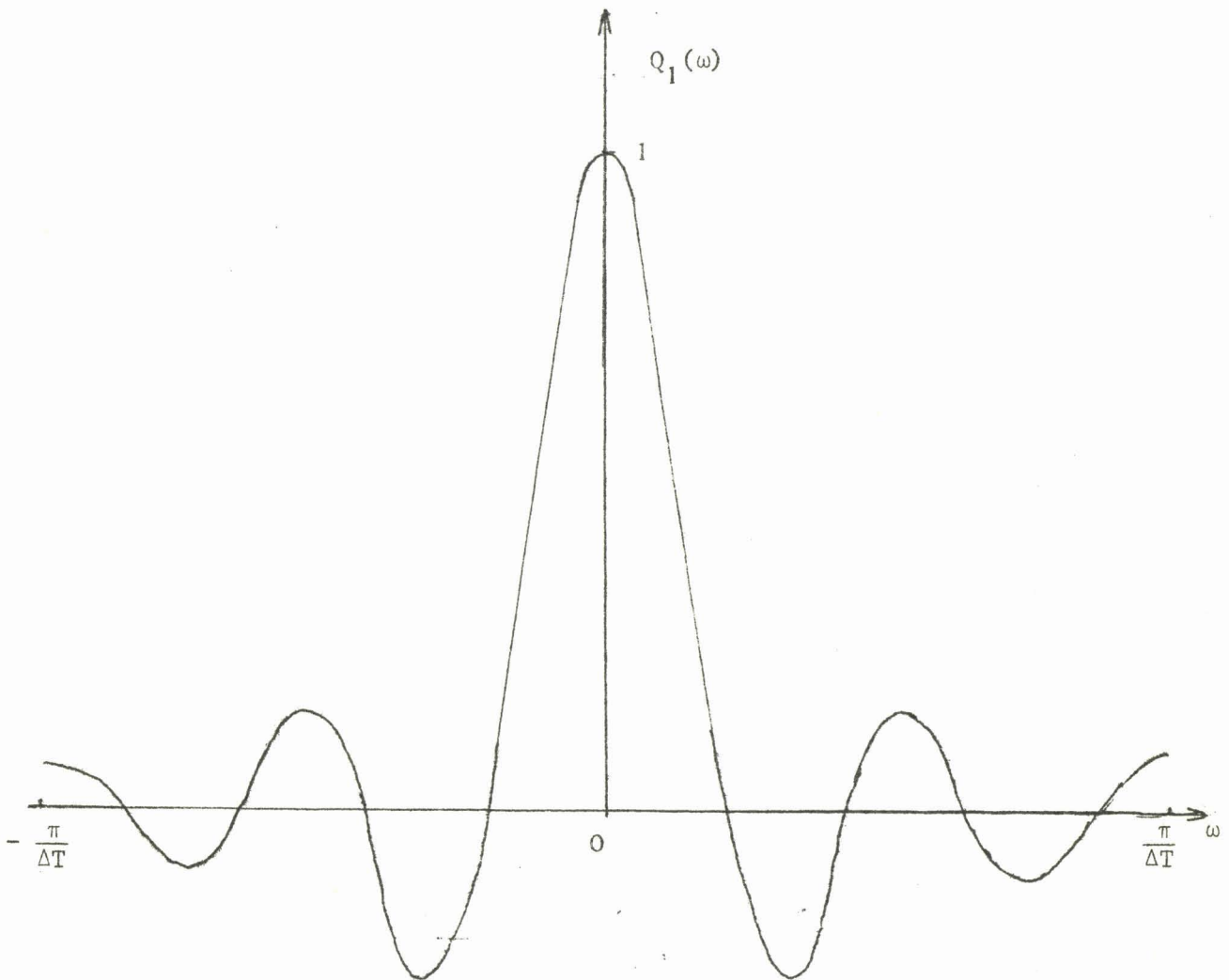


Figure 3.4 : Graphe de la fenêtre spectrale $Q_1(\omega)$.

L'échantillonnage se traduit par un lissage de $S(\omega)$ et par l'apparition de composantes harmoniques parasites ; celles-ci sont dues aux lobes latéraux prononcés de la fenêtre.

On peut agir sur l'allure de la fenêtre spectrale et par là même sur la déformation qu'elle apporte à $S(\omega)$, en multipliant chaque échantillon de $f(t)$ par la valeur correspondante d'une fonction de pondération. Cette opération permet de faire disparaître les lobes latéraux gênants, mais diminue le pouvoir séparateur de l'analyse. Dans l'utilisation prévue l'analyse doit être fine et par conséquent toute pondération apparaît inutile.

3 3.2 - Choix de la fréquence d'échantillonnage

La fréquence d'échantillonnage doit obéir au théorème de Schannon (§ 3.2.2 a) et le choix de la gamme des fréquences d'analyse impose la valeur de $\Delta T = \frac{1}{f_e}$ (f_e fréquence d'échantillonnage).

$$F_{\max} = f_N = \frac{1}{2\Delta T} = \frac{f_e}{2}$$

f_N est appelée fréquence de Nyquist.

Afin d'obtenir une analyse précise, il convient de restreindre au maximum la gamme de fréquence étudiée $|0, f_N|$, puisqu'il y a un rapport constant entre la largeur de la fenêtre et f_N ; lorsque la fenêtre spectrale est grande par rapport au spectre étudié, le système ne peut plus suivre et la courbe obtenue, traduit l'allure de la fenêtre plutôt que la courbe cherchée.

Il s'agit donc de trouver un critère qui permette d'adapter à la densité spectrale étudiée la valeur optimale du pas d'échantillonnage. Une autre contrainte est imposée : les bobines de fil se présentent avec une longueur maximum de 8000 à 10 000 mètres.

Il existe alors une relation supplémentaire liant le nombre d'échantillon (finesse) et la fréquence d'échantillonnage (gamme d'analyse), compte tenu de la vitesse maximale du capteur, elle s'écrit :

$$p \Delta T < \frac{L}{2V} = 1200 \text{ s}$$

$2p+1$ est le nombre d'échantillons
 ΔT est le pas d'échantillonnage

3.4 - Conclusion

Compte tenu du mode de stockage de l'information sous forme numérique choisi, la méthode retenue pour déterminer le spectre des variations de la section d'un échantillon de fil a été décrite § 2.3.1 d.

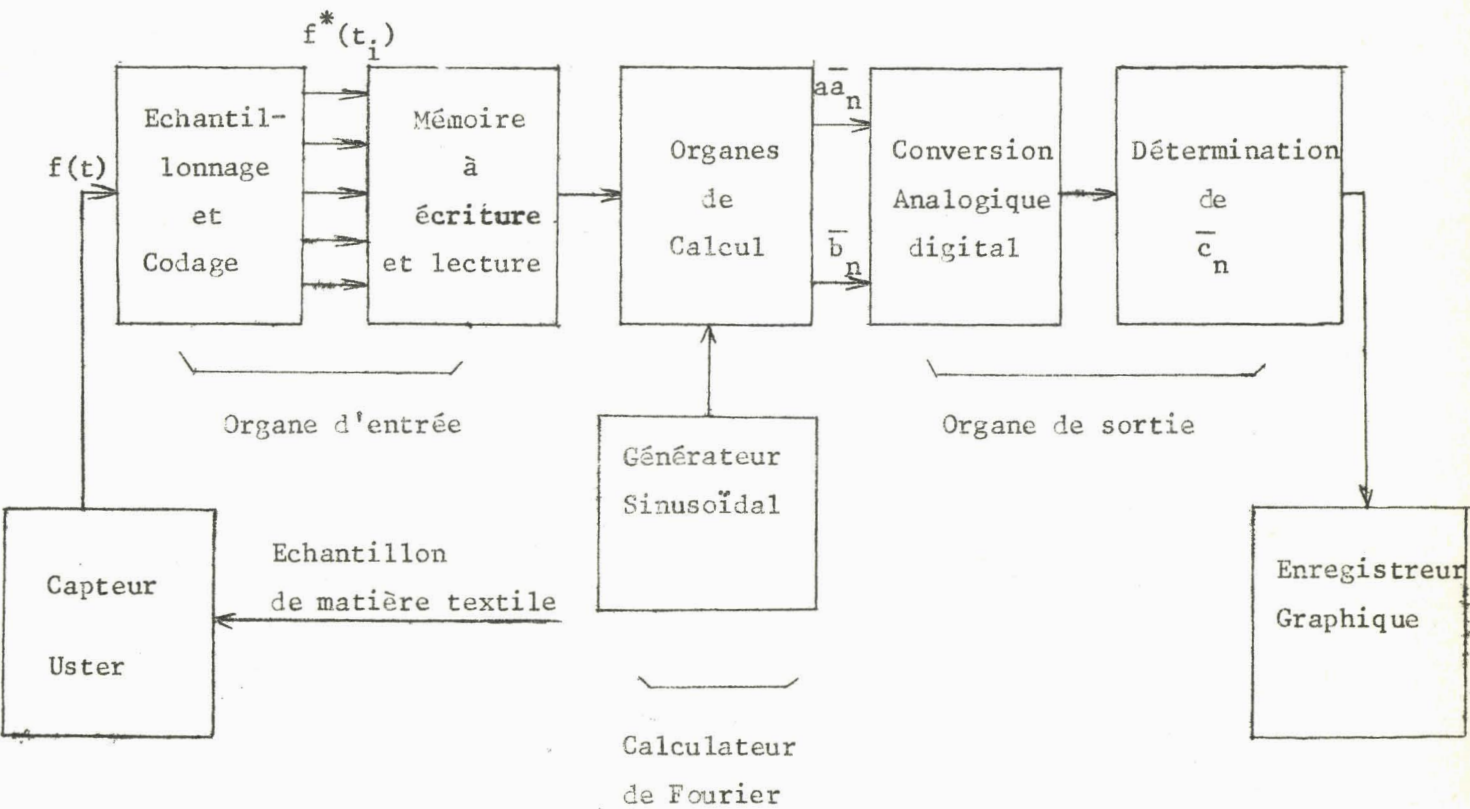
Elle conduit à une réalisation industrielle. Le générateur de fonctions sinusoïdales, le multiplieur et l'intégrateur, sont disponibles dans le commerce sous forme de circuits intégrés, de prix peu élevé, de très faible encombrement. Dans le prochain chapitre nous proposerons des éléments permettant d'effectuer les calculs nécessaires à la détermination du spectre de Fourier du signal délivré par le capteur et nous envisagerons une réalisation.

CHAPITRE IV

OPERATEURS de BASE

4.1 - Introduction

Nous avons au cours des chapitres précédents choisi de réaliser le détecteur de défauts à partir d'un calculateur de Fourier associé à une mémoire afin de travailler en temps réel. La figure 4.1 représente le schéma de principe de l'appareil qui se divise en trois organes principaux.



$f^*(t_i)$ est un échantillon de $f(t)$ exprimé en binaire

Figure 4.1 : Schéma de principe du détecteur de défauts.

L'étude qui suit, porte sur l'organisation des opérateurs utilisés, et sur la conception des circuits d'interface entre les différents éléments.

4.2 - Organe d'entrée

Son rôle est d'échantillonner et de coder le signal électrique issu du capteur Uster, puis d'emmagasiner cette information pendant le temps nécessaire aux divers calculs.

4.2.1 - Filtre

Il est indispensable afin d'éliminer les composantes du signal dont la fréquence est supérieure au domaine de Shannon (§ 3.2.2 a) d'insérer dans la chaîne un filtre ; (du type R C par exemple, en raison de sa grande simplicité). La nécessité d'utiliser des condensateurs de bonne qualité exige une valeur de capacité relativement faible, et en conséquence de résistances élevées de l'ordre du Mégohm, on obtient ainsi une fréquence de coupure à 3 db, voisine de 10^{-2} Hertz. Ce filtre doit donc être suivi d'éléments adaptateurs d'impédance à très forte résistance d'entrée (10^4 Mégohms).

De telles impédances d'entrée sont obtenues à l'aide de transistors à effet de champ. Le filtre passe-bas utilisé présente une fréquence de coupure f_c telle que

$$f_c < \frac{f_e}{2}$$

f_e fréquence d'échantillonnage, son schéma est indiqué fig. 4.2.

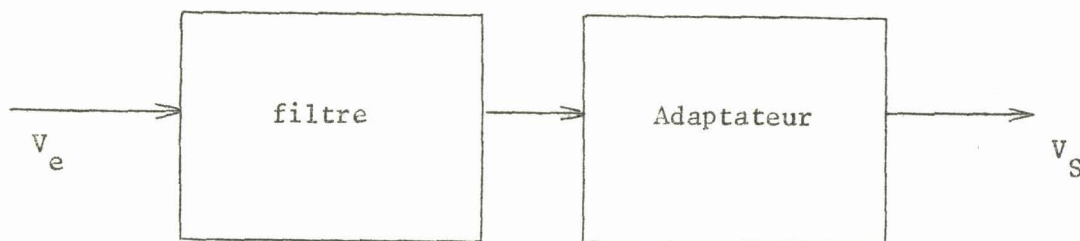


Figure 4.2 : Schéma de principe du filtre passe-bas .

Il admet en première approximation pour transmittance $\frac{V_s}{V_e} = \frac{A}{1+RC\omega j}$

A gain de l'ensemble adaptateur - amplificateur.

La courbe de gain de l'ensemble est représentée fig. 4.3.

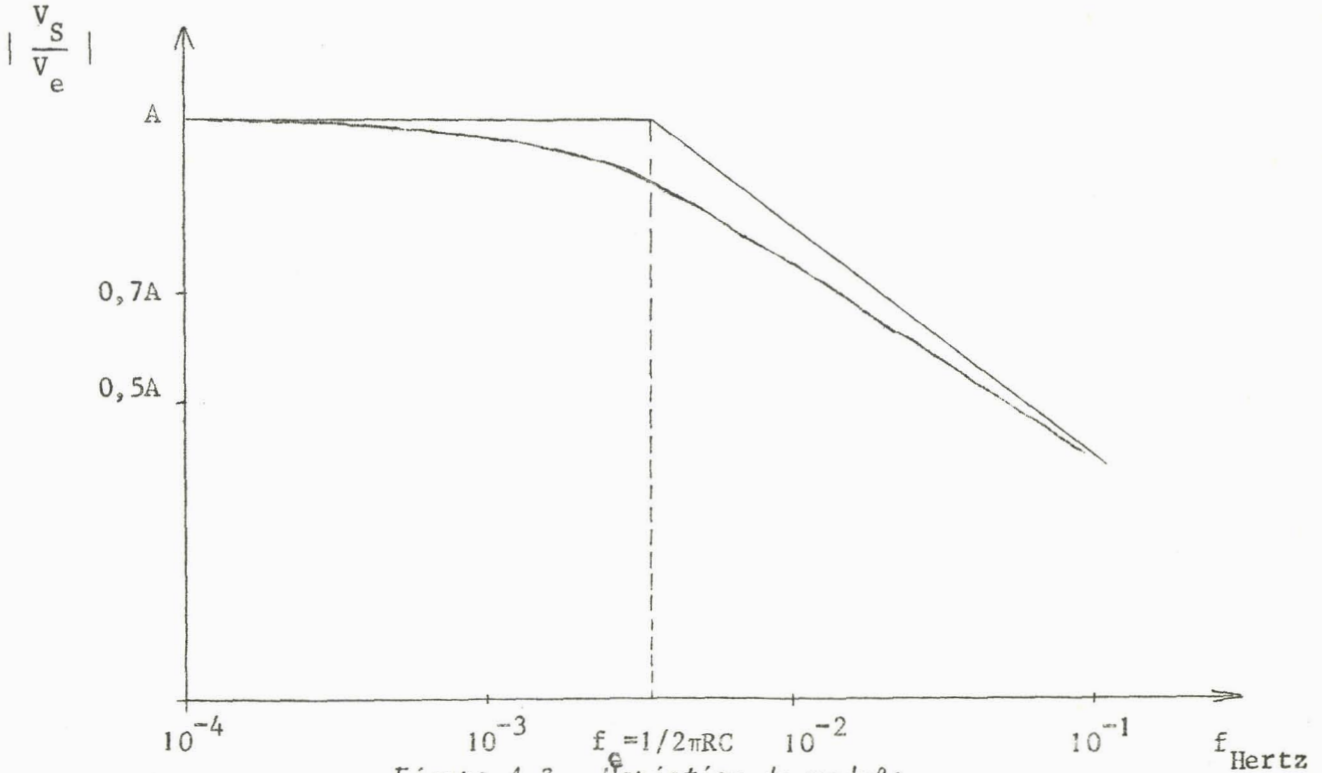


Figure 4.3 - Variation du module du gain du filtre en fonction de la fréquence.

La constante de temps RC du filtre sera déterminée lorsque dans les prochains paragraphes nous fixerons la fréquence d'échantillonnage.

4.2.2 - Echantillonneur-convertisseur analogique-digital

Nous avons retenu pour base de la conversion analogique-digital, un mot de huit chiffres binaires (§ 3.2.2 c). Le convertisseur, dont le schéma-bloc est donné figure 4.3 travaille par approximations successives.

Cette conversion s'effectue en huit périodes d'horloge et à chaque période un chiffre est disponible, le chiffre de poids le plus élevé étant délivré le premier. Le fonctionnement du comparateur est décrit par les inéquations suivantes :

$$V_{e_1} > V_{e_2} \quad S_1 = \text{Niveau logique 1}$$

$$V_{e_1} < V_{e_2} \quad S_1 = \text{Niveau logique 0}$$

Supposons le convertisseur dans l'état (état de prédétermination) (1 0 0 ... 0) 1 étant le chiffre de poids le plus élevé), lors de la première impulsion d'horloge deux cas peuvent se présenter :

$$V_{e_1} > V_{e_2} ,$$

le niveau logique 1 du convertisseur est mis en mémoire dans une "bascule" et se trouve disponible à la sortie A/D du convertisseur c'est le premier chiffre

$$V_{e_1} < V_{e_2} ,$$

La "bascule" précédente demeure à l'état 0 et c'est cet état qui apparaît à la sortie A/D, le chiffre de poids le plus élevé est donc un 0.

A la deuxième impulsion d'horloge le même processus se déroule pour déterminer le second chiffre et son enregistrement dans une seconde "bascule". Les différentes bascules commandent l'application des niveaux de références aux entrées respectives de l'échelle de deux. Après chaque traduction (huit impulsions d'horloge) une impulsion délivrée par un compteur en anneau indique la fin de l'opération ; nous utiliserons cette information pour enregistrer les échantillons dans la mémoire. Dès lors il s'opère automatiquement une mise à l'état de prédétermination en vue d'un nouveau codage.

Nous avons représenté fig. 4.4 l'évolution au cours du temps des différentes grandeurs d'entrée et de sortie du convertisseur, pour une tension analogique de -3,369 V codée 10101100 et il convient d'insérer, entre le filtre et ce dernier un circuit adaptateur de niveau (étudié en annexe C).

En modulant le signal d'horloge de fréquence f_0 pour avoir une suite périodique de trains de huit impulsions suivant la figure 4.4, nous obtenons à la sortie du convertisseur les échantillons $f^*(t_i)$ codés en binaire .

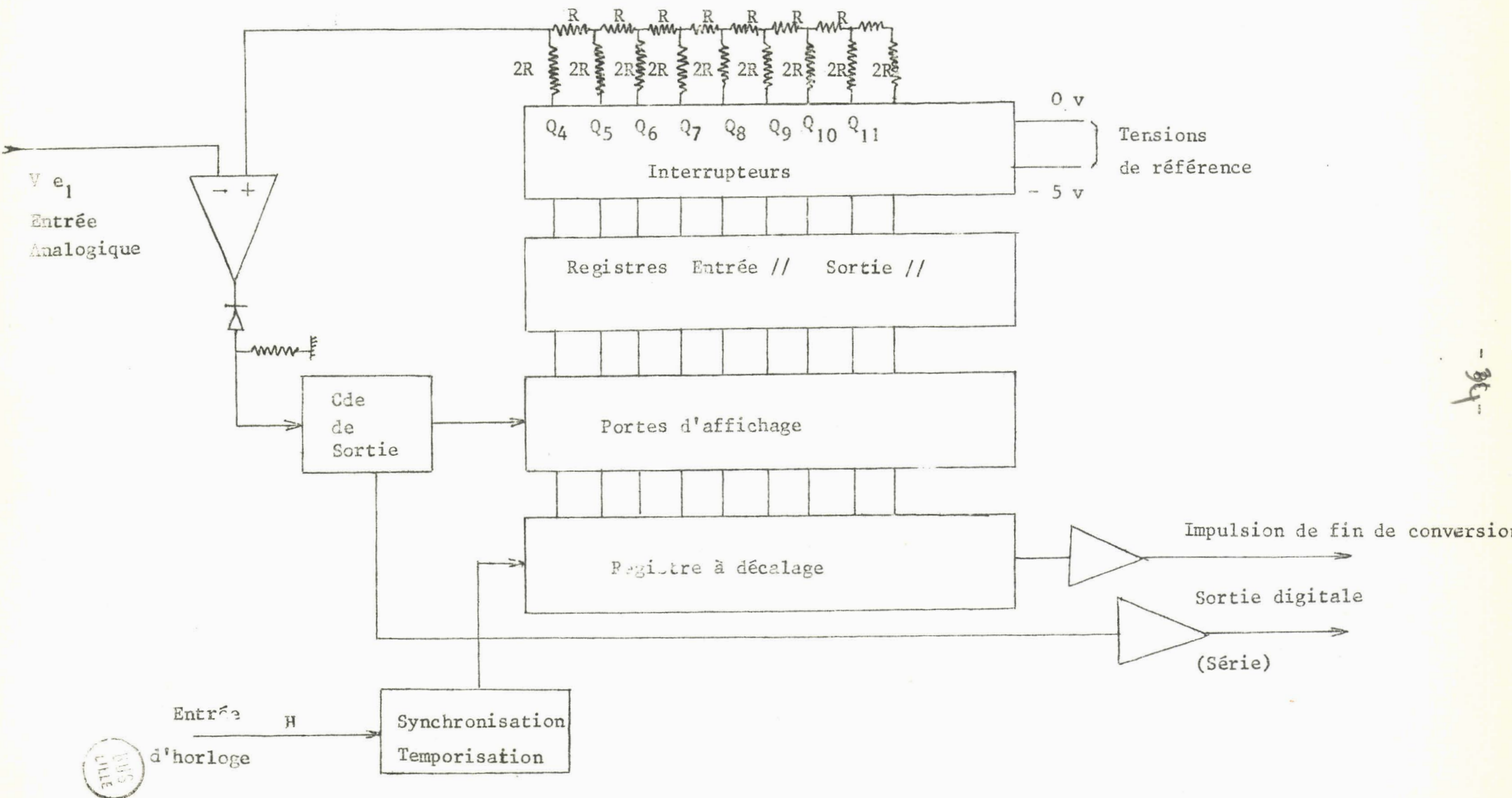
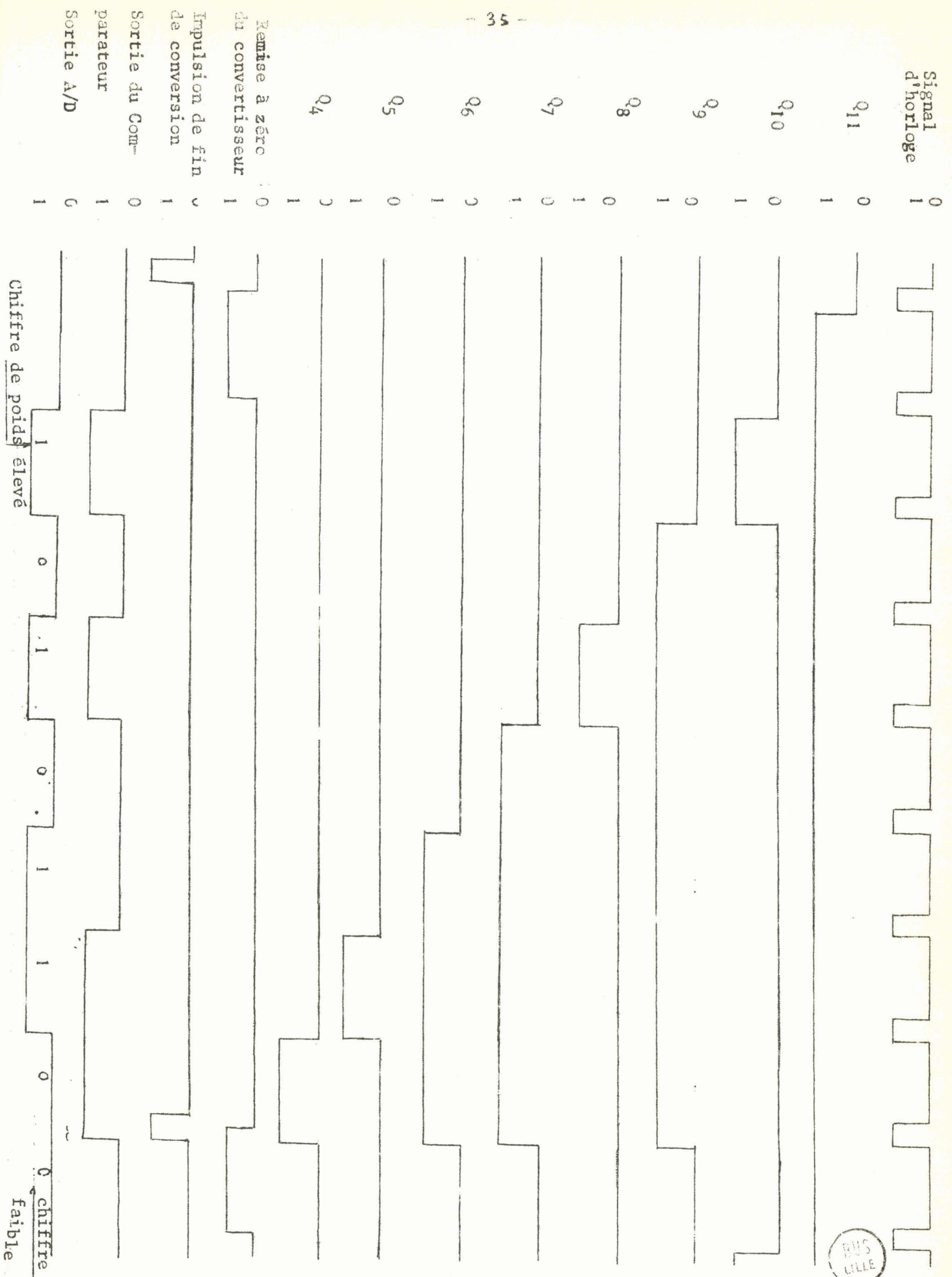


Figure 4.3 : Schéma-bloc du convertisseur analogique digital



BUS LILLE

Figure 4.4 : Evolution au cours du temps des variables du convertisseur pour traduire $-3,369$ V en binaire

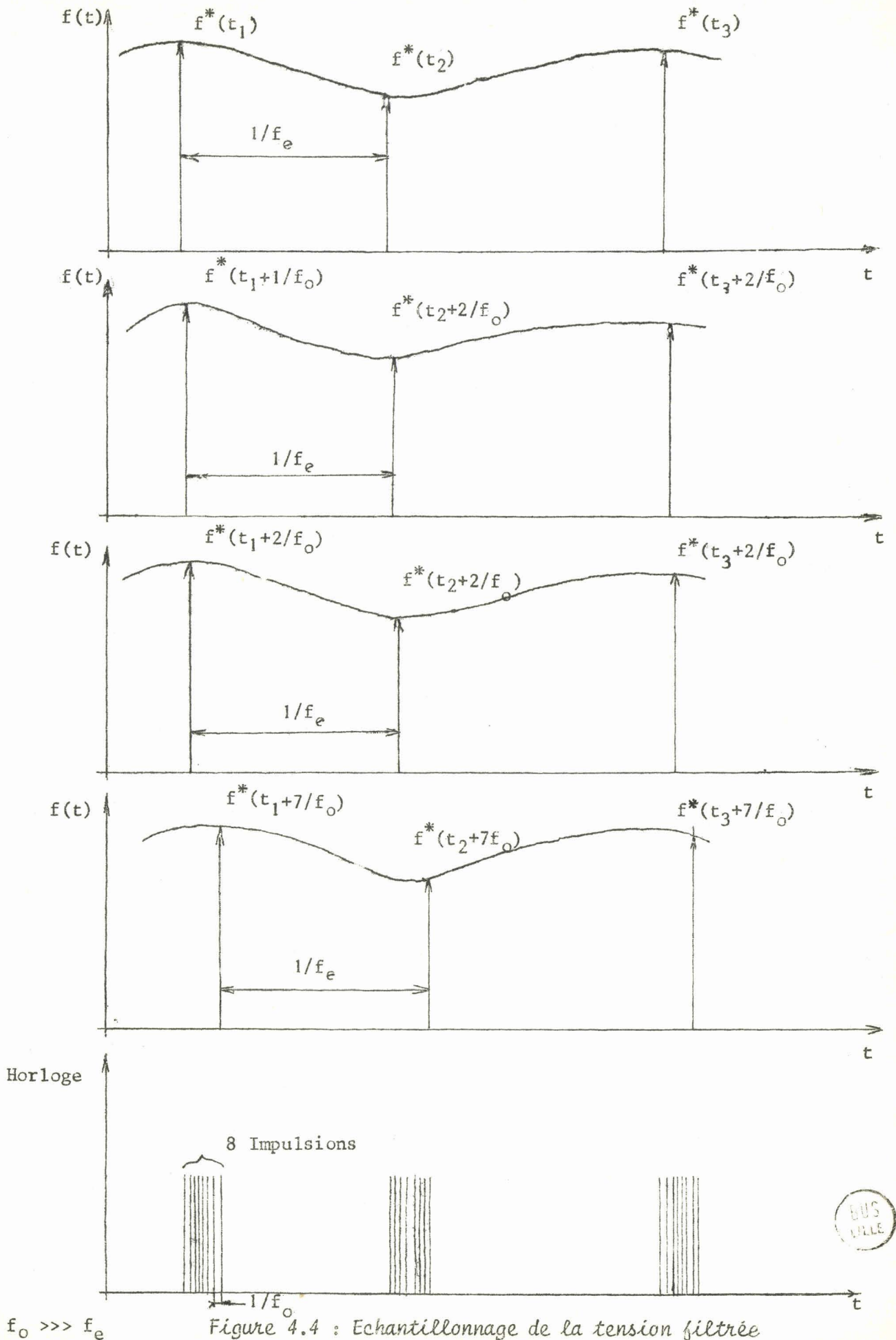


Figure 4.4 : Echantillonnage de la tension filtrée

En effet si $\frac{8}{f}$ est très petit devant les périodes de variations du signal à convertir, les échantillons $f^*(t_1)$, $f^*(t_1+1/f_0)$, ... $f^*(t_1+7/f_0)$ sont égaux et les chiffres émis aux instants t_1 , t_1+1/f_0 , ... t_1+7/f_0 sont considérés comme étant ceux d'un même échantillon $f^*(t_1)$ codé en binaire. Une fois codé le signal échantillonné est mis en mémoire.

4.2.3 - Mémoire principale

a) Généralités

Nous pouvons envisager deux méthodes différentes pour enregistrer l'information ; utiliser soit une mémoire du type matriciel, soit une mémoire dite à "tambour". La première nécessite un important dispositif d'aiguillage, tandis que la seconde empile successivement chaque chiffre dans un registre à décalage.

La première méthode permet pour une mémoire de grande capacité un gain appréciable de volume ; la seconde possède une grande simplicité de fonctionnement liée au fait que l'on retrouve en sortie l'information, dans l'ordre d'enregistrement. Pour ces deux types de mémoire la lecture n'est pas destructive. Dans le problème qui fait l'objet de notre étude la lecture s'effectuant dans l'ordre d'enregistrement, l'utilisation de la "mémoire à tambour" nous a semblé préférable. Elle nécessite toutefois la conversion en parallèle des mots binaires délivrés en série par le convertisseur.

b) Mémoire à tambour

$E_0, E_1 \dots E_7$ sont les variables codant l'information, se présentant à l'entrée de chaque canal du registre, un canal est constitué par une suite de mémoires unitaires (bascules).

L'ensemble des mémoires de même rang constitue une station. L'information contenue dans une station est transférée automatiquement dans la station située immédiatement en aval lorsque cette dernière est vide. De cette façon, la première information appliquée à l'entrée, se propage jusqu'à la dernière station et ainsi de suite.

Lorsqu'on efface après utilisation de son contenu la dernière station, les informations présentes dans tout le registre progressent d'une station vers l'aval ; l'utilisation à l'entrée d'un circuit de multiplexage permet de réécrire l'information effacée à l'entrée de la mémoire, d'où son nom de "mémoire à tambour".

Pour éviter les aléas de propagation, cet ensemble est à logique synchrone, et est schématisé figure 4.5.

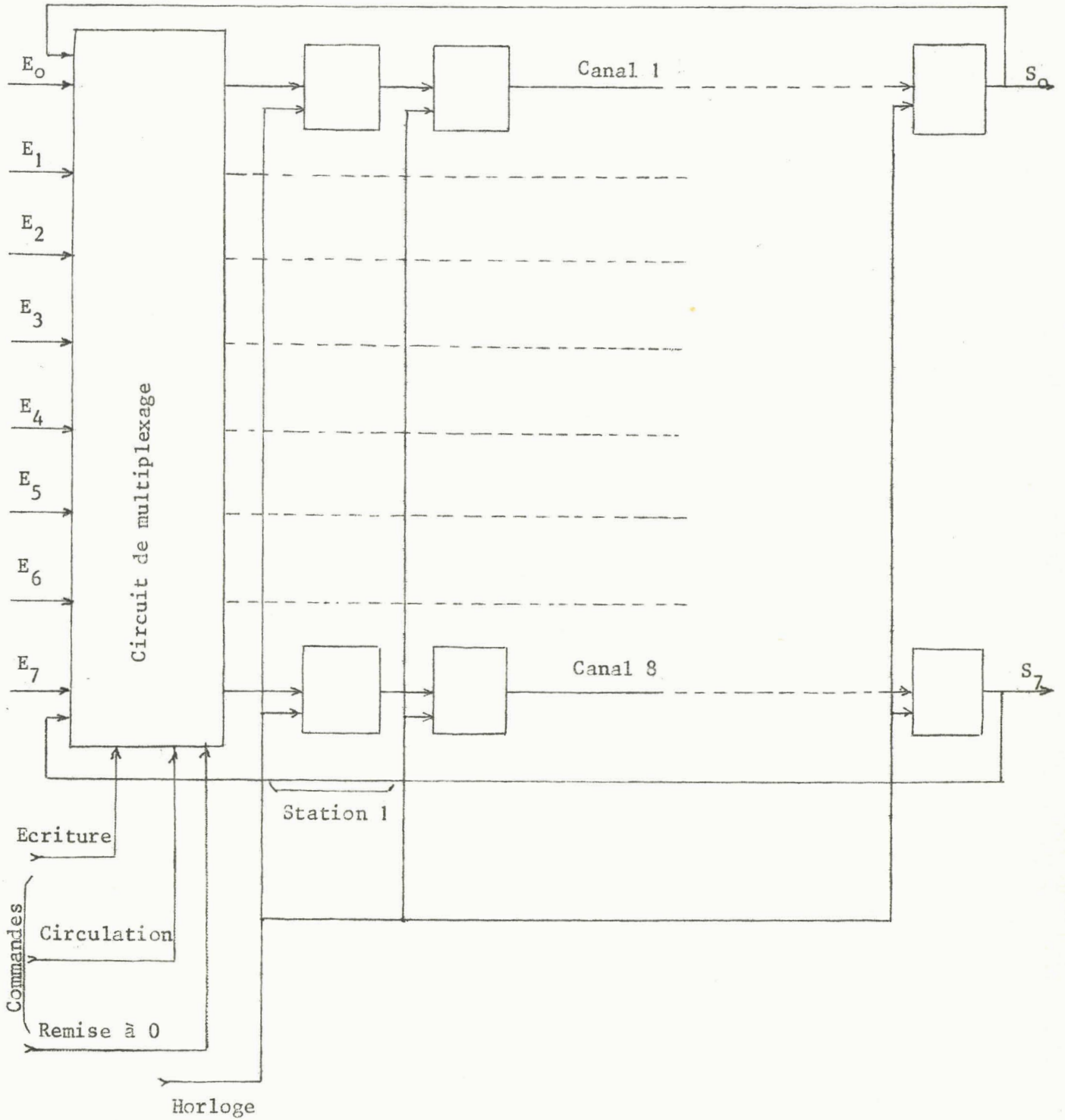


Figure 4.5 : Schéma bloc de la mémoire principale



L'information mémorisée peut être traitée par le calculateur de Fourier, à une vitesse plus grande que celle d'enregistrement et l'on détermine alors le spectre d'amplitude du signal enregistré sans avoir à repasser l'échantillon de matière textile dans le capteur Uster qui peut être utilisé à d'autres tâches.

4.3 - Calculateur de Fourier

Le principe de cet organe est défini paragraphe 231C. Les éléments de calcul traitent l'information sous forme numérique. On distingue dans cet opérateur trois éléments principaux : Le générateur de fonctions sinusoïdales à fréquence variable, le multiplieur effectuant les produits $f^*(t_i) \sin \omega t_i$ et $f^*(t_i) \cos \omega t_i$ et enfin l'intégrateur calculant les coefficients de Fourier a_n^1 et b_n^1 ainsi que leur moyenne \bar{a}_n et \bar{b}_n .

4.3.1 - Générateur de fonctions sinusoïdales

Ce dernier délivre sous forme numérique une succession d'échantillons représentant l'évolution de la fonction sinus dans le temps.

La variation de la fréquence de lecture des échantillons permet la modification de la fréquence du signal sinusoïdal obtenu.

Nous avons conçu ce générateur à partir d'une mémoire morte (LSI) qui en 128 échantillons codés avec 8 chiffres binaires représente un quart de période de $\sin \omega t$. L'organisation de ce générateur de peu d'intérêt dans le cadre de notre étude est expliqué en annexe D.

Il est alors possible de calculer les coefficients de Fourier, but du prochain paragraphe.

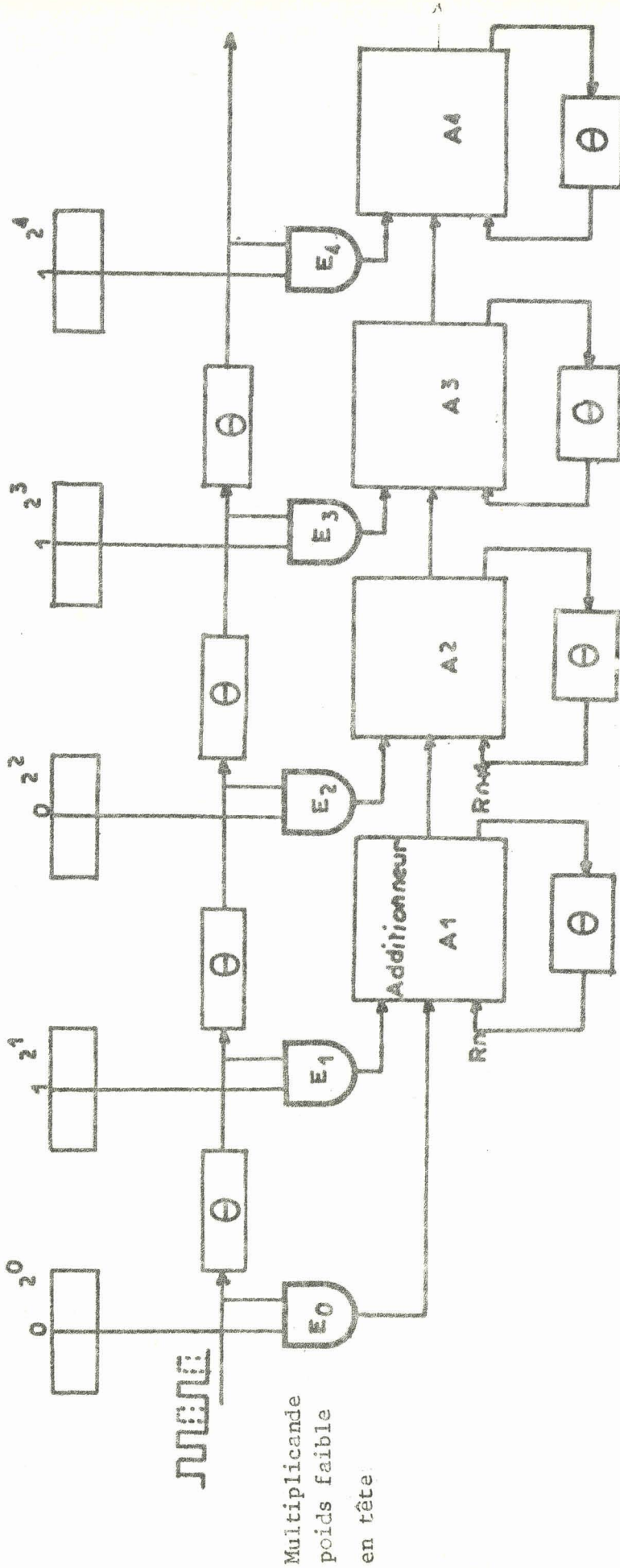
4.3.2 - Organes de calcul

Il convient de réaliser deux opérations distinctes, d'une part effectuer la multiplication de chaque échantillon de $f(t)$ par les échantillons correspondants de $\sin \omega t$ et de $\cos \omega t$, d'autre part intégrer ces produits.

a) Organisation du multiplieur

Le multiplieur utilisé du type série parallèle permet d'obtenir les produits recherchés à une vitesse optimale.

Registre du multiplieur (Sortie de la mémoire à tambour)



Multiplieande
poids faible
en tête

Multiplieateur $m = (1\ 1\ 0\ 1\ 0)$

Multiplieande $M = (1\ 1\ 0\ 1\ 0)$

Figure 4.6 : Schéma du multiplieur série parallèle.



Examinons le principe de son fonctionnement : l'un des nombres est inscrit dans un registre (multiplicateur) sous forme parallèle, tandis que l'autre arrive en numération série (multiplicande) et se présente poids faible en tête, (fig 4.6).

La multiplication de deux nombres de N chiffres s'obtient en $2N\theta$ secondes en sommant simultanément les chiffres des produits partiels et en les totalisant au moyen de $(N-1)$ additionneurs binaires. Le résultat de la multiplication apparaît en série à la sortie du $(N-1)^{\text{ème}}$ additionneur.

θ est le retard apporté à la propagation d'une part des retenues des diverses additions, d'autre part aux chiffres du multiplicande.

On obtient ce retard en utilisant des "bascules" synchrones "type D" (Delay). Le schéma des phases est indiqué fig 4.7.

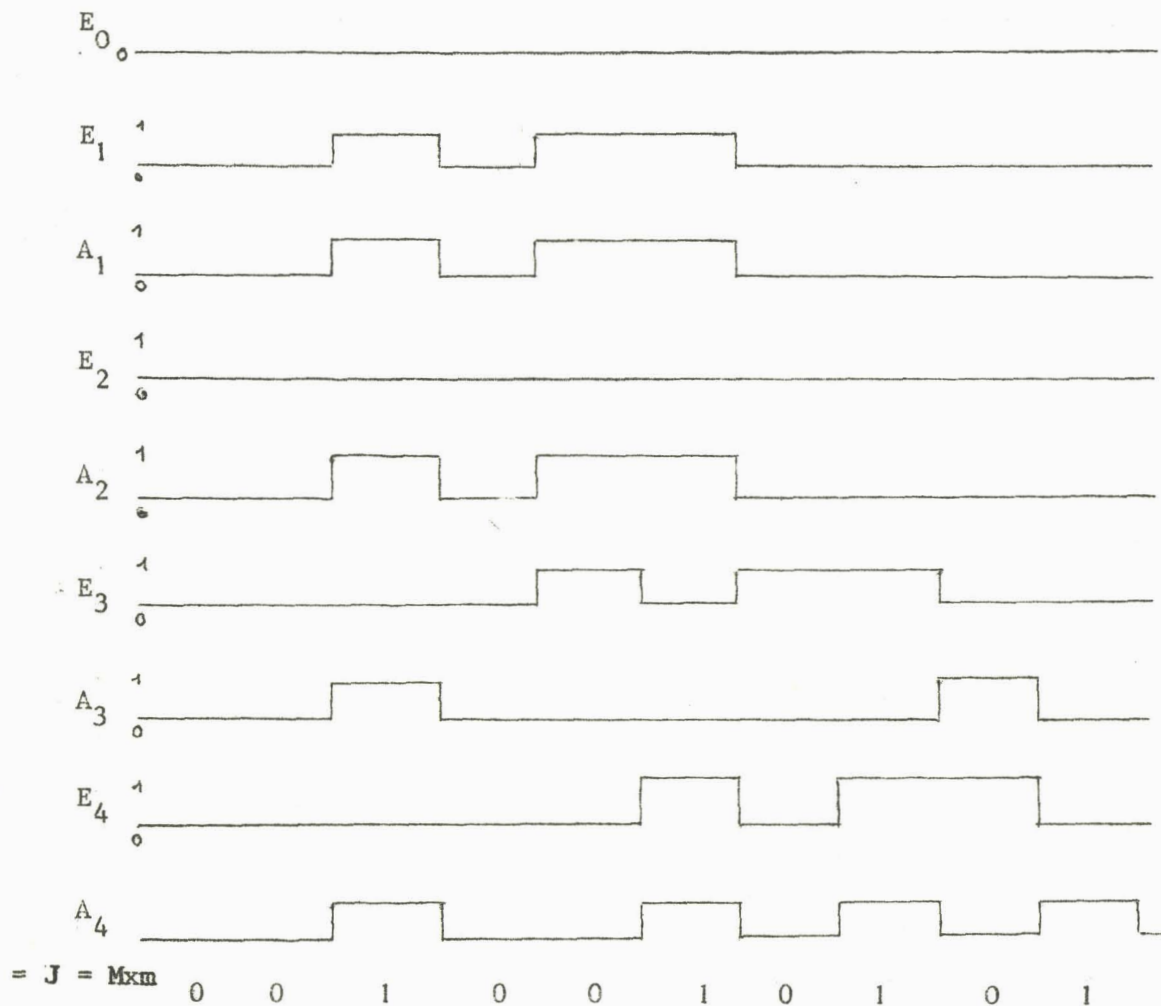


Figure 4.7 : Schéma des phases du multiplieur
 pour $M = (1\ 1\ 0\ 1\ 0)$
 $m = (0\ 1\ 1\ 0\ 1)$
 d'ou $S = 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0$

b) Calcul des coefficients de Fourier et de leur moyenne

L'intégration s'effectue par l'intermédiaire d'un circuit totalisateur et selon la méthode des trapèzes. Nous obtenons à la sortie a_n et b_n . La fonction $f(t)$ présente un caractère aléatoire, il convient d'éliminer la distribution statistique correspondante, en déterminant les coefficients moyens \bar{a}_n et \bar{b}_n .

$$\bar{a}_n = \frac{1}{P} \sum_{i=1}^P a_i \qquad \bar{b}_n = \frac{1}{P} \sum_{i=1}^P b_i$$

Nous utilisons donc pour obtenir ces deux moyennes le même totalisateur, mais en augmentant la capacité du registre. Nous avons schématisé fig 4.8 cet organe.

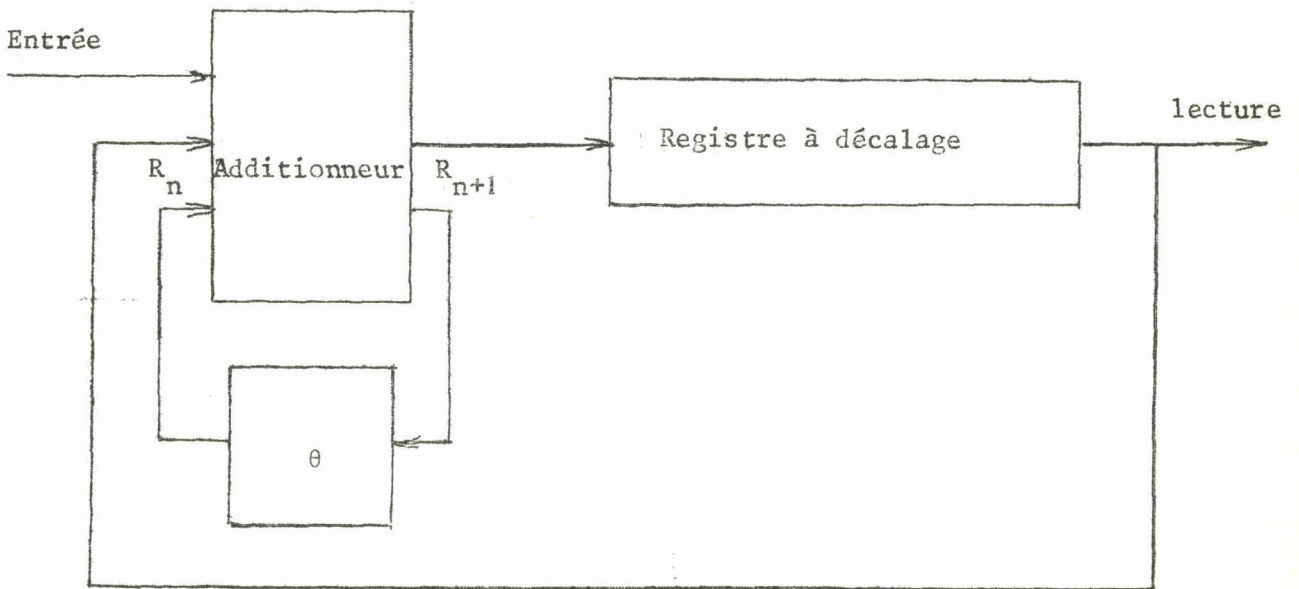


Figure 4.8 : Schéma du totalisateur

Le totalisateur permet au moyen de l'organe de mémoire constitué par le registre à décalage, d'ajouter à son contenu tout nombre se présentant à l'entrée, et de substituer à l'ancien contenu la somme obtenue.

L'additionneur doit être un opérateur algébrique puisque le nombre d'entrée est ou positif ou négatif. On utilisera dorénavant des nombres inférieurs à un, et le chiffre précédent la virgule donnera le signe du nombre (annexe E).

Les calculs terminés nous extrayons les coefficients \bar{a}_n et \bar{b}_n du registre à décalage, pour obtenir par l'intermédiaire de l'organe de sortie, \bar{c}_n sous la forme d'une tension capable de commander un enregistreur graphique.

4.4 - Organe de sortie

A partir des \bar{a}_n et \bar{b}_n , nous calculons $\bar{c}_n^2 = \bar{a}_n^2 + \bar{b}_n^2$; opération très simple en calcul analogique.

La conversion en tension de \bar{a}_n et \bar{c}_n permet d'obtenir leur élévation au carré puis leur sommation.

4.4.1 - Conversion digitale analogique

Nous effectuons cette conversion par la méthode classique, en utilisant une "échelle de deux" et des interrupteurs à effet de champ. Le schéma de l'ensemble est représenté fig. 4.9.

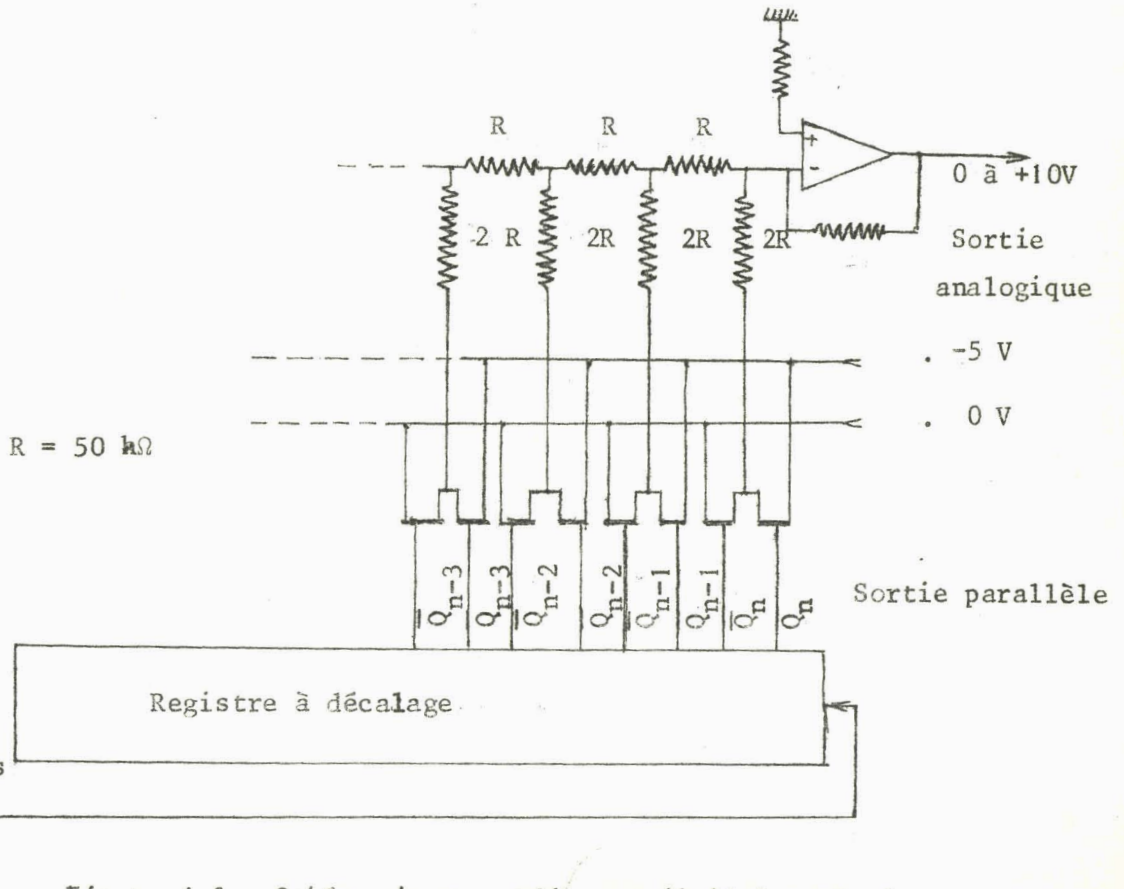


Figure 4.9 : Schéma du convertisseur digital-analogique

La conversion porte sur dix chiffres binaires qui sont choisis suivant la sensibilité désirée du système.

4.4.2 - Élévateur au carré

Un générateur de fonction parabolique résoud simplement le problème du calcul du **carré d'une fonction**. La conception classique est rappelée fig 4.10.

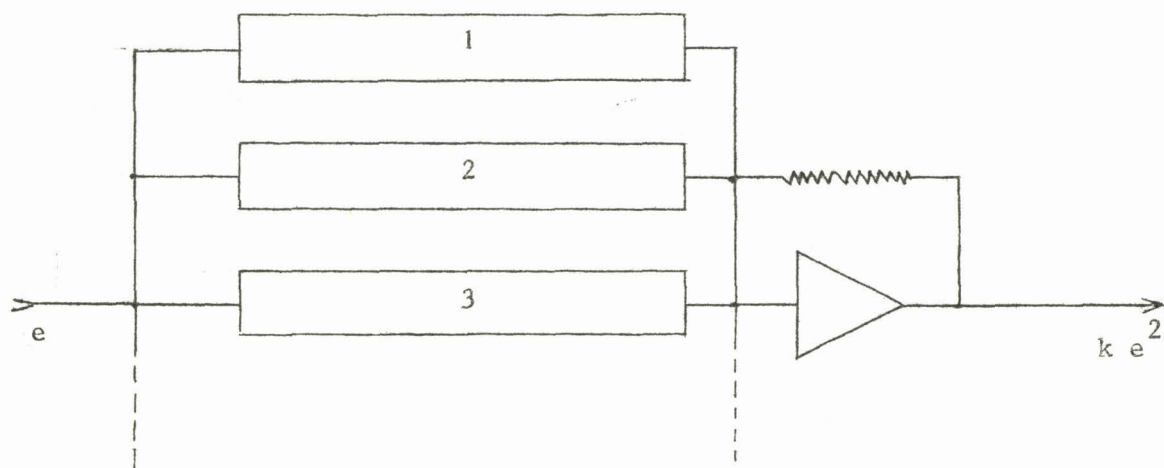


Figure 4.11 : Schéma général du générateur de fonction.

1, 2, 3 ... sont des résistances non linéaires dont nous précisons la valeur dans l'annexe F.

4.5 - Conclusion

Les différents organes dont nous venons de donner les principes de base, exigent l'utilisation de nombreux circuits logiques d'une complexité assez élevée. C'est pourquoi dans le prochain chapitre, nous essaierons lors de la réalisation, de diminuer au maximum le nombre de circuits employés en faisant appel aux circuits intégrés, et en particulier aux circuits intégrés à grande échelle (L.SI).

CHAPITRE V

REALISATION DU CALCULATEUR SPECIALISE

La réalisation de l'organe de calcul suggéré paragraphe 2.3 à partir des opérateurs définis au chapitre 4, pose de nombreux problèmes dont la résolution fera l'objet de présent chapitre. Nous serons amenés, afin de simplifier et d'augmenter la fiabilité du calculateur, à employer de nombreux circuits intégrés faisant appel à des technologies diverses (TTL, MOS) réf 6.

Nous examinerons tout d'abord l'enregistreur et nous déterminerons les vitesses d'enregistrement correspondantes à chaque gamme de fréquences, puis nous envisagerons la construction du calculateur proprement dit.

5.1 - Constitution de l'enregistreur

L'information est enregistrée sous forme binaire parallèle (§ 3.2.2.c) avec huit chiffres significatifs ce qui conduit à une précision suffisante (1,6 %), lors de la résolution du problème posé. Afin d'obtenir une analyse optimale (finesse, rapidité) il est intéressant de traiter le signal en cinq gammes de fréquence correspondant aux longueurs d'onde comprises entre : 8000 mètres et 100, 300 et 10, 80 et 1, 8 et 0,1, 0,8 et 0,01, ce qui permet à l'utilisateur de choisir le domaine de recherche des défauts, domaine qui varie suivant le produit testé et les machines mises en cause (chapitre 1). Dans le but de travailler à des fréquences favorables nous avons retenu (§ 3.1.1) 200 mètres par minute comme vitesse de fonctionnement du capteur. On peut dès lors déterminer les diverses gammes de fréquence de l'analyseur :

gamme	f_{Hz} Basse	f_{Hz} haute
1	$4,15 \times 10^{-4}$	$3,3 \times 10^{-2}$
2	$4,15 \times 10^{-3}$	$3,3 \times 10^{-1}$
3	$4,15 \times 10^{-2}$	3,3
4	$4,15 \times 10^{-1}$	33
5	4,15	330

La détermination de la fréquence d'échantillonnage doit être faite en fonction du nombre d'échantillons $2p+1$ représentatif de la période des fonctions sinusoïdales de base utilisées pour le calcul des coefficients a_1 et b_1 ; ce dernier imposé par la capacité de la mémoire morte, nous avons choisi une mémoire de huit chiffres binaires, pour un quart de période (Annexe D). La relation du paragraphe 3.4.2 liant le nombre et la période des échantillons en fonction de la longueur d'onde maximale

Soit $(\gamma) \Delta T = \frac{\lambda_{\max} \times 60}{200}$

conduit alors aux différentes valeurs de ΔT pour les cinq gammes envisagées

gamme	1	2	3	4	5
ΔT_s	4,7	0,47	$4,7 \times 10^{-2}$	$4,7 \times 10^{-3}$	$4,7 \times 10^{-4}$

et aux fréquences de coupure du filtre passe-bas (§ 4.2.1) :

gamme	1	2	3	4	5
$f_{c_{\text{Hz}}}$	0,106	1,06	10,6	106	1060

alors que les gammes établies précédemment vérifient les conditions d'application du théorème de Shannon.

Pour éliminer la distribution statistique du signal délivré par le capteur (§ 4.3.2.b) il est nécessaire d'enregistrer une quantité d'informations supérieure à celle utilisée pour le calcul des coefficients a_1 et b_1 , en conséquence nous retenons pour le nombre n de prélèvements de l'enregistreur, le rapport de la longueur maximale des échantillons de matière textile par le pas d'échantillonnage correspondant à la première gamme (cas le plus défavorable).

$n = 320$ échantillons.

Pour réaliser cet enregistreur, nous avons utilisé des registres à décalage statiques (Annexe c) de 64 chiffres se présentant sous la forme de circuits intégrés "M.O.S". Cette technologie faisant appel à des niveaux de référence différents de ceux des circuits standards, il est indispensable de prévoir des circuits adaptateur de niveaux d'une part pour le signal d'horloge d'autre part pour les informations d'entrée et de sortie.

Le schéma de ces circuits ainsi que le schéma général de l'organe d'entrée (convertisseur, enregistreur) sont dessinés annexe E.

Dans les conditions que nous venons de définir, il est possible d'obtenir l'information nécessaire au calcul des coefficients a_n et b_n sans modification notable du spectre.

5.2 - Réalisation du calculateur

Le multiplieur de la fig 4.6 doit permettre la multiplication de deux nombres de huit chiffres, et en utilisant sept additionneurs, on obtient dès lors un produit possédant au maximum 16 chiffres. Le registre totalisateur qui intègre suivant la méthode des trapèzes a une capacité de 28 chiffres (somme de 256 nombres de seize chiffres) augmentée d'une unité pour le signe suivant la convention adopté en annexe f pour la représentation des nombres algébriques.

Lors de la totalisation nous devons tenir compte du signe des produits partiels qui est en réalité celui de la fonction sinus ou cosinus puisque pour simplifier la conception du convertisseur analogique digital, on a rendu le signal d'entrée de signe unique. Dans ce but il faut intercaler entre le multiplieur et le totalisateur un organe capable de calculer le complément à 2 (10,0000 ...) des valeurs absolues des chiffres négatifs et ainsi permettre de n'effectuer que des additions. Nous représentons fig 5.1 l'organigramme de la succession des opérations à effectuer.

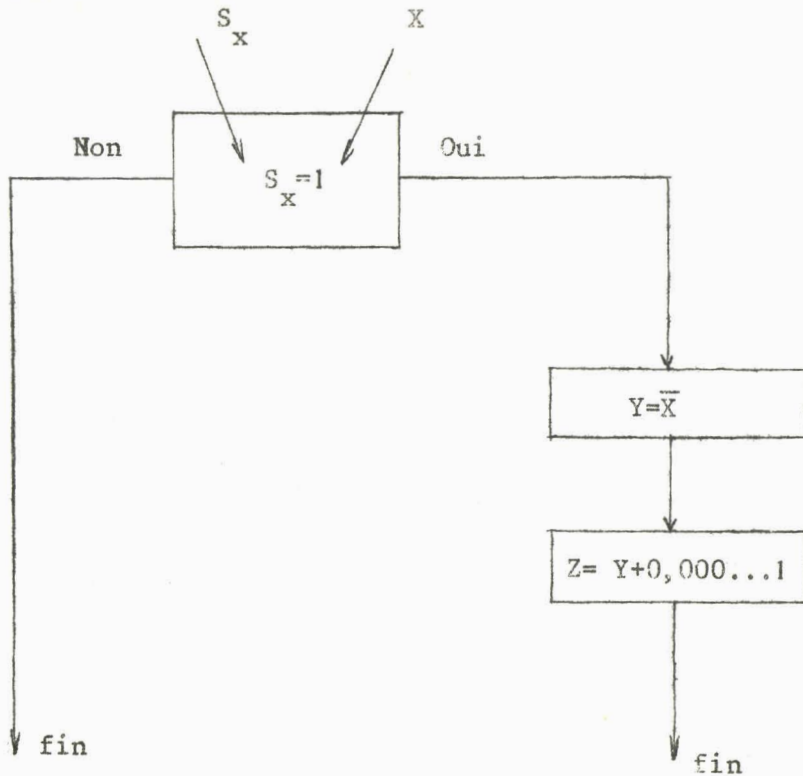
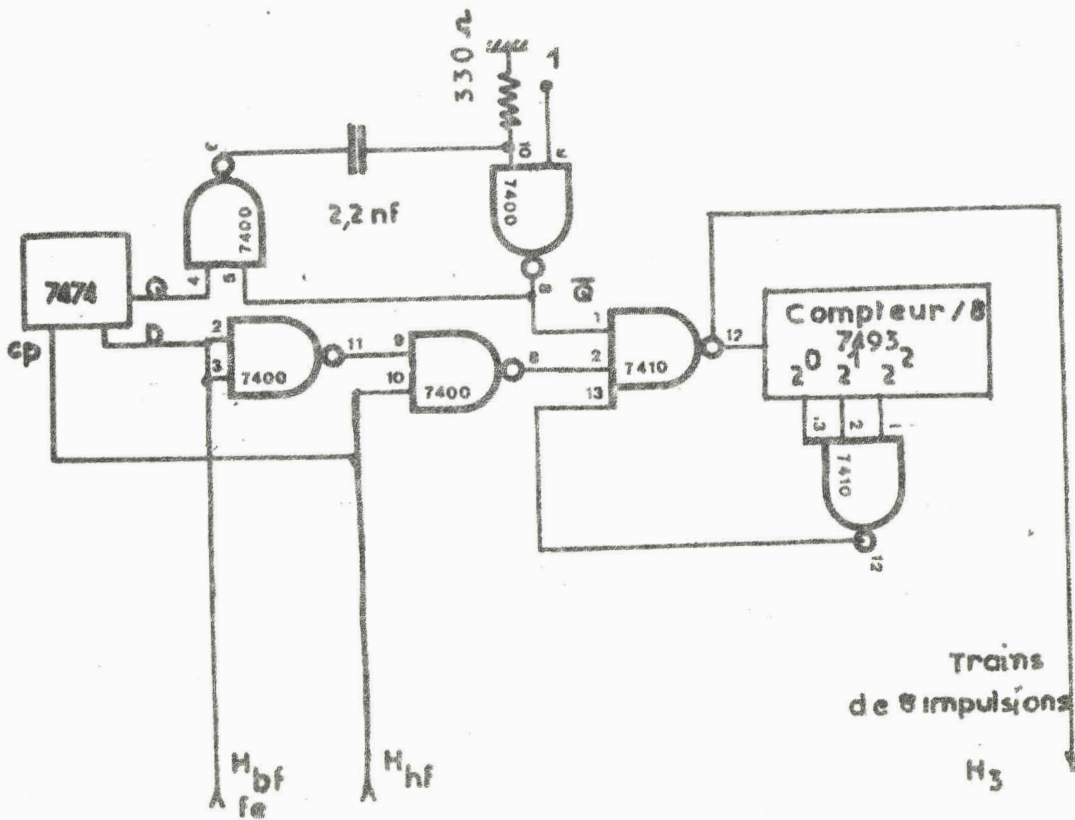


Figure 5.1 : Organigramme de la transformation d'un nombre algébrique suivant le code du complément avec utilisation de la virgule "fixe".

L'ensemble logique réalisant les diverses fonctions du calculateur est du type synchrone ; de ce fait nous utilisons une horloge H_{HF} de fréquence $f = 100 \text{ k Hz}$ ce qui permet, tout en ayant une vitesse de calcul assez grande, d'éviter la présence d'étage de mise en forme. La fréquence relativement basse de l'horloge permet en outre de négliger les temps de propagation qui demeurent toujours très faibles devant la période. Cette horloge permet aussi, lorsque elle est utilisée avec une seconde horloge H_{BF} de fréquence plus faible ($f_e =$ fréquence d'échantillonnage) suivant le schéma de la figure 5.2, de générer les trains de huit impulsions nécessaires à la commande du convertisseur analogique digital.

Les coefficients a_n et b_n sont disponibles l'un après l'autre à la sortie du totalisateur, et l'on doit donc mettre en mémoire la tension analogique représentant a_n^{-2} pendant le calcul de b_n^{-2} , afin de calculer c_n^{-2} c'est l'un des rôles du dispositif de sortie.



Q est une impulsion de durée $8\tau_S$ qui apparait lors d'un front de descente de H .

Figure 5.2 : Générateur de trains d'impulsions.

5.3 - Dispositif de commande de l'enregistreur

Dans ce but le stockage s'effectue à l'aide de la cellule de base décrite (§ 3.2.2 b) (durée de mise en mémoire faible).

On peut dès lors calculer c_n^2 , et le schéma de l'opérateur est celui de la figure 5.3.

Le rôle du bloqueur est d'éviter la remise à zéro de l'enregistreur entre chaque raie.

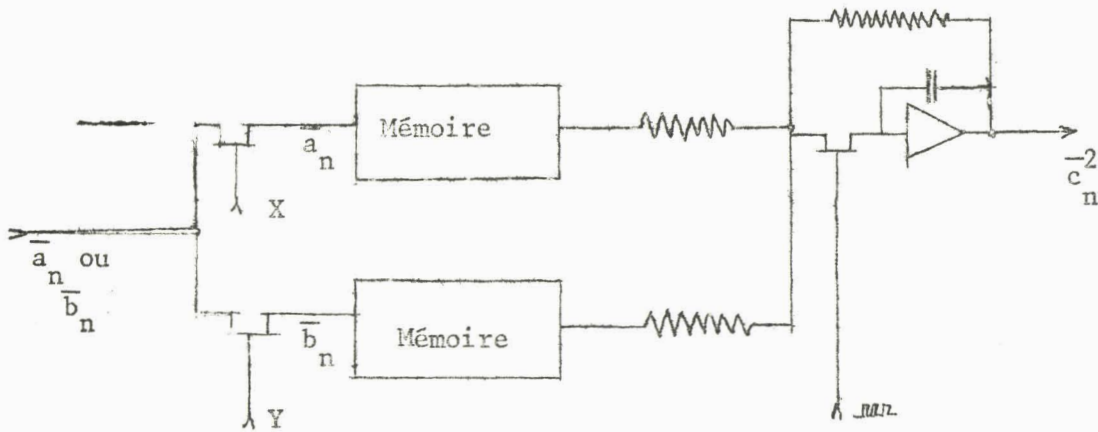


Figure 5.3 : Organe de Sortie

$X = 1$ Inscription de \bar{a}_n
 $Y = 1$ Inscription de \bar{b}_n

5.4 - Eléments périphériques

5.4.1 - Commande de l'enregistreur

Il est intéressant d'utiliser un enregistreur X, Y qui permet aisément un accroissement logarithmique des longueurs d'onde. Pour cela on traduit analogiquement le contenu du compteur donnant l'ordre des harmoniques et on fait suivre ce traducteur par un générateur de fonction logarithmique, le déplacement en X de l'enregistreur est alors proportionnel au logarithme des longueurs d'ondes.

5.4.2 - Alimentation (Annexe I)

Le calculateur utilisant des circuits de technologie très variée demande de nombreuses tensions d'alimentation. Pour réduire au maximum l'encombrement de cet ensemble auxiliaire, nous avons encore fait une grande place aux circuits intégrés : utilisation de stabilisateurs de tension monolithique pour les alimentations de fort débit, pour les faibles débits, des diodes Zéner .

5.5 - Conclusion

Le calculateur ainsi réalisé doit satisfaire à de nombreux contrôles (exactitude, fiabilité ...) et il doit être adapté aux exigences formulées aux chapitres I et II : C'est ce que nous nous proposons de vérifier au cours du prochain chapitre.

CHAPITRE IV

RESULTATS PRATIQUES

Dans ce chapitre nous allons nous efforcer d'analyser le fonctionnement des organes réalisés à partir des données des chapitres précédents. Le spectre d'amplitude d'ondes connues (sinusoïde, sinusoïde redressée, signaux carrés) permettra alors un étalonnage du calculateur.

6.1 - Analyse de l'organe d'entrée

Cet étage permet d'échantillonner et de stocker l'information et doit donc filtrer le signal à étudier pour satisfaire aux conditions de Shannon énoncées précédemment.

6.1.1 - Filtre

Nous obtenons pour chaque gamme de fréquences les courbes de réponse de la figure 6.1. Les fréquences de coupure (à -3 db) sont celles définies § 5.1.1.

6.1.2 - Convertisseur analogique digital

Afin de vérifier le fonctionnement de ce convertisseur, nous relevons pour différentes valeurs de la tension analogique d'entrée le poids total du nombre correspondant de sortie. La courbe de la figure 6.2 : étant rectiligne, le convertisseur construit possède une caractéristique linéaire.

Pour obtenir un temps de conversion très faible devant la période d'échantillonnage soit en ayant un fonctionnement très stable, recherchons la fréquence d'horloge limite au delà de laquelle la conversion n'est plus fidèle, pour cela augmentons la fréquence des impulsions de conversion tout en maintenant la fréquence d'échantillonnage constante, nous obtenons 200 kHz, en conséquence la fréquence retenue de 100 kHz nous assure un emploi optimum de l'étage.

6.1.3.- Mémoire à tambour

Le fonctionnement de cet étage est vérifié avec l'ensemble de l'organe d'entrée, pour cela nous associons à ce dernier le convertisseur digital analogique ce qui conduit pour différentes sollicitations d'entrée (Figs 6.3, 6.7, 6.11) aux réponses des figs 6.4, 6.5, 6.6, 6.7, 6.8, 6.9, 6.10, 6.12, 6.13, 6.14 correspondantes aux fréquences d'échantillonnage 40 Hz, 7 Hz, 3,3 Hz. Compte tenu du retard prévu (320 périodes du signal d'horloge) elles indiquent une fidélité satisfaisante pour les harmoniques de fréquence inférieure à la fréquence de coupure du filtre.

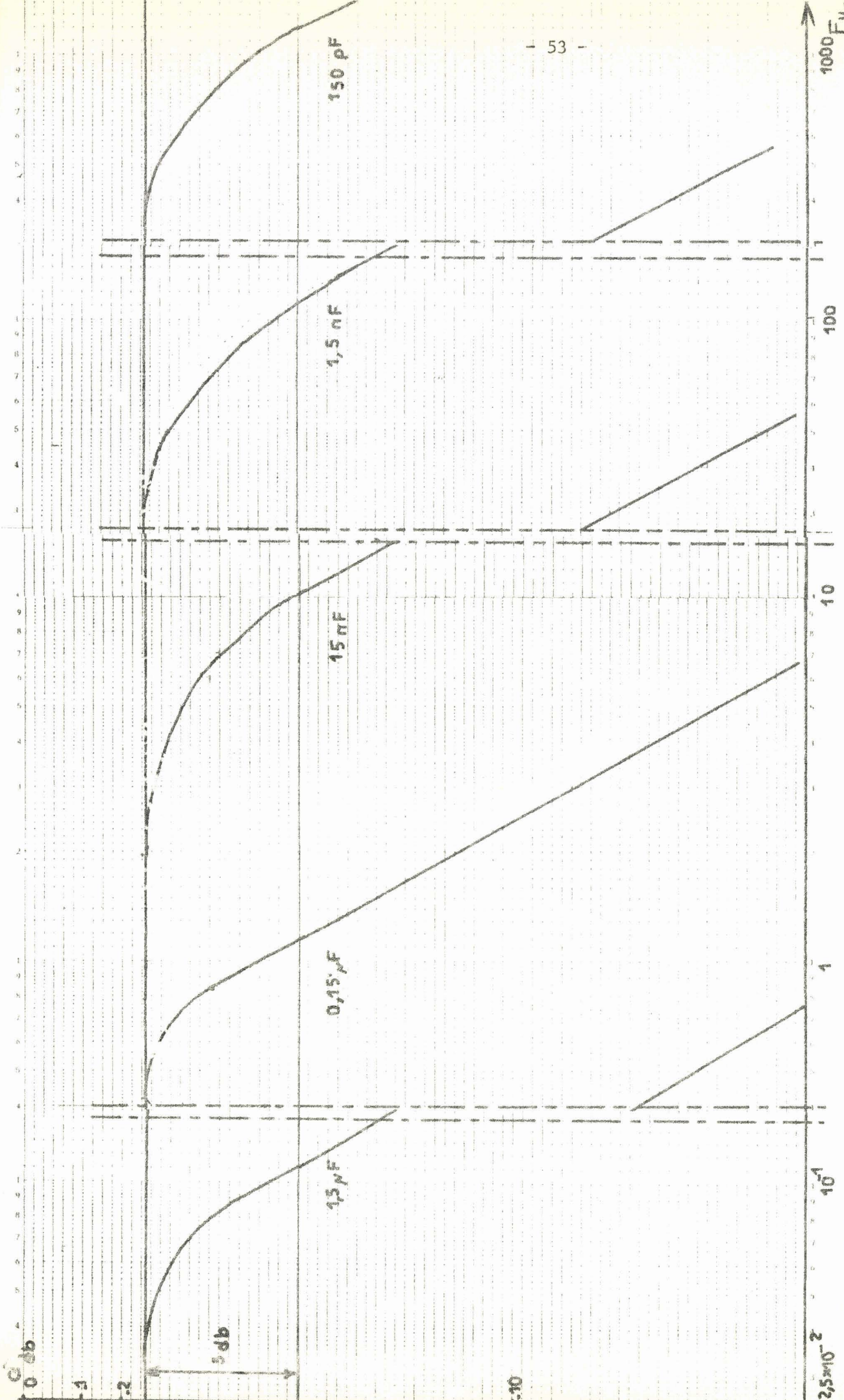


Figure 6.1 - Courbes de gain du filtre passe-bas



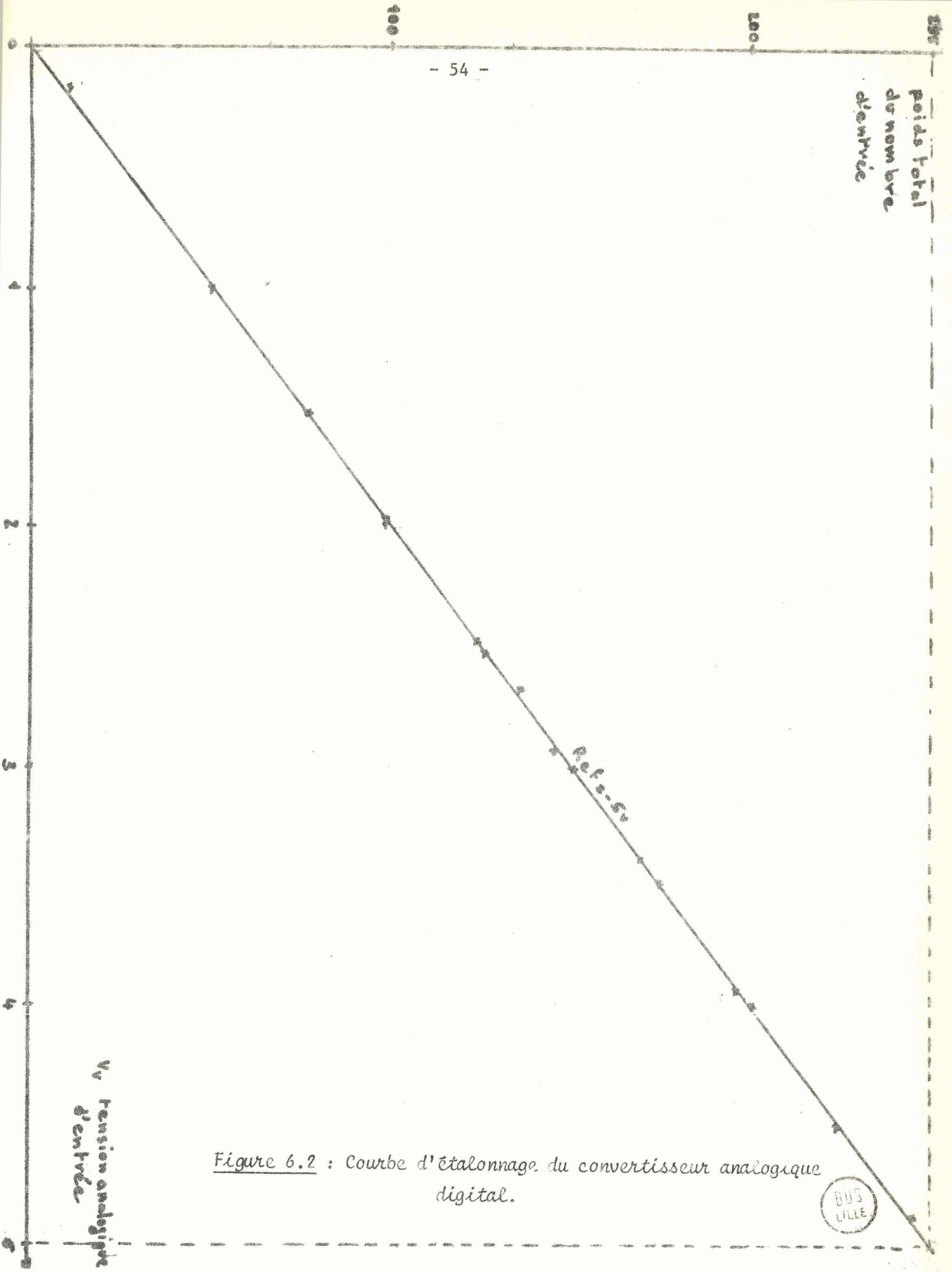


Figure 6.2 : Courbe d'étalonnage du convertisseur analogique digital.

BUS LILLE

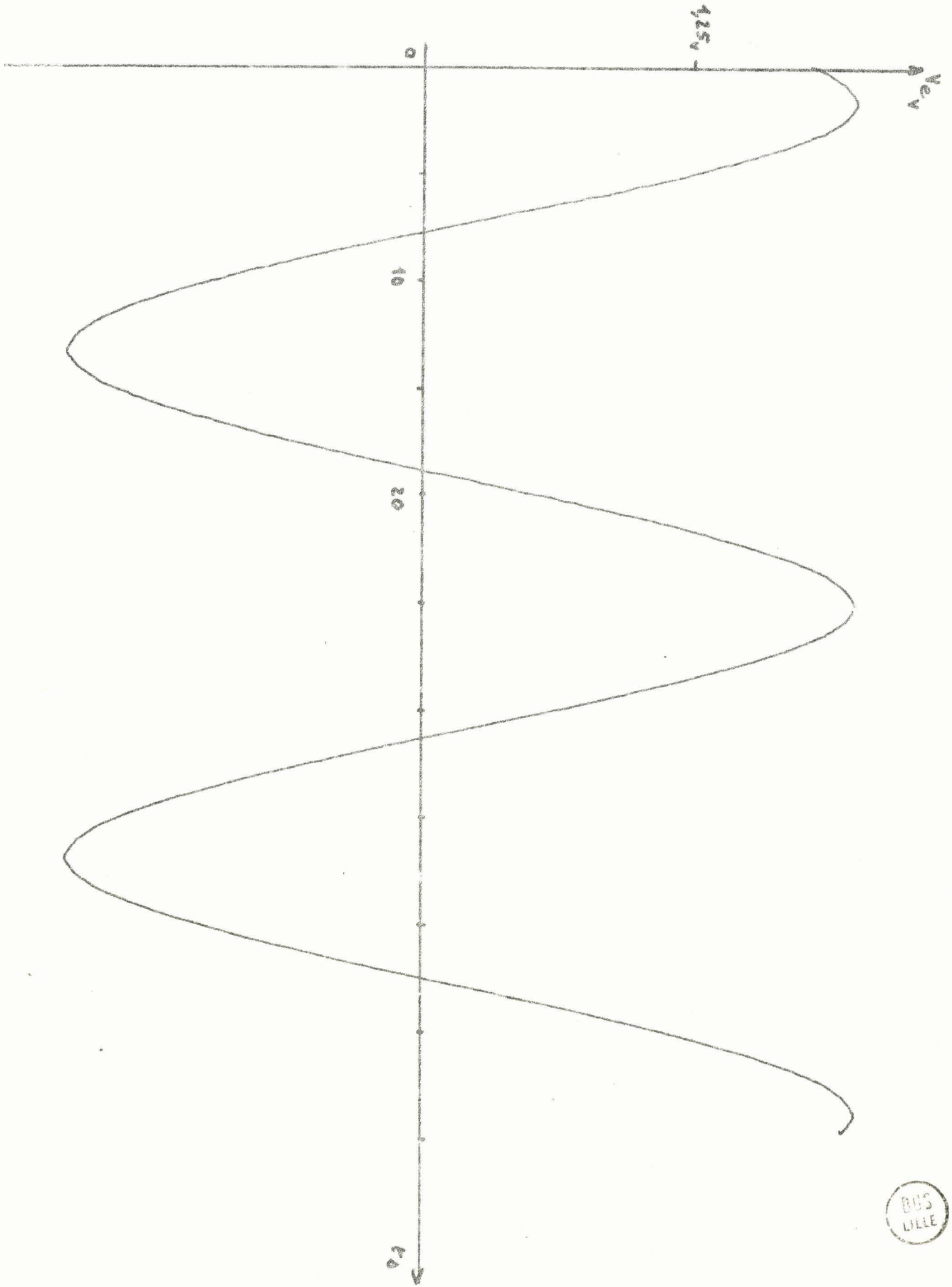
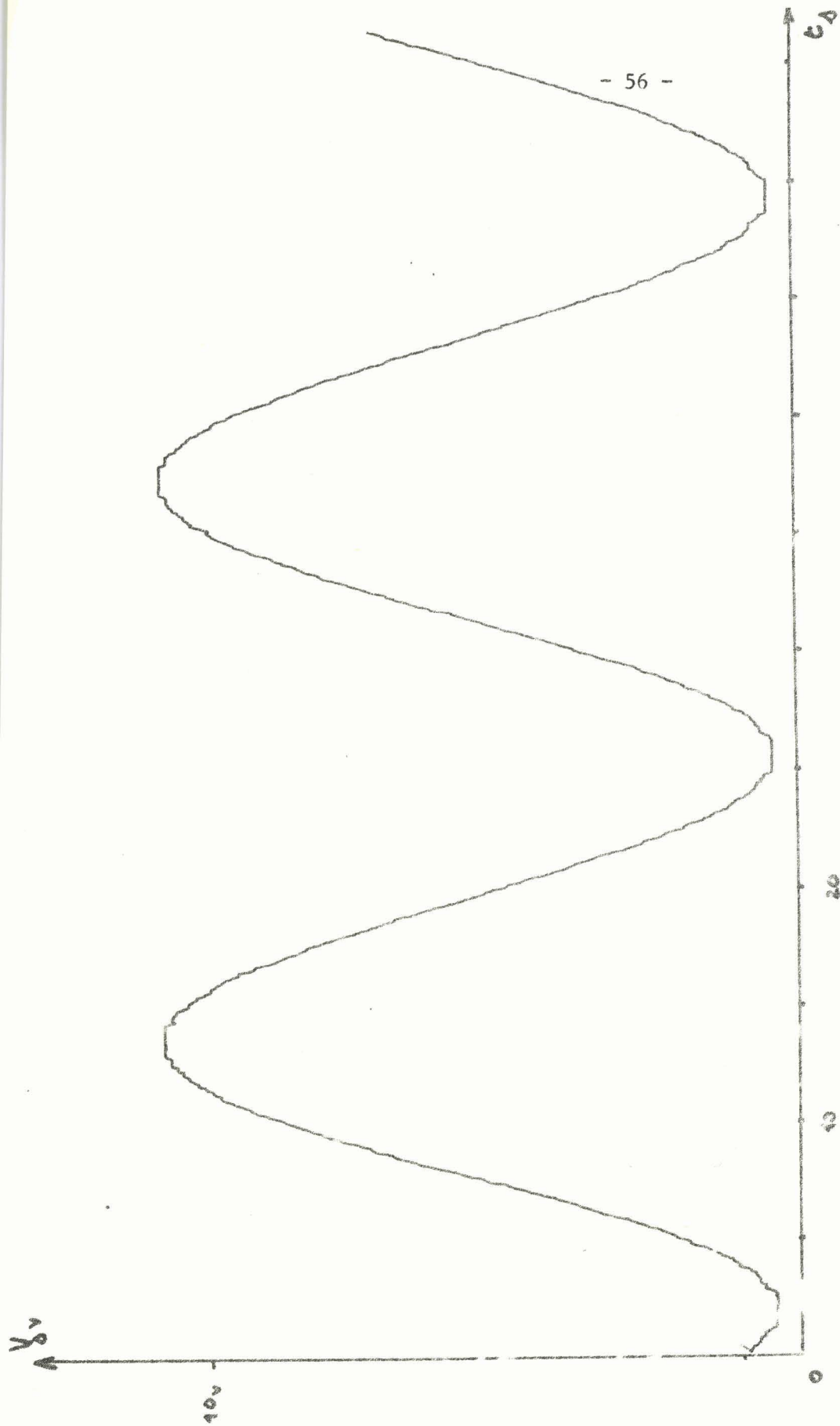


Figure 6.3 : Sollicitations sinusoïdales

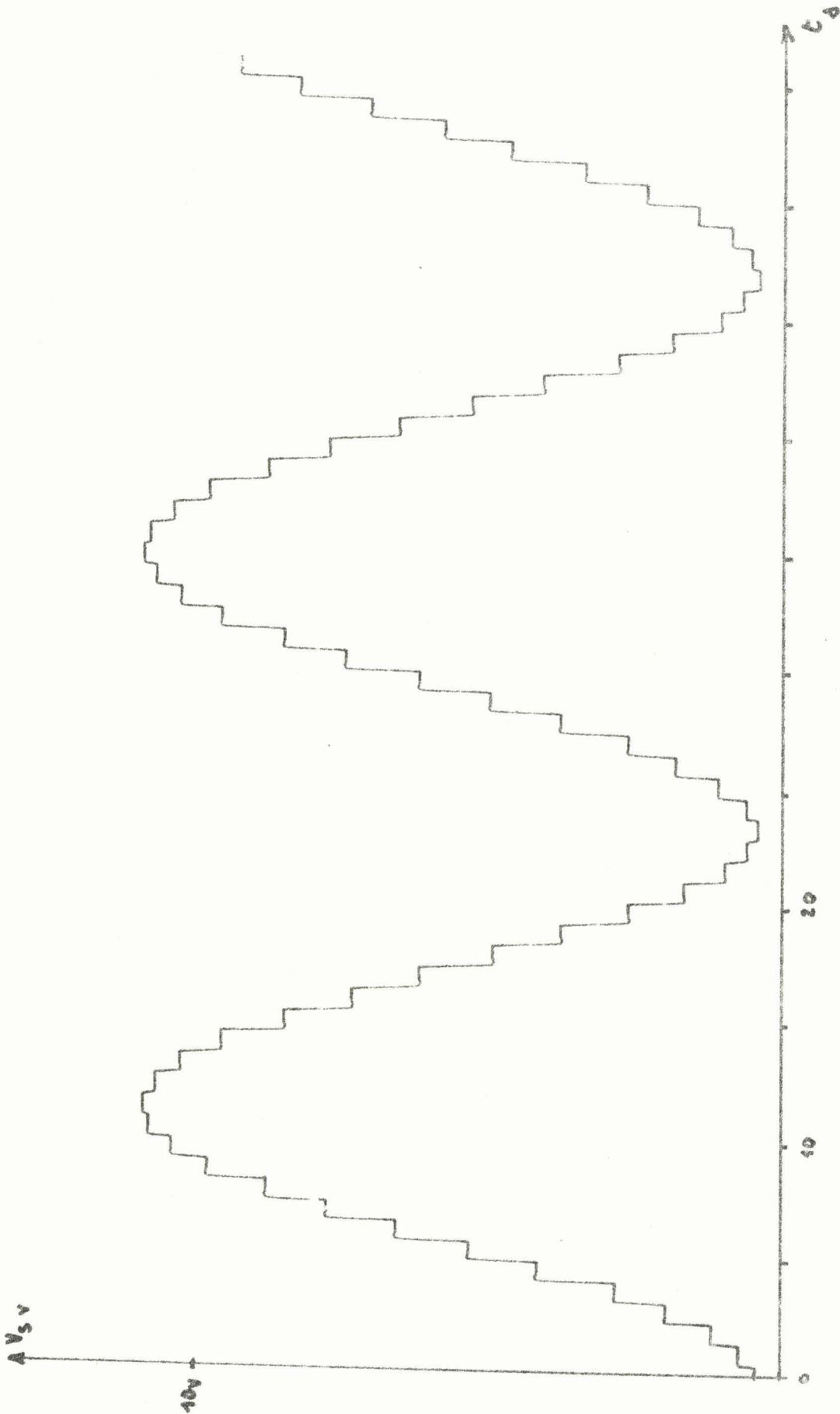




$f_e = 400 \text{ Hz}$

Figure 6.4 : Signal de sortie pour $\delta_e = 400 \text{ Hz}$

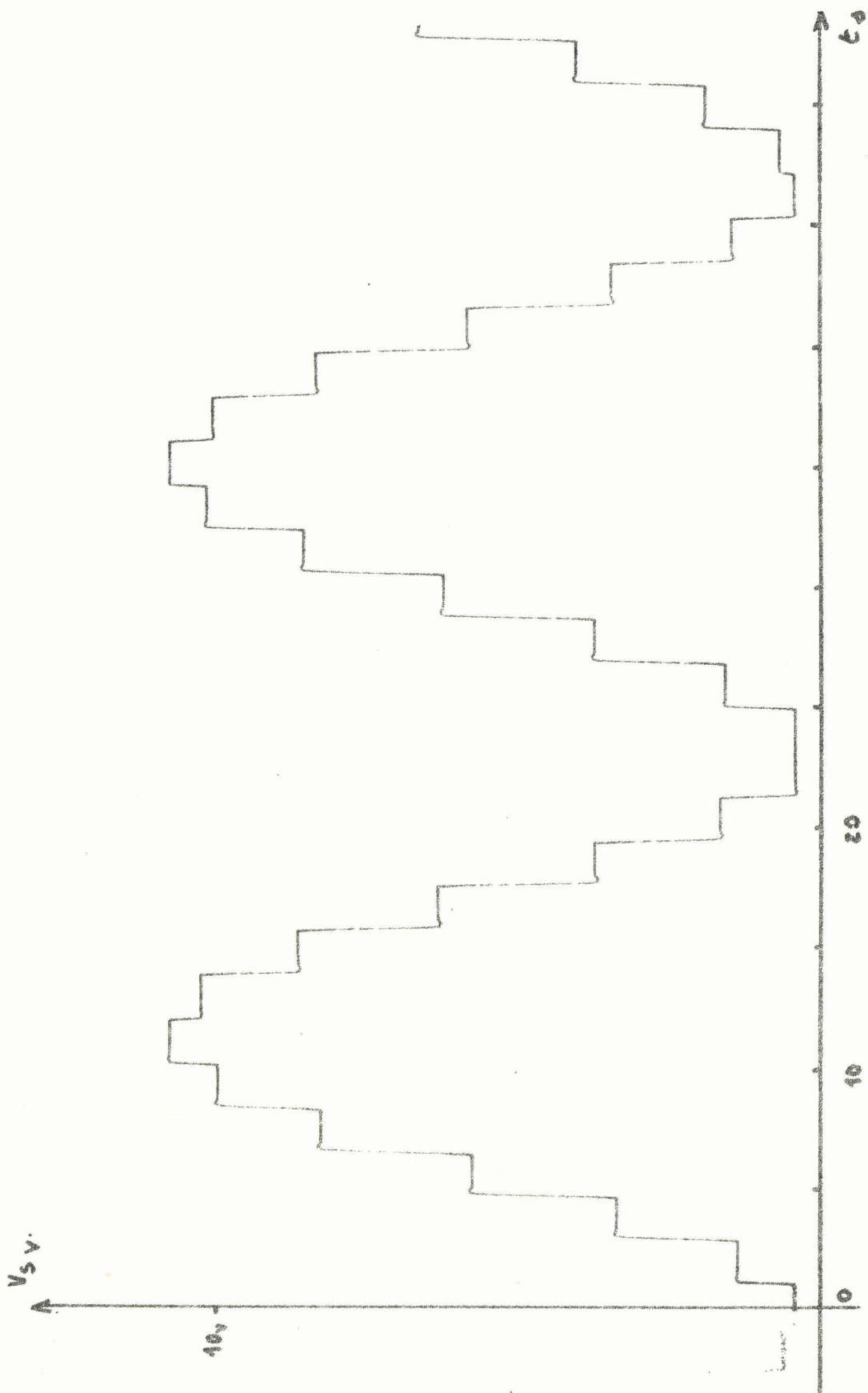




$$f_e = 7,1 \text{ Hz}$$

Figure 6.5 : Signal de sortie pour $f_e = 7,1 \text{ Hz}$





$f_c = 3,3 \text{ Hz}$
Figure 6.6 : Signal de sortie pour $f_c = 3,3 \text{ Hz}$



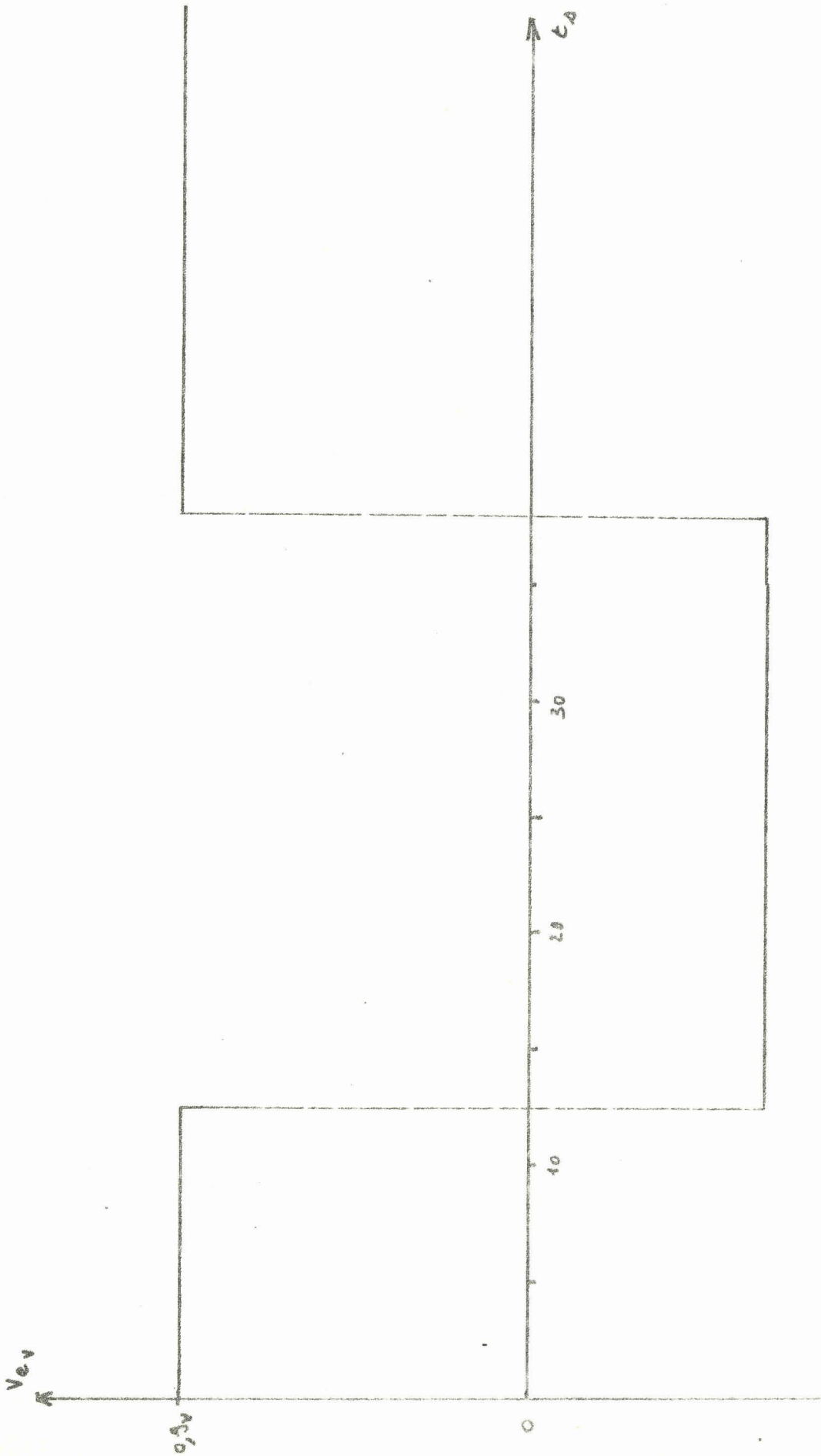


Figure 6.7 : sollicitation "carrée"



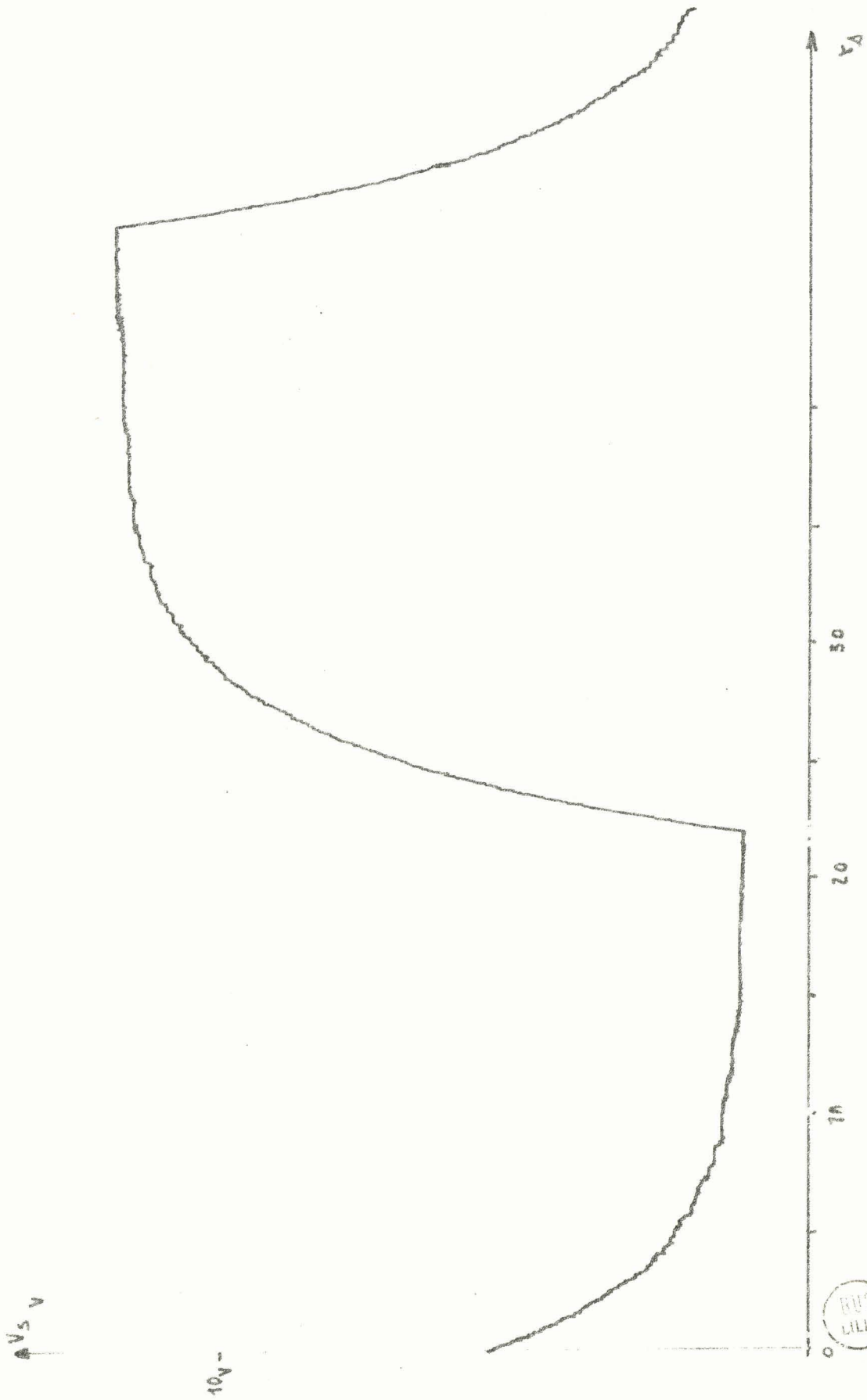


Figure 6.88 : Signal de sortie pour $\delta_c = 400 \text{ Hz}$



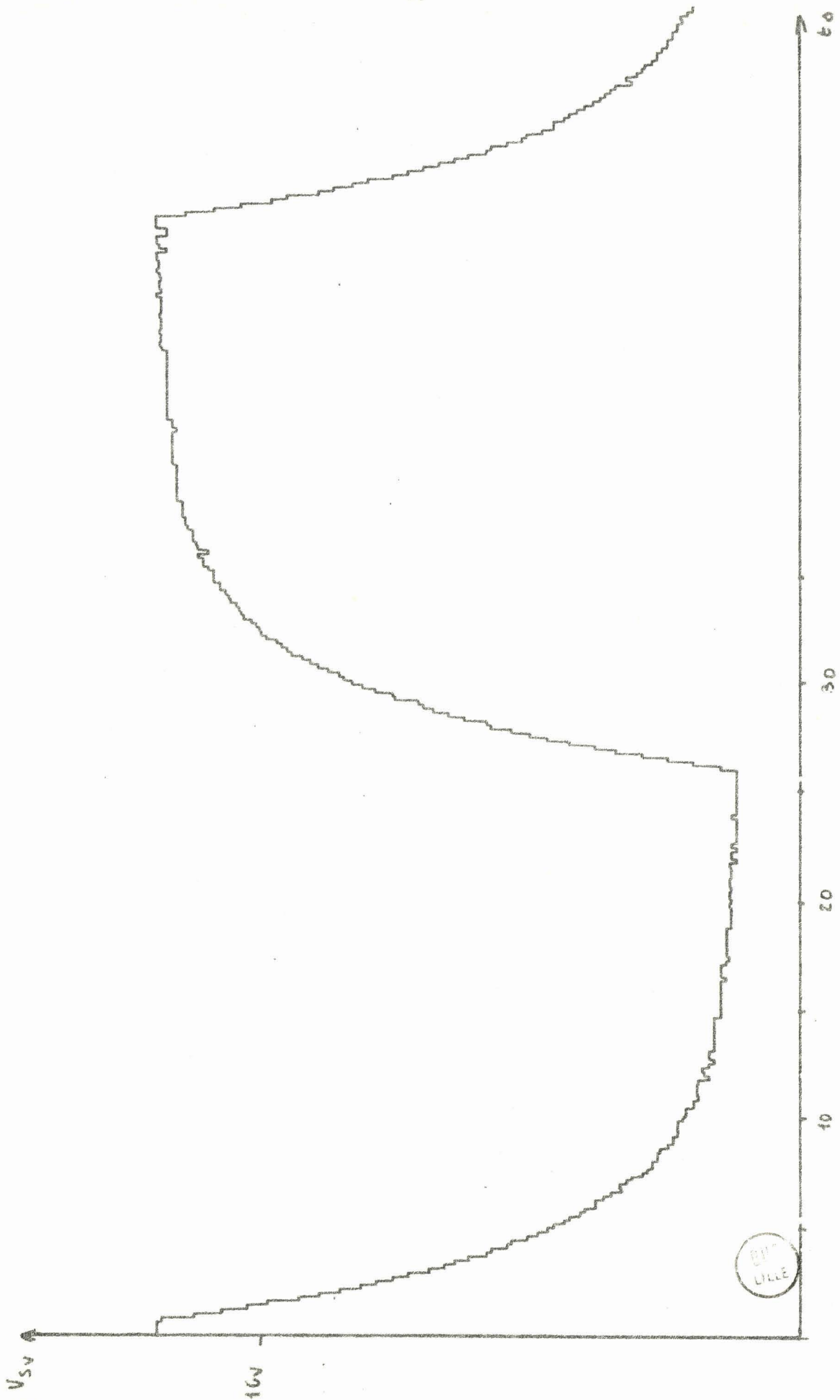


Figure 6.9 : Signal de sortie pour $\delta_0 = 7,1$ Hz

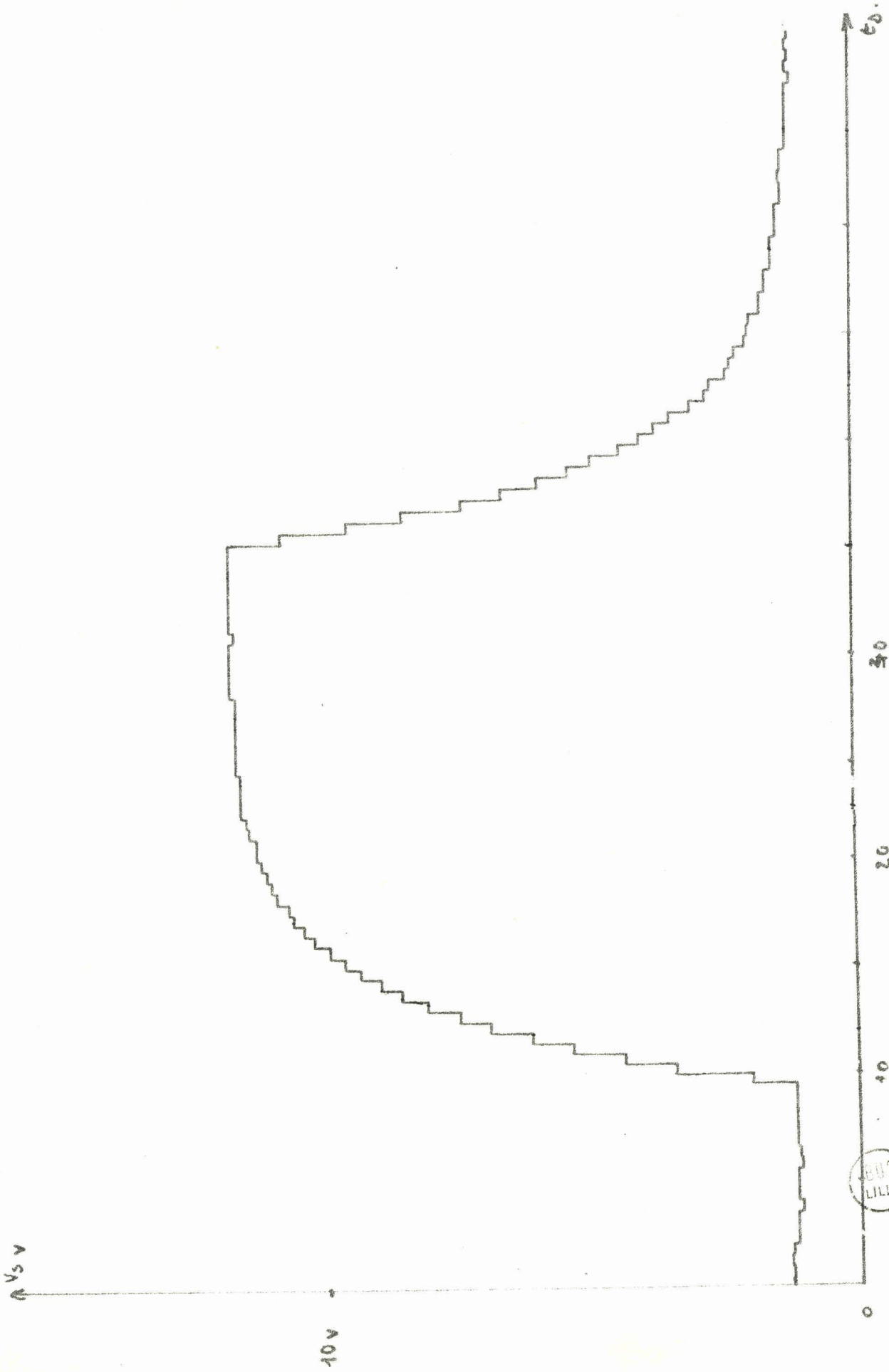


Figure 6.10 : Signal de sortie pour $f_c = 3,3$ Hz
 $f_c = 3,3$ Hz

BUS LILLE

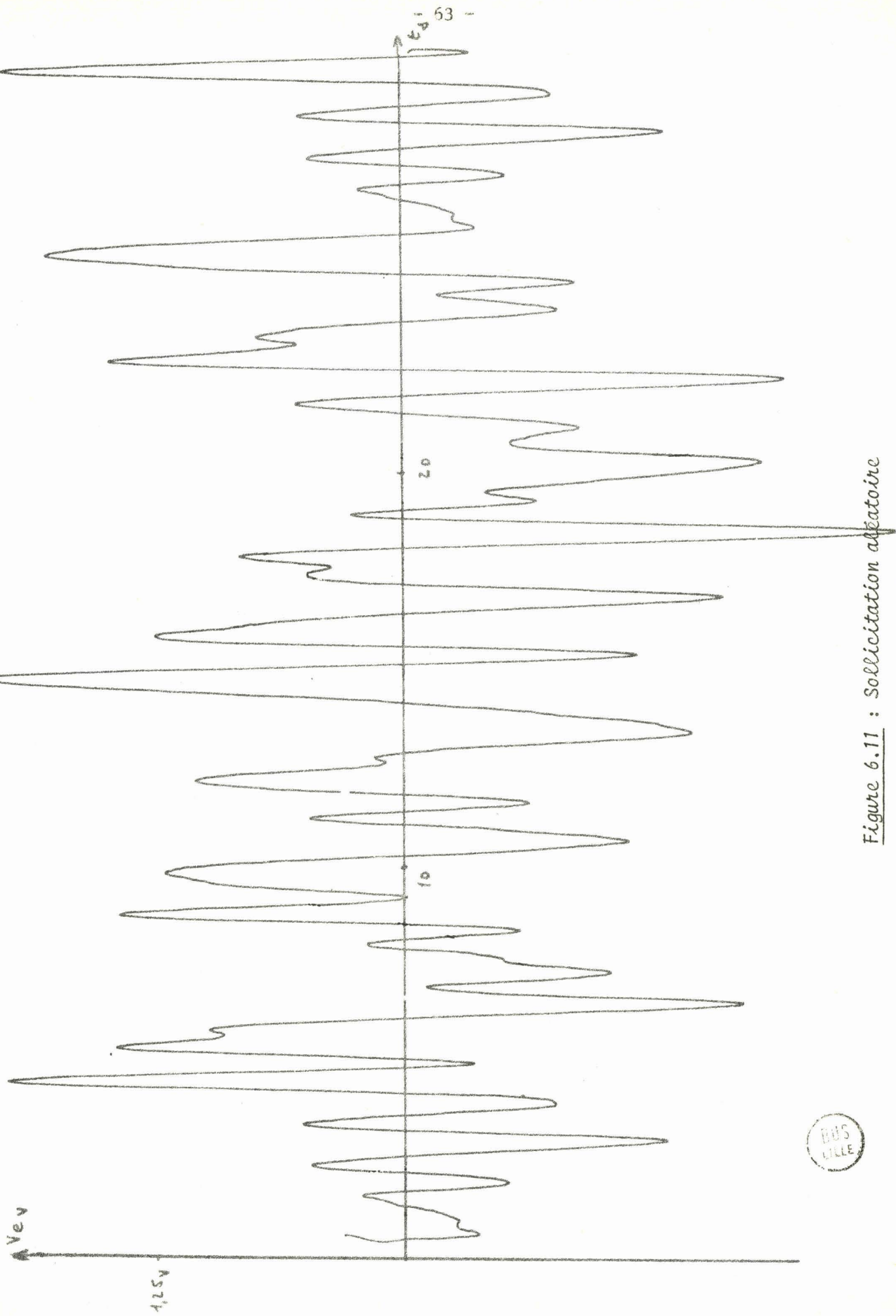
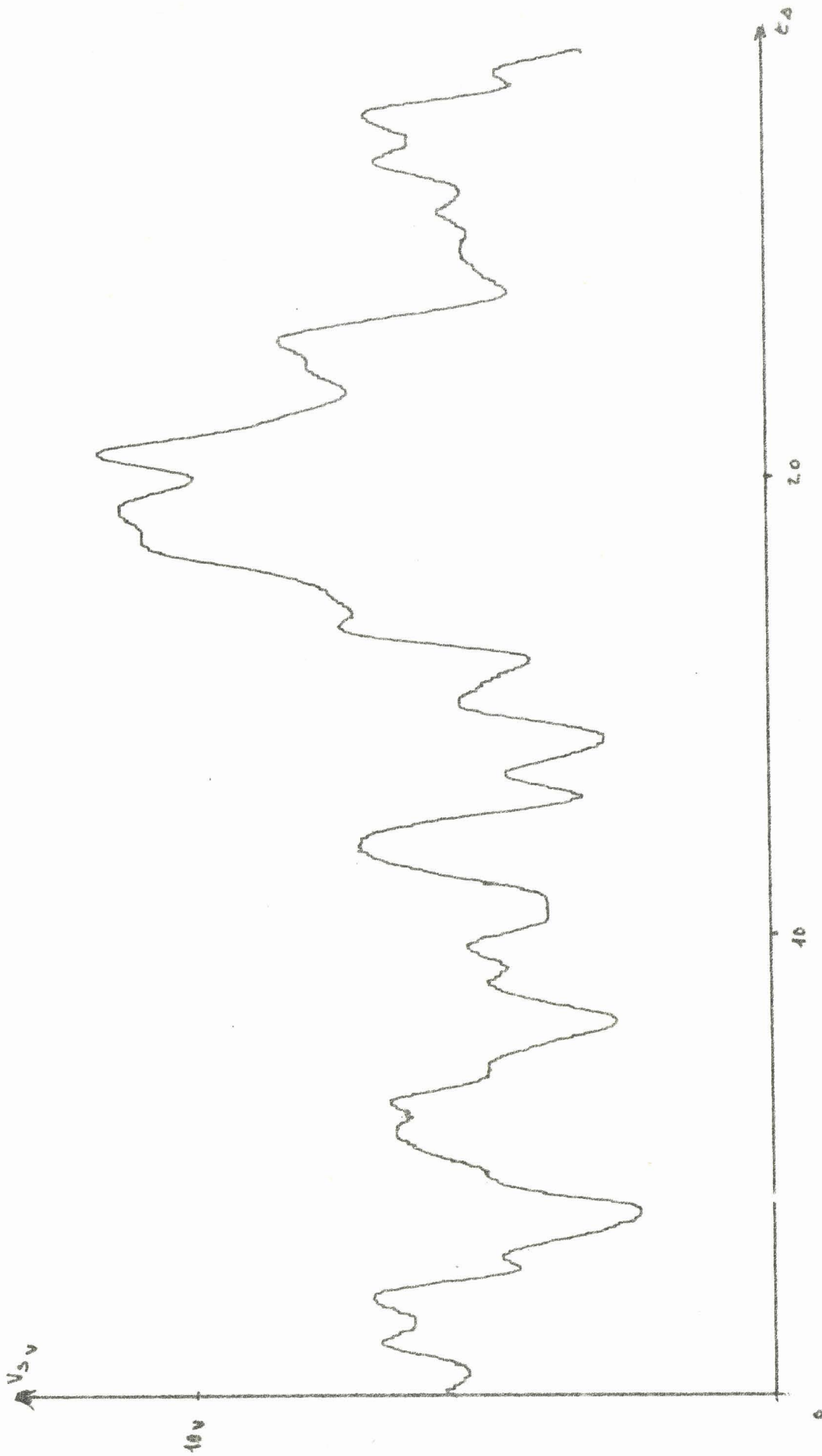


Figure 6.11 : Sollicitation aléatoire

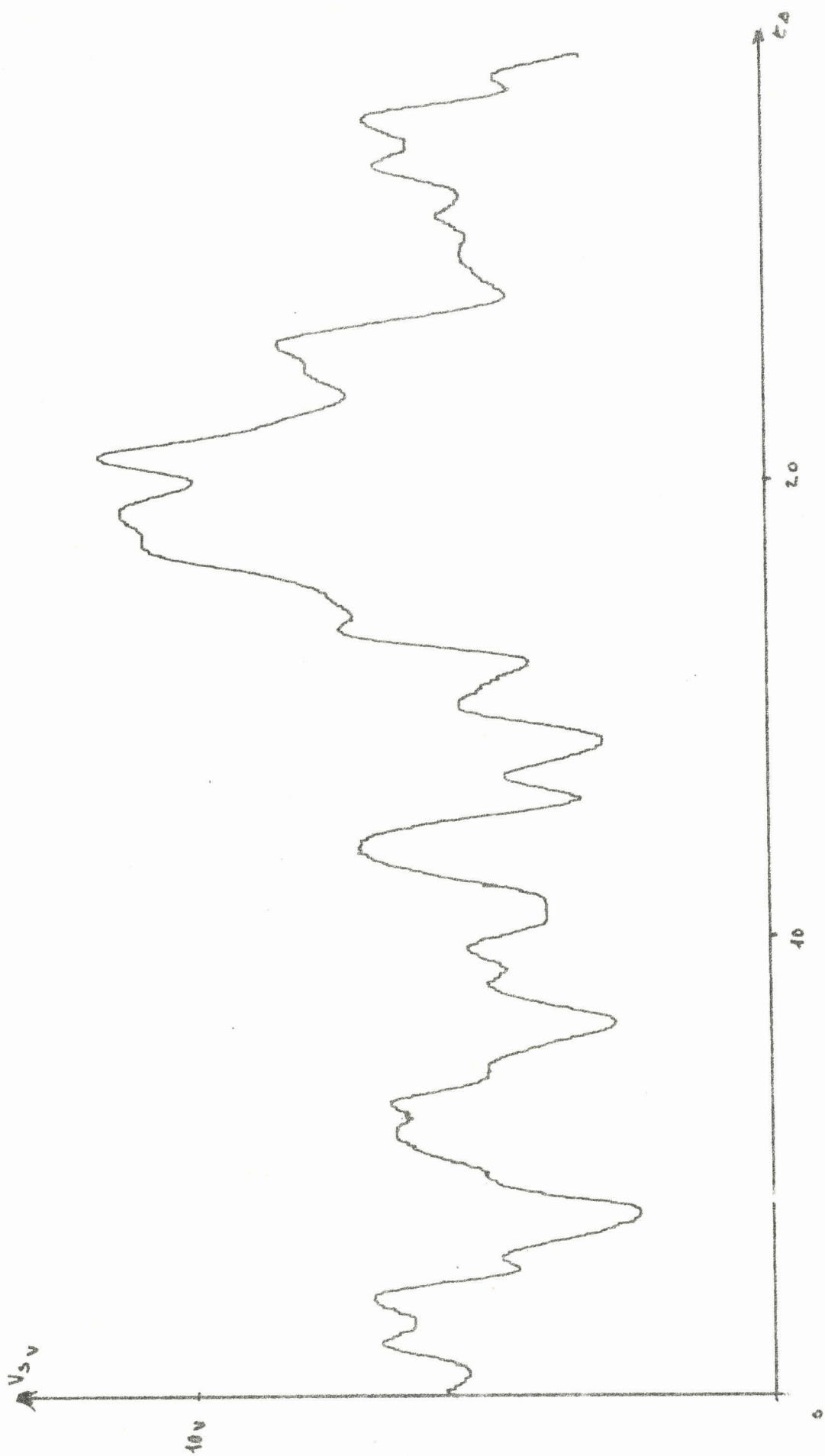




$$f_e = 400 \text{ Hz}$$

Figure 6.12 : Signal de sortie pour $f_e = 400 \text{ Hz}$

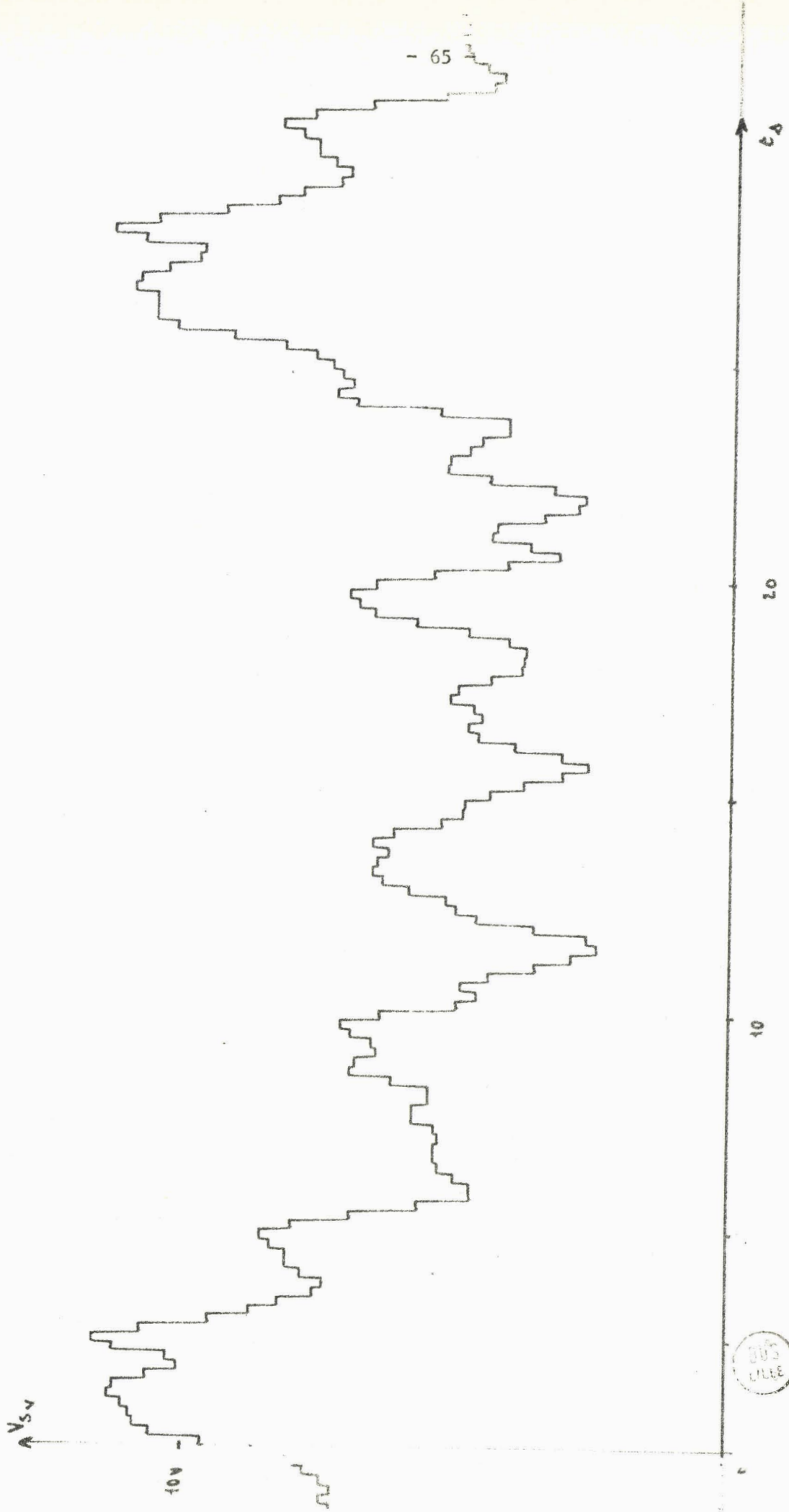




$$f_e = 400 \text{ Hz}$$

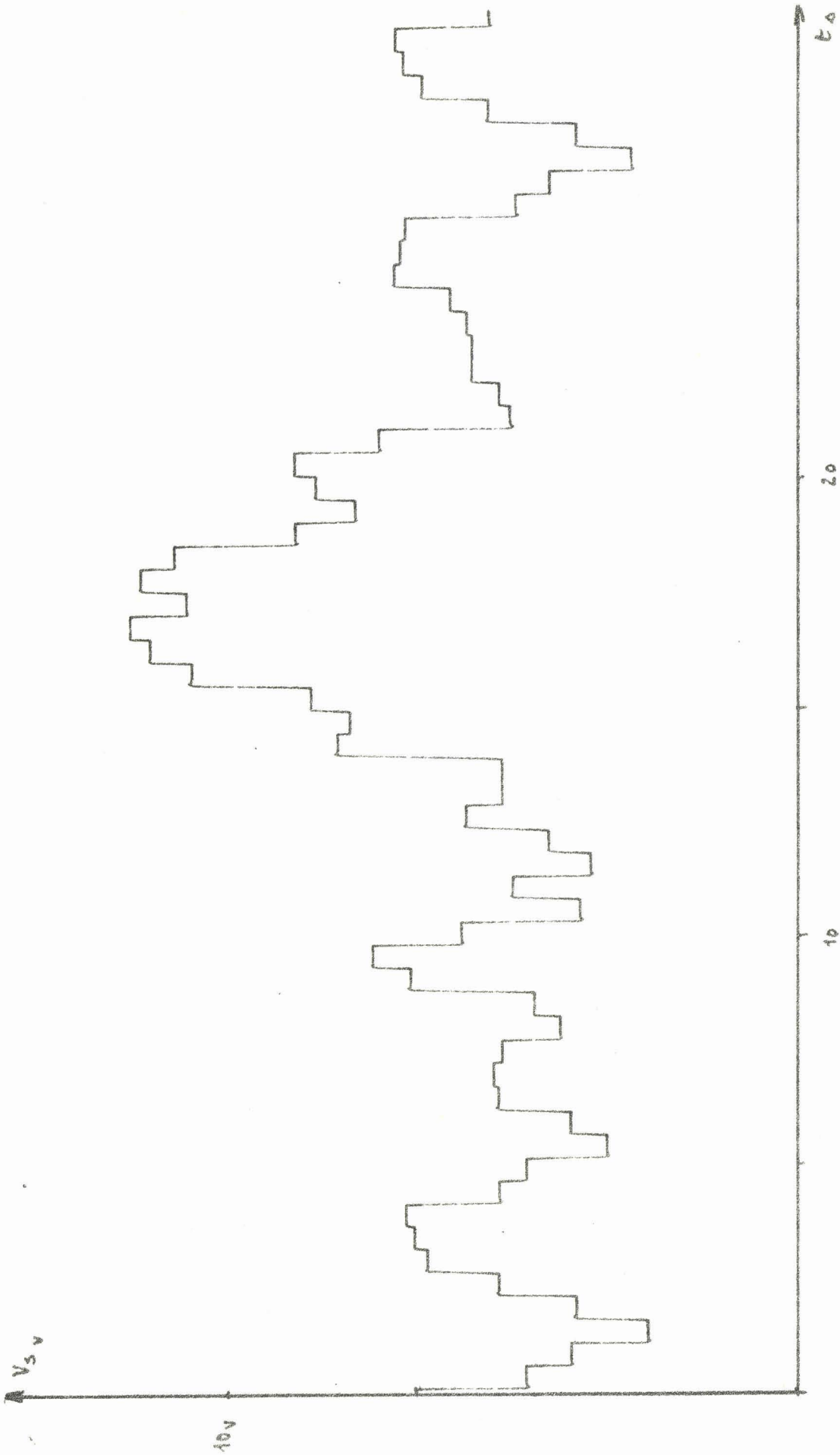


Figure 6.12 : Signal de sortie pour $f_e = 400 \text{ Hz}$



$$f_c = 7,1 \text{ Hz}$$

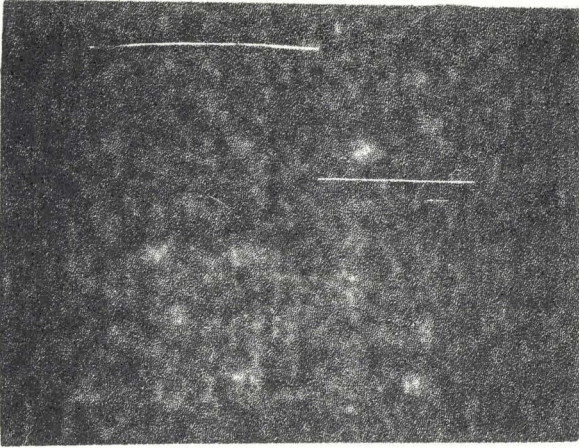
Figure 6.13 : Signal de sortie pour $f_c = 7,1 \text{ Hz}$



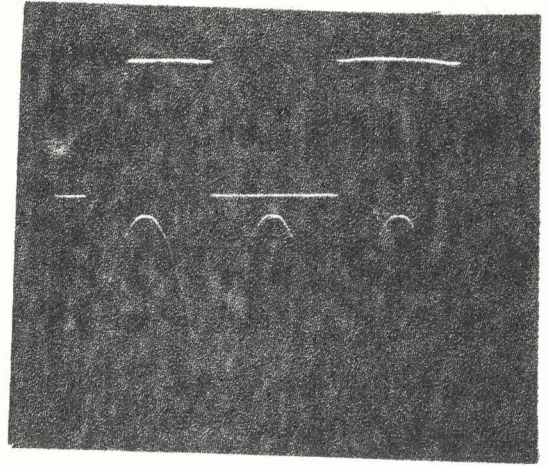
$f_e = 3,3 \text{ Hz}$

Figure 6.14 # Signal de sortie pour $f_e = 3,3 \text{ Hz}$

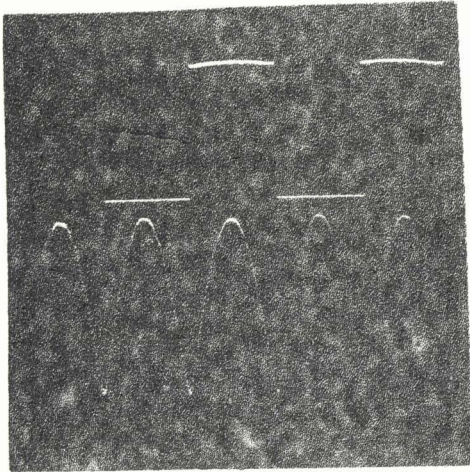




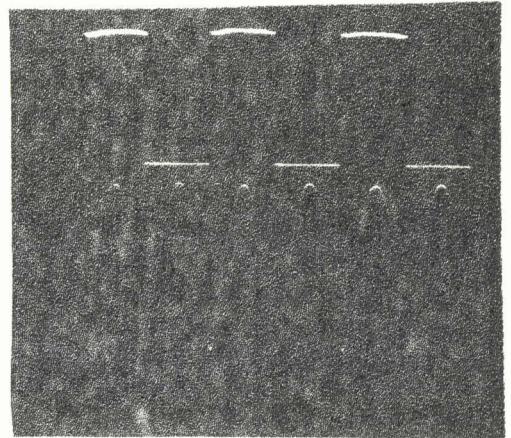
k=1



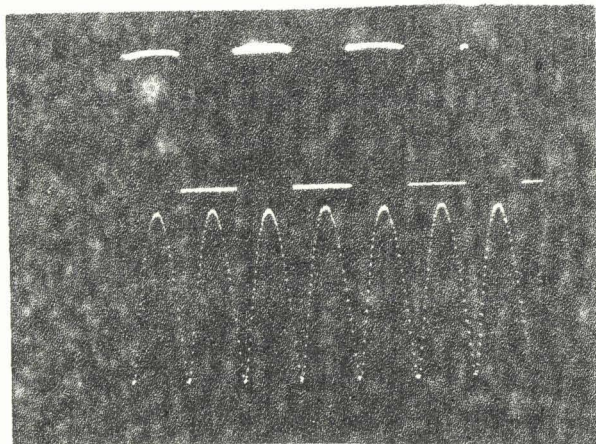
k=2



k=3



k=4



k=5

Figure 6.15 : Etude du générateur de fonctions sinusoïdales



6.1.4 - Conclusion

La conversion numérique et le stockage pouvant être considérés comme réalisés de façon satisfaisante puisque la distorsion introduite est négligeable, il convient alors de calculer les coefficients de Fourier.

6.2 - Etude du générateur de fonctions sinusoïdales

Nous procédons comme précédemment, c'est-à-dire que nous lui associons le convertisseur digital analogique pour obtenir une onde engendrée sous forme analogique.

Nous avons réuni figure 6.15 les ondes obtenues pour différentes valeurs de k (k indique l'ordre des harmoniques) ^(leur signe est constant) puisque nous n'avons pas tenu compte de ce dernier lors de la conversion analogique ; nous vérifions cependant que la variable binaire le représentant prend les valeurs (0 ou 1) suivant la convention adoptée en Annexe E.

6.3 - Calculateur de Fourier

6.3.1 - Multiplieur

Associé avec la mémoire Sinus, les sorties du registre multiplicande demeurant à 1 nous vérifions qu'à la sortie du multiplieur, nous obtenons les mêmes formes d'ondes que dans le cas de la figure 6.15 ; puis, inversement le registre multiplicateur ne contenant que des 1 nous vérifions que nous retrouvons les mêmes formes d'ondes qu'à la sortie de la mémoire "à tambour" (fig. 6.4 à 6.14).

6.3.2 - Intégrateur

Son fonctionnement sera vérifié lors des essais d'ensemble du calculateur.

6.4 - Etudes d'ondes de spectre connu

A l'aide du calculateur nous avons relevé les spectres correspondant aux différents signaux d'entrée pour deux valeurs de la période d'échantillonnage de l'enregistreur.

Si v est la vitesse d'avancement du fil dans le capteur Uster, nous avons la relation.

$$f = \frac{v}{\lambda}$$

entre les fréquences du spectre obtenu et les longueurs d'onde des défauts.

Le rapport $k = \frac{T_o}{T_e} = \frac{\lambda_o}{\lambda_e}$ (λ_o longueur d'onde du fondamental de l'échantillon analysé et λ_e longueur d'onde d'échantillonnage) varie de 2 à 256 (2 est imposé par la condition de Shannon, 256 par le nombre d'états de la mémoire à "tambour") ; nous le choisirons comme paramètre des différents relevés et pour une longueur d'onde λ_o donnée, la longueur d'onde d'échantillonnage sera égale à $\frac{\lambda_o}{k}$.

Sachant que lors du calcul de la longueur d'onde la plus basse le sinus et le cosinus sont codés pour une variation de 0 à π par 256 échantillons, nous pouvons calculer la longueur d'onde du phénomène analysé après détermination du rapport $k' = \frac{\lambda_o}{k}$ donné par le calculateur au moyen de la relation :

$$\lambda = \frac{\lambda_e \times 512}{k'}$$

La valeur théorique de k' est égale à $\frac{512}{k}$.

Nous nous limitons dans nos relevés à des longueurs d'ondes inférieures ou égales à 400 m afin de réduire le temps d'enregistrement. Pour détecter des longueurs d'onde de l'ordre de 2000 m, il suffirait de multiplier par 5 la période de l'échantillonneur.

6.4.1 - Onde sinusoïdale

En relevant les spectres des figures 6.17 et 6.18, on observe un seul maximum, ce qui est conforme aux prévisions. En effet, si le spectre réel ne comporte qu'une seule raie de Dirac, (figure 6.16) il ne peut en être de même pour notre relevé puisque l'échantillonnage introduit des composantes parasites ; mais toutefois les maxima correspondent à la longueur d'onde prévue.

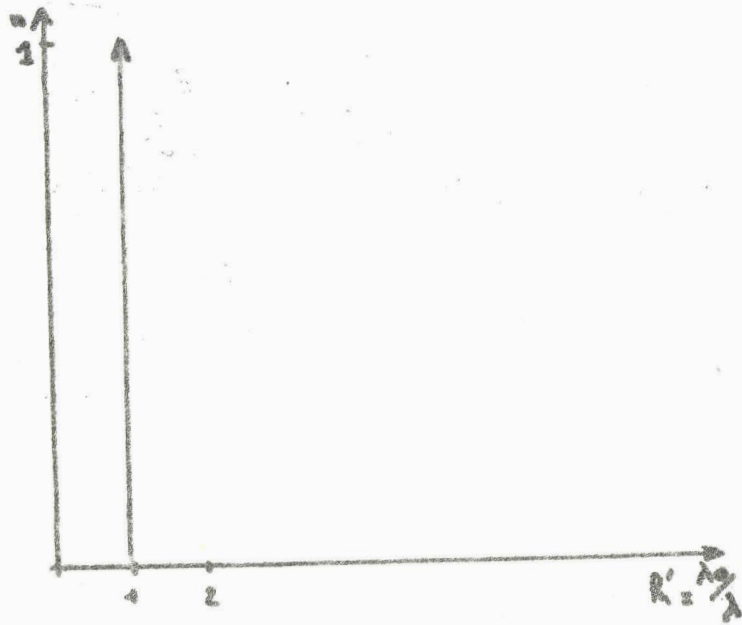
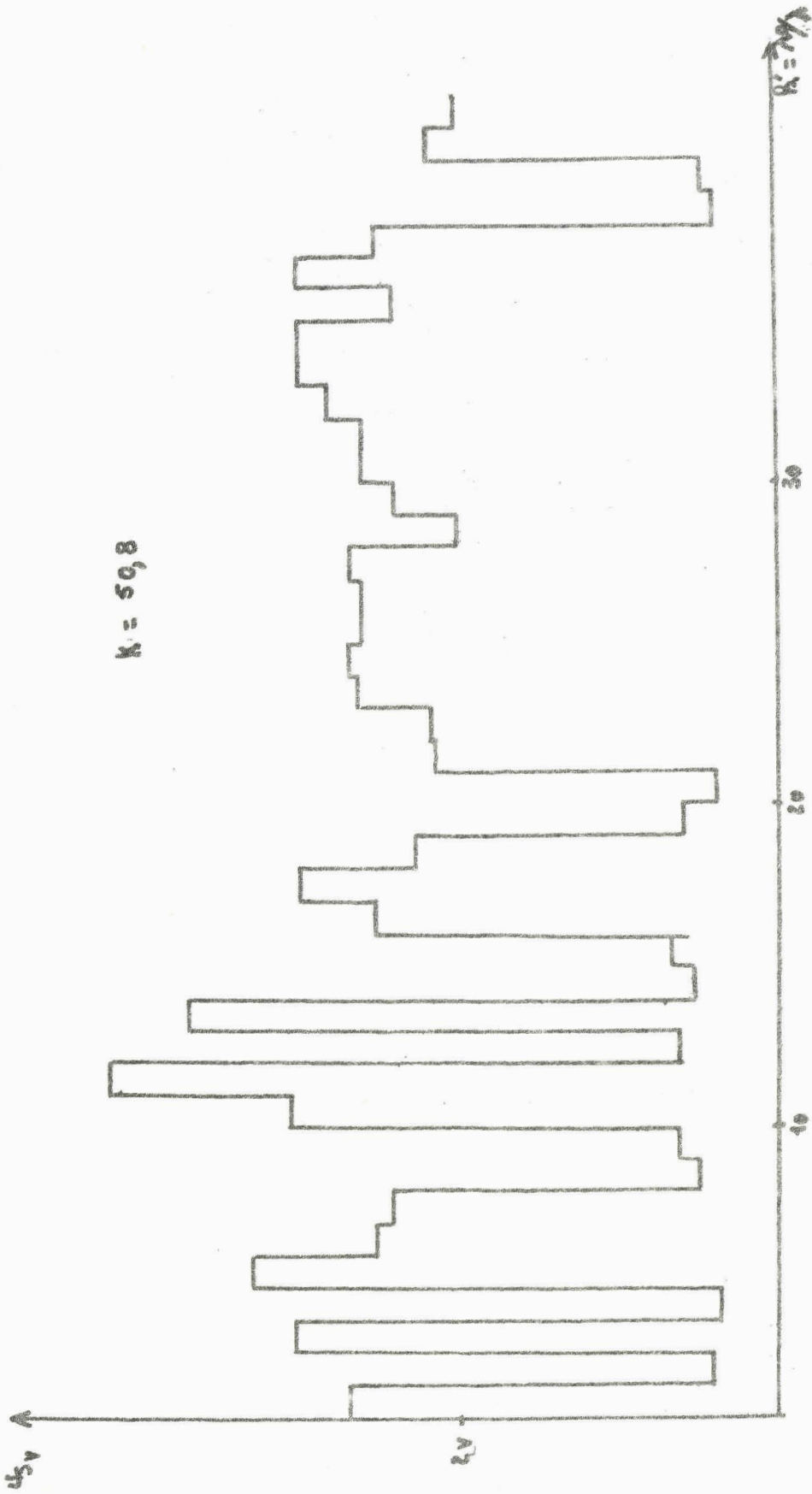


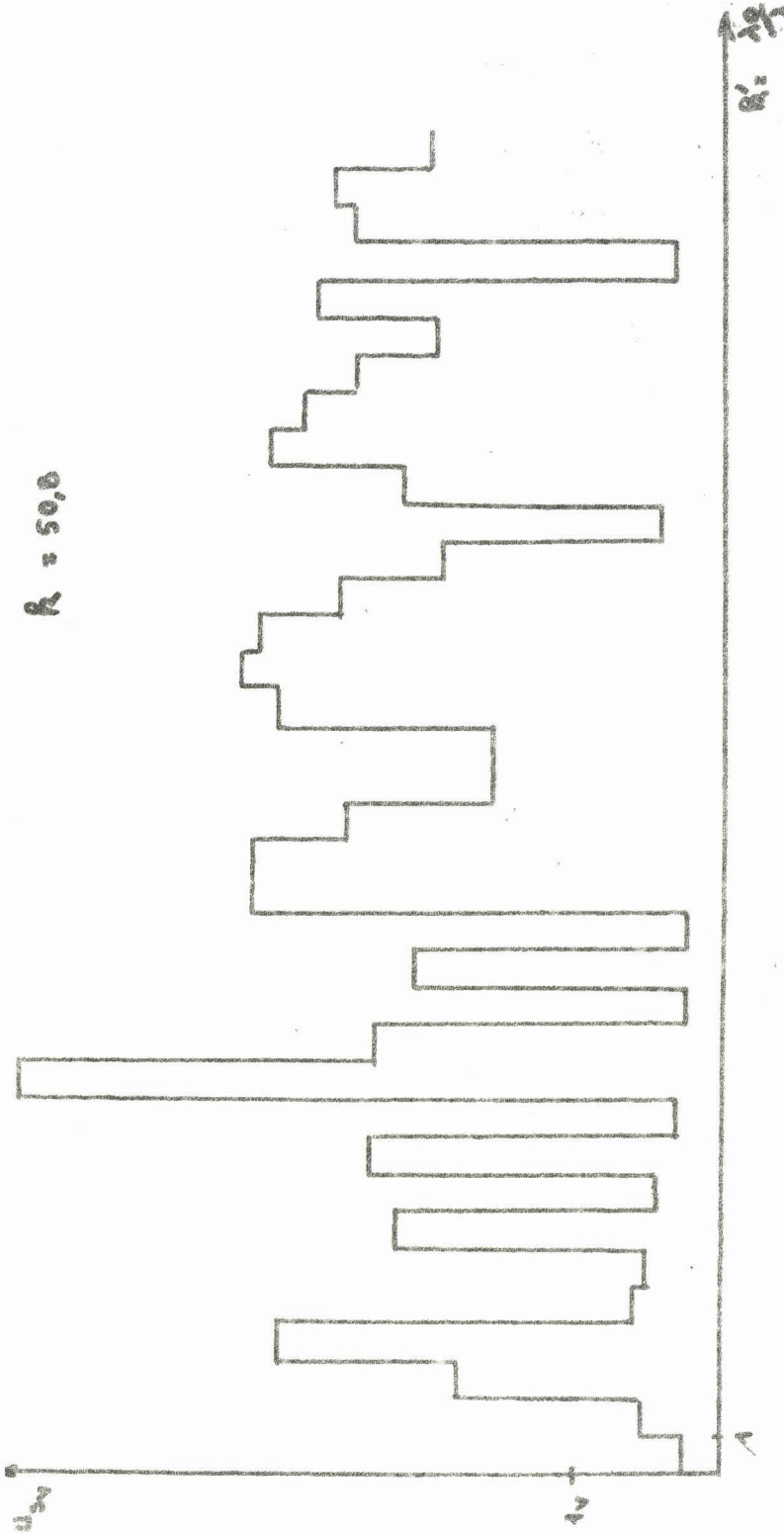
Figure 6.16 : Spectre réel d'une onde sinusoïdale.



Enregistrement k' théorique = $\frac{512}{50,8}$, k' enregistré = 11, $\lambda_c = 7,34$ m
 d'où $T = \frac{2,2s \times 512}{11} = 102,5$ s. Soit pour $v = 200$ m/mm $\lambda = 342$ m

Figure 6.17 : Spectre obtenu pour une onde sinusoïdale





$R = 50,0$

enregistré théorique = 10,3, k enregistré = 10, $\lambda_e = 0,834$ m.
 d'où $T = \frac{0,25 \text{ s} \times 512}{10} = 12,8 \text{ s}$. Soit pour $v = 200$ m/mn $\lambda = \frac{42,8}{10}$ m

BUS LILLE

<Figure 6.18 : Spectre obtenu pour une onde sinusoïdale.

6.4.2 - Signaux carrés

Le spectre de ces signaux est représenté figure 6.19 , il traduit l'expression du développement en série de Fourier suivant :

$$f(t) = \frac{4 E}{\pi} \left| \frac{\pi}{4} + \sin 2 \pi f_0 t + \frac{\sin 6 \pi f_0 t}{3} + \dots \frac{\sin 10 \pi f_0 t}{5} + \dots \right|$$

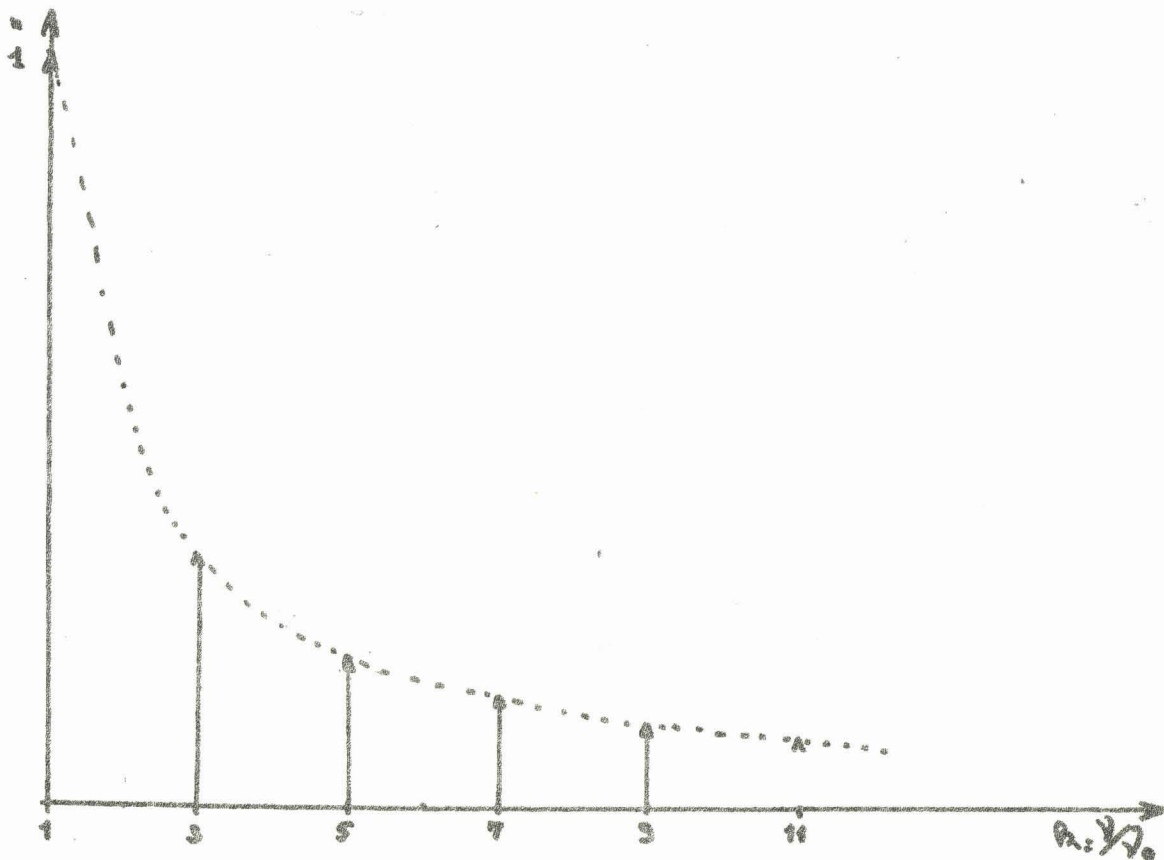
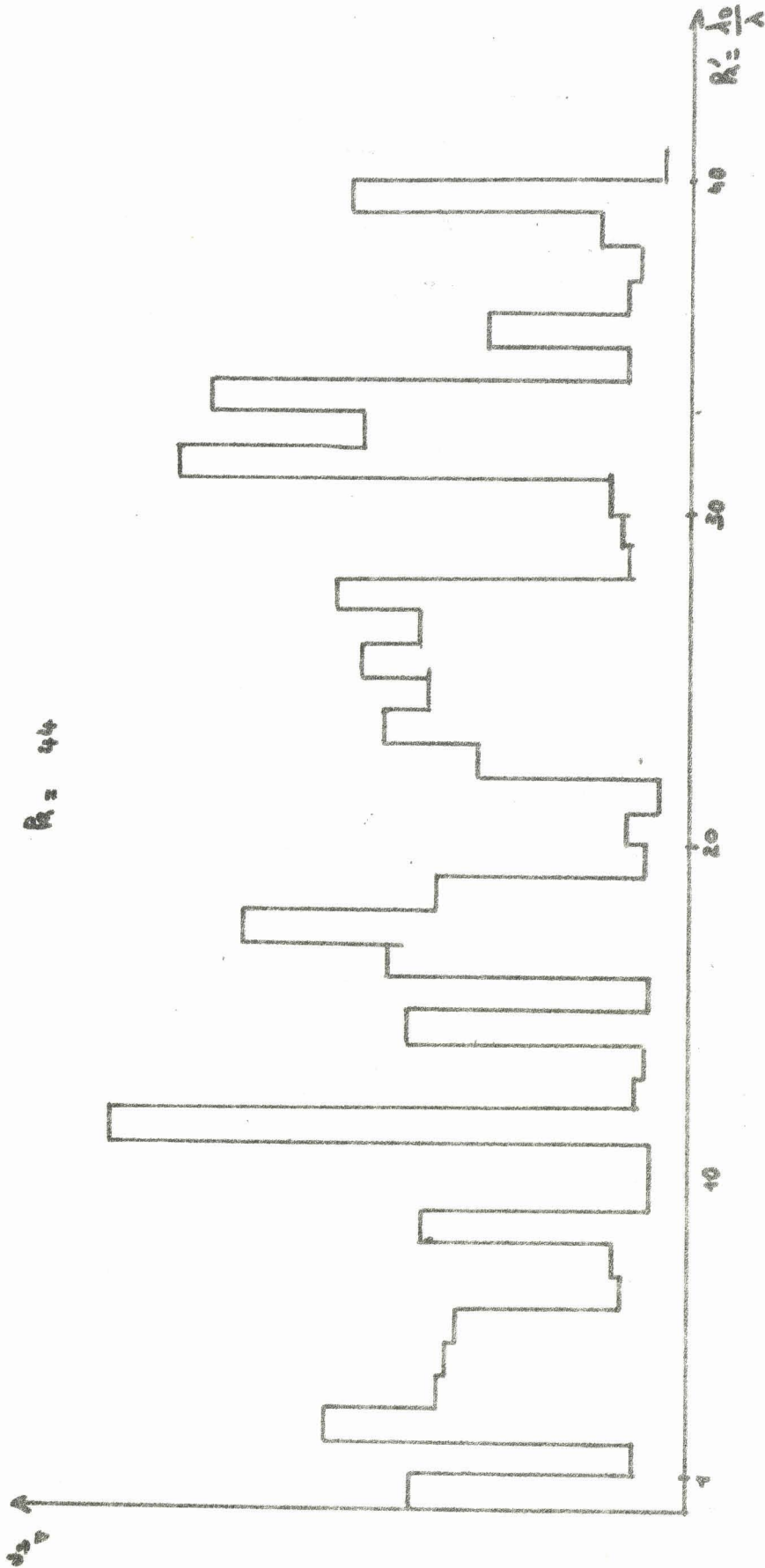


Figure 6.19 : Spectre théorique d'une onde carrée

Avec le calculateur nous obtenons les spectres des fig. 6.20 et 6.21.

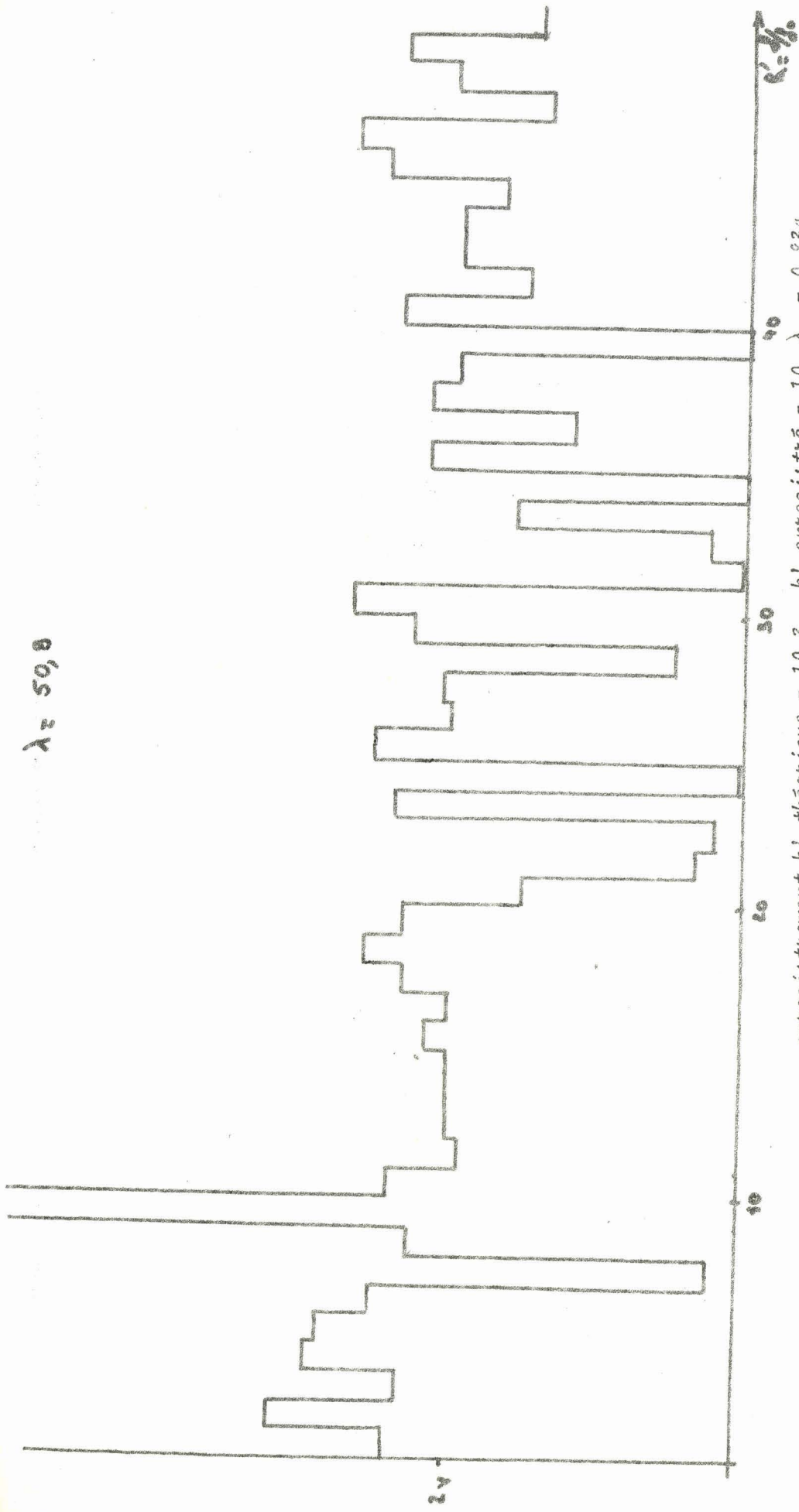


L'enregistrement k' théorique = 10,3, k' enregistré = 11, $\lambda = 8,34 \text{ m}$.
 d'où $T = \frac{2,5 \times 512}{11} = 116,5 \text{ s}$. Soit pour $v = 200 \text{ m/mn}$ $\lambda = \frac{388 \text{ m}}$

Figure 6.20 : Spectre obtenu pour une onde carrée.



$\lambda = 50,8$



enregistrement k' théorique = 10,3, k' enregistré = 10, $\lambda_c = 0,834$
 d'où $T = \frac{0,256 \times 512}{9} = 14,2 \text{ s}$. Soit pour $v = 200 \text{ m/mm}$, $\lambda = 14,4 \text{ m}$

Figure 6.21 : Spectre obtenu pour une onde carrée.



Si la détermination du fondamental est aisée celle des harmoniques est plus délicate ; toutefois, il y a apparition de pics aux endroits prévus.

6.4.3 - Analyse de signaux aléatoires de spectre connu

Ces signaux du type de ceux issus du capteur Uster admettent pour spectre le schéma de la figure 6.22, dans ce cas ils présentent onze raies d'égale amplitude.

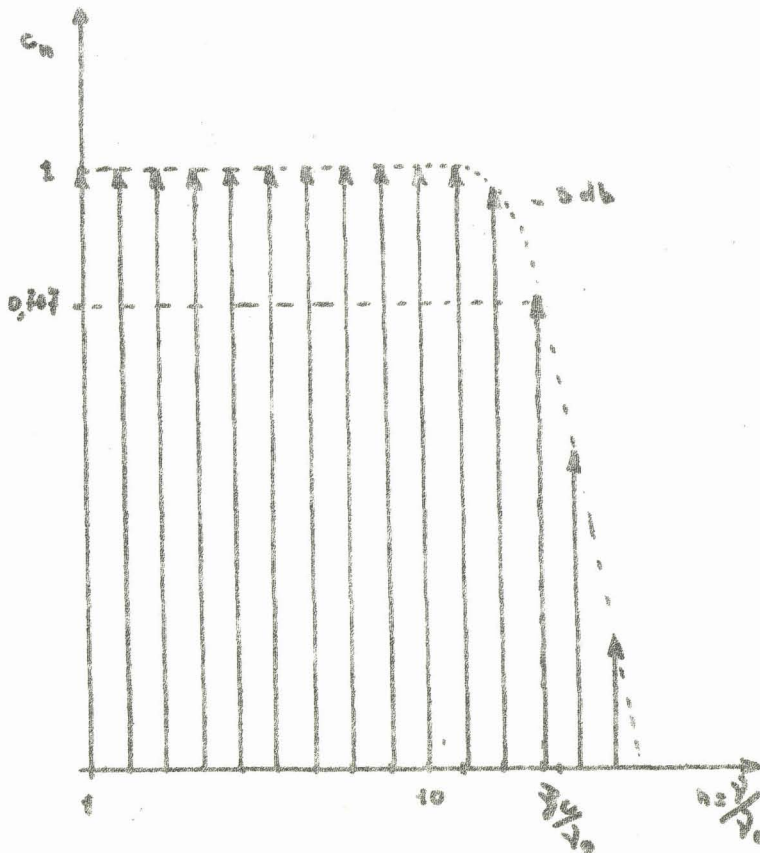
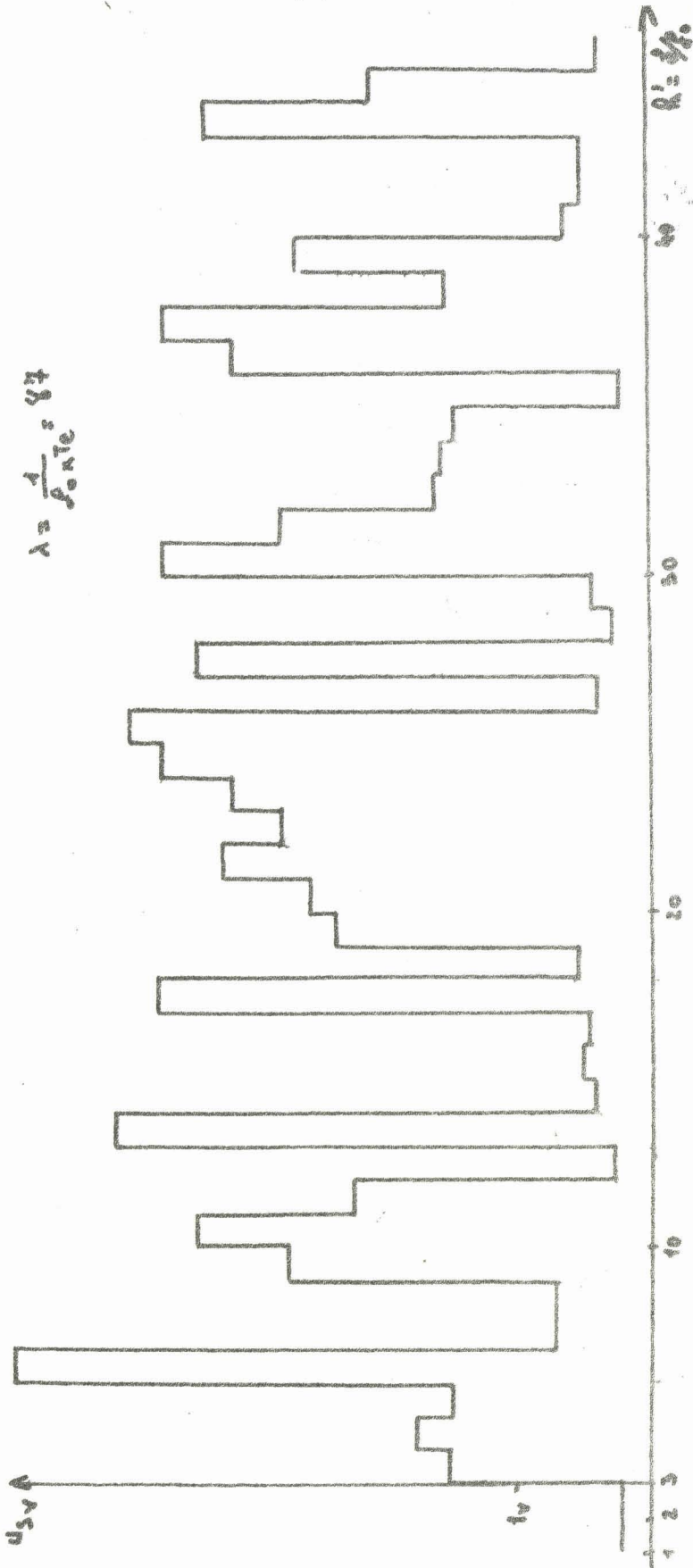


Figure 6.22 : Spectre théorique du signal aléatoire analysé.

A l'aide du calculateur relevons les spectres des figures 6.23 et 6.24, les raies du spectre théorique sont retrouvées avec néanmoins des variations d'amplitude dues à l'échantillonnage.



$$\lambda = \frac{1}{f_{\text{sortie}}} = 87$$

k' théorique = $\frac{512}{87} = 5,9$, k' enregistré = 6, $\lambda = 3,3$ m, d'où $T = \frac{1 \times 512}{6} = 85,5 \Delta$

Les harmoniques suivants apparaissent, mais avec de fortes variations d'amplitude.

Soit pour $v = 200$ m/mn $\lambda = 285$ m.



Figure 6.24 : Spectre obtenu pour un signal aléatoire.

6.5 - Conclusion

L'existence de nombreuses raies se superposant aux raies du spectre réel est consécutive à l'échantillonnage, ce dernier introduisant des composantes parasites (§ 3.5), afin de diminuer l'amplitude de ces dernières, il est nécessaire d'augmenter la quantité d'information enregistrée et de se rapprocher d'un intervalle d'intégration infini.

Les spectres obtenus permettent toutefois une exploitation satisfaisante de l'évolution des variations de la section d'un échantillon puisque l'information recherchée est constituée par la longueur d'onde fondamentale du défaut plutôt que par l'amplitude exacte des raies du spectre.

Cette éventualité était impossible au laboratoire compte tenu du matériel mis à notre disposition. L'utilité d'un calculateur comportant davantage d'éléments de mémoire ne se justifie pas dans les conditions d'exploitation de celui-ci.

CONCLUSION GENERALE

Le prototype de calculateur spécialisé que nous avons élaboré détermine avec une approximation suffisante d'un point de vue industriel, le spectre d'amplitude de signaux quelconques. Dans ces conditions, il peut compléter avantageusement la gamme des appareils de contrôle et de détection des défauts périodiques de grande longueur d'onde, et contribuer ainsi à augmenter la qualité des produits fabriqués.

Il permet de plus d'appréhender de manière approfondie le processus de fabrication des produits textiles et dès lors d'analyser l'influence de la nature des fibres sur la qualité du produit fini compte tenu des irrégularités aléatoires ou des ondes d'étirage ; il est alors possible de choisir, la fibre lamieus adaptée au fil désiré.

Il est également possible de détecter le cylindre étireur responsable d'un défaut, à partir du spectre d'amplitude obtenu, et contribuer à l'automatisation du processus de fabrication des produits textiles, le calculateur constituant l'un des capteurs de la chaîne de contrôle.

Mis à part l'intérêt présenté par ce calculateur dans l'industrie lainière, on peut envisager de l'utiliser dans de nombreux domaines (extraction d'un signal noyé dans un bruit, étude de l'opérateur humain, analyse d'un **asser-**vissement) en modifiant seulement la période de l'horloge d'échantillonnage afin de travailler dans la gamme de fréquence souhaitée. Il serait souhaitable que nos recherches soient poursuivies dans ces deux directions.

BIBLIOGRAPHIE

(1) J.C. SACRE :

"Etude et réalisation d'un calculateur hybride destiné au dépouillement de mesures sur des matières textiles"

Thèse de 3e Cycle - Lille - Octobre 1968

(2) E. FELIX :

"Moderne Gleichmässigkeitsprüfanlagen"

The Textile Manufacturer 4/1961.

(3) MONFORT :

Aspect scientifique de l'industrie lainière

Dunod 1969

(4) P. VIDAL :

"Systèmes échantillonnés non linéaires"

Gordon and Breach - Paris 1969.

(5) F. LAURENT :

"Les machines hybrides"

2ème Thèse - Mai 1969.

(6) BONNET G. :

"Phénomènes aléatoires et traitement du signal"

Note d'étude EL/PS 13 du Centre d'études Nucléaires de Grenoble

(7) F. LAURENT :

"Stockage de l'information sous forme analogique et simulation des systèmes discontinus"

Automatisme - Tome 12 n° 7 - 8 Juillet Août 1968

(8) KUROKAWA KAZUO IIDAKIKUO ONOYUICHI, VAGIAKIHICO, SUMIKURA FURNIO

"Investigation on hybrid computing element using integrated circuit"

5ème congrès Annales de l'Association Internationale pour le Calcul Analogique - Lausanne - Septembre 1967.

(9) R. MAYBACH :

"Hybrid analog digital sample averaging computer for astrac 2"

Annales de l'association Internationale pour le Calcul Analogique
n° 4 - Octobre 1967.

(10) B.W. STEPHENSON :

"Analog digital conversion handbook"

Digital Equipment Corporation 1964

(11) J.C. SACRE - R. SOENEN - P. VIDAL :

"Etude et réalisation d'un prototype de calculateur hybride destiné au dépouillement statistique de mesures sur des matières textiles"

Inter-électronique n°4 - Avril 1970

(12) R. SOENEN - J.C. SACRE :

"Contrôle et automatisation dans l'industrie lainière"

Congrès d'Automatique de Madrid - 14-17 Avril 1970.

(13) R. SOENEN - A. PETTE :

"Classification et utilisation des circuits intégrés logiques"

Inter Electronique (A paraître).

ANNEXE ASpectrographe Uster

La maison Zellweger S.A, Uster a développé un spectrographe afin de résoudre le problème de l'analyse rapide et exacte de l'évolution de la section d'un fil de **matières textiles**; lors de la session du comité technique de la Fédération lainière Internationale en Mai 1951 à Barcelone, elle a présenté pour la première fois un compte rendu sur le spectrogramme et son utilisation au contrôle de la filature et du tissage. Le spectrographe électromécanique et automatique "Uster" a été lancé sur le marché en 1954. Il est conçu comme appareil de maniement simple auxiliaire au régularimètre "Uster" et ne peut être utilisé qu'avec ce dernier.

L'amplitude moyenne des variations périodiques est enregistrée automatiquement sous forme d'un spectre des longueurs d'onde.

A.1 - Principe de fonctionnement

Les spectres des fréquences ou des longueurs d'onde d'une fonction quelconque $f(t)$ donnée analytiquement, peut se déterminer mathématiquement à l'aide de l'analyse de Fourier.

La fig A.1 montre le principe de fonctionnement de l'appareil qui effectue quatre opérations :

- 1) Multiplication par le sinus ou par le cosinus de la fréquence d'analyse.
- 2) Intégration sur cinq périodes qui fournit les coefficients de Fourier a_n et b_n pour la fréquence d'analyse.
- 3) Addition vectorielle des coefficients a_n et b_n donnant la valeur c_n
- 4) Les variations de section présentant surtout une distribution statistique, le coefficient de Fourier c_n est infini intégré pendant un intervalle de temps suffisamment grand.

Ces opérations s'effectuent simultanément sur 30 canaux.

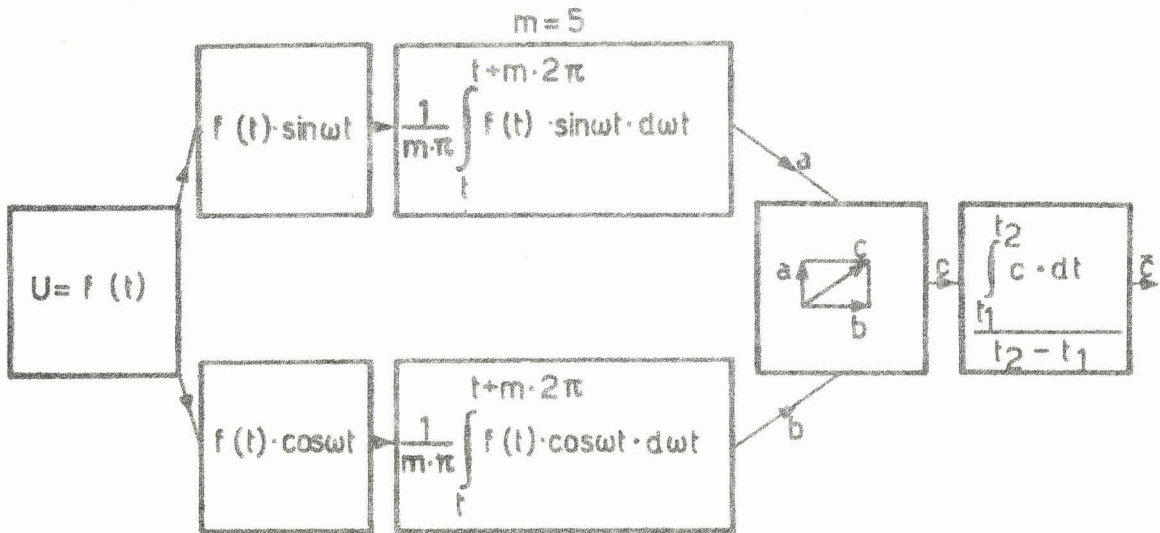


Figure 1A.1 : Schéma de principe du spectrographe "Uster".

A.2 - Gamme de mesure

La gamme des fréquences d'analyse s'étend de 0,167 à 9,3 Hz. Le tableau ci-dessous donne la longueur d'onde minimum analysée et la longueur d'onde maximum analysée en fonction de la vitesse d'avancement de la matière dans le régularimètre Uster.

$V_{m/min}$	8	25	50	100	200
$\lambda_{min/cm}$	1,5	4,5	9	18	36
$\lambda_{max/cm}$	80	250	500	1000	2000

ANNEXE BAnalyse spectrale de signaux périodiques

Rappelons tout d'abord qu'une fonction $f(t)$ est dite périodique, de période T , si nous pouvons écrire quel que soit t

$$f(t+T) = f(t)$$

T étant la plus petite constante satisfaisant cette condition.

B.1 - Décomposition en série de Fourier

Une fonction peut être décomposée en série trigonométrique si l'intégrale $\int_{-T/2}^{+T/2} |f(t)| dt$ converge.

Il est alors possible de l'écrire, sous les trois formes équivalentes suivantes :

$$(1) \quad f(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} c_n e^{jn\omega t} = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} |c_n| e^{j(n\omega t + \phi_n)}$$

$$(2) \quad f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \{a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t\}$$

$$(3) \quad f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \alpha_n \cos (n\omega t + \phi_n)$$

avec

$$c_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) e^{-jn\omega t} dt$$

$$a_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) \cos n\omega t dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) \sin n\omega t dt$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T}$$

$$\phi_n = -\arctg \frac{b_n}{a_n}$$

$$\alpha_n^2 = 2 c_n^2 = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

La recherche de l'amplitude et de la phase du fondamental ($n=1$) et des harmoniques ($n = 2, 3, 4 \dots$) constitue l'analyse spectrale de $f(t)$.

L'expression (1) montre que le spectre d'amplitude d'une fonction périodique est un ensemble discret de raies de module $|c_n|$ aux points d'abscisse $0, \pm 1, \pm 2, \dots \pm n$

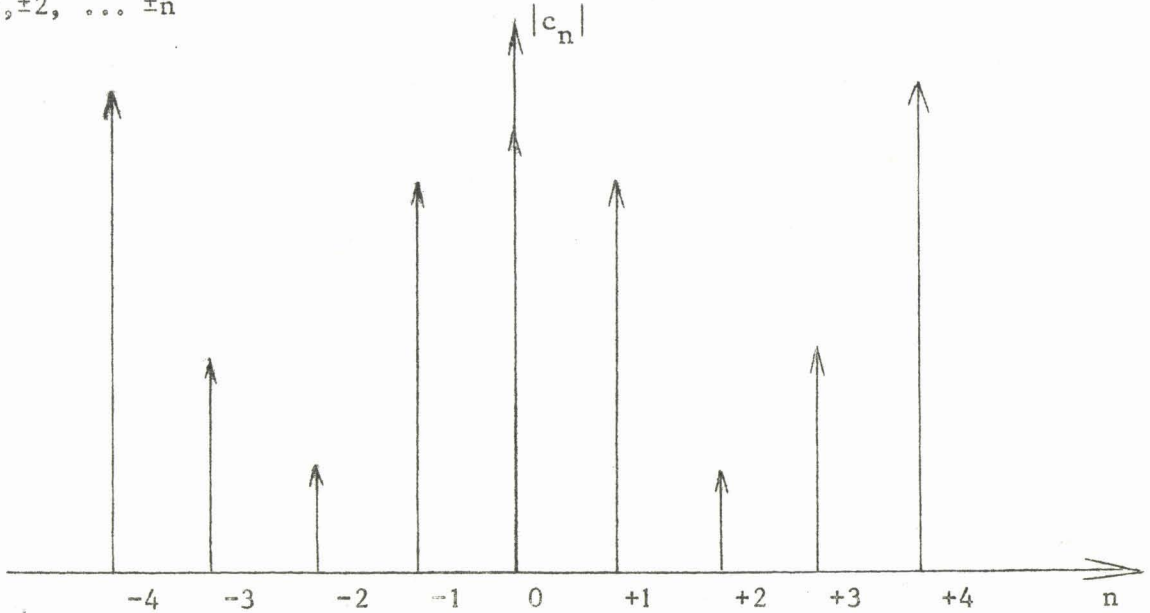


Figure B.1 : Spectre d'amplitude d'une fonction périodique.

B.2 - Corrélation - Analyse spectrale de puissance

La fonction d'auto-corrélation permet de mettre en évidence la relation qui peut exister entre deux valeurs d'une fonction prise à des instants différents.

$$(4) \quad c(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) \cdot f(t-\tau) dt$$

Remplaçons dans cette expression $f(t)$ et $f(t-\tau)$ par leur développement du type (1), on obtient alors :

$$(5) \quad c(\tau) = \sum_{-\infty}^{+\infty} c_n^2 e^{-jn\omega\tau}$$

L'égalité de Parseval s'en déduit en faisant $\tau = 0$

$$c(0) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} f^2(t) dt = \sum_{-\infty}^{+\infty} c_n^2$$

c_n^2 est la raie de rang n du spectre de puissance de $f(t)$. Si $f(t)$ est un signal électrique, $c(0)$ en est la puissance moyenne, ; elle est égale à la somme des puissances dues à chaque harmonique.

Appliquons la transformation de Fourier à l'expression (5)

$$c_n^2 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} c(\tau) e^{+jn\omega\tau} d\tau$$

Le spectre de puissance de $f(t)$ peut donc se déterminer en calculant la fonction d'auto-corrélation, puis sa transformée de Fourier.



ANNEXE C

Schéma général de l'organe d'entréeC.1 - Filtre

Le schéma complet de cet étage est donné fig E.1. L'amplificateur adaptateur possède un gain en tension égal à 1, sa fréquence de coupure est commutable de 0,106 Hz à 1060 Hz d'Octave en octave.

Cet organe est réalisé sur le circuit imprimé n° 1 dont les plans sont fig C.2.

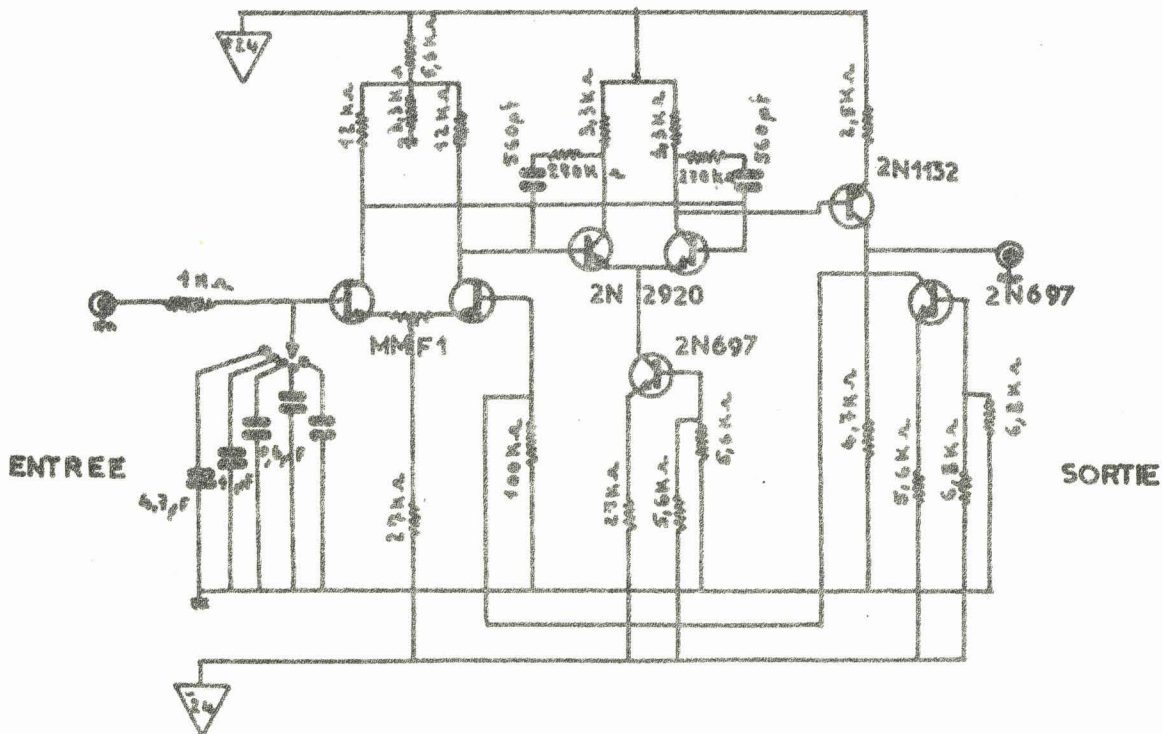


Figure C.1 : Amplificateur Filtre passe-bas.

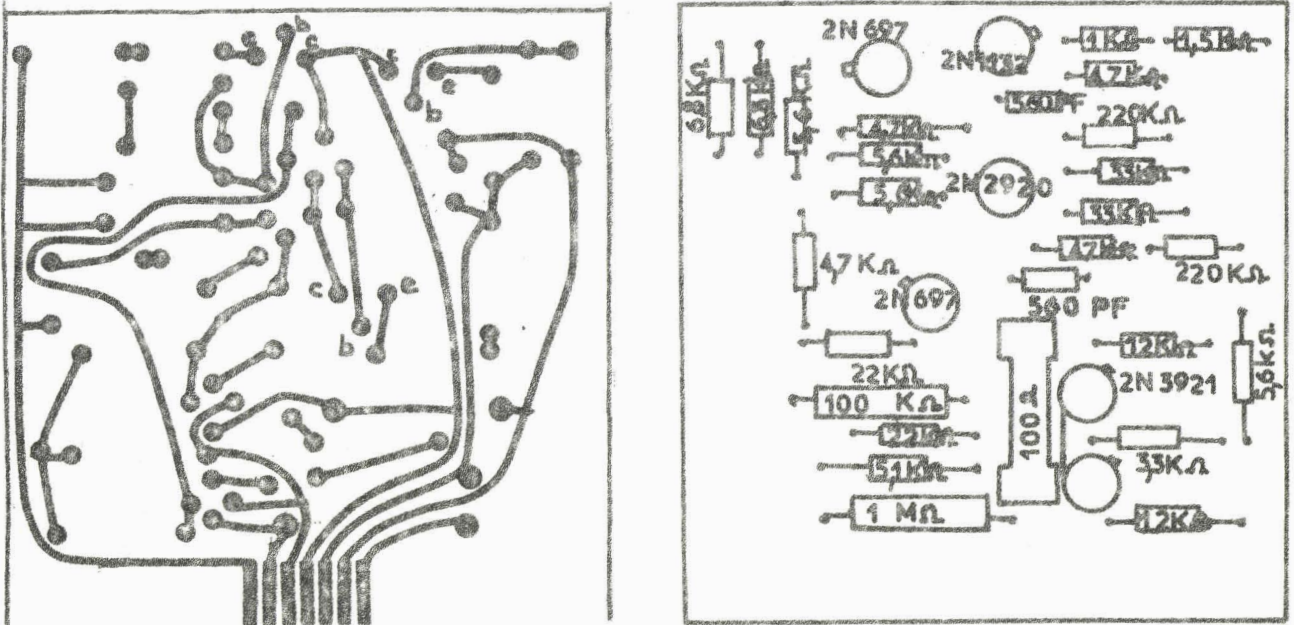


Figure C.2 : Plans du circuit imprimé n°1

C.2 - Convertisseur analogique digital

A partir du circuit intégré "MOS" 3751 dont le schéma logique est donné fig C.6, nous avons construit le convertisseur analogique digital de la figure C.3 ; il utilise un comparateur dont l'impédance d'entrée a été augmentée par l'emploi d'un préamplificateur différentiel à haute performance (impédance d'entrée 300 M Ω).

Le but des deux amplificateurs opérationnels L 141, montés en inverseur de gain 10, est de changer le niveau de référence du signal à convertir et d'augmenter son amplitude ($-10 < V < 0$).

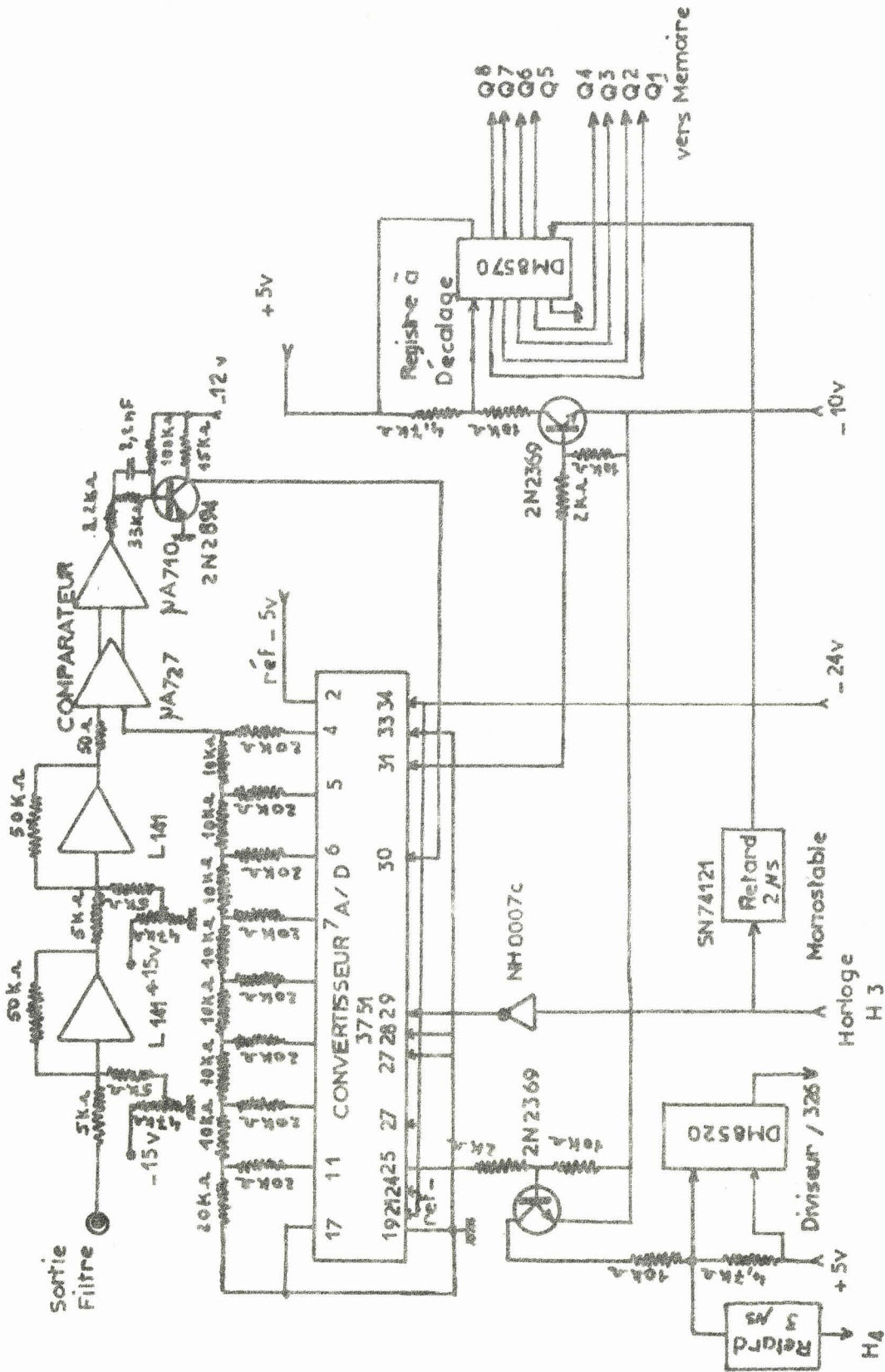


Figure C.3 : Convertisseur analogique digital



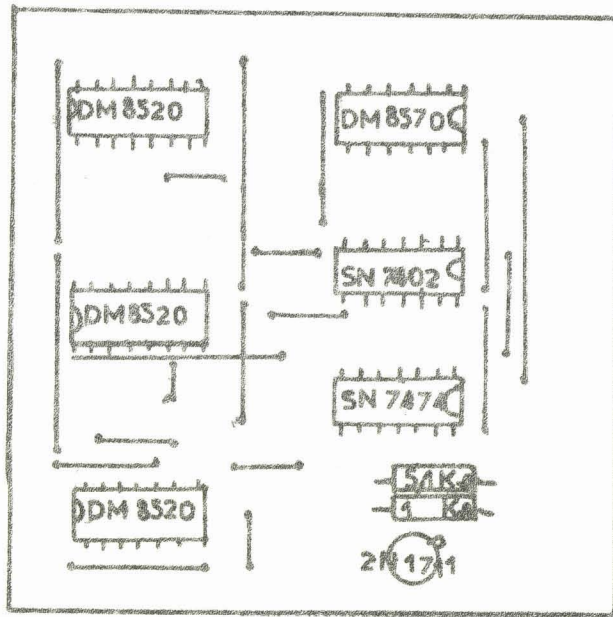
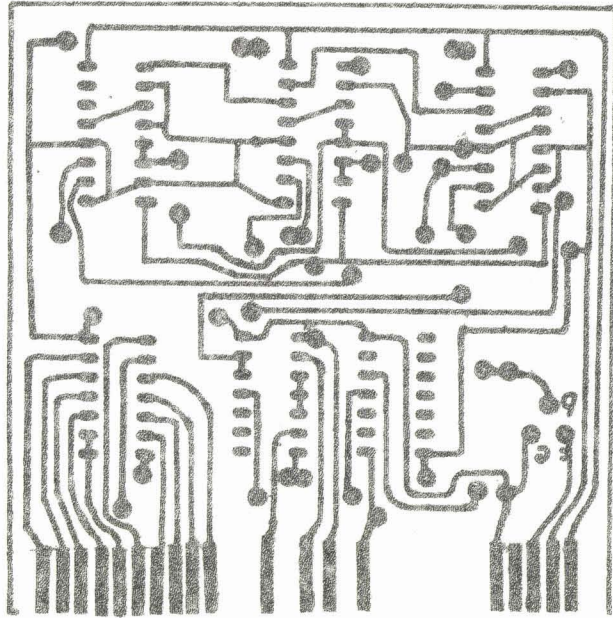


Figure C.4 : Plans du circuit imprimé N° 2.

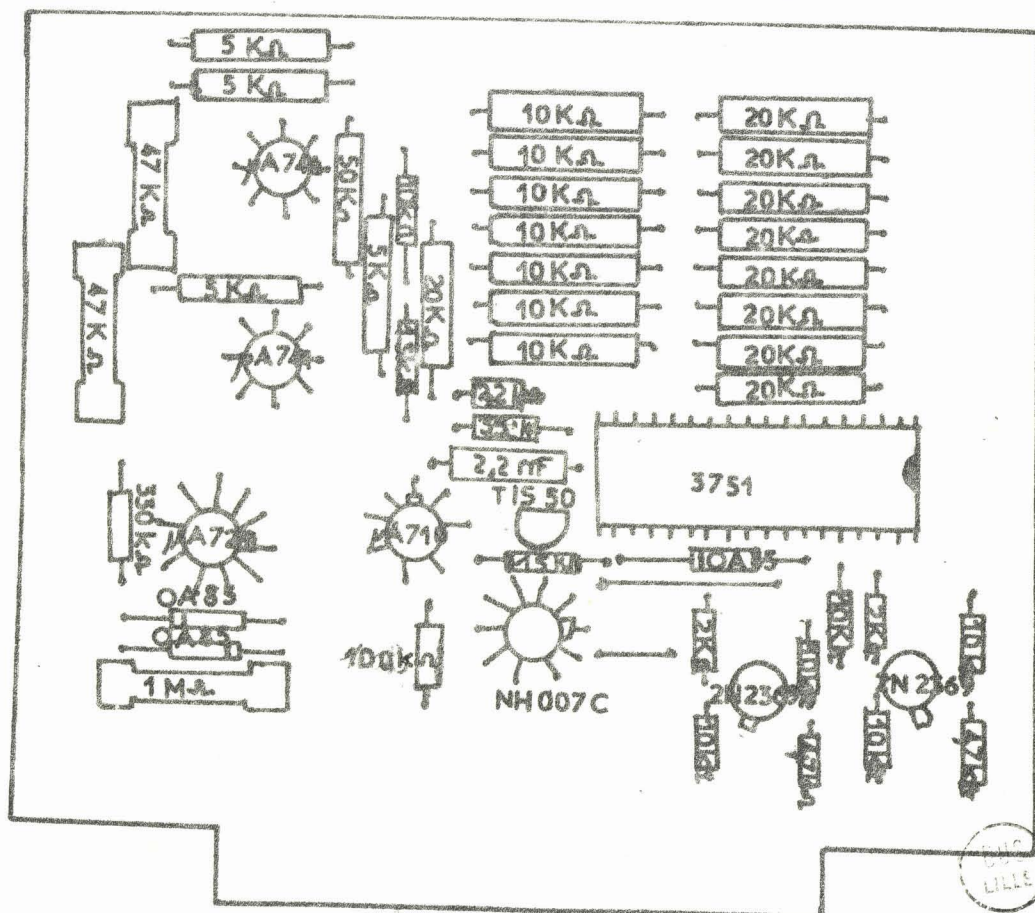
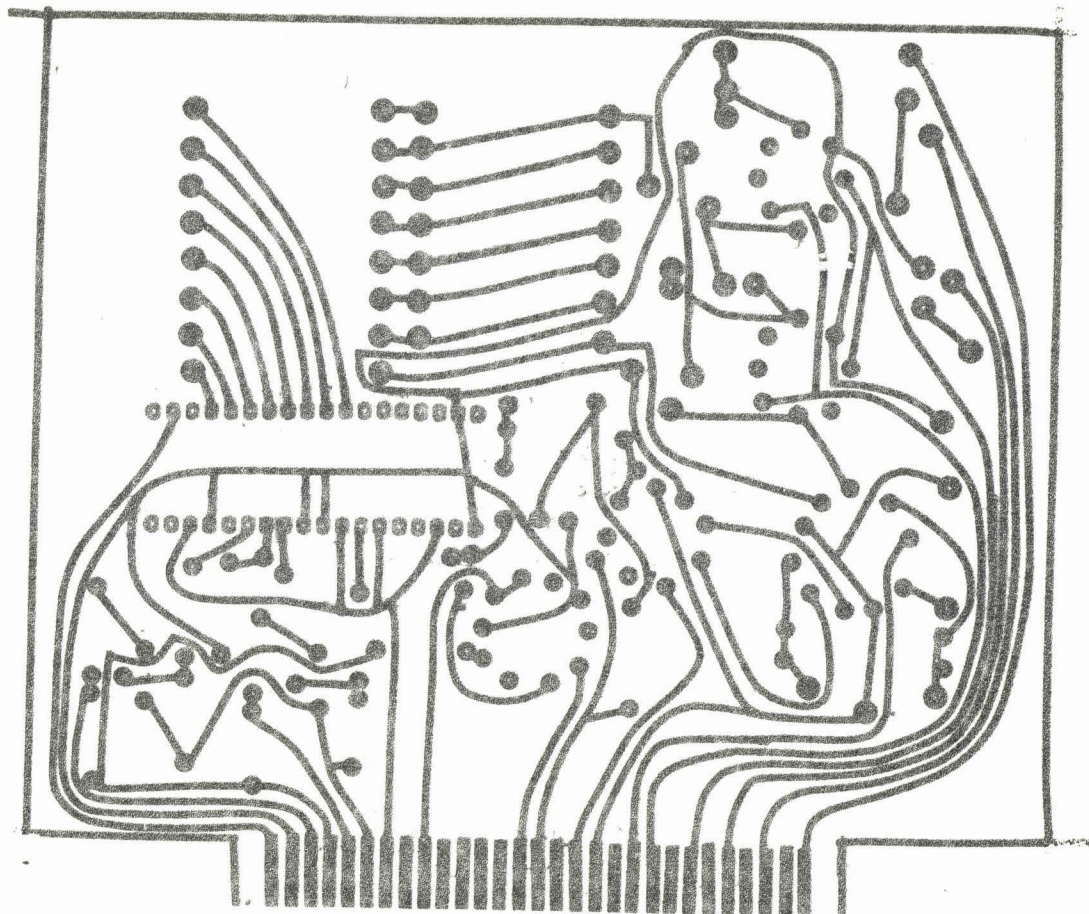


Figure C.5 : Plans du circuit imprimé N° 3.

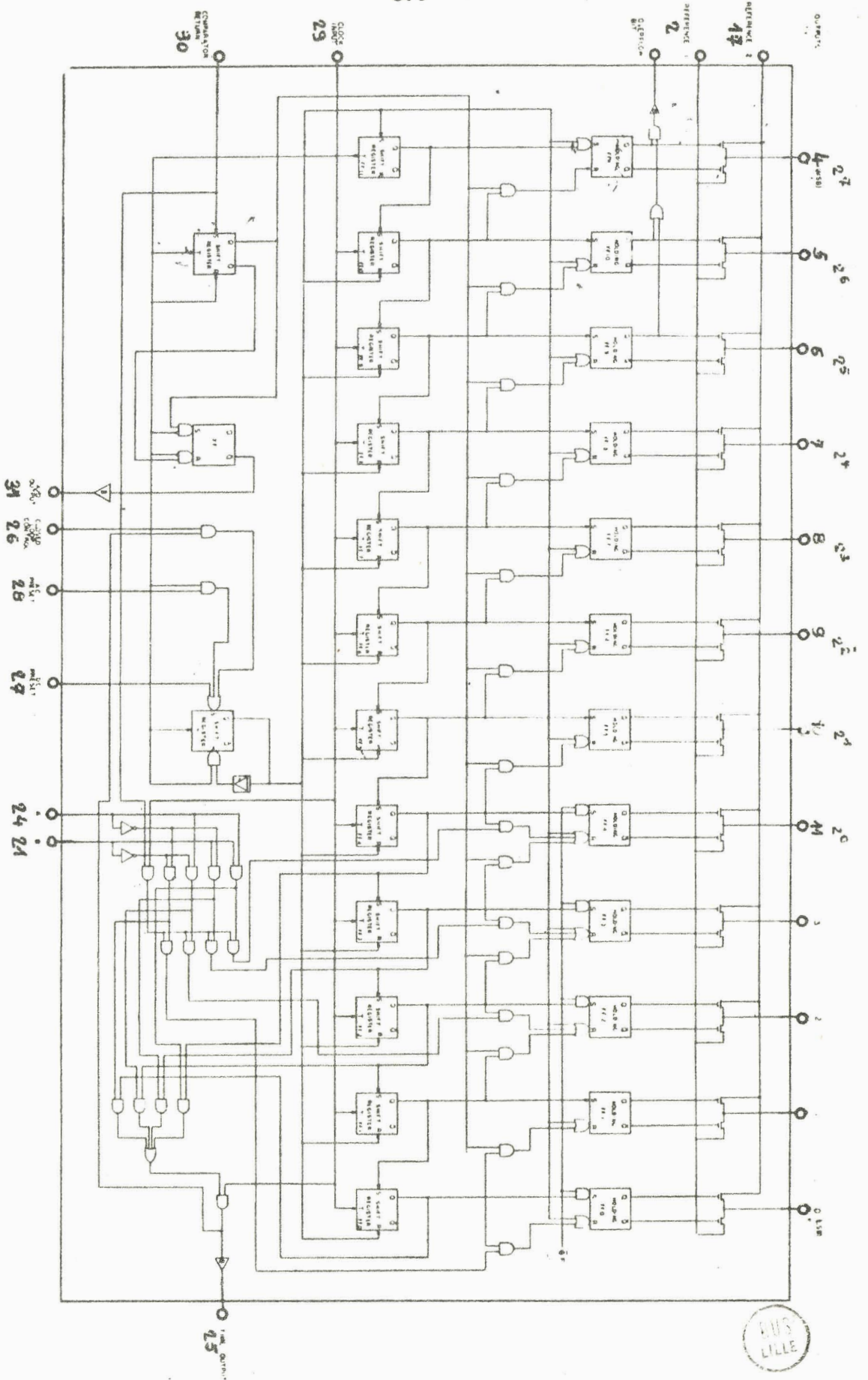


Figure C.6 : Schéma logique du 3751.

Les transistors 2 N 2369 sont utilisés pour convertir les niveaux logiques des circuits "MOS" (0 = -2V , 1 = -16V) en niveaux logiques TTL (0=0V , 1=3,5V). Le NH0007C effectue l'opération inverse sur le signal d'horloge. Les différents chiffres de chaque mot sont disponibles à la sortie du 3751 avec un retard d'environ 1 μ S par rapport aux impulsions d'horloge H_3 , c'est pour remédier à cet état de fait qu'il est nécessaire de retarder les impulsions d'horloge enregistrant l'information digitale dans le registre à décalage de sortie ; l'information de fin de conversion utilisée pour l'enregistrement ne doit faire avancer l'information dans la mémoire à tambour d'une station que lorsque le mot entré est inscrit dans le registre à décalage DM 8570, on introduit alors un retard de 3 μ S à la transmission de l'information de fin de conversion. Ces retards sont obtenus à partir de monostables.

Le diviseur par 326 est chargé de signaler (voyant) la fin de l'enregistrement (326 mots enregistrés : capacité maximale de la mémoire).

Le convertisseur est réalisé sur les circuits imprimés n° 2 et 3, dont les plans sont disponibles fig C.4 et C.5.

C.3 - Mémoire à tambour

La figure C.7 montre le schéma d'une mémoire à "tambour" MOS à 2560 chiffres binaires. Dans cette réalisation 320 mots de 8 chiffres binaires peuvent être stockés. Le mot est introduit à l'intérieur de cette mémoire en ouvrant les portes d'entrée. Dans ce schéma particulier on emploie des circuits digitaux de multiplexage (MM 582) pour soit, que l'information enregistrée recircule cycliquement à l'intérieur des registres (MM 505), soit écrire une nouvelle information. Les circuits imprimés N° 4-5-6-7 supportant la mémoire sont réalisés à partir des plans de la figure C.8.

SORTIE du CONVERTISSEUR A/D

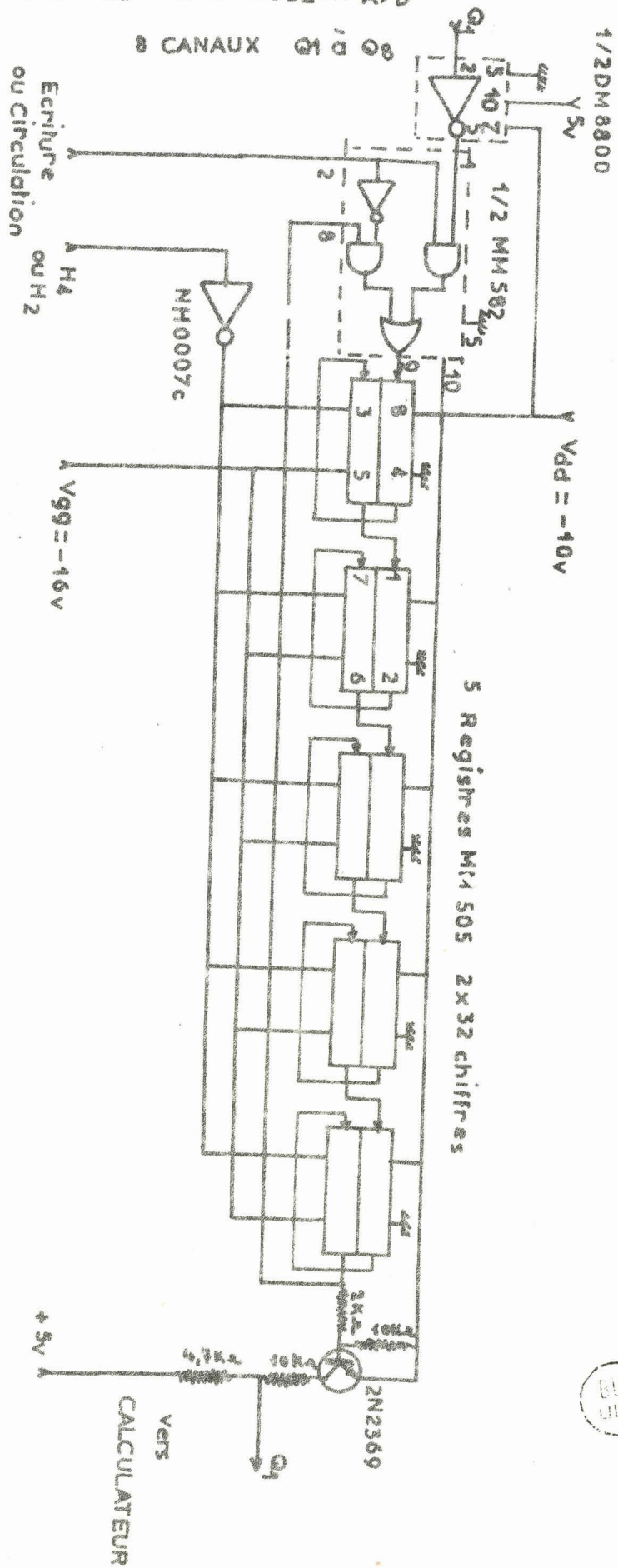
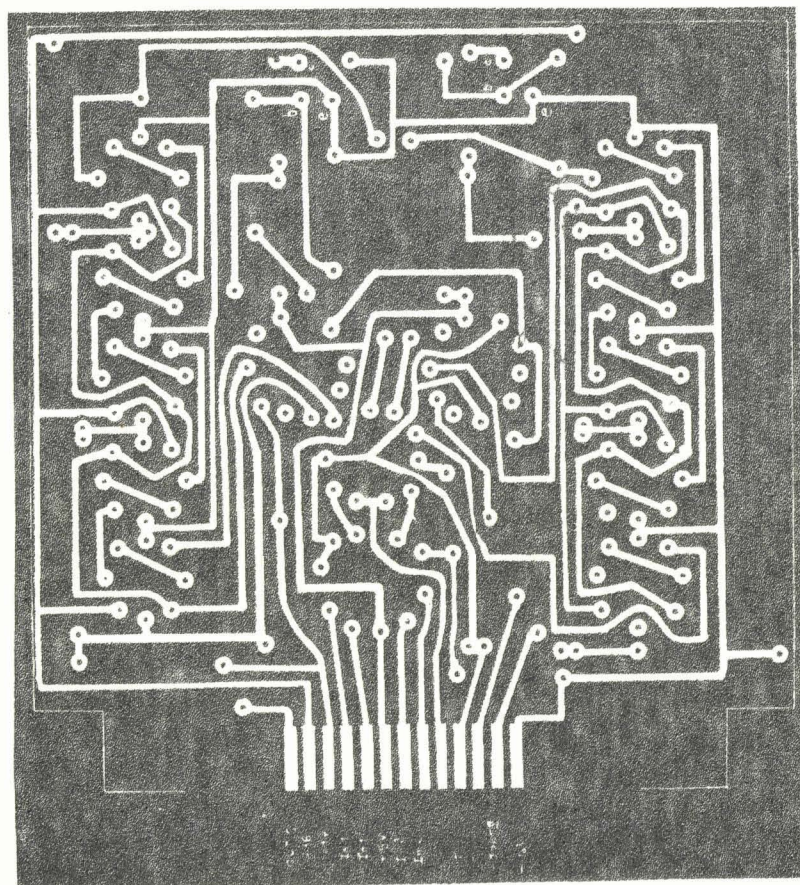
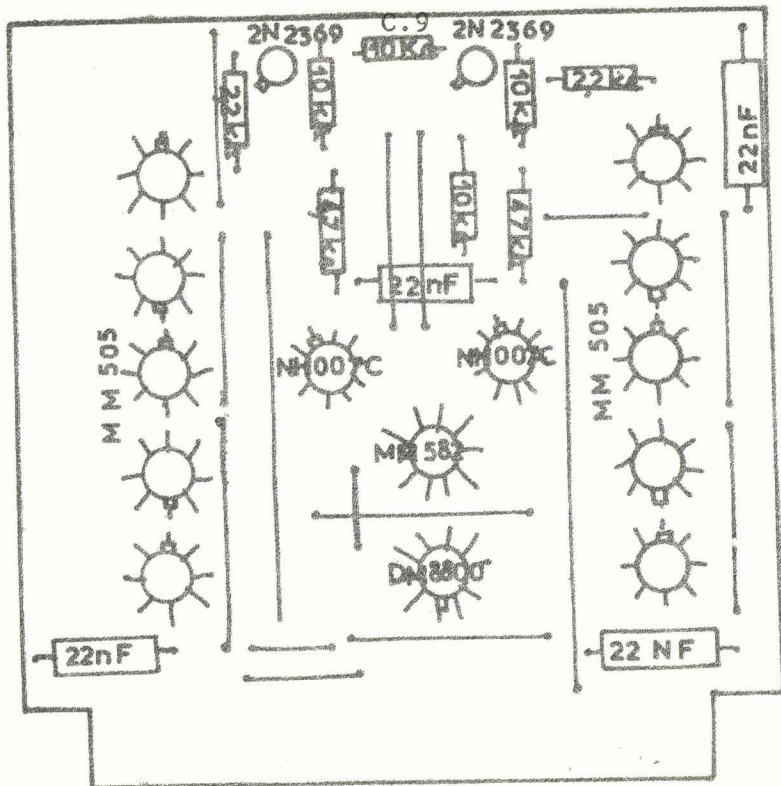


Figure C.7 montre à tambour.





BUS
LILLE

Figure C.8 : Plans des circuits imprimés N° 4, 5, 6, 7.

ANNEXE DORGANISATION DU GÉNÉRATEUR DE FONCTIONS SINUSOÏDALESD.1 - Rôle du générateur de fréquences

Le rôle du générateur de fréquences consiste à associer à la suite des N échantillons :

$$f(t_0) \quad f(t_0 + \Delta T) \quad \dots \quad f(t_0 + 2N\Delta T)$$

la suite appropriée de N valeurs de cosinus ou sinus correspondant à la fréquence que l'on désire calculer. Par exemple pour la fréquence $k f_0$ ($f_0 = \frac{1}{2N\Delta T}$)

$$\cos(0) \quad \cos\left(\frac{k}{N}\pi\right) \quad \dots \quad \cos\left(ki \frac{\pi}{N}\right) \quad \dots \quad \cos k \frac{(N-1)\pi}{N}$$

quelle que soit la fréquence étudiée, les arguments du cosinus (ou sinus) utilisés, sont tous des multiples de π/N .

Le générateur de fréquence associe à chaque valeur du couple d'indices k et i l'échantillon convenable du cosinus (ou sinus), ce dernier est prélevé parmi la suite de N+1 valeur suivantes :

$$\cos(0) \quad \cos \frac{\pi}{N} \quad \dots \quad \cos(i \pi/N) \quad \dots \quad \cos \frac{n\pi}{N} \quad \cos \pi$$

Pour la fréquence $k f_0$ on utilise les valeurs de la suite prise de k en k :

$$\cos(0) \quad \cos \frac{\pi}{N} \quad \dots \quad \cos(i \pi/N) \quad \dots \quad \cos k \frac{n \pi}{N}$$

La dernière fréquence calculée correspond à $k = 70$ (limite de la gamme).

D.2 - Progression des adresses

Les échantillons de cosinus (ou sinus) sont repérés par une adresse. A un instant donné l'adresse de l'échantillon de cosinus (ou sinus) en cours de multiplication est contenue dans un registre, et la valeur du numéro d'ordre de la fréquence étudiée est contenue dans un compteur.

Le calcul d'une fréquence $k f_0$ se fait par multiplication terme à terme de la suite des échantillons de $f(t)$ et de la suite des échantillons de cosinus (ou sinus), pris de k en k.

Cette suite de multiplications est synchronisée par un train d'impulsions (impulsions de comparaison), chaque impulsion fait progresser d'une unité l'adresse de l'échantillon de $f(t)$ et de k unités l'adresse de l'échantillon de cosinus (ou sinus).

Cette progression de k unités se fait par comparaison du contenu du compteur d'ordre avec un compteur d'adresse ; chaque fois que les contenus des deux compteurs sont identiques, une impulsion de comparaison est émise et la multiplication peut avoir lieu.

Un diviseur par $2N$ donne une impulsion chaque fois que le calcul des coefficients a et b d'une fréquence est terminé. Cette impulsion ajoute une unité à la valeur précédente de k , de façon qu'après prélèvement du résultat et remise à zéro, la série suivante de $2N$ multiplications soit effectuée avec les valeurs du cosinus (et sinus) prises de $K+1$ en $K+1$ au lieu de l'être de K en K .

Pour le calcul de b , la seule modification à apporter au principe ci-dessus est constituée par le point de départ de la suite des cosinus.

Au lieu de partir de l'échantillon de valeur 1, le calcul s effectuée à partir de l'échantillon de valeur 0 distant d'un quart de période.

Les différentes adresses sont les nombres binaires de 0 à 127 ; leur décodage se fait par l'intermédiaire d'une mémoire morte (MM 522 BM) ou chaque échantillon est disponible sous la forme d'un mot binaire de 8 chiffres après application de l'adresse correspondante.

Nous avons représenté fig. D.1 le schéma de principe de ce générateur ; remarquons que le compteur d'adresse et le générateur d'adresse sont deux organes différents. En effet pour calculer successivement a et b donc générer cosinus puis sinus, il est intéressant de pouvoir soit commencer par 1 (cos) puis poursuivre en décroissant, soit commencer par 0 (sin) puis poursuivre en croissant, d'où l'utilisation pour engendrer les adresses successives d'un "compteur décompteur" binaire à sept chiffres. Cette fonction est incompatible avec celle du compteur d'adresse.

Les différents organes de ce générateur sont présentés fig D₂ et fig D₃. et leur réalisation sur circuit imprimé (n° 9.10.11) aux fig D₄-D₅-D₆.

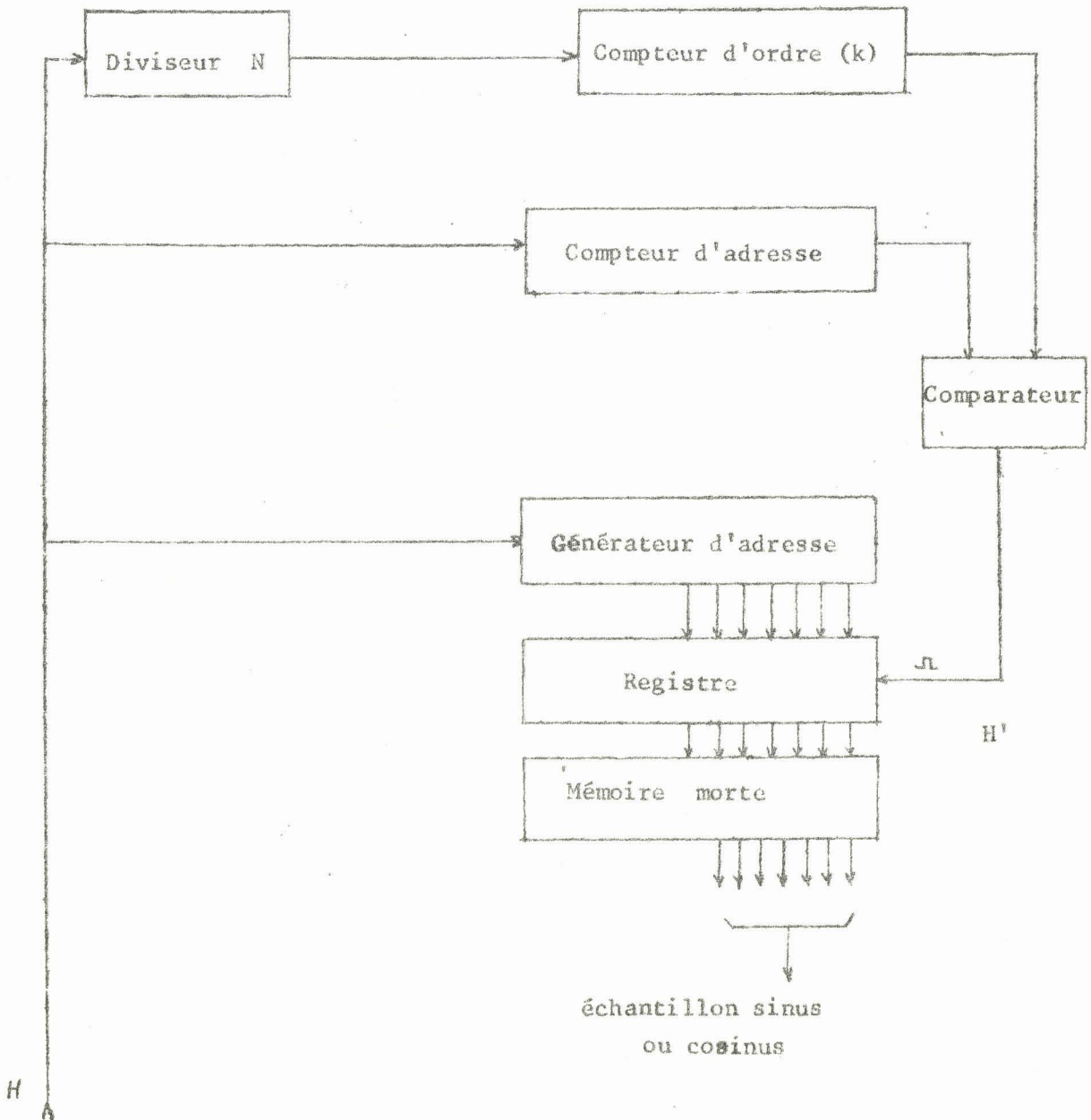


Figure D.1 : Schéma de principe du générateur de fonctions sinusoïdales.

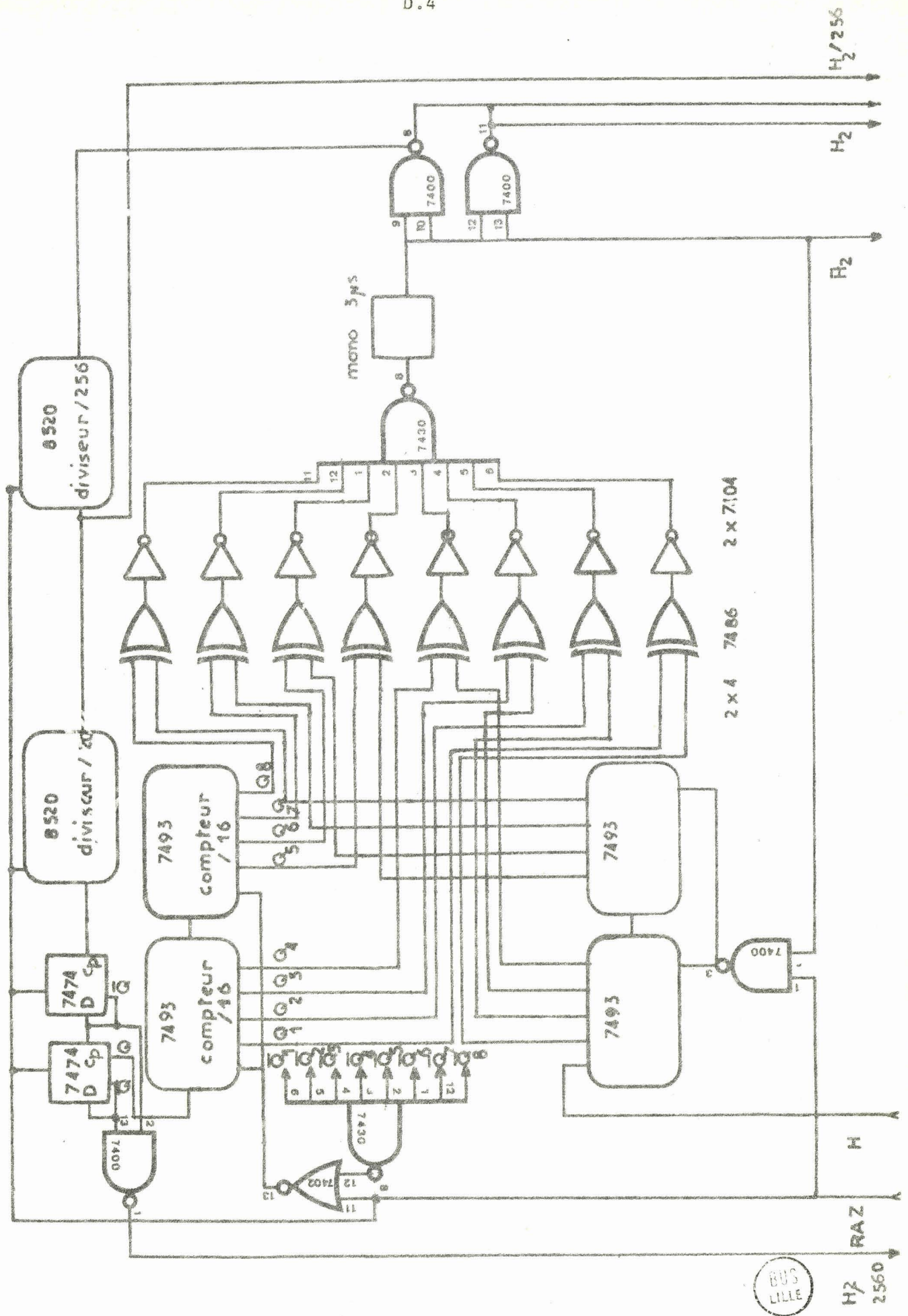


Figure D.2 : Compteur d'ordre, compteur d'adresse
Comparateur.

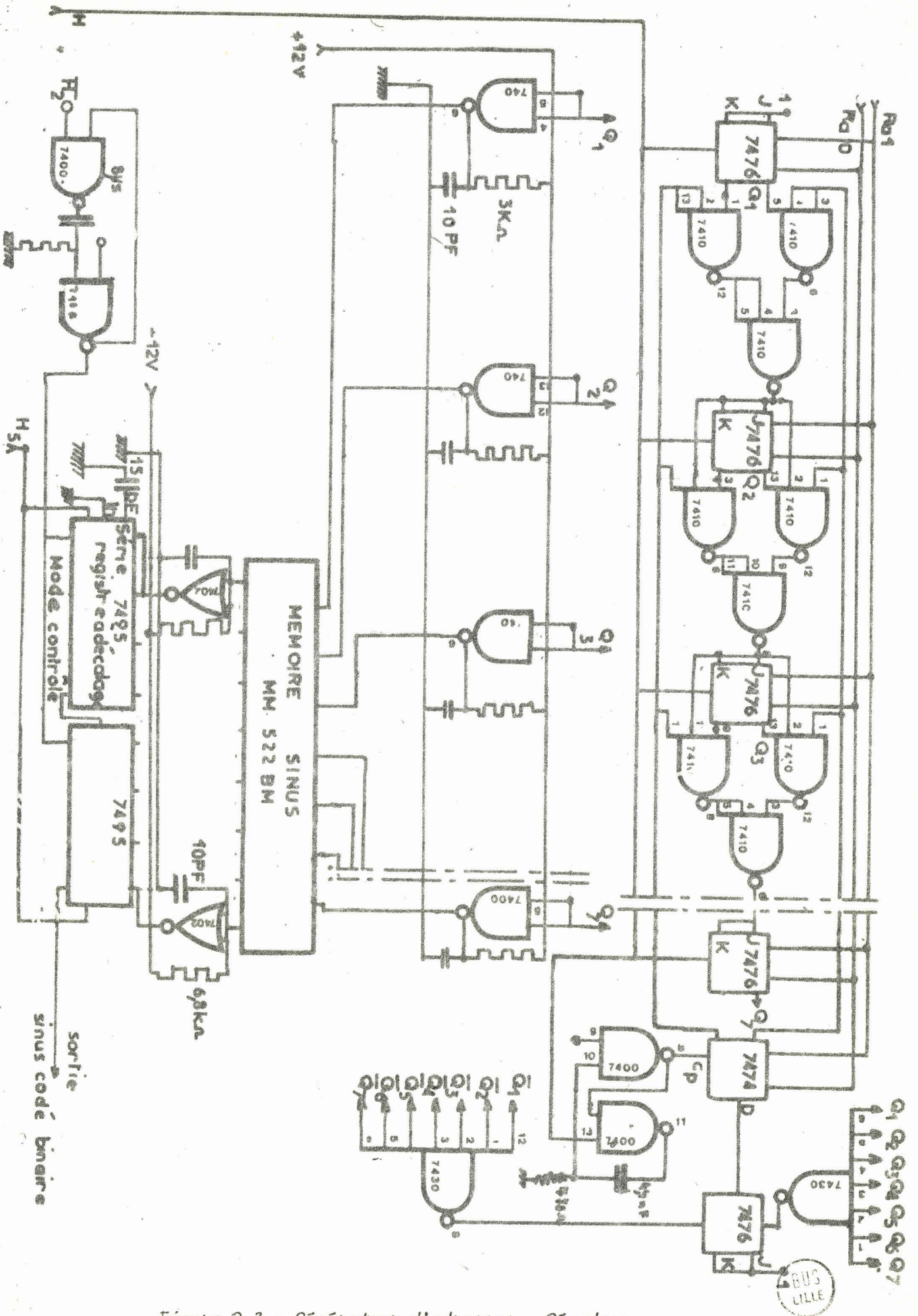


Figure D.3 : Générateur d'adresses - Décodage

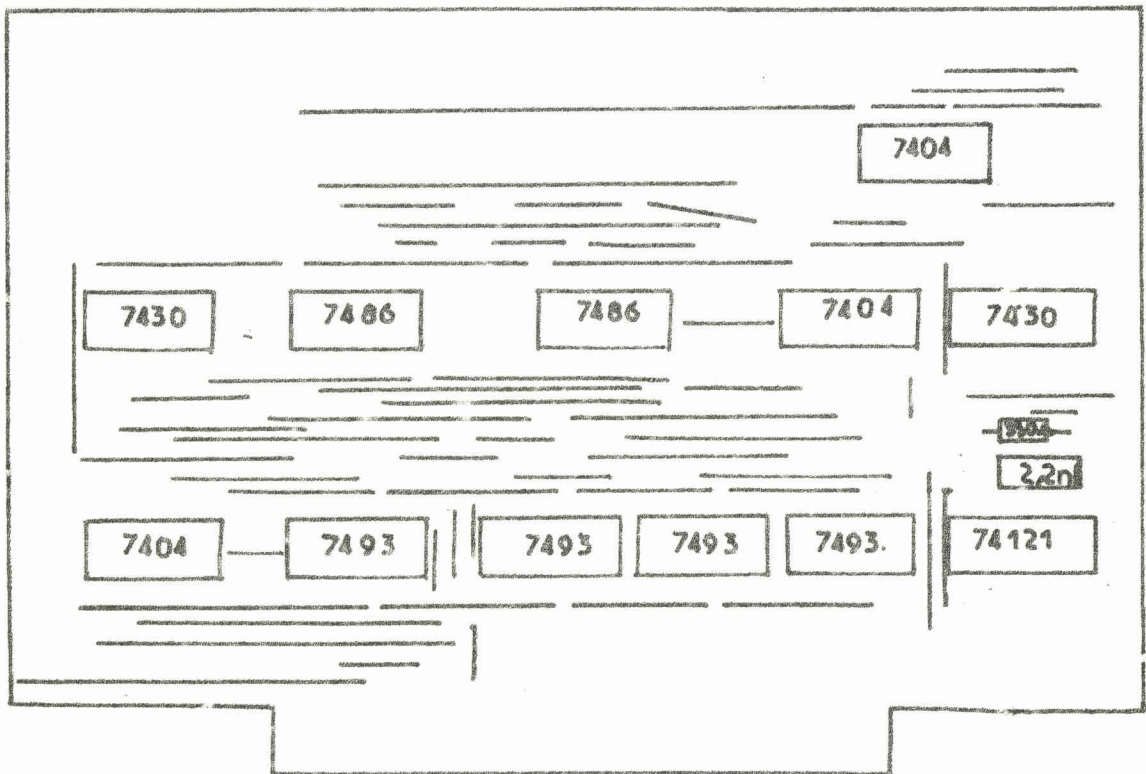
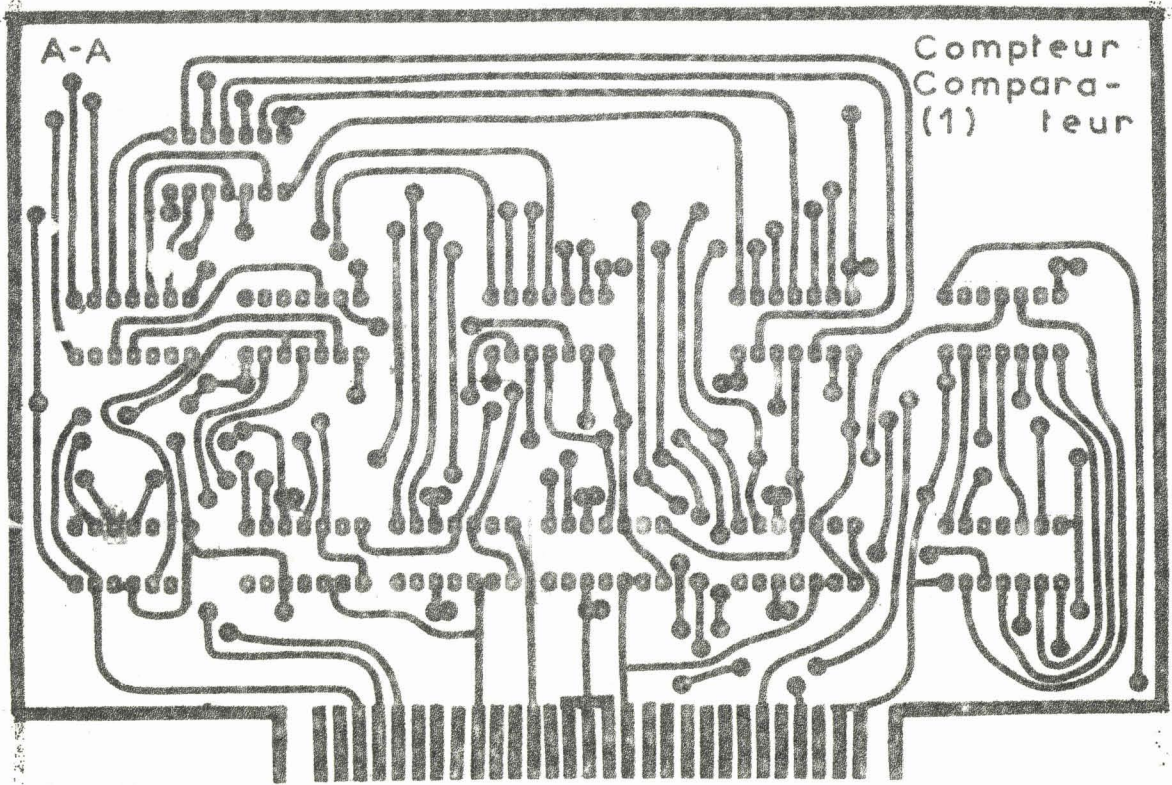


Figure D.4: Circuit imprimé N°9 (comparateur)

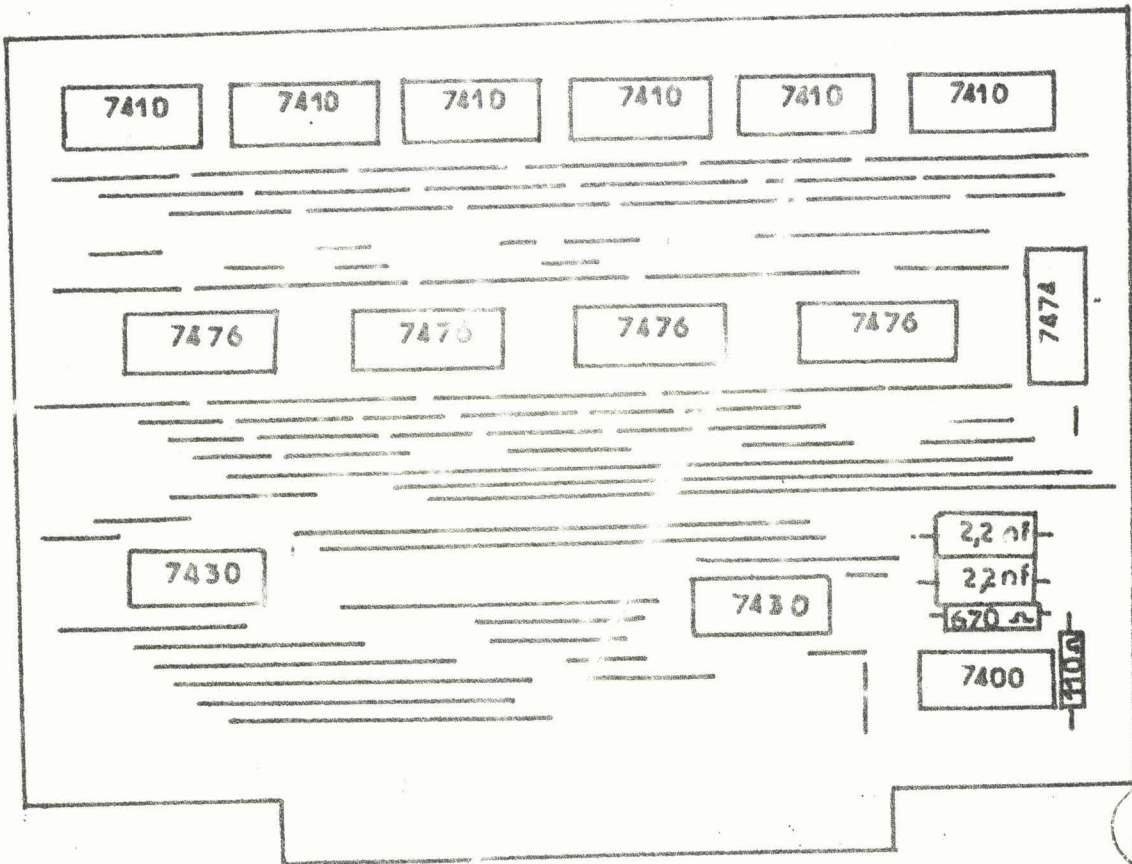
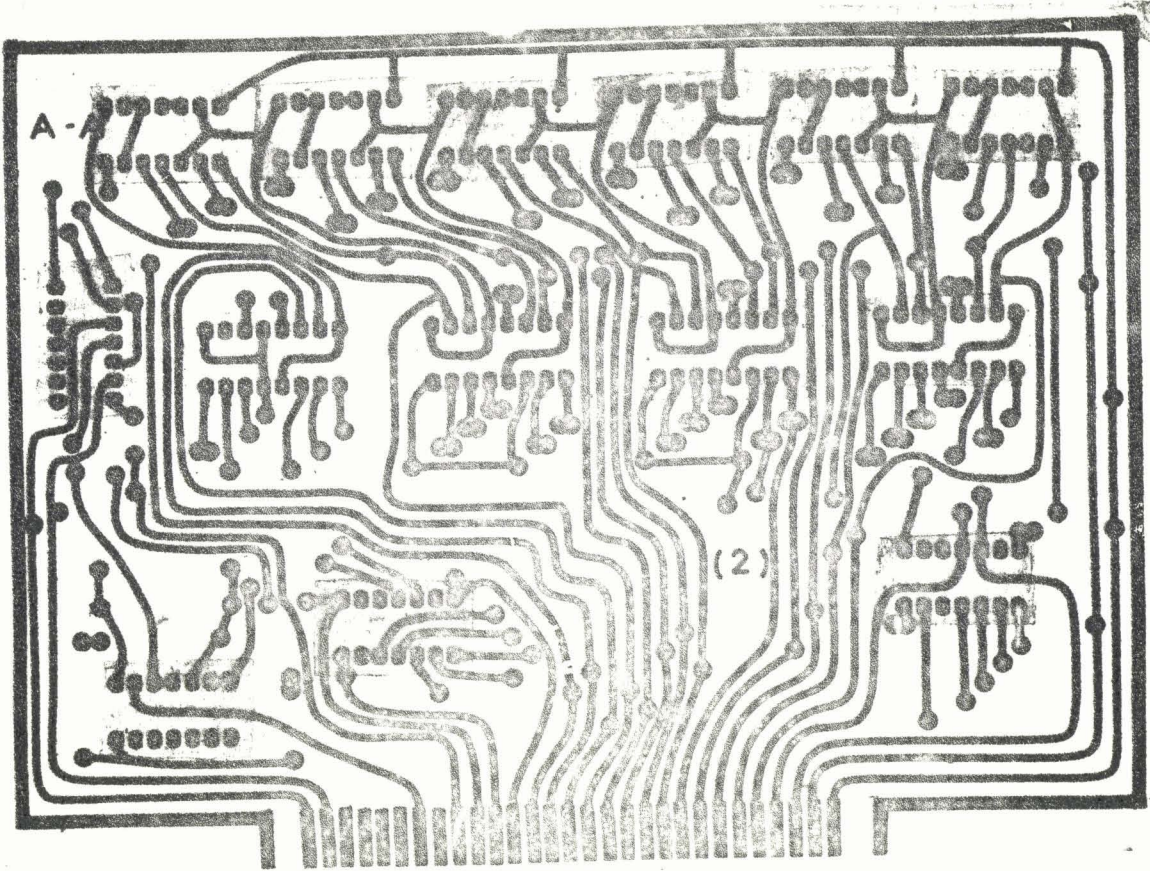


Figure D.5 : Circuit imprimé N°10 (générateur d'adresse
compteur décompteur binaire).

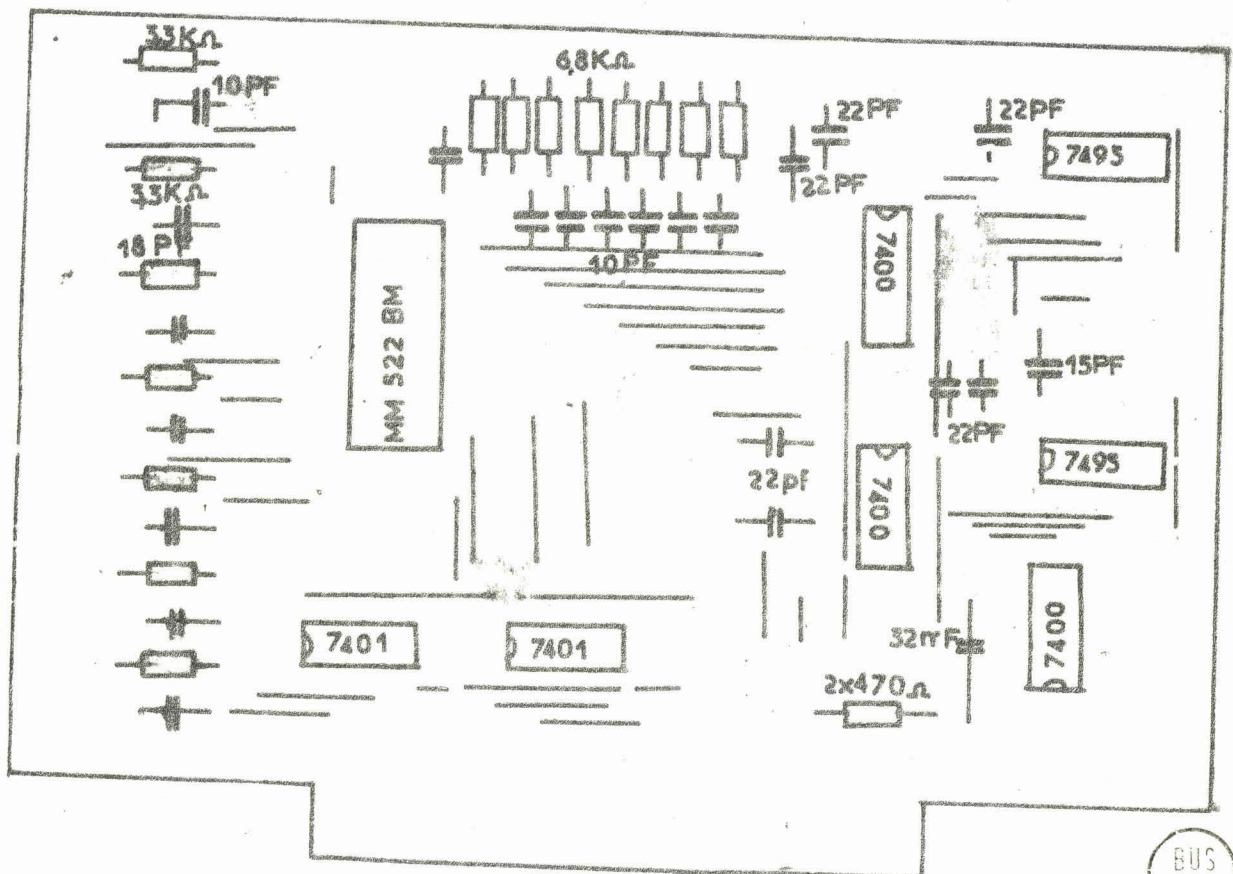
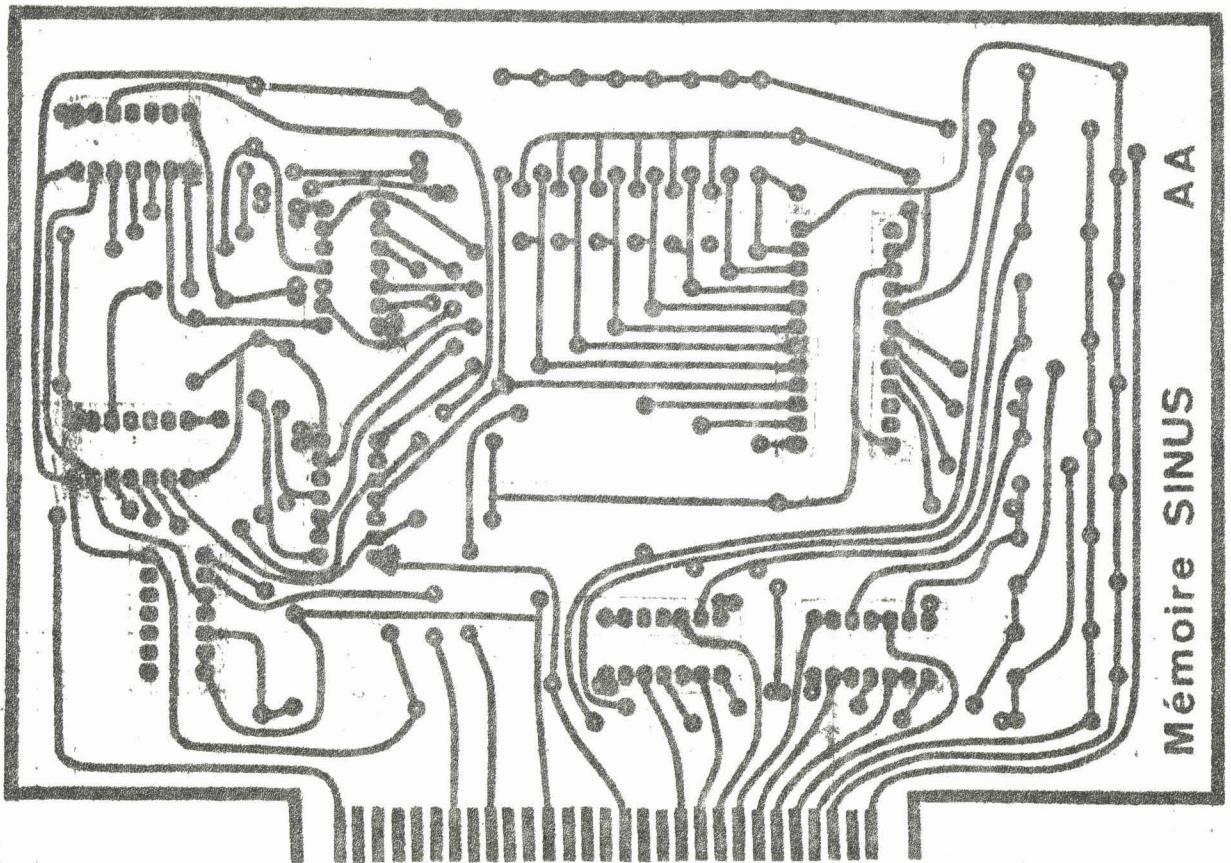


Figure D.6 : Circuit imprimé n°11

ANNEXE EOpérations sur les nombres binaires algébriquesE.1 - Soustraction

On peut adopter deux conventions différentes afin de représenter les nombres négatifs.

La première, dite représentation algébrique pure, consiste simplement à juxtaposer la valeur absolue et le signe, suivant la convention habituelle, le signe étant comme les chiffres une variable binaire ; cette notation est très commode pour les opérations de multiplication et de division, car il suffit d'effectuer le produit ou le quotient des valeurs absolues et de combiner les signes à la manière usuelle ; elle est cependant peu pratique pour la somme algébrique ou la soustraction car l'on doit tout d'abord comparer des valeurs absolues afin de savoir lequel des deux nombres doit être retranché de l'autre.

La seconde convention, dite représentation algébrique mixte, utilise le code des compléments ; on est dès lors conduit à préciser la position de la virgule.

E.2 - Position de la virgule

Elle peut être choisie arbitrairement. Néanmoins, il est commode de la situer à droite du rang binaire de poids le plus élevé, c'est à dire, de traiter des nombres toujours inférieurs à l'unité en valeur absolue. Ceci implique évidemment le choix d'une échelle convenable pour les variables du problème à traiter. Prenons par exemple un nombre à cinq chiffres et appliquons lui les règles définies précédemment.

$$0, 1 1 0 1$$

Les poids des chiffres situés à droite de la virgule sont les puissances négatives successives de 2

$$\frac{1}{2} \quad \frac{1}{4} \quad \frac{1}{8} \quad \frac{1}{16}$$

Le nombre écrit plus haut est dont l'équivalent binaire de 13/16.

E.3 - Code des compléments : soustraction

Considérons toujours le nombre 0,1101 et ajoutons lui l'équivalent binaire de 2 :

$$\begin{array}{r}
 0,1101 \\
 + 10,0000 \\
 \hline
 10,1101
 \end{array}$$

Notre machine ignorant le second rang à gauche de la virgule, de poids 2, la représentation de notre nombre demeure donc inchangée après cette opération.

Envisageons alors l'opération (a-b) a et b étant tous deux inférieurs à l'unité. Cette différence a la même représentation binaire que l'expression

$$2 + (a-b) \quad \text{soit encore} \quad a+(2-b)$$

Pour soustraire le nombre b du nombre a il suffit donc d'ajouter à ce dernier le complément à 2 de b.

Cellule de base d'un générateur de fonction

La conception est classique, selon le schéma de la cellule de base de la figure F.1.

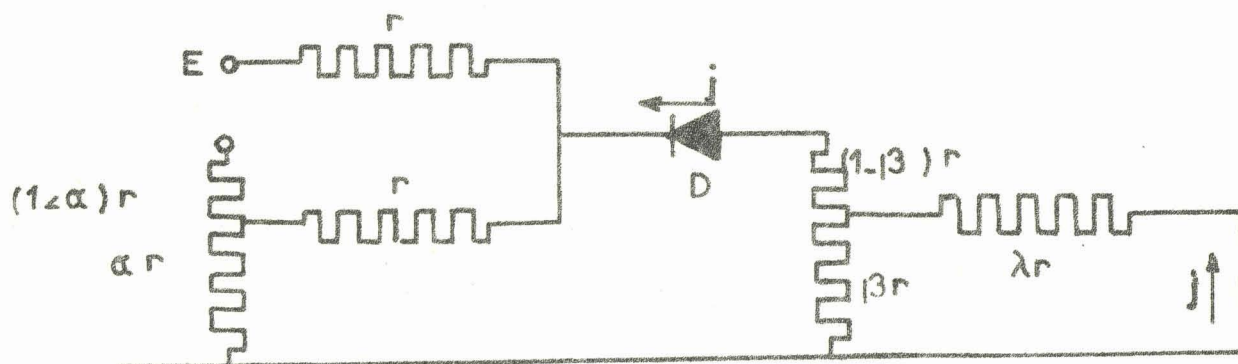


Figure F.1 : Cellule de base des générateurs de fonction.

Par construction $r' \ll r$, et si l'on suppose $|E| > \alpha$ le courant dans la diode D est :

$$J' = \frac{\alpha - E}{2R + t} \quad \text{avec } R = \frac{\lambda + \beta - \beta^2}{\lambda + \beta} t$$

Or $J = J' \frac{\beta}{\lambda + \beta}$

d'où $J = \frac{1}{t} \frac{(\alpha - E)\beta}{3\lambda + 3\beta - 2\beta^2}$

Dans le cas contraire $|E| < \alpha$, nous avons $J = 0$.

La courbe représentant $J(E)$ est constituée par deux segments dont l'un part de l'origine avec une pente nulle, l'autre coupe l'axe des abscisses en $-\alpha$ et dont la pente ne dépend que de β .

La mise en parallèle de plusieurs éléments et leur connection à l'entrée d'un amplificateur opérationnel, constitue un générateur de fonction par segments. Un réglage convenable des α_i et β_i permet d'obtenir une fonction parabolique satisfaisante avec une dizaine de cellules élémentaires.

L'emploi de diodes dont la caractéristique courant tension est coudée (diodes au germanium 0 A 8 5) améliore, du moins dans le cas d'une fonction parabolique, l'allure de la caractéristique du générateur de fonction.

Dans notre réalisation les valeurs choisies pour les résistances sont

$$r = 13 \text{ k}\Omega \quad r' = 1,8 \text{ k}\Omega \quad \lambda r = 68 \text{ k}\Omega$$

et la résistance de bouclage de l'amplificateur opérationnel est prise égale à $47 \text{ k}\Omega$, ce qui donne un réglage optimum au montage. On obtient dès lors

$$S = \frac{1}{64} e^2.$$

ANNEXE G

Registre à décalage MOS

La disponibilité actuelle de registres à décalage série à grande capacité, et développés à partir des technologies M.O.S (Métal, Oxyde, Semi conducteur) permet l'élaboration de systèmes de mémoires, nombreux et divers. Du point de vue économique, l'emploi de tels registres, particulièrement lorsque les systèmes envisagés ne nécessitent qu'un maximum de 100 000 chiffres binaires, se justifie depuis que le prix du chiffre élémentaire est très bas.

Les principaux types de mémoires auxquels se prêtent d'eux même ces dispositifs sont les lignes à retard digitales, et les mémoires à tambour.

G.1 - Description des circuits de registres à M.O.S

Deux types de registres à décalage M.O.S sont fabriqués à l'heure actuelle : les registres dynamiques et les registres statiques.

Un registre dynamique ne peut fonctionner comme tel, que si sa fréquence d'horloge de commande est maintenue au dessus d'une certaine valeur minimum spécifiée. En cas d'arrêt des impulsions d'horloge, ou de la non observation de ce minimum spécifié, l'information emmagasinée est détruite.

Un registre statique, par contre, n'exige pas l'application d'un signal d'horloge permanent, ni par conséquent de fréquence minimum spécifiée. En cas d'arrêt des impulsions d'horloge, l'information présente à l'intérieur du registre Y reste emmagasinée, et devient de nouveau disponible à la sortie du registre, lors de la réapplication de celles-ci.

G.2 - Le schéma adopté, indiqué dans la figure G.1, montre que les transistors de charge T_3 , T_5 et T_9 sont polarisés par la ligne d'alimentation $-V_{GG}$ et sont toujours dans l'état conducteur. Il apparaît tout d'abord que les résistances de charges, matérialisées par T_3 et T_9 , sont grandes par rapport aux résistances des transistors inverseurs T_2 et T_8 à l'état conducteur.

Le transistor T_7 permet à la cellule élémentaire de se bloquer dans un certain état de la même façon qu'une bascule d'Eccles Jordan conventionnelle ;

En fait, les transistors T_6 et T_7 peuvent être considérés comme l'équivalent des résistances de couplages continus de telles bascules. Dans ces dispositifs, on n'utilise qu'un seul signal d'horloge. Ce signal unique est inversé à l'intérieur même du dispositif de façon à créer une phase d'horloge opposée (complémentaire) $\bar{\phi}$ permettant ainsi de disposer effectivement à l'intérieur du registre de deux phases ϕ et $\bar{\phi}$.

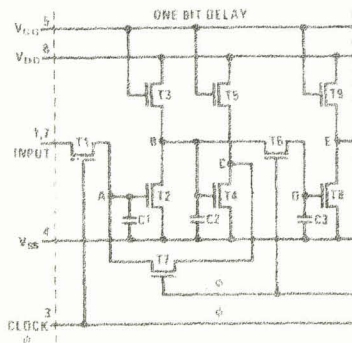


Figure G.1 : Etage de stockage d'un registre statique.

La puissance dissipée par un registre statique est essentiellement constante en fonction de la fréquence, car les transistors de charge sont toujours conducteurs et la phase d'horloge $\bar{\phi}$ maintient les transistors de couplage dans un état semblable.

La fréquence maximum de fonctionnement n'est toutefois pas inférieure à celle des registres dynamiques car le fonctionnement des dispositifs statiques s'approche de beaucoup de celui des dispositifs dynamiques lorsque la fréquence de fonctionnement croît. La surface du "chip" effectivement occupée par la cellule élémentaire d'un registre statique est approximativement le double de celle occupée par la cellule équivalente d'un registre dynamique.

Comme il a été mentionné, la fréquence de répétition du signal d'horloge peut être en fait représentée par un signal continu, puisque la configuration du circuit emploie des résistances de couplages. Celles-ci sont amenées à leur valeur par le signal complément $\bar{\phi}$. Il en résulte que le signal d'horloge primaire et unique, ϕ ne doit être actif (niveau $-V\phi$) que durant un temps maximum de 10 Microsecondes. Afin de garantir que le blocage statique puisse sûrement s'effectuer et enregistrer ainsi toute l'information présente à l'entrée du registre, même si celle-ci n'est disponible qu'à un taux de répétition très faible.

ANNEXE HSCHEMA GENERAL DU CALCULATEURH.1 - Multiplieur

Cet organe réalisé sur le circuit imprimé n° 11 à partir des plans de la figure H.2 est schématisé figure H.1.

On utilise l'étage de sortie de la mémoire à "tambour" comme registre du multiplicateur ; le multiplicande (échantillons de sinus) est disponible sur les sorties parallèles d'un registre à décalage dans lequel il se propage à la cadence des impulsions de l'horloge H_1 .

Le retard à la propagation des retenues des produits partiels est obtenu par l'emploi de bascules de type D mises en bouclage sur chaque additionneur.

H.2 - Intégrateur

Nous avons modifié, comme l'indique la figure H₃, le schéma de principe proposé figure 4.8 pour introduire le signe des produits obtenus précédemment suivant la convention adoptée en annexe E.

Les deux portes placées sur les entrées asynchrones de la bascule de retenue du totalisateur permettent, lors d'un produit négatif, de prédisposer cette dernière à 1 avant chaque totalisateur et ainsi ajouter une unité au complément restreint de chaque produit négatif afin d'additionner au contenu du registre son complément vrai. (Le complément restreint est obtenu directement par l'entrée A_c de l'additionneur).

Les plans du circuit imprimé n° 12 sur lequel est câblé l'intégrateur sont rassemblés figure H₄.

H.3 - Programmation des calculs

Le calcul des coefficients de Fourier \bar{a}_n et \bar{b}_n s'effectue suivant le diagramme des temps de la figure H₅.

a) Choix de l'échantillon de sinus parmi les 256 représentant une demi-période de cette fonction.

b) Multiplication de l'échantillon de sinus par l'échantillon correspondant de $f(t)$.

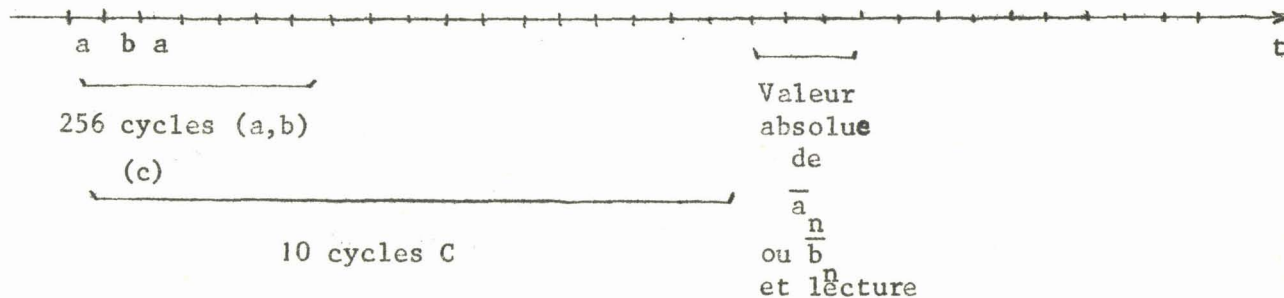


Figure H.5 : Diagramme des temps réglant le calcul du coefficient \bar{a}_n ou \bar{b}_n

Le calcul de \bar{b}_n s'effectue après celui de \bar{a}_n , la seule modification par rapport à ce dernier étant dans le choix de l'échantillon de sinus.

A chaque cycle C nous choisissons un nouvel intervalle pour $f(t)$ (256 échantillons consécutifs parmi les 320 de la mémoire à "tambour").

H.3.1 - Programmation de la multiplication et du choix de l'échantillon de sinus

Le circuit de la figure H.6 permet de découper le temps d'horloge.

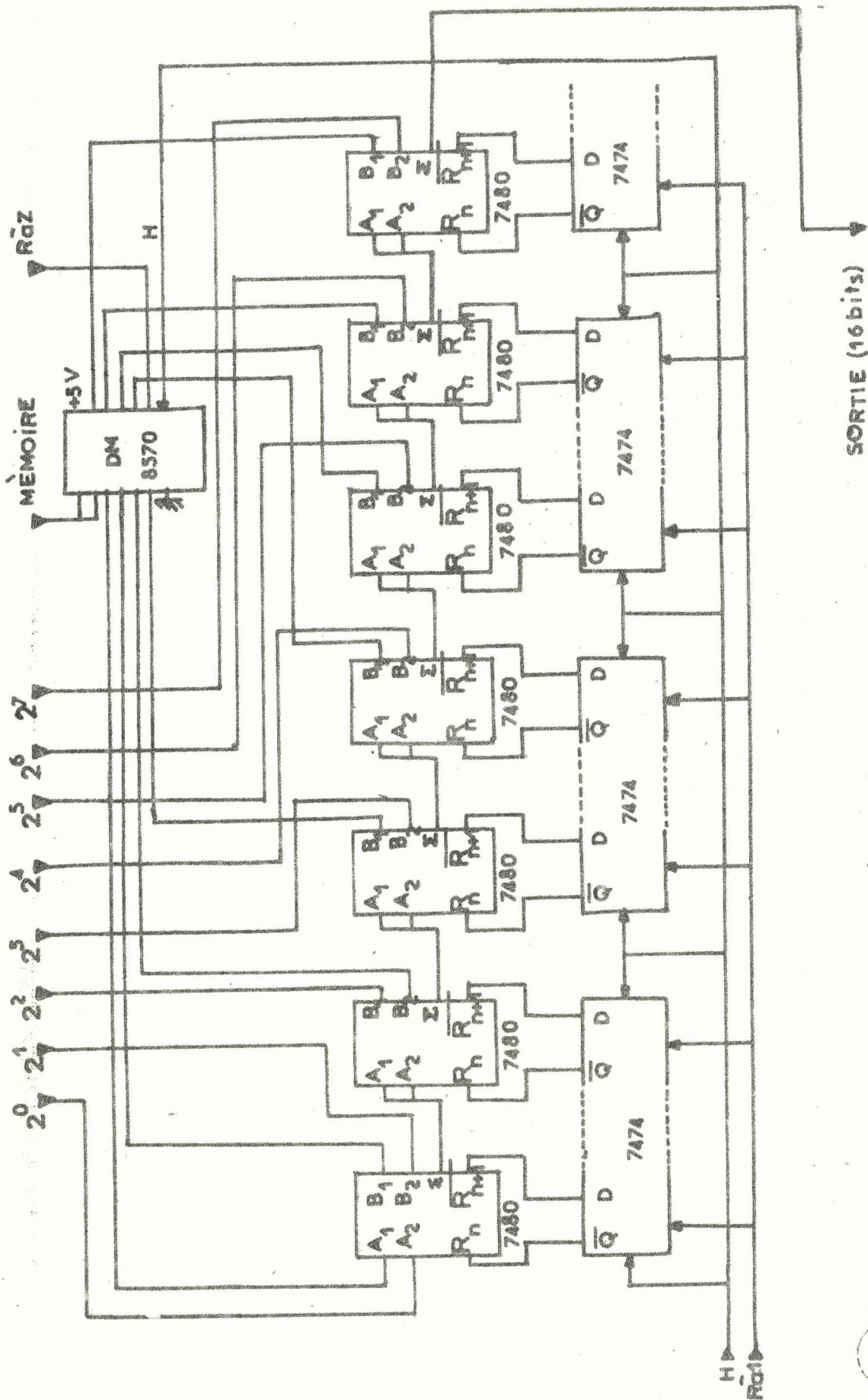


Figure H.1 : Schéma du multiplieur

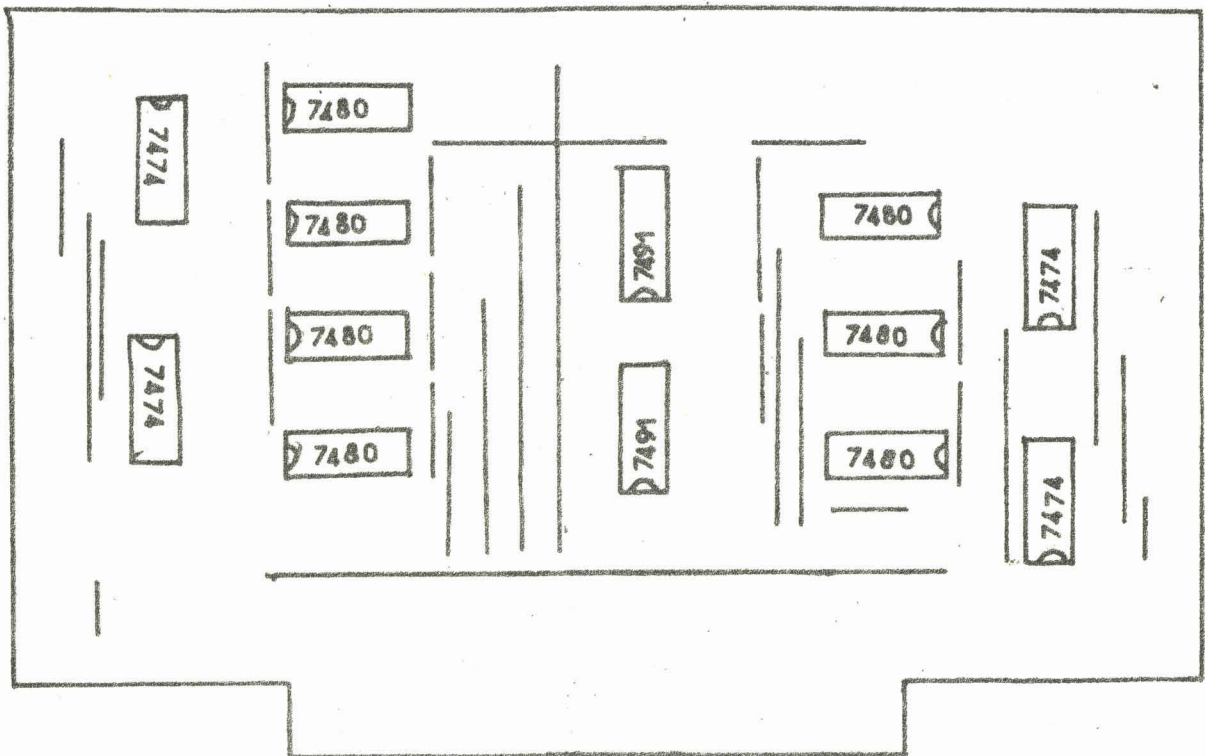
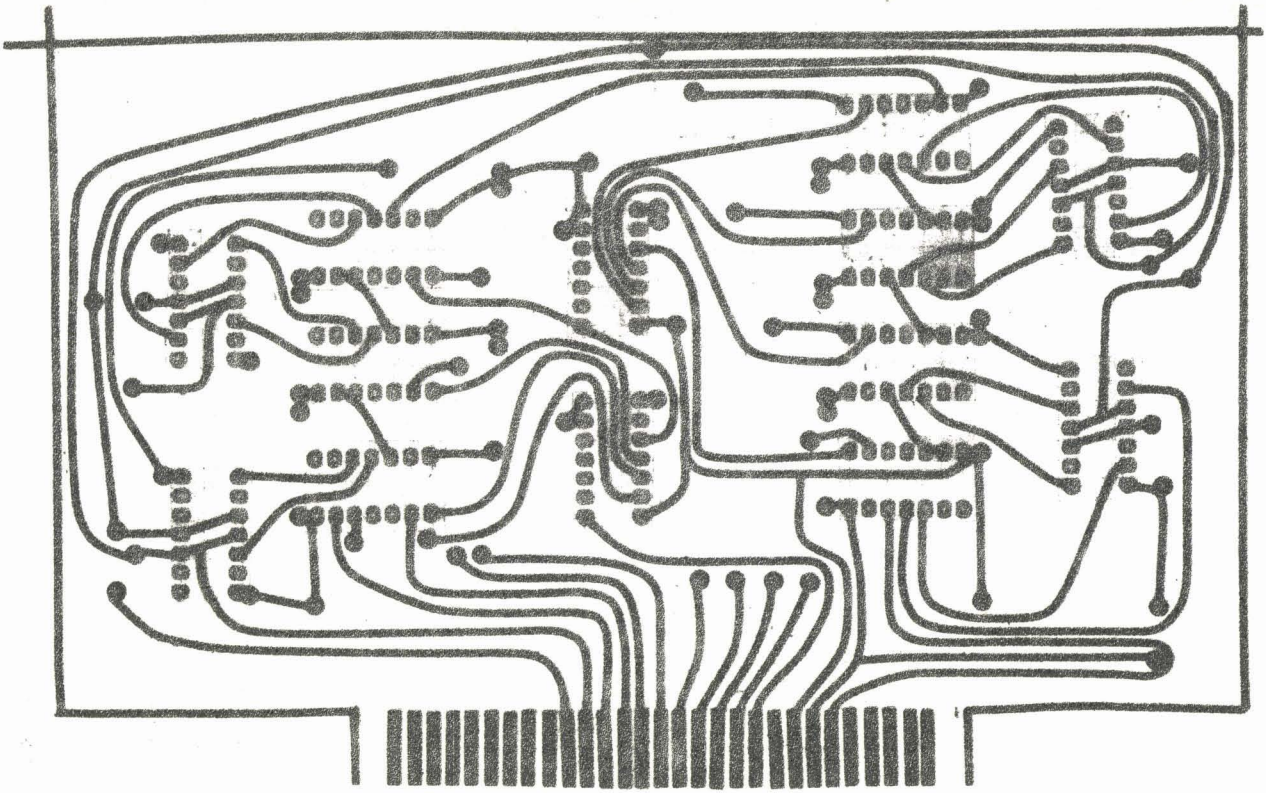
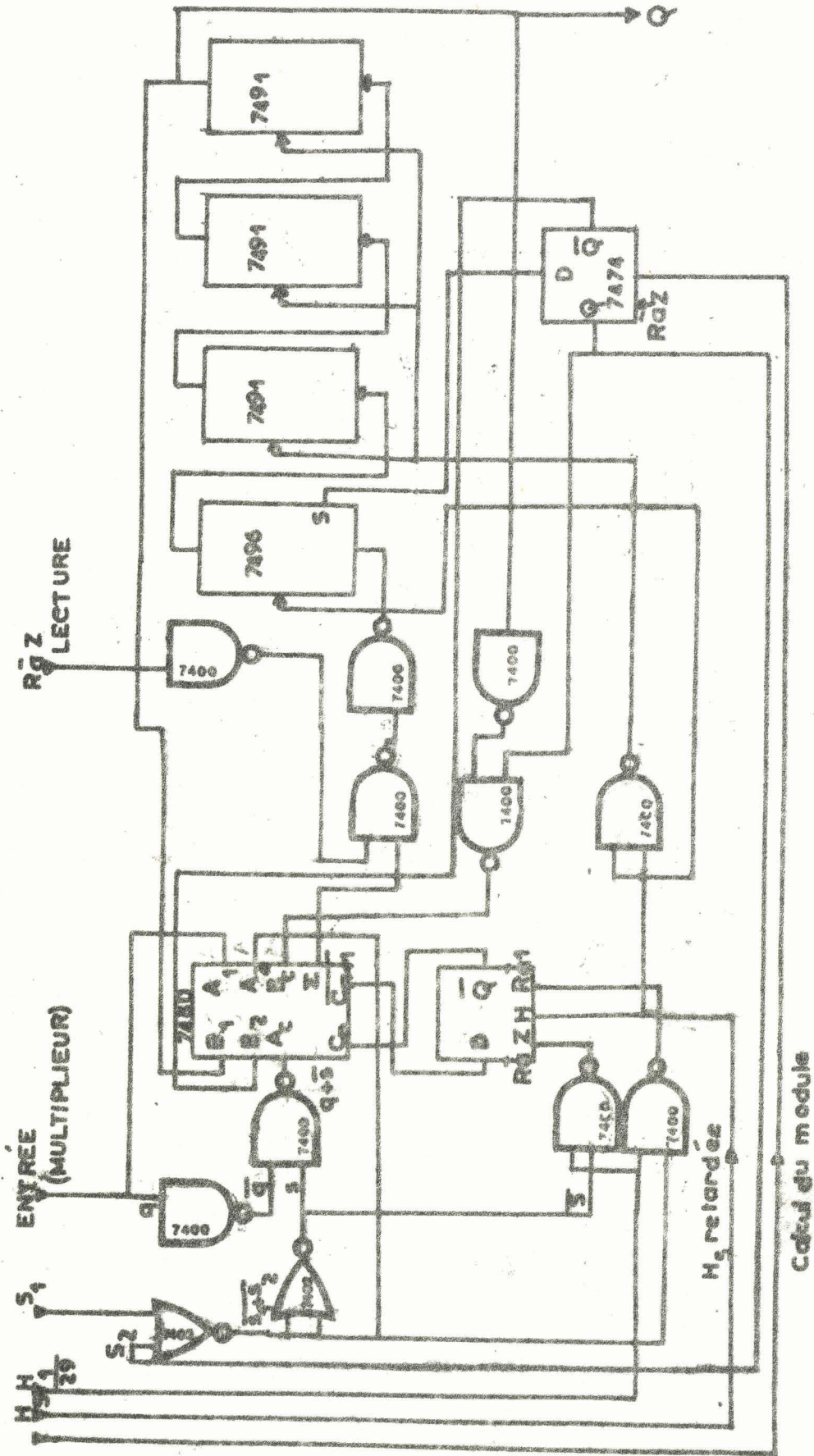


Figure H.2 : Plans du circuit imprimé n° 11



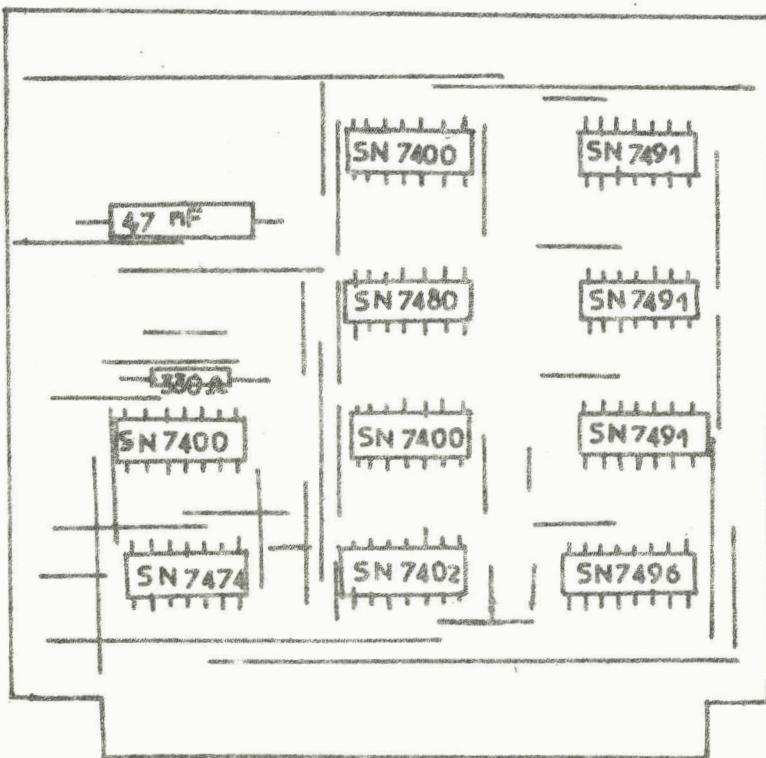
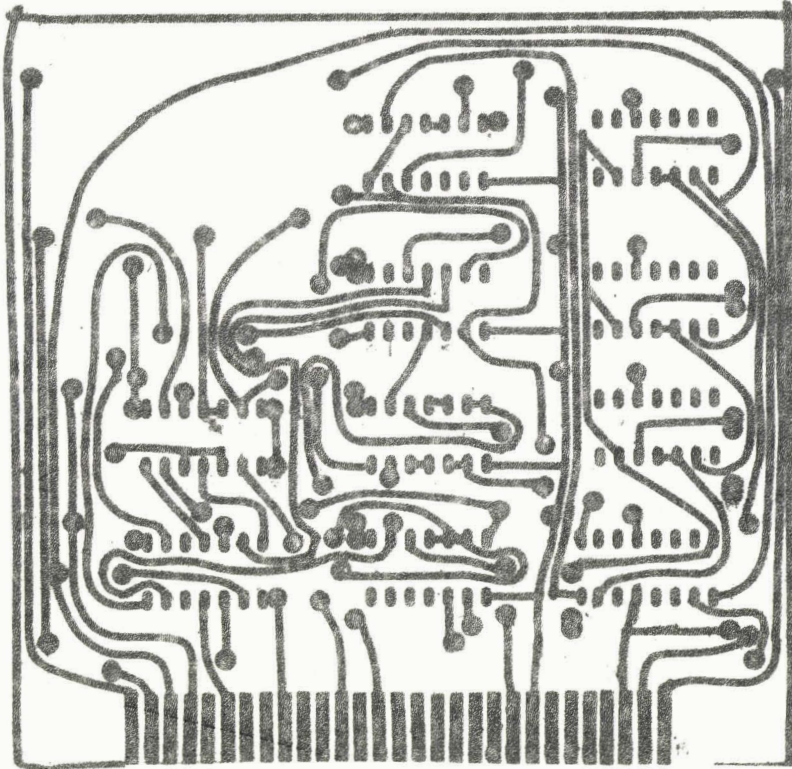


Figure H.4 : Plans du circuit imprimé n° 12

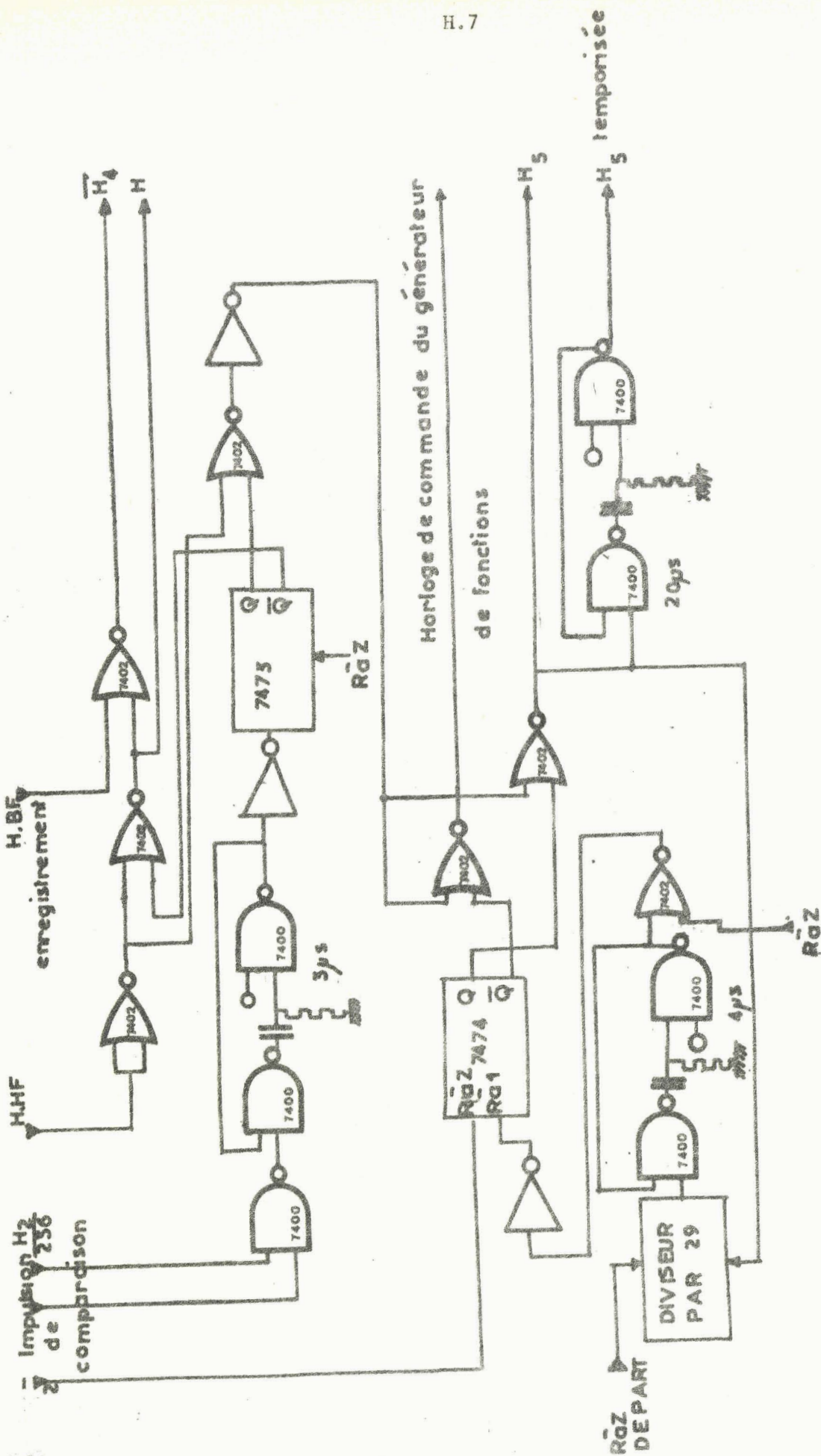


Figure H.6 : Découpage du temps d'horloge entre la multiplication et le choix de l'échantillon de Sinus.



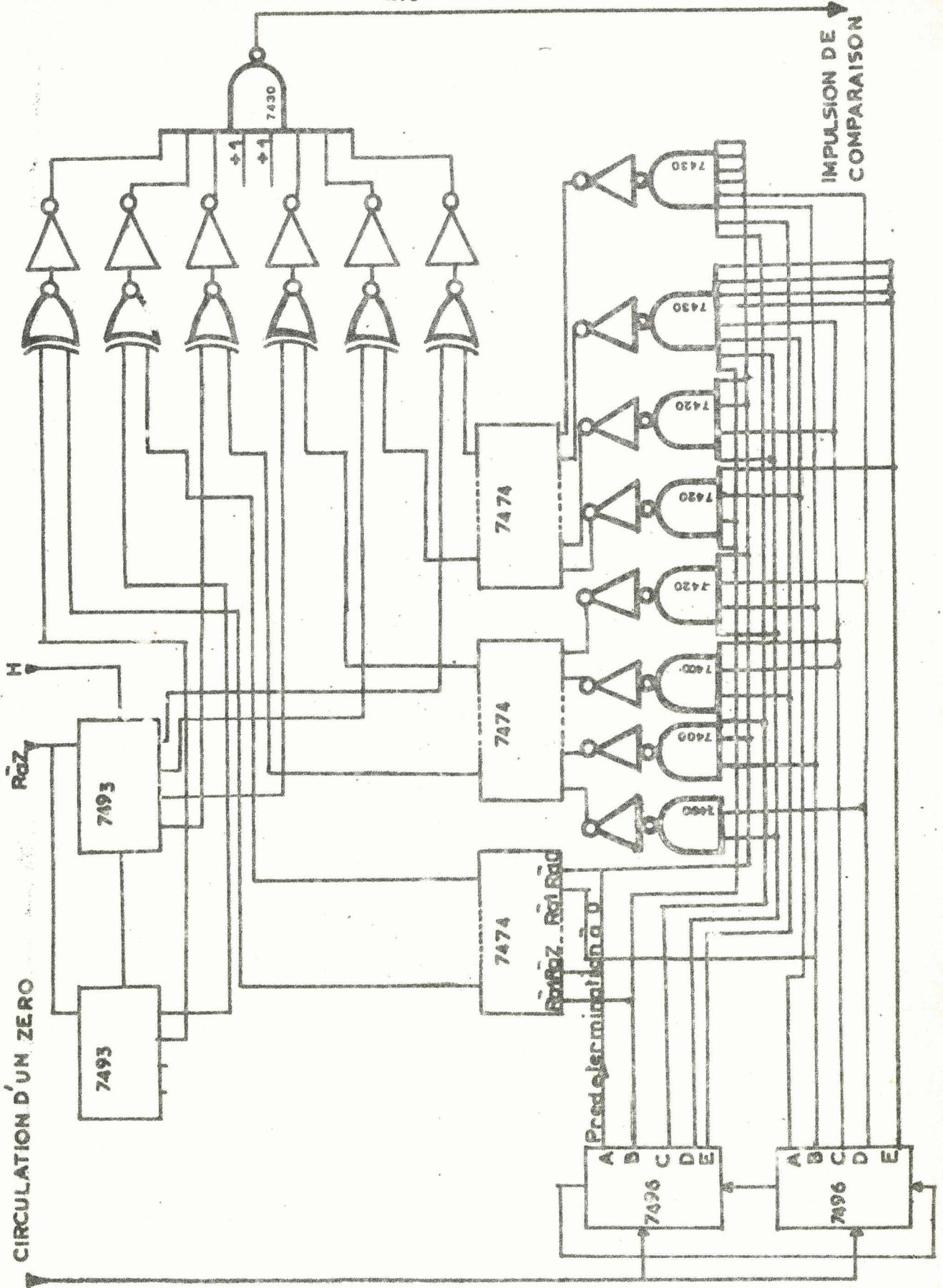


Figure H.7 : Schéma du circuit permettant d'effectuer la moyenne de chaque coefficient de Fourier.

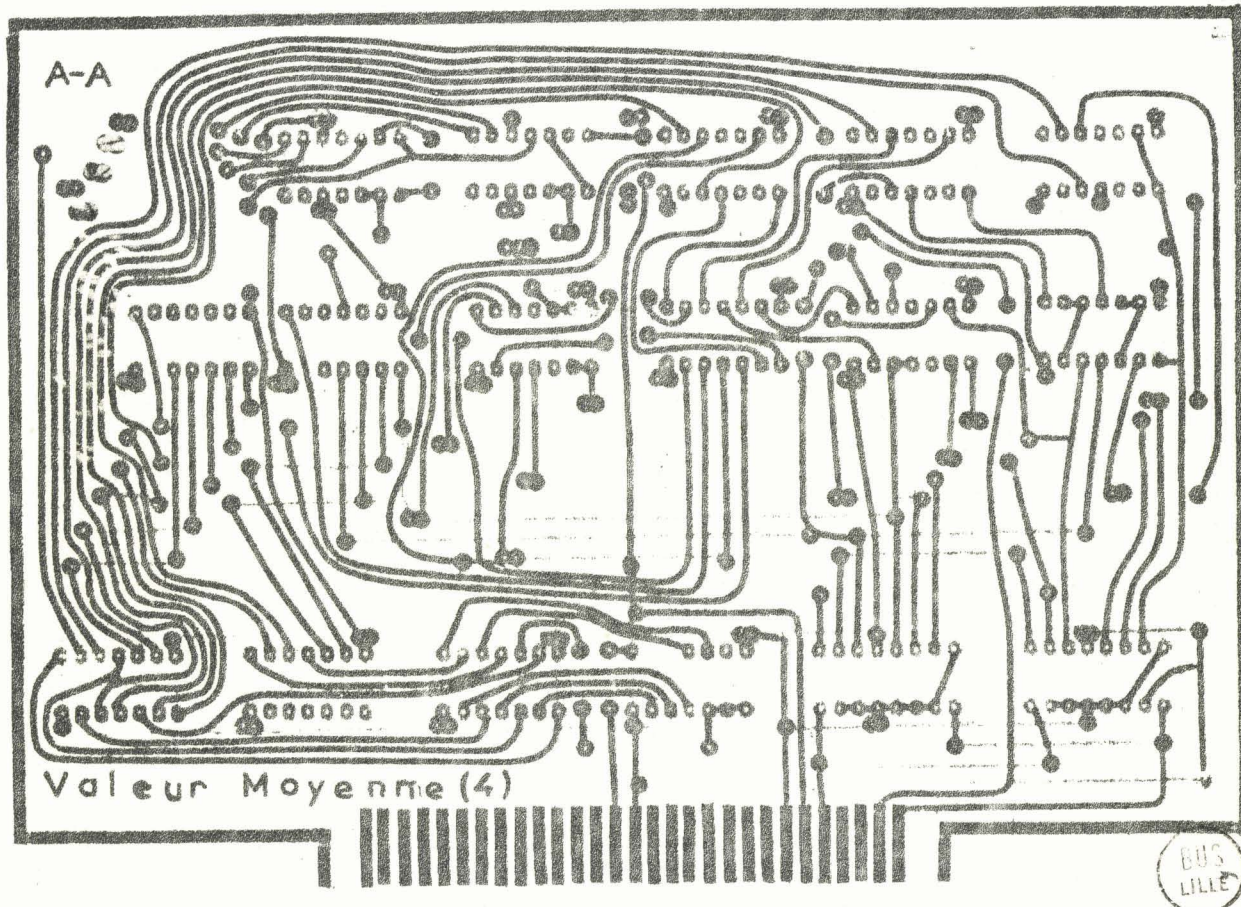
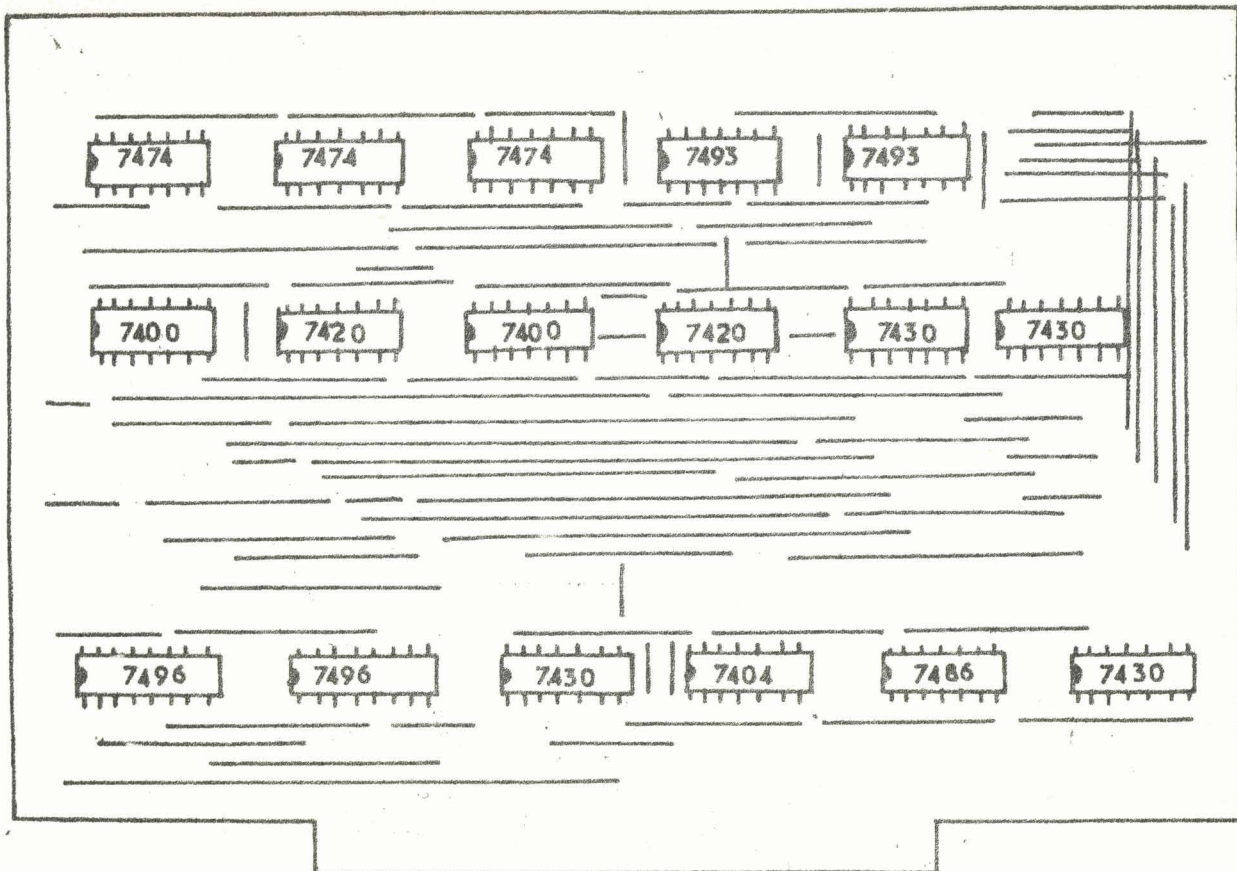


Figure 11.8 : Plan du circuit imprimé n° 13 permettant la programmation de la moyenne.

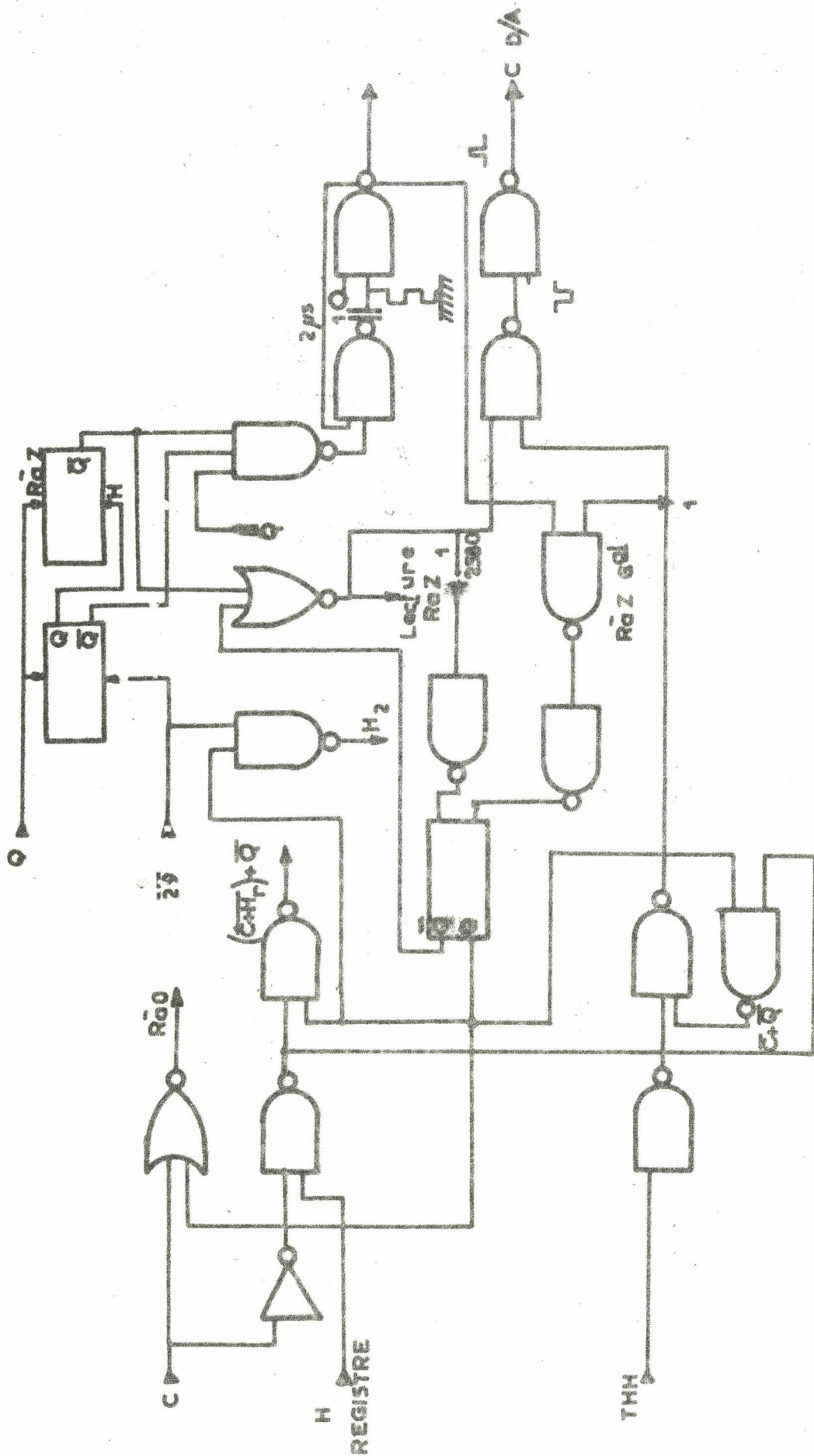


Figure H.9 : Lecture du module d'une raie



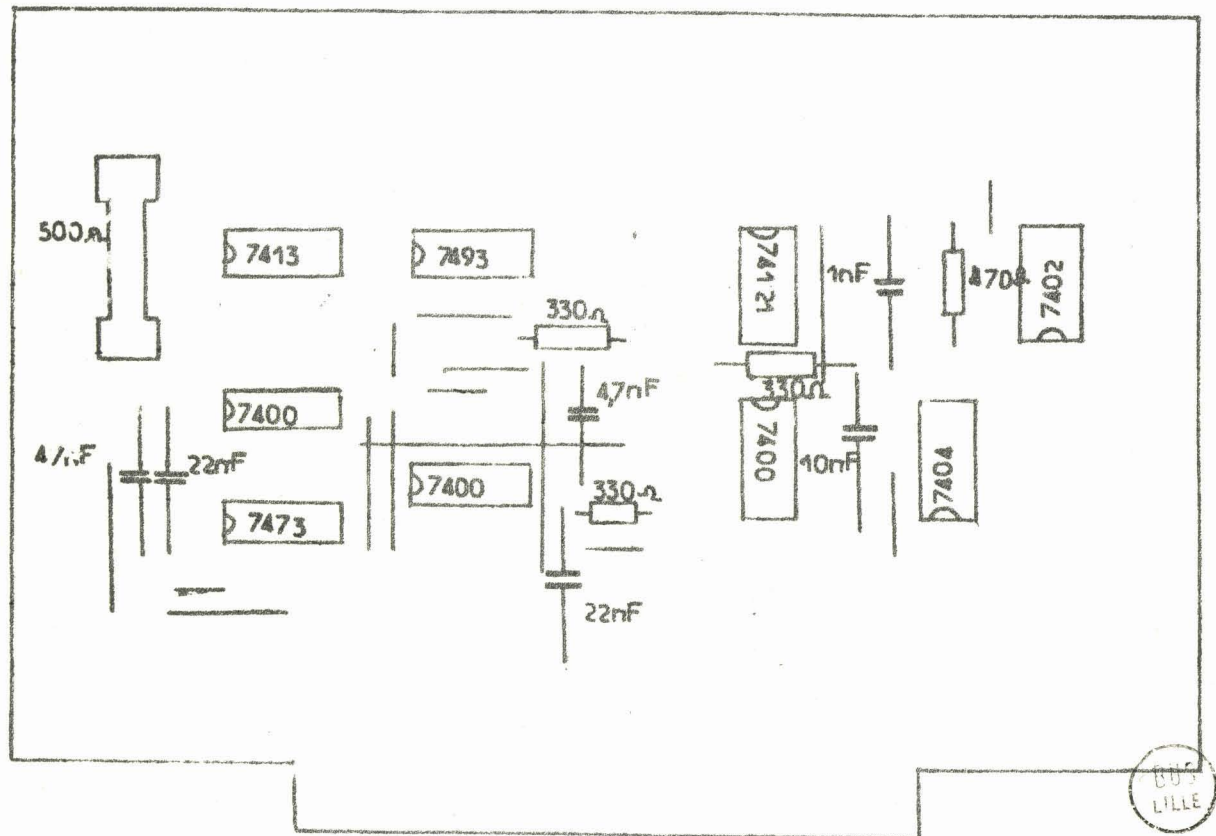
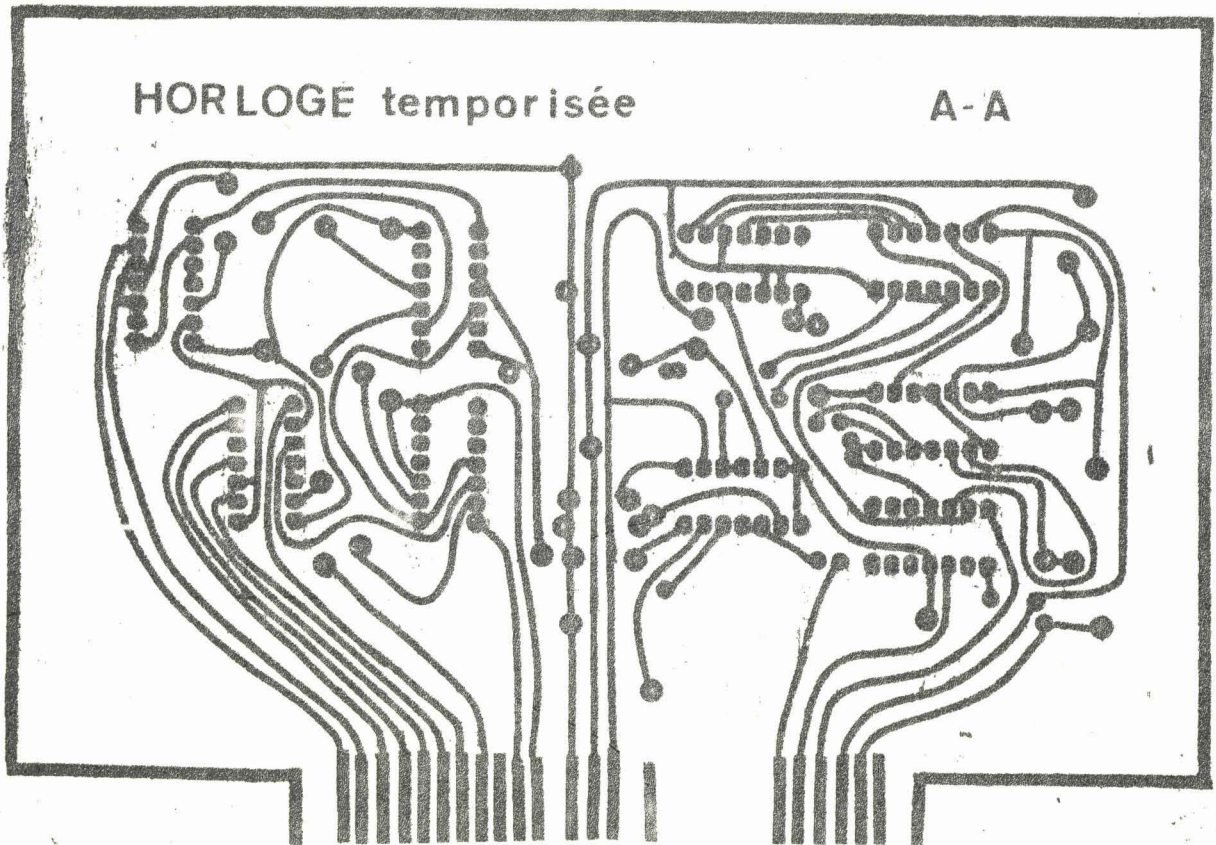
H.3.2 - Détermination des intervalles d'intégration de $f(t)$

Nous utilisons à cet effet comme l'indique la figure H7 un registre d'adresses contenant le numéro du premier échantillon de $f(t)$ à prendre lors de chaque cycle C et un circuit de découpage du temps d'horloge analogue au précédent.

H.3.3 - Calcul du module de a ou b et lecture

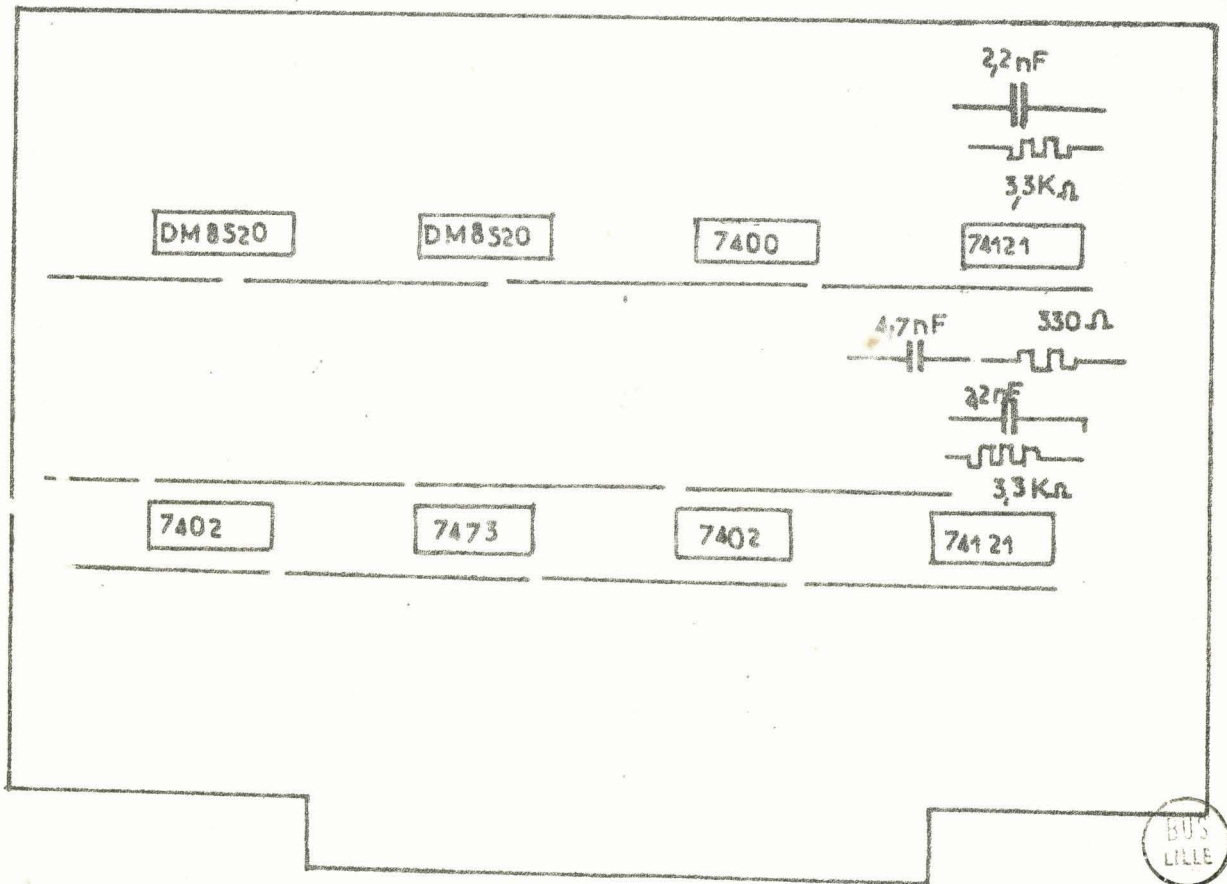
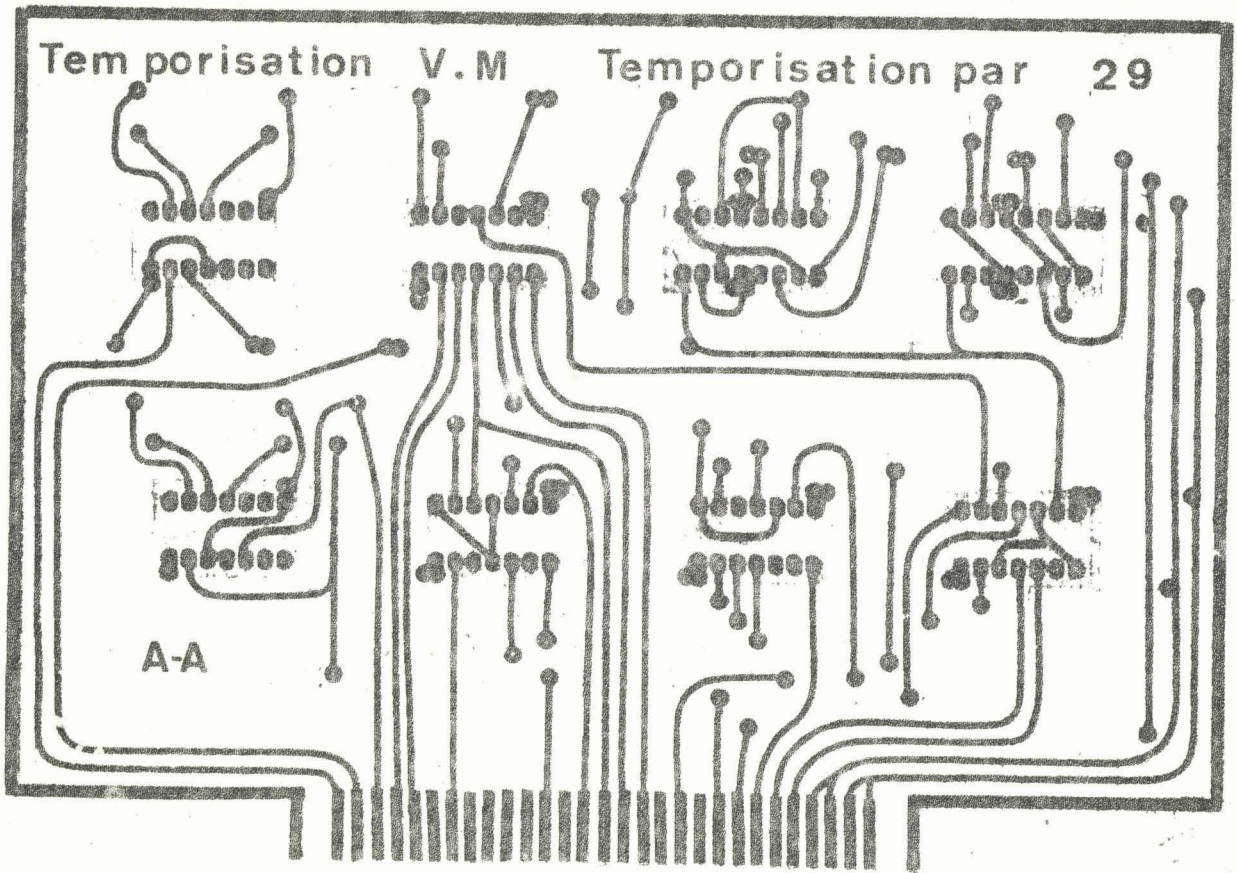
Après 2560 multiplications il est nécessaire de retarder le calcul de la raie suivante pour extraire le module de la raie calculée. Cette opération s'effectue comme précédemment en introduisant une temporisation de l'horloge suivant le schéma de la figure H9

Nous avons réuni sur les circuits imprimés n°14, n°15, n°16, les différents circuits de découpage du temps d'horloge.



BU'S
LILLE

Figure H.10 : Circuit imprimé n°14 (générateur de train d'impulsions)



BUS LILLE

Figure H.11 : Circuit imprimé n° 15 (Découpage du temps d'horloge pour la multiplication et le calcul de la moyenne)

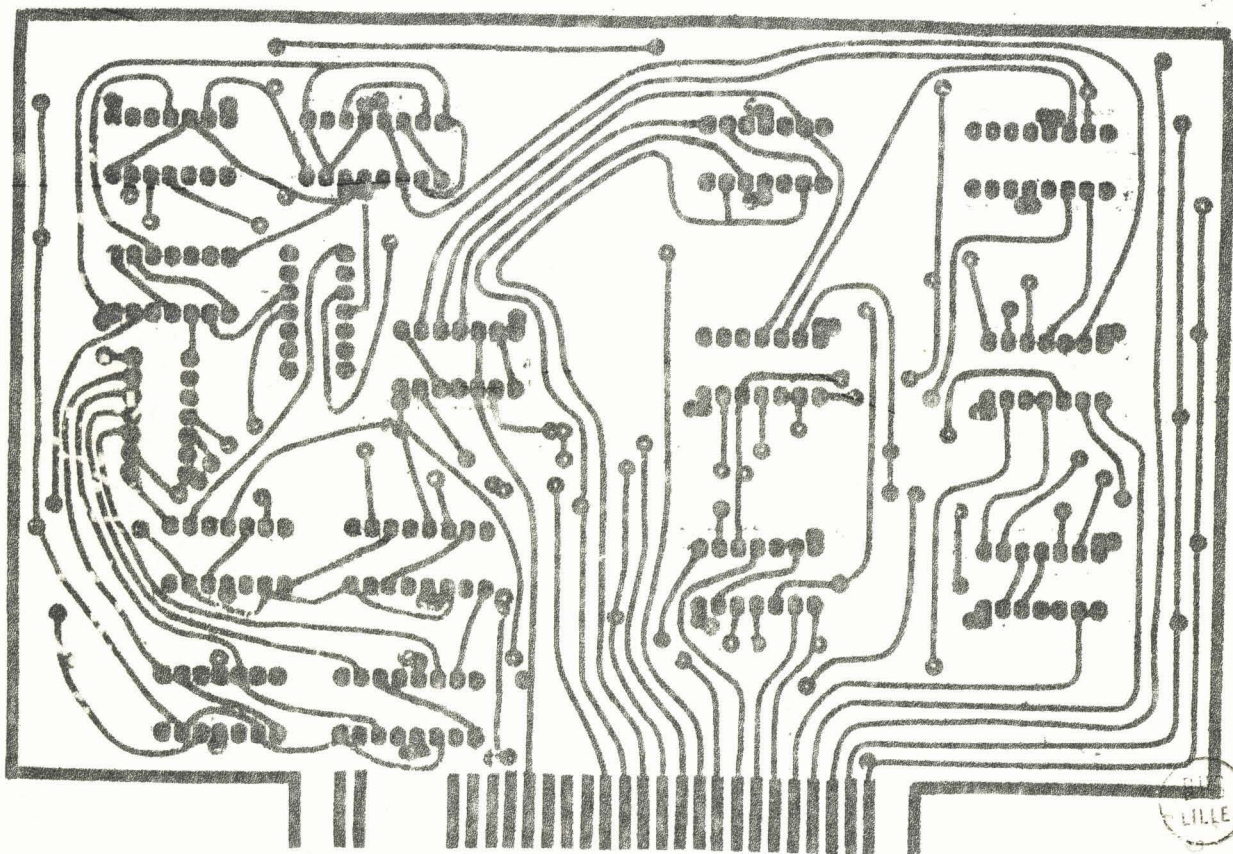
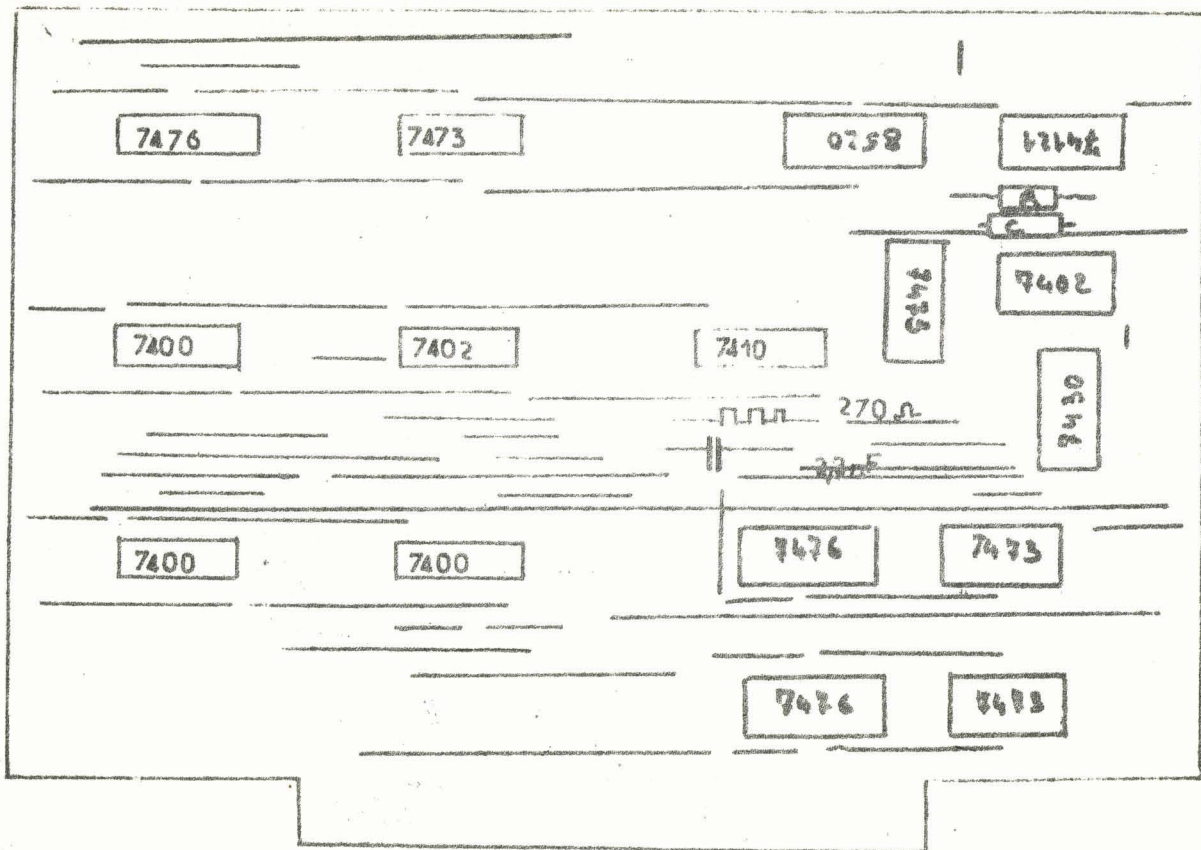


Figure 11.12 : Circuits imprimés n° 16 - Extraction du module de \bar{a}_n et b_n

ANNEXE IORGANE de SORTIE

L'organe de sortie a pour but de commander l'enregistreur ; et doit convertir les données numériques du calculateur en données analogiques.

I.1 - Convertisseur digital analogique

Il est réalisé sur les circuits imprimés n° 7 et 8 suivant le schéma de la figure 4.9.

I.2 - Traducteur de fonction

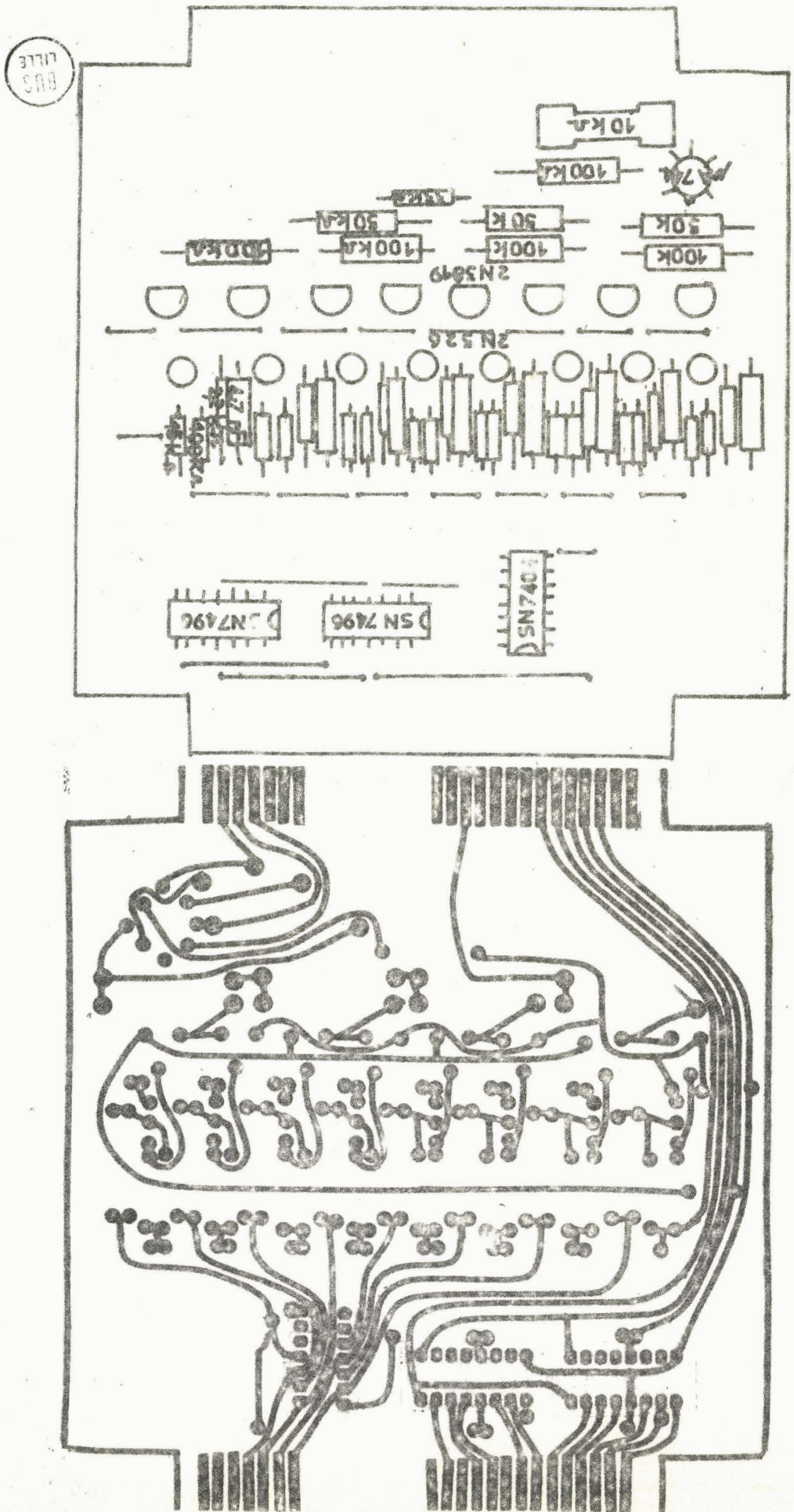
Ce traducteur à diodes permet de calculer $1/64 U^2$, U étant la tension délivrée par le convertisseur précédent ; il est construit à partir du schéma de la figure 4.11 (circuit imprimé n° 9)

I.3 - Sommateur de sortie

Le sommateur de sortie met la quantité a en mémoire pendant le temps de calcul de b et effectue leur sommation pour obtenir c.

Nous avons conçu cet opérateur selon le schéma de la figure 5.3 (circuit imprimé n° 10).

Figure 1.1 : Plans du circuit imprimé n° 7



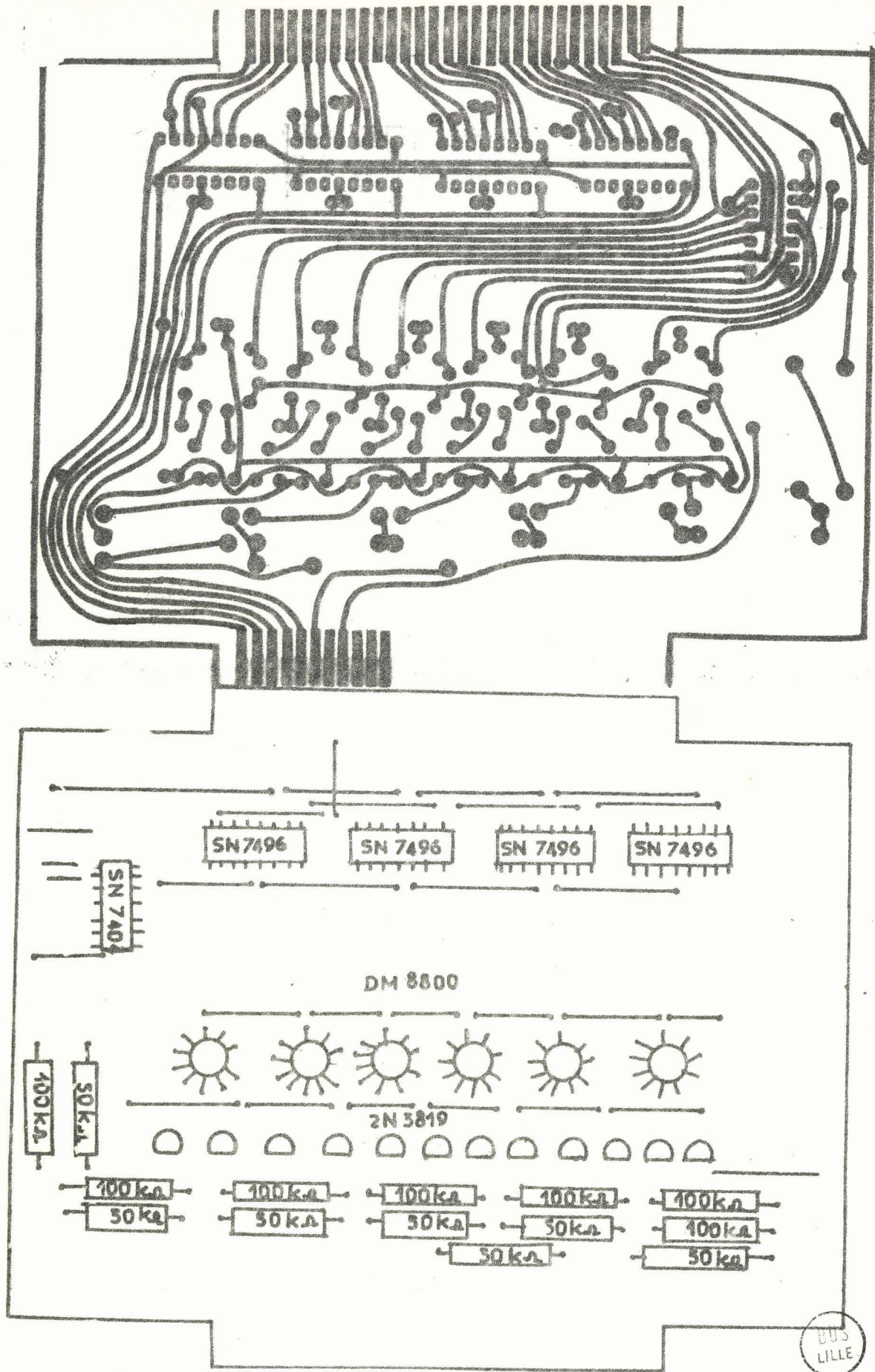


Figure I.2 : Plans du circuit imprimé n° 8

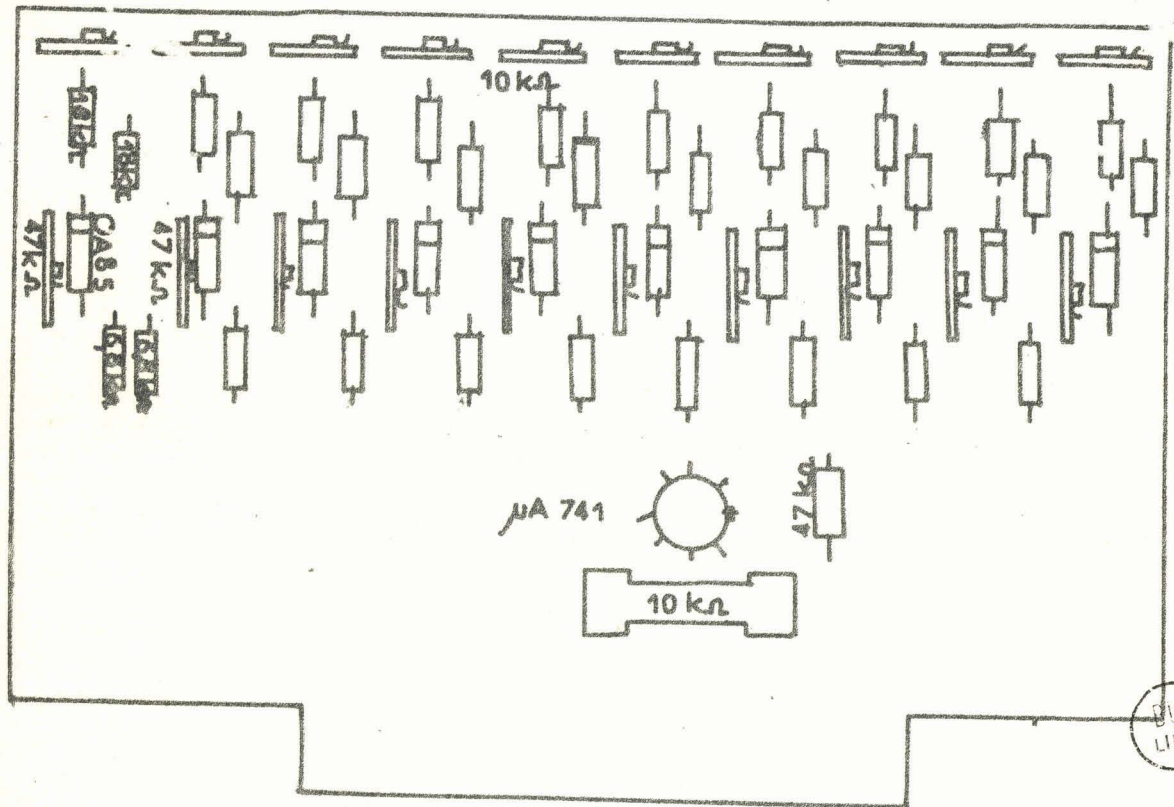
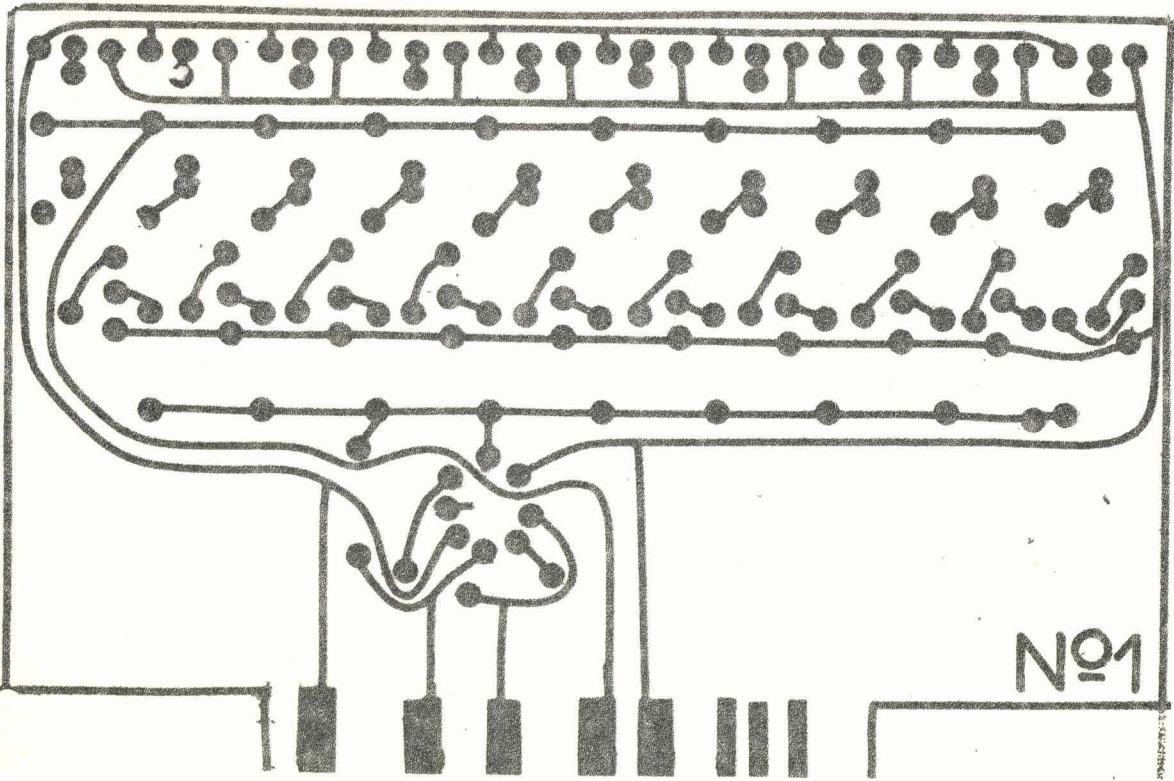


Figure I.3 : Plans du circuit imprimé n° 9