

UNIVERSITÉ DES SCIENCES
ET TECHNIQUES DE LILLE

CENTRE DE 3^e CYCLE D'ÉLECTRONIQUE

THÈSE DE 3^e CYCLE

**Contribution à l'étude théorique et
expérimentale des filtres à échantillonnage
Application à l'extraction de signaux
très faibles pour le procédé "Telelog"**

MM. GABILLARD	Président
SALMER	Examineur
LOUAGE	Examineur
DESBRANDES	Membre invité

Présentée à Lille, le 21 Février 1973

par

Paul MANGEZ

Maître es-Sciences



M. GEHU Jean-Marie	Institut Agricole
M. GLACET Charles	Chimie Organique
M. GONTIER Gérard	Mécanique
M. GUILLAUME Jean	Biologie Végétale
M. HEUBEL Joseph	Chimie Minérale
M. JOLY Robert	Biologie (Amiens)
Me LENOBLE Jacqueline	Physique Expérimentale
M. LOMBARD Jacques	Sociologie
M. MONTARIOL Frédéric	Chimie Appliquée
M. MONTREUIL Jean	Chimie Biologique
M. POUZET Pierre	Informatique
Me SCHWARTZ Marie-Hélène	Analyse Supérieure
M. TILLIEU Jacques	Physique Théorique
M. TRIDOT Gabriel	Chimie
M. VAILLANT Jean	Mathématiques
M. VIDAL Pierre	Automatique
M. VIVIER Emile	Biologie Animale
M. WERTHEIMER Raymond	Physique
M. ZEYTOUNIAN Radyadour	Mathématiques

PROFESSEURS A TITRE PERSONNEL

M. BOUISSET Simon	Physiologie Animale
M. DELHAYE Michel	Chimie
M. FLATRES Pierre	Géographie
M. LEBRUN André	Electronique
M. LINDER Robert	Botanique
M. LUCQUIN Michel	Chimie Physique
M. PARREAU Michel	Mathématiques Appliquées
M. PRUDHOMME Rémy	Droit et Sciences Economiques
M. SCHILTZ René	Physique

PROFESSEURS SANS CHAIRE

M. BELLET Jean	Physique
M. BILLARD Jean	Physique
M. BODARD Marcel	Botanique
M. BOILLET Pierre	Physique
M. DERCOURT Jean-Michel	Géologie
M. DEVRAINNE Pierre	Chimie Minérale
M. GOUDMAND Pierre	Chimie Physique
M. GRUSON Laurent	Mathématiques
M. GUILBAULT Pierre	Biologie
M. LACOSTE Louis	Biologie
M. LANDAIS Jean	Chimie
M. LEHMANN Daniel	Mathématiques
M. LOUCHEUX Claude	Chimie
M. MAES Serge	Physique
Mle MARQUET Simone	Mathématiques
M. MONTEL Marc	Physique
M. PANET Marius	I.E.E.A.
M. PROUVOST Jean	Minéralogie

MAITRES DE CONFERENCES (et chargés de fonctions)

M. ADAM Michel	Economie Politique
M. ANDRE Charles	Sciences Economiques
M. ANGRAND Jean-Pierre	Géographie
M. ANTOINE Philippe	Mathématiques
M. AUBIN Thierry	Mathématiques
M. BART André	Biologie
M. BEGUIN Paul	Mécanique des Fluides
M. BKOUCHE Rudolphe	Mathématiques
M. BOILLY Bénoni	Biologie
M. BONNEMAIN Jean-Louis	Biologie Végétale
M. BONNOT Ernest	Biologie Végétale
M. BOSCOQ Denis	Mathématiques
M. BRIDOUX Michel	Chimie
M. BUELLER Pierre	Géographie et Aménagement Spatial
M. CAJURON Alfred	Biologie Animale
M. CARREZ Christian	I.E.E.A.
M. CORDONNIER Vincent	Informatique
M. CORTOIS Jean	Physique
M. COULON Jean	I.E.E.A.
M. DEBOURSE Jean-Pierre	Sciences Economiques et Sociales
M. DEBRABANT Pierre	Sciences Appliquées
M. DELAUNAY Jean-Claude	Sciences Economiques et Sociales
M. DOUKHAN Jean-Claude	Physique
M. DRIEUX Baudouin	I.E.E.A.
M. DYMENT Arthur	Mathématiques
M. ESCAIG Bertrand	Physique
M. FONTAINE Jacques	Génie Electrique
M. FROELICH Daniel	Sciences Appliquées
M. GAMBLIN André	Géographie
M. GOBLOT Rémi	Mathématiques
M. GOSSELIN Gabriel	Sociologie
M. GRANELLE Jean-Jacques	Sciences Economiques
M. GUILLAUME Henri	Sciences Economiques et Sociales
M. HERMAN Maurice	Physique
M. JOURNEL Gérard	Sciences Appliquées
Mlle KOSMANN Yvette	Mathématiques
M. KREMBEL Jean	Chimie
M. LABLACHE COMBIER Alain	Chimie
M. LAURENT François	Automatique
M. LAVAGNE Pierre	Sciences Economiques et Sociales
Mlle LEGRAND Denise	Mathématiques
Mlle LEGRAND Solange	Mathématiques
Mme LEHMANN Josiane	Mathématiques
M. LENTACKER Firmin	Géographie et Aménagement Spatial
M. LEROY Yves	Electronique
M. LHENAFF René	Géographie
M. LOCQUENEUX Robert	Physique
M. LOUAGE Francis	Sciences Appliquées
Mme MAILLET Monique	Sciences Economiques
M. MAIZIERES Christian	I.E.E.A.
M. MALAUSSENA Jean-Louis	Sciences Economiques et Sociales
M. MERIAUX Emile	Sciences de la Terre
M. MESSELYN Jean	Physique
M. MIGEON Michel	Chimie (Sciences Appliquées)

M. PAQUET Jacques	Sciences Appliquées
M. PARSY Fernand	Mathématiques
M. PECQUE Marcel	Chimie
M. PERROT Pierre	Chimie
M. PERTUZON Emile	Biologie
M. PONSOLLE Louis	Chimie (Valenciennes)
M. POVY Jean-Claude	Sciences Appliquées
M. RACZY Ladislas	Physique - Electronique
Me RENVERSEZ Françoise	Sciences Economiques et Sociales
M. ROUSSEAU Jean-Paul	Physiologie Animale
M. ROY Jean-Claude	Biologie
M. SALMER Georges	Radio Electricité Electronique
M. SEGUIER Guy	Electronique
M. SIMON Michel	Psychologie
M. SLIWA Henri	Chimie
M. SMET Pierre	Physique
M. SOMME Jean	Géographie
Mle SPIK Geneviève	Chimie Biologique
M. TOULOTTE Jean-Marc	Sciences Appliquées
M. TREANTON Jean-René	Sciences Economiques et Sociales
M. VANDORPE Bernard	Chimie Physique
M. VILETTE Michel	Génie Mécanique
M. WATERLOT Michel	Géologie
Me ZINN JUSTIN Nicole	Mathématiques.

Ce travail a été effectué au Laboratoire de Radioélectricité et Electronique de l'Université des Sciences et Techniques de LILLE.

Monsieur le Professeur GABILLARD m'a constamment prodigué son aide personnelle et ses conseils tout au long de ce travail, qu'il trouve ici l'expression de ma gratitude.

J'ai bénéficié, au cours de cette étude, d'une bourse de recherche accordée par l'Ecole Nationale Supérieure du Pétrole et des Moteurs et l'Institut Français du Pétrole. J'en remercie vivement les Directeurs de ces organismes.

Messieurs les Professeurs SALMER et LOUAGE m'ont fait l'honneur de bien vouloir juger mon travail, je leur suis reconnaissant de l'intérêt qu'ils ont porté à cette étude.

Monsieur DESBRANDES, Maître de Recherches à l'Institut Français du Pétrole s'est constamment intéressé au déroulement de ce travail et m'a fait l'honneur d'être membre de mon Jury, je l'en remercie vivement.

Je tiens à remercier tous les membres de l'équipe de Géopropagation pour leur aide amicale et efficace. Je remercie, enfin, tous les membres du personnel du laboratoire pour leur collaboration.

S O M M A I R E

INTRODUCTION

CHAPITRE. I.

CONDITIONS DE MESURE

I.1. PRINCIPE DE LA TELEDIAGRAPHE

I.1.a. *Implantation des dispositifs de mesure*

I.1.b. *Amplitude des signaux à mesurer*

I.1.c. *Interprétation des mesures*

I.2. CHOIX DE LA FREQUENCE DE TRAVAIL

I.2.a. *Influence du bruit de fond*

I.2.b. *Temps de mesure*

I.2.c. *Valeur de la fréquence*

I.3. CONDITIONS CLIMATIQUES

I.4. PERFORMANCES ENVISAGEES

CHAPITRE. 2.

CHOIX DES DISPOSITIFS DE MESURE

2.1. CARACTERISTIQUES DES RECEPTEURS

2.1.a. *Sensibilité*

2.1.b. *Stabilité*

2.1.c. *Souplesse d'utilisation*

2.2. CHOIX DU SYSTEME DE FILTRAGE

2.2.a. *Filtrage dans le domaine des fréquences*

2.2.b. *Filtrage dans le domaine du temps*

2.2.c. *Solution retenue*

CHAPITRE. 3.

ETUDE DU FILTRE ECHANTILLONNE

3.1. DESCRIPTION DU FILTRE

3.1.a. *Echantillonneurs*

3.1.b. *Intégrateurs*

3.1.c. *Sommateur*

3.2. FILTRES EQUIVALENTS A UN FILTRE ECHANTILLONNE

3.2.a. *Filtre passe-bas monocanal*

3.2.b. *Filtre passe-bas multicanaux*

3.2.c. *Filtre passe-haut multicanaux*

3.3. INFLUENCE DES TERMES PARASITES DANS UN FILTRE MULTICANAUX

3.3.a. *Réponse du filtre passe-bas à un signal sinusoïdal*

3.3.b. *Influence du nombre de canaux*

3.3.c. *Influence des termes parasites*

3.3.d. *Influence du décalage entre le signal et la référence
d'échantillonnage sur l'amplitude du signal détecté*

3.4. ETUDE DE L'AMELIORATION DU RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT

3.4.a. *Etude générale*

3.4.b. *Amélioration du rapport signal sur bruit dans un
filtre passe-bas échantillonné*

3.5. INFLUENCE DES IMPERFECTIONS DES CIRCUITS SUR LES PERFORMANCES DES FILTRES PASSE-BAS ECHANTILLONNES

3.5.a. Imperfections des échantillonneurs

3.5.b. Limitation apportée au temps d'intégration par
les imperfections des composants

3.6. CONCLUSION

CHAPITRE. 4.

REALISATION DES RECEPTEURS

4.1. DESCRIPTION GENERALE

4.2. SONDE DE 100MM

4.2.a. Amplificateur différentiel

4.2.b. Filtre

4.2.c. Amplificateur à gain variable

4.2.d. Circuit d'étalonnage

4.3. SONDE DE 38MM

4.3.a. Filtre

4.3.b. Alimentation

4.4. RECEPTEUR DE SURFACE

4.4.a. Filtre échantillonné

4.4.b. Filtre du deuxième ordre

4.4.c. Détection

4.4.d. Référence d'étalonnage

4.4.e. Alimentation

4.5. PERFORMANCES DU SYSTEME DE MESURE

CHAPITRE. 5.

RESULTATS DE MESURE

5.1. RESULTATS OBTENUS AVEC LA SONDE DE 100MM

5.2. RESULTATS OBTENUS AVEC LA SONDE DE 38MM

5.3. AMELIORATION POSSIBLE DES PERFORMANCES DES SONDES

CONCLUSION

BIBLIOGRAPHIE

ANNEXES

I N T R O D U C T I O N

Les études sur la propagation des ondes électromagnétiques dans le sol, effectuées par l'équipe du Professeur GABILLARD, ont permis la mise au point d'un nouveau procédé de prospection des terrains situés autour d'un forage.

Ce procédé qui a fait l'objet de brevets déposés par l'Institut Français du Pétrole⁽¹⁾, consiste à mesurer les variations de la résistivité moyenne du terrain que provoque la présence d'un gisement et par là, déterminer sa position. La résistivité du terrain est déduite de la mesure de la composante verticale du champ électrique créé dans un forage par un dipôle émetteur placé à la surface du sol à une grande distance de ce forage.

L'objet de notre travail a été la réalisation des dispositifs récepteurs destinés à la mesure du champ électrique dans les forages.

Nous analysons en premier lieu les paramètres dont a dépendu la conception des récepteurs. En particulier, l'atténuation des ondes électromagnétiques dans le terrain conducteur est très importante et dépend de leur fréquence. Les signaux à mesurer sont généralement très faibles. Ils sont perturbés par les bruits présents dans le sol et ceux produits par l'appareillage de mesure.

Ensuite nous étudions un système de filtrage dont la bande passante est très étroite et qui permet d'obtenir une grande

précision de mesure malgré des conditions de fonctionnement très sévères. Ce filtre utilise le principe de la transformation d'un filtre passe-bas en un filtre passe-bande par échantillonnage. Il comporte plusieurs canaux pour éviter les inconvénients du changement de fréquence dû à l'échantillonnage.

Nous décrivons enfin l'appareillage réalisé et nous donnons les résultats des mesures effectuées sur quelques forages.

CHAPITRE. 1.

CONDITIONS DE MESURE

I.1. PRINCIPE DE LA TELEDIAGNOSTIQUE

I.1.a. Implantation des dispositifs de mesure^(1,2)

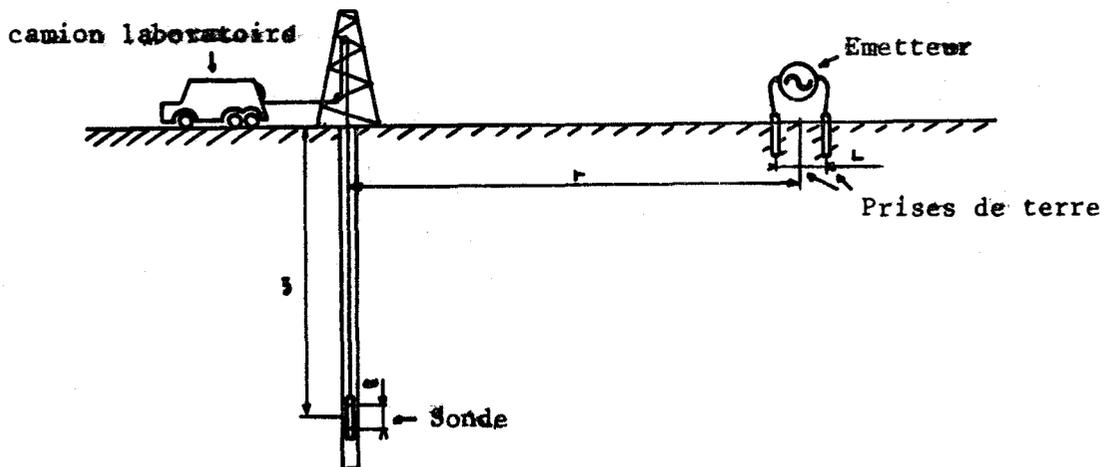


figure.I.1.

Un émetteur placé à la surface du sol injecte dans celui-ci un courant basse fréquence sinusoïdal au moyen de deux prises de terre. La composante verticale E_z du champ électrique créé dans le sol par le courant est mesurée sous la forme d'une différence de potentiel

entre deux électrodes descendues dans un forage. Cette différence de potentiel, très faible, est amplifiée par des circuits électroniques placés dans une sonde au voisinage des électrodes. Les signaux sont ensuite transmis à la surface du sol au moyen d'un câble identique à ceux qui sont utilisés pour les diagraphies classiques. Un récepteur de surface amplifie, filtre et détecte ces signaux de façon à permettre leur enregistrement.

I.1.b. Amplitude des signaux à mesurer⁽³⁾

Un ordre de grandeur des signaux à mesurer peut être obtenu à partir de l'étude théorique de la propagation des ondes électromagnétiques dans un demi-milieu homogène dont la conductivité σ_e , appelée conductivité équivalente, est déduite des conductivités σ_i et des épaisseurs h_i des différentes couches par la relation :

$$\sigma_e = \left| \frac{\sum_{i=1}^n h_i \sqrt{\sigma_i}}{\sum_{i=1}^n h_i} \right|^2 \quad (I.1.)$$

Dans le sol, la composante verticale E_z du champ électrique produit par un dipôle électrique placé à sa surface, a pour expression :

$$E_z = \frac{I\ell}{2\pi\sigma_e} \cdot \frac{z \cdot r}{(z^2 + r^2)^{5/2}} \cdot |e(\eta)| \quad (I.2.)$$

I : est le courant injecté dans le sol par le dipôle émetteur

ℓ : est la longueur du dipôle émetteur supposée faible devant r

r : est la distance émetteur - forage

z : est la profondeur du dipôle de mesure

$$e(\eta) = R(\eta) + jI(\eta)$$

$$R(\eta) = |3(1+\eta)\cos\eta + (3+2\eta)\sin\eta| e^{-\eta}$$

$$I(\eta) = |(3+2\eta)\cos\eta - 3(1+\eta)\sin\eta| e^{-\eta}$$

Dans ces dernières relations :

$$\eta = \frac{\sqrt{r^2 + z^2}}{\delta}$$

$$\delta = \frac{500}{\sqrt{\sigma_e f}}$$

δ : est la profondeur de pénétration de l'onde dans le sol

f : est la fréquence du signal émis.

Le tableau suivant donne quelques valeurs de $e(\eta)$:

η	0	1	2	3	10
$ e(\eta) $	3	2.87	2.25	1.47	10^{-2}

I.1.c. Interprétation des mesures⁽⁴⁾

De la mesure de E_z il est possible de déduire σ_e puisque tous les autres paramètres sont connus. Si le terrain est homogène radialement, la valeur de σ_e ne dépendra pas de la position de l'émetteur c'est-à-dire de la distance r . Par contre, si dans une direction déterminée, il existe un gisement dont la conductivité est différente de celle des terrains environnants, la valeur de σ_e dépendra de la position de l'émetteur. Il sera ainsi possible de déterminer la position du gisement d'après celle de l'émetteur.

Les mesures effectuées sont de deux types :

- des enregistrements appelés "logs", du champ E_z en fonction de la profondeur z pour une position déterminée de l'émetteur qui permettent de déterminer la profondeur du gisement ;
- des mesures en point fixe du champ E_z en fonction de la position de l'émetteur pour une profondeur déterminée de la sonde de mesure, voisine de celle du gisement.

I.2. CHOIX DE LA FREQUENCE DE TRAVAIL

Le signal à mesurer est fonction de deux catégories de paramètres :

- les paramètres du terrain (distance, conductivité) qui sont imposés;
- les paramètres des dispositifs de mesure (courant, longueur des dipôles, fréquence) grâce auxquels il est possible d'augmenter l'amplitude du signal et par conséquent la profondeur d'investigation.

Le courant d'émission I est limité par la puissance de l'émetteur à 10 A. crête pour des prises de terre dont l'impédance est inférieure à $100 \Omega^{(5)}$.

La longueur de la base d'émission L ne doit pas excéder $1/10^{\circ}$ de la distance émetteur-forage de façon à conserver une résolution suffisante.

La fréquence doit être choisie aussi basse que possible pour augmenter la profondeur de pénétration des ondes dans le sol. Sa valeur minimale est limitée par la présence du bruit de fond et par le temps de mesure.

I.2.a. Influence du bruit de fond

L'amplitude des signaux à mesurer est en général inférieure au millivolt. Dans ces conditions, ils sont perturbés par des signaux parasites d'origines diverses. Il s'agit essentiellement du bruit présent dans le sol qui est capté par les électrodes de mesure et du bruit de fond de l'étage d'entrée de la sonde. Les bruits captés par le câble et ceux dûs aux balais du treuil peuvent être considérés comme négligeables si l'amplification de la sonde est suffisante.

Dans le domaine de fréquences allant de quelques Hertz à quelques centaines de Hertz, le bruit présent dans le sol a deux origines principales : le bruit atmosphérique et les parasites industriels.

Le bruit atmosphérique⁽⁶⁾ provient essentiellement des orages lointains toujours nombreux. Il peut être considéré comme stationnaire. Le niveau de bruit croît très rapidement en-dessous de 10 Hz et présente aux environs de 8Hz une raie due à la résonance de la cavité terre-ionosphère. Des perturbations atmosphériques locales peuvent également apporter un bruit qui se présente sous la forme d'impulsions assez brèves et aléatoires.

Les parasites industriels sont essentiellement dûs au secteur 50Hz. Leur spectre présente des raies centrées sur la fréquence du secteur et de ses harmoniques, particulièrement les harmoniques de rang impair. L'amplitude de ces parasites est extrêmement variable en fonction du lieu et de l'heure. Il faut également noter la présence de parasites à la fréquence de 60Hz provenant du groupe électrogène qui alimente les récepteurs.

Toutes ces sources de bruit se trouvent dans l'atmosphère. Le bruit qui pénètre dans le sol subit donc la même atténuation que le signal utile. Toutefois le câble peut jouer le rôle d'antenne et augmenter le niveau de bruit dans le sol au voisinage des électrodes de mesure.

Dans les circuits électroniques, la puissance de bruit croît comme l'inverse de la fréquence en-dessous de 100 Hz.

I.2.b. Temps de mesure

Puisque la puissance de bruit croît comme l'inverse de la fréquence, il faut, pour conserver le même rapport signal sur bruit à la sortie des filtres, maintenir leur bande passante relative constante. Le temps de mesure devient donc très long aux fréquences basses. Or ce temps de mesure est limité. Lorsqu'un forage est terminé, il faut le tuber rapidement pour éviter qu'il se détériore. D'autre part le coût d'immobilisation du matériel de sondage est très élevé. La rentabilité de la méthode de mesure dépend donc de sa rapidité. Pour faire les

mesures en point fixe, il faut maintenir la sonde immobile dans le forage ; ce temps d'immobilisation doit être le plus court possible car la sonde et le câble ont tendance à se coller contre les parois du forage. Il est alors impossible de remonter la sonde sans provoquer la rupture du câble.

I.2.c. Valeur de la fréquence

De ces considérations sur le bruit et sur le temps de mesure, nous avons conclu qu'il était inutile de choisir une fréquence de travail inférieure à 10 Hz. Certains système de filtrage permettent d'obtenir une réfection très importante des harmoniques pairs de leur fréquence d'accord. C'est pourquoi nous avons choisi la fréquence de 12,5Hz qui est un sous-harmonique pair de la fréquence du secteur.

Ce choix ne peut pas être considéré comme définitif ; d'autres fréquences peuvent être plus intéressantes dans certains cas particuliers.

I.3. CONDITIONS CLIMATIQUES

Les mesures sont effectuées sur des chantiers dans des camionnettes qui ne sont pas équipées spécialement pour cet usage. Par conséquent l'appareillage de surface doit conserver toute sa précision pour des températures ambiantes allant de 0°C à +50°C, quelles que soient les conditions d'humidité.

Pour les sondes, il faut prévoir une gamme de températures s'étendant de 0°C à +125°C car la température dans le sol croît régulièrement avec la profondeur. En France, le gradient géothermique moyen est de 2.7°C pour 100m. La profondeur maximale de mesure est dans ces conditions d'environ 4000m.

I.4. PERFORMANCES ENVISAGEES

Compte tenu de toutes les conditions décrites dans les paragraphes précédents, nous envisageons de réaliser des récepteurs capables de mesurer des signaux de μV avec une précision de 1%. Cette sensibilité devrait permettre d'effectuer des mesures jusqu'à 3000m de profondeur lorsque l'émetteur est situé à 3000m de l'axe du sondage et dans des terrains dont la résistivité est supérieure à 50 Ω/m .

Les appareils devront être faciles à utiliser de façon à éviter les pertes de temps et les erreurs de mesure.

CHAPITRE. 2.

CHOIX DES DISPOSITIFS DE MESURE

2.1. CARACTERISTIQUES DES RECEPTEURS

Les caractéristiques essentielles des récepteurs sont la sensibilité, la stabilité et la souplesse d'utilisation.

2.1.a. Sensibilité

Elle est limitée par la présence du bruit. Pour l'augmenter, il faut d'une part rendre négligeables les bruits qui proviennent du système de mesure et en particulier, le bruit de fond de l'étage d'entrée de la sonde, d'autre part utiliser des filtres très sélectifs pour extraire le signal utile du bruit capté par les électrodes.

Des expériences préalables ont montré que la bande passante doit être inférieure à 0.05 Hz pour obtenir une sensibilité de $1 \mu\text{V}$ avec des fluctuations dues au bruit inférieures à 1%.

2.1.b. Stabilité

Les récepteurs doivent conserver une précision de 1% en dépit

des variations de température et pendant toute la durée d'une campagne de mesures. Pour éviter les pertes de temps cette précision doit être acquise dès la mise en marche des appareils.

Pour ce faire, les circuits utilisés, et en particulier les filtres doivent présenter une sensibilité minimale aux dérives des composants qui les constituent.

2.1.c. Souplesse d'utilisation

Les conditions de mesure sont très variées puisque la méthode s'applique aussi bien aux forages pétroliers profonds qu'aux forages de génie civil dont la profondeur moyenne est de 15m.

Si la bande passante des filtres est réglable, le temps de mesure peut être réduit en choisissant toujours la bande passante la plus large compatible avec le rapport signal sur bruit à l'entrée de la sonde.

Dans de petits forages, il est intéressant de pouvoir remplacer l'émetteur encombrant et coûteux à 12,5Hz par un simple amplificateur basse-fréquence fonctionnant à une fréquence plus élevée. Il faut donc que la fréquence d'accord des filtres utilisés soit facilement réglable.

Les performances des récepteurs sont étroitement liées à celles du système de filtrage. Aussi, après avoir décrit les différentes solutions possibles, nous étudierons en détail le système choisi.

2.2. CHOIX DU SYSTEME DE FILTRAGE^(?)

Une opération de filtrage consiste à comparer, pendant un temps déterminé, le signal à filtrer à un signal auxiliaire qui lui est semblable.

Cette opération est un produit de convolution :

$$y(t) = \int_{-\infty}^t x(\tau) a(t-\tau) d\tau \quad (2.1.)$$

$x(t)$ est le signal à filtrer

$y(t)$ est le signal filtré

$a(t)$ est le signal auxiliaire.

Transposée dans le domaine des fréquences cette expression devient :

$$Y(\omega) = X(\omega) A(\omega) \quad (2.2.)$$

$Y(\omega)$, $X(\omega)$, $A(\omega)$ sont les transformées de Fourier de $y(t)$, $x(t)$ et $a(t)$.

Deux techniques peuvent être utilisées pour extraire un signal du bruit : ce sont le filtrage dans le domaine des fréquences et le filtrage dans le domaine du temps.

2.2.a. Filtrage dans le domaine des fréquences

Dans ce cas le filtre est constitué par un quadri-pôle de transmittance $A(\omega)$ et de réponse impulsionnelle $a(t)$. Cette méthode de filtrage est simple mais ses performances sont limitées par les filtres que l'on sait réaliser. La limitation principale vient de la dérive de la fréquence d'accord des filtres. Cette fréquence est déterminée par la valeur des composants (résistances et capacités) qui constituent le filtre. Il n'est pratiquement pas possible d'obtenir une dérive inférieure à $10^{-4}/^{\circ}\text{C}$. Pour éviter que cette dérive n'influe sur le gain, la bande passante du filtre doit être supérieure à la dérive maximale de sa fréquence d'accord. Les performances de ce système de filtrage peuvent être améliorées en effectuant un changement de fréquences qui transpose le filtrage à une fréquence plus basse (8).

2.2.b. Filtrage dans le domaine du temps

Dans ce cas, le signal à filtrer est comparé directement au signal auxiliaire $a(t)$. L'intégration est faite dans le temps ; par conséquent, la variable d'intégration est t et non τ . Le signal filtré a pour expression :

$$y(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) a(t-\tau) dt \quad (2.3)$$

τ représente le décalage temporel entre le signal à filtrer et le signal auxiliaire, le signal filtré ne reproduit pas le signal initial dans la même échelle des temps.

Cette méthode de filtrage consiste, dans le domaine fréquentiel, à transformer, par changement de fréquence, le signal à traiter en un signal continu ou lentement variable qui est moyenné par un filtre passe-bas simulant l'intégration. Les filtres passe-bas sont utilisables pour des temps d'intégration inférieurs à 100s ; au-delà de cette limite, il faut avoir recours à des procédés d'intégration numérique.

Il existe trois méthodes pour effectuer le filtrage dans le domaine du temps ; ce sont : la détection synchrone, le moyeneur monocanal, le moyeneur multicanaux.

Dans le détecteur synchrone, le retard τ est fixe (formule 2.3). Par conséquent, le signal filtré est un signal continu dont l'amplitude est proportionnelle à celle du signal à traiter et au déphasage entre ce signal et le signal auxiliaire.

Dans le moyeneur monocanal, le retard τ est lentement variable. Le signal filtré reproduit alors le signal d'entrée à une fréquence beaucoup plus basse.

Le moyeneur multicanaux comporte plusieurs voies de multiplication-intégration en parallèle. A chaque voie correspond un

retard τ différent compris entre zéro et une période du signal. Le signal à filtrer est reconstitué en temps réel par scrutation successive de chacune des voies.

Dans ces systèmes de filtrage, le produit du signal à filtrer et du signal auxiliaire est en général réalisé par échantillonnage. Le signal auxiliaire est alors une fonction créneau périodique qui vaut 1 pendant une durée ϵ et 0 pendant le reste d'une période. Ces systèmes sont souvent appelés : "filtres échantillonnés" ou "échantillonneurs-intégrateurs".

2.2.c. Solution retenue

Le filtrage dans le domaine des fréquences ne permet pas d'obtenir la bande passante que nous nous sommes fixés. En effet à la fréquence de 12.5Hz et pour des températures variant de 0°C à +50°C, la bande passante doit être supérieure à 0.2Hz pour satisfaire aux conditions de stabilité. Le changement de fréquence ne peut pas être utilisé à une fréquence aussi basse. Parmi les systèmes de filtrage temporel, le détecteur synchrone est le plus simple. Il présente dans le cas qui nous occupe l'inconvénient d'être sensible au déphasage entre le signal à traiter et le signal auxiliaire. Il est possible de s'affranchir de cette difficulté en utilisant un circuit d'asservissement de phase. Toutefois, un tel circuit, outre sa complexité, n'est efficace que lorsque le rapport signal sur bruit à la sortie du détecteur est assez important ce qui restreint les possibilités offertes par ce système.

Le moyeneur monocanal est inutilisable aux fréquences basses à cause du changement de fréquence qu'il introduit.

Nous avons donc choisi le moyeneur multicanal. Puisque ce dispositif est destiné à filtrer des signaux sinusoïdaux, le nombre de voies peut être réduit ce qui facilite considérablement la réalisation.

CHAPITRE. 3.

ETUDE DU FILTRE ECHANTILLONNE

L'étude du système de filtrage sera divisée en quatre parties :

- . la recherche de la transmittance des filtres équivalents à un filtre échantillonné ;
- . l'étude des termes parasites dûs à l'échantillonnage dans le cas des systèmes multicanaux ;
- . l'étude de l'amélioration du rapport signal sur bruit apportée par un filtre échantillonné ;
- . l'étude des imperfections des circuits.

Dans chacune de ces parties nous étudierons d'abord le système le plus général et nous appliquerons les résultats à certains systèmes particuliers, essentiellement celui utilisé dans le récepteur que nous avons réalisé.

§.1. DESCRIPTION DU FILTRE PASSE-BAS MULTICANAUX

Le schéma synoptique que nous allons en donner permet d'aborder facilement l'étude de chacun des circuits qui le composent.

Le schéma du filtre réellement réalisé sera donné au chapitre.4.
Le choix convenable de la position des échantillonneurs permet de simplifier considérablement cette réalisation.

Le filtre est constitué d'un ensemble de canaux identiques comportant chacun un échantillonneur et un intégrateur. Chaque canal traite une fraction déterminée du signal. Les signaux issus de chaque canal sont ensuite additionnés en respectant leur position dans le temps pour reconstituer le signal complet.

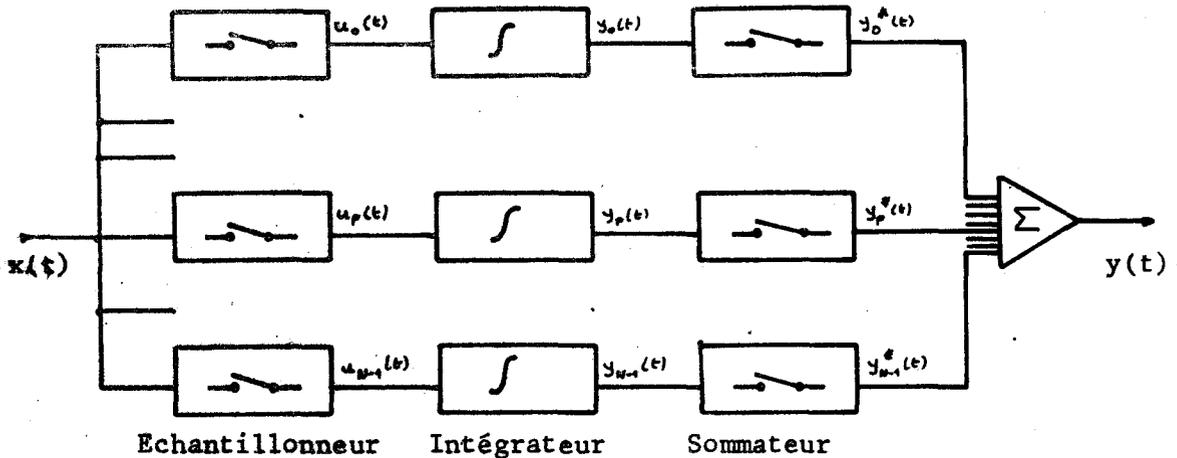


figure.3.1. - Schéma synoptique d'un filtre passe-bas échantillonné -

3.1.a. Echantillonneurs

Un échantillonneur peut être assimilé à un quadripôle de gain $g(t)$. Ce gain est une fonction périodique du temps de période T et de pulsation $\Omega = 2\pi/T$. Au cours d'une période, le gain vaut 1 pendant le temps ϵ correspondant à la fermeture de l'échantillonneur et 0 pendant le temps $T-\epsilon$ correspondant à l'ouverture de l'échantillonneur. En général les canaux sont adjacents, c'est-à-dire que :

$$\epsilon = \frac{T}{N}$$

N : est le nombre de canaux du filtre.

La fonction $g(t)$ peut être décomposée en série de Fourier sous la forme :

$$g(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_n e^{jn\Omega t} \quad (3.1.)$$

$$C_n = \frac{1}{n\pi\epsilon} \sin \frac{n\pi\epsilon}{T} \quad (3.2.)$$

*ici intégrateur =
propre sur
une période*

La simulation de l'échantillonneur par un quadripôle est insuffisante lorsque celui-ci est suivi d'un intégrateur. En effet, lorsque l'échantillonneur est ouvert, l'intégrateur garde en mémoire le signal. L'intégration ne se fait pas sur une période entière du signal mais seulement sur la durée de fermeture de l'échantillonneur. Il convient donc de multiplier les coefficients C_n par le facteur $\frac{T}{\epsilon}$. Les coefficients de la série de Fourier de $g(t)$ sont alors :

$$C'_n = \frac{T}{n\pi\epsilon} \sin \frac{n\pi\epsilon}{T} \quad (3.3.)$$

3.1.b. Intégrateurs

Pour des durées d'intégration inférieures à 100s, l'intégrateur est constitué par un filtre passe-bas dont la transmittance $A_s(\omega)$ est donnée par la formule :

$$A_s(\omega) = \frac{1}{1+j\omega\tau_s} \quad (3.4.)$$

τ_s est la constante de temps de l'intégrateur et non pas celle du circuit RC qui constitue le filtre passe-bas. En effet chaque intégrateur n'est mis en circuit que pendant une durée ϵ à chaque période d'échantillonnage. La valeur de la constante d'intégration τ_s est :

$$\tau_s = \frac{T\tau}{\epsilon}$$

Dans cette relation, τ est la constante de temps du circuit RC.

3.1.c. Sommateur

Pour reconstituer le signal complet, il faut juxtaposer les échantillons filtrés issus des différents canaux. Cette opération nécessite sur chaque canal un deuxième échantillonnage synchrone du premier qui supprime l'effet de mémoire des intégrateurs. Il y a donc une nouvelle multiplication du signal par la fonction $g(t)$. Cette fois les coefficients C_n peuvent être utilisés puisqu'il n'y a pas d'intégration après cet échantillonnage.

3.2. FILTRES EQUIVALENTS A UN FILTRE ECHANTILLONNE

Pour étudier le comportement dans le domaine des fréquences d'un filtre échantillonné, nous allons calculer sa transmittance dans le cas d'un signal d'entrée périodique.

3.2.a. Filtre passe-bas monocanal

Si le signal d'entrée $x(t)$ est périodique, il peut être décomposé en série de Fourier sous la forme :

$$x(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} X_m e^{jm\omega t} \quad (3.5.)$$

le signal filtré $y(t)$ a pour expression :

$$y(t) = x(t) \cdot g(t) \cdot A_s(\omega)$$

En remplaçant $x(t)$, $g(t)$ et $A_s(\omega)$ par leur valeur cette expression devient :

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} C'_n \cdot X_m e^{j(m\omega+n\Omega)t} \cdot \frac{1}{1+j(m\omega+n\Omega)\tau_s} \quad (3.6.)$$

L'intégration sera efficace si la constante d'intégration τ_s est grande devant la période du signal d'entrée et celle du signal d'échantillonnage. Dans ces conditions, seuls les termes pour lesquels $(m\omega + n\Omega)$ est minimal interviendront dans le signal filtre $y(t)$, les autres étant éliminés par le filtre passe-bas. L'expression approchée du signal filtré est alors :

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C'_n \cdot X_n e^{jn(\Omega-\omega)t} \frac{1}{1+jn(\Omega-\omega)\tau_s} \quad (3.7.)$$

Nous constatons que le signal filtré reproduit le signal d'entrée à la pulsation $\Omega-\omega$ si, pour toutes les valeurs de n pour lesquelles X_n est différent de zéro :

- les C'_n sont indépendants de n ;
- $n(\Omega-\omega)\tau_s \ll 1$.



La première condition impose une durée d'échantillonnage faible devant les plus petites périodes du signal (formule 3.3.). La seconde condition impose que les fréquences du signal d'entrée et du signal d'échantillonnage soient très voisines.

3.2.b. Filtre passe-bas multicanaux

Dans le cas d'un filtre multicanaux, le signal $y(t)$ précédemment calculé (3.7.) est le signal de sortie d'un canal. Il est de nouveau échantillonné. Cet échantillonnage correspond à une nouvelle multiplication par la fonction $g(t)$. Le signal résultant est donc :

$$y^*(t) = y(t) \cdot g(t)$$

$$y^*(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X_n \cdot C'_n \cdot e^{jn\omega t} \frac{1}{1+jn(\Omega-\omega)\tau_s} + y_r(t) \quad (3.8.)$$

$y_r(t)$ est un terme parasite qui a pour expression :

$$y_r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} C'_k \cdot C'_n \cdot e^{j|n\Omega+(k-n)\omega|t} \cdot \frac{X_n}{1+jn(\Omega-\omega)\tau_s} \quad (3.9.)$$

Nous constatons qu'au terme parasite près $y(t)$ reproduit $x(t)$ avec pour chaque composante spectrale un gain G_n :

$$G_n = \frac{C_n'^2}{1+jn(\Omega-\omega)\tau_s} \quad (3.10.)$$

Ces coefficients sont les transmittances de filtres passe-bande du premier ordre dont les caractéristiques sont :

- gain à l'accord : $C_n'^2$
- fréquence d'accord : $\frac{n\Omega}{2\pi}$
- bande passante : $\frac{1}{\pi\tau_s}$

Les fréquences d'accord et les gains sont entièrement définis par le signal d'échantillonnage. C'est pour cette raison que ce type de filtre est particulièrement stable. La transmittance d'un filtre à huit canaux est illustrée graphiquement par la figure.3.2.

3.2.c. Filtre passe-haut multicanaux

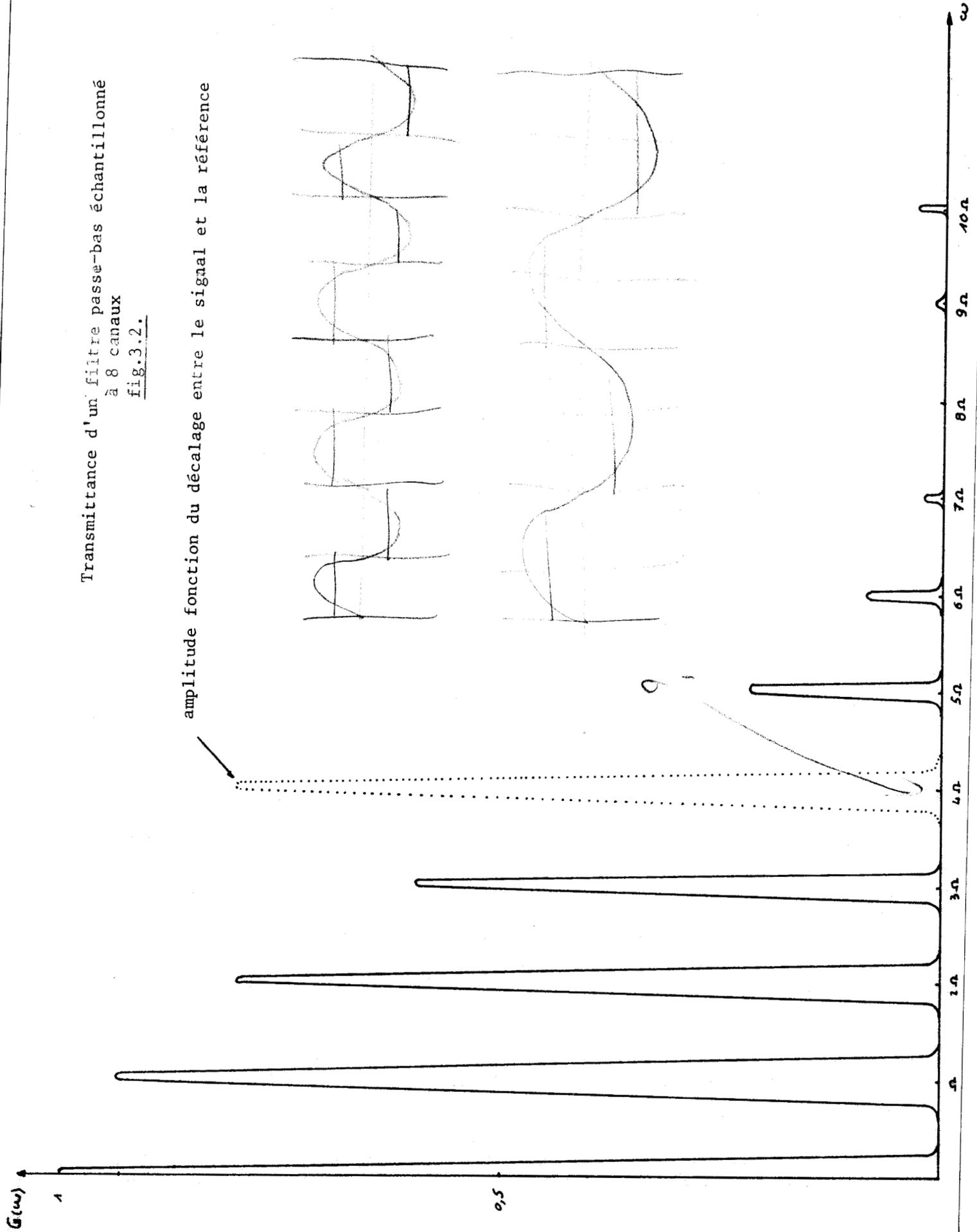
Les filtres passe-haut se prêtent également à la réalisation de filtres échantillonnés. La structure de ces filtres est identique à celle des filtres passe-bas. Les circuits intégrateurs y sont remplacés par des circuits dérivateurs.

La transmittance d'un filtre passe-haut est :

$$A_s(\omega) = \frac{j\omega\tau_s}{1+j\omega\tau_s}$$

Transmittance d'un filtre passe-bas échantillonné
à 8 canaux
fig.3.2.

amplitude fonction du décalage entre le signal et la référence



Une étude analogue à celle des paragraphes précédents donne pour $y(t)$ l'expression suivante :

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X_n e^{jn\omega t} \left(1 - \frac{C_n^2}{1 + jn(\Omega - \omega)\tau_s} \right) = y_r(t) \quad (3.11.)$$

La valeur de $y_r(t)$ est donnée par la formule (3.9.).

Si le signal d'entrée est synchrone du signal d'échantillonnage, le gain du filtre, pour un harmonique de rang n , est égal à G_n donné par la formule :

$$G_n = 1 - C_n^2$$

Si le nombre de canaux est assez grand, G_n peut être développé au troisième ordre :

$$G_n \approx \frac{2}{3} \cdot \frac{n^2 \pi^2}{N^2}$$

L'atténuation des signaux est proportionnelle au carré du nombre de canaux.

Si la fréquence du signal d'entrée est éloignée de celle du signal d'échantillonnage :

$$A_s |n(\Omega - \omega)| = 0$$

et

$$y(t) = x(t)$$

Le filtre passe-haut échantillonné transmet donc tous les signaux qui ne sont pas synchrones du signal d'échantillonnage.

Cette étude montre que l'échantillonnage transforme un filtre passe-haut en un filtre coupe-bande. Les fréquences atténuées sont les harmoniques de la fréquence d'échantillonnage.

Ce filtre peut être très utile lorsqu'il faut éliminer un signal parasite cohérent d'un signal utile dont le spectre de fréquences est très étendu. Le signal parasite peut être par exemple, le secteur 50 Hz et ses harmoniques. Le nombre d'harmoniques atténués dépendra du nombre de canaux du filtre.

3.3. INFLUENCE DES TERMES PARASITES DANS UN FILTRE MULTICANAUX

3.3.a. Réponse d'un filtre passe-bas à un signal sinusoïdal

Il n'a pas été tenu compte dans l'étude précédente des termes parasites contenus dans $y_r(t)$. Ces termes proviennent des battements entre les harmoniques du signal d'entrée et ceux du signal d'échantillonnage. Ils peuvent avoir une influence non négligeable sur le signal de sortie. Nous allons donc calculer la réponse exacte du filtre. Pour simplifier cette étude, nous considérons un signal d'entrée sinusoïdal et synchrone du signal d'échantillonnage :

$$x(t) = \sin \alpha \Omega t$$

α est un entier positif inférieur ou égal à $N/2$. Si α était supérieur à $N/2$ le signal d'entrée ne pourrait plus être reconstitué par le filtre (théorème de Shannon).

Pour caractériser complètement le signal d'entrée, il faut définir la relation de phase qui le lie aux signaux d'échantillonnage. Tous ces signaux sont identiques ; ils se déduisent les uns des autres par translation dans le temps. Nous choisissons comme référence de phase, le signal d'échantillonnage qui présente le déphasage minimal par rapport au signal d'entrée. Soit ϕ ce déphasage. Sa valeur maximale est liée au nombre de canaux par la relation :

$$-\pi/N < \phi < +\pi/N$$

Nous écrivons donc :

$$\phi = \frac{2\pi\varphi}{N} \quad (3.12.)$$

$$-1/2 < \varphi < +1/2$$

Le décalage entre le signal d'entrée et le signal de référence est :

$$\Delta t = \frac{\varphi T}{N}$$

Ce décalage est inférieur à la moitié de la largeur d'un canal.

Chaque canal est affecté d'un indice m . Cet indice correspond à la position dans le temps de ce canal par rapport au canal pris comme référence de phase. Le canal de référence est affecté de l'indice zéro. La figure.3.3. représente les différents signaux d'un filtre à quatre canaux.

Le signal $y_m(t)$ issu du canal d'indice m est un créneau d'amplitude moyenne \bar{y}_m et de largeur T/N :

$$\bar{y}_m = \frac{N}{T} \int_{\frac{(\varphi+m)T}{N}}^{\frac{(\varphi+m+1)T}{N}} \sin\alpha\Omega t \cdot dt \quad (3.13.)$$

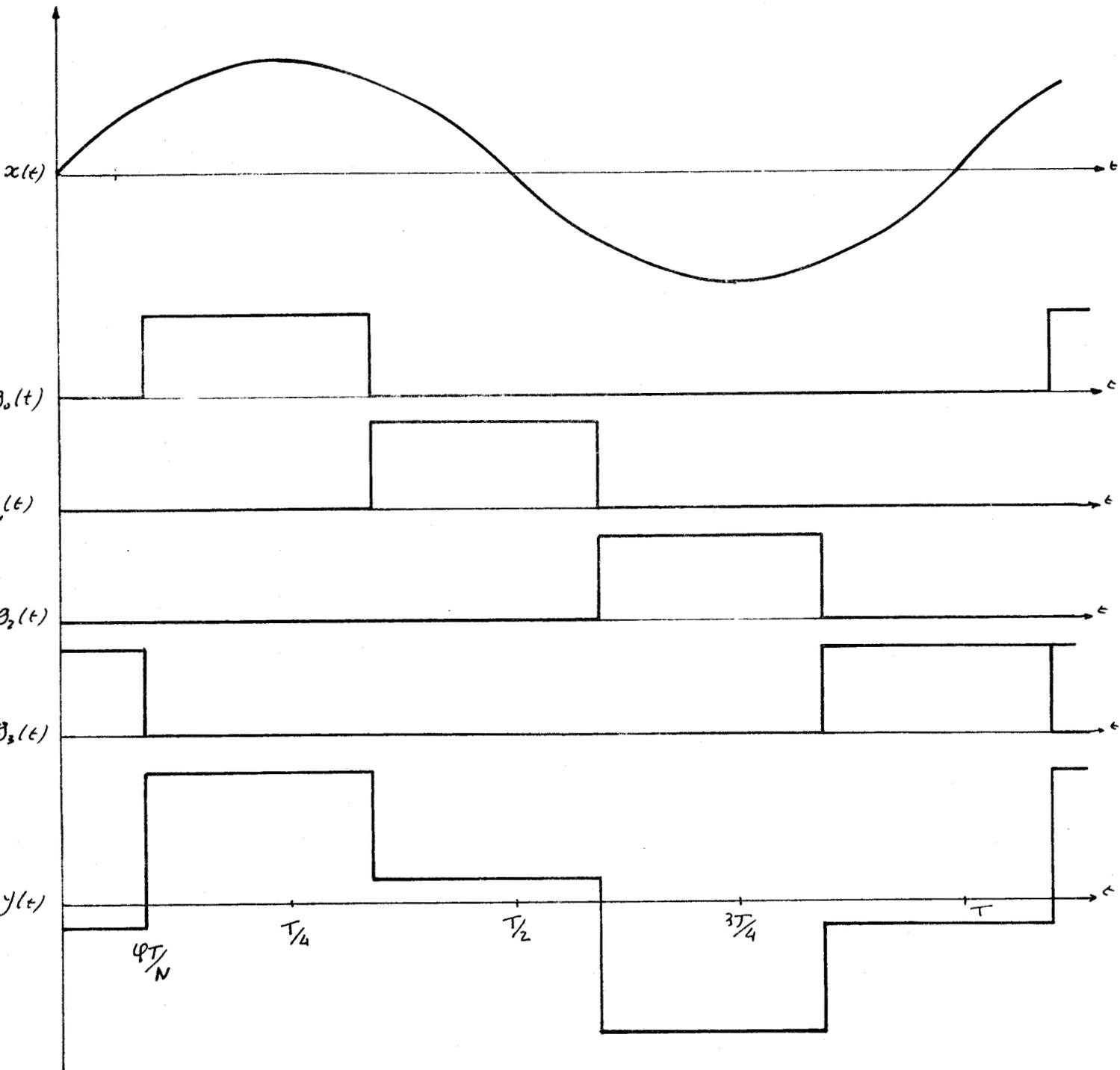
Nous négligerons les fluctuations de $y_m(t)$ autour de cette valeur moyenne. Elles sont négligeables si la constante d'intégration τ_s est suffisamment grande. Cette approximation correspond au cas de l'intégrateur parfait.

Le calcul de l'intégrale donne :

$$\bar{y}_m = \frac{N}{\pi\alpha} \sin \frac{\alpha\pi}{N} \cdot \sin\alpha\Omega \left(\frac{\varphi+m+1/2}{N}\right)T \quad (3.14.)$$

C'est la valeur de $x(t)$ au milieu de l'échantillon affecté d'un coefficient de la forme :

$$\frac{\sin x}{x} \quad \text{où} \quad x = \frac{\alpha\pi}{N}$$



Filtre échantillonné à quatre canaux

figure.3.3

Pour obtenir le signal filtré $y(t)$, il faut faire la somme des décompositions en série de Fourier des signaux issus des différents canaux. Cette décomposition correspond au deuxième échantillonnage des signaux :

$$y(t) = \sum_{m=0}^{N-1} y_m(t) \quad (3.15.)$$

$$y_m(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_{nm} \cos n\Omega t + b_{nm} \sin n\Omega t) \quad (3.16.)$$

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\Omega t + b_n \sin n\Omega t) \quad (3.17.)$$

$$a_n = \sum_{m=0}^{N-1} a_{nm} \quad (3.18.)$$

$$b_n = \sum_{m=0}^{N-1} b_{nm} \quad (3.19.)$$

Du calcul des coefficients a_n et b_n on déduit que ces coefficients sont toujours nuls sauf pour :

$$|n - \alpha| = \beta N \quad (3.20.)$$

β est un entier positif ou nul.

Dans ce cas :

$$a_n = \frac{N^2}{\pi^2 n\alpha} \sin \frac{n\pi}{N} \sin \frac{\alpha\pi}{N} \sin 2\pi\beta(\varphi+1/2) \quad (3.21.)$$

$$b_n = \frac{N^2}{\pi^2 n\alpha} \sin \frac{n\pi}{N} \sin \frac{\alpha\pi}{N} \cos 2\pi\beta(\varphi+1/2) \quad (3.22.)$$

Donc pour un signal d'entrée :

$$x(t) = \sin \alpha \Omega t$$

Le signal à la sortie du filtre a pour expression :

$$y(t) = y_0(t) + y_r(t) \quad (3.23.)$$

$$y_0(t) = \left(\frac{N}{\pi\alpha} \sin \frac{\alpha\pi}{N} \right)^2 \cdot \sin\alpha\Omega t$$

$$y_r(t) = \left(\frac{N}{\pi\alpha} \sin \frac{\alpha\pi}{N} \right)^2 \sum_{\beta=1}^{\infty} \left\{ \frac{\alpha}{\beta N + \alpha} \sin [2\pi\beta(\varphi + 1/2) + (\beta N + \alpha)\Omega t] \right. \\ \left. - \frac{\alpha}{\beta N - \alpha} \sin [2\pi\beta(\varphi + 1/2) + (\beta N - \alpha)\Omega t] \right\} \quad (3.24.)$$

Dans cette dernière expression on a posé :

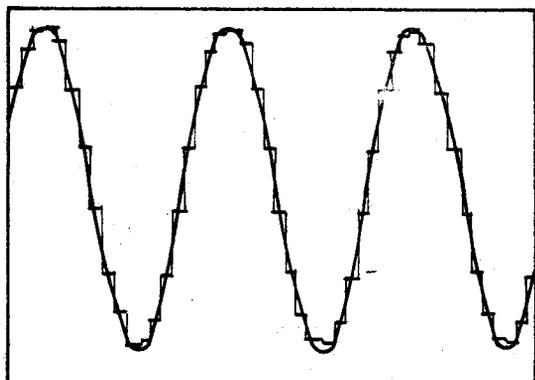
$$n = \beta N \pm \alpha$$

Il est important de constater que le terme fondamental $y_0(t)$ ne dépend pas du déphasage entre le signal d'entrée et le signal de référence, et reproduit exactement le signal d'entrée $x(t)$.

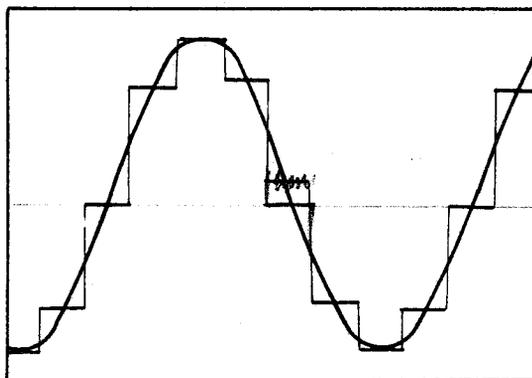
La figure.3.4. représente des oscillogrammes du signal d'entrée et du signal de sortie d'un filtre à seize canaux pour différentes valeurs de α . Les figures.3.5., 3.6. et 3.7. représentent le spectre du signal filtré.

3.3.b. Influence du nombre de canaux

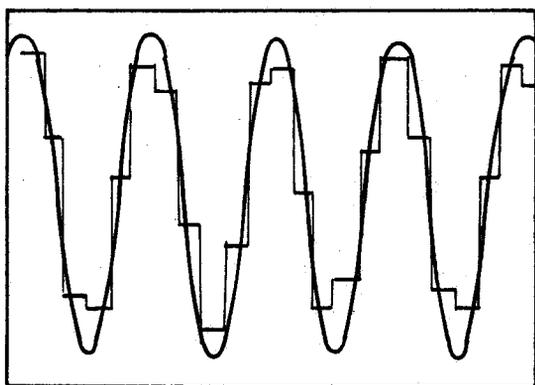
Le nombre de canaux détermine le gain du filtre pour le terme fondamental. Ce gain tend vers 1 lorsque N est assez grand. Il est nul pour α/N entier. Par conséquent, le filtre élimine tous les signaux harmoniques de la fréquence d'échantillonnage dont le rang est un multiple du nombre de canaux.



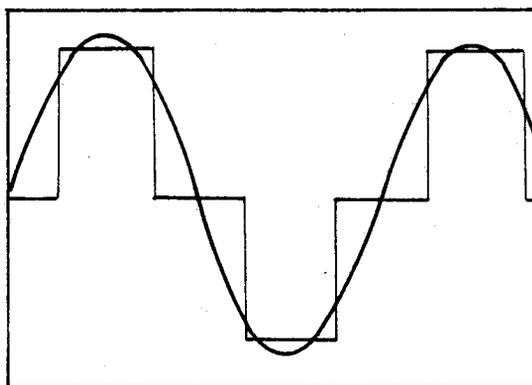
$\alpha = 1$



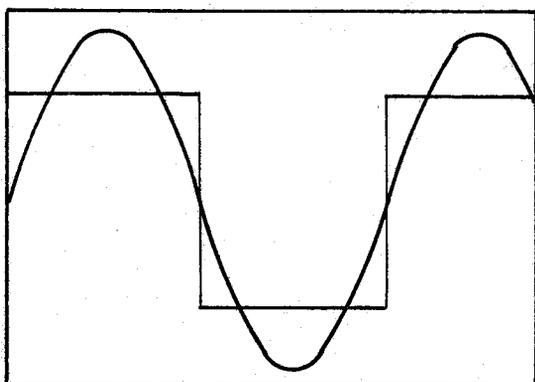
$\alpha = 2$



$\alpha = 3$



$\alpha = 4$



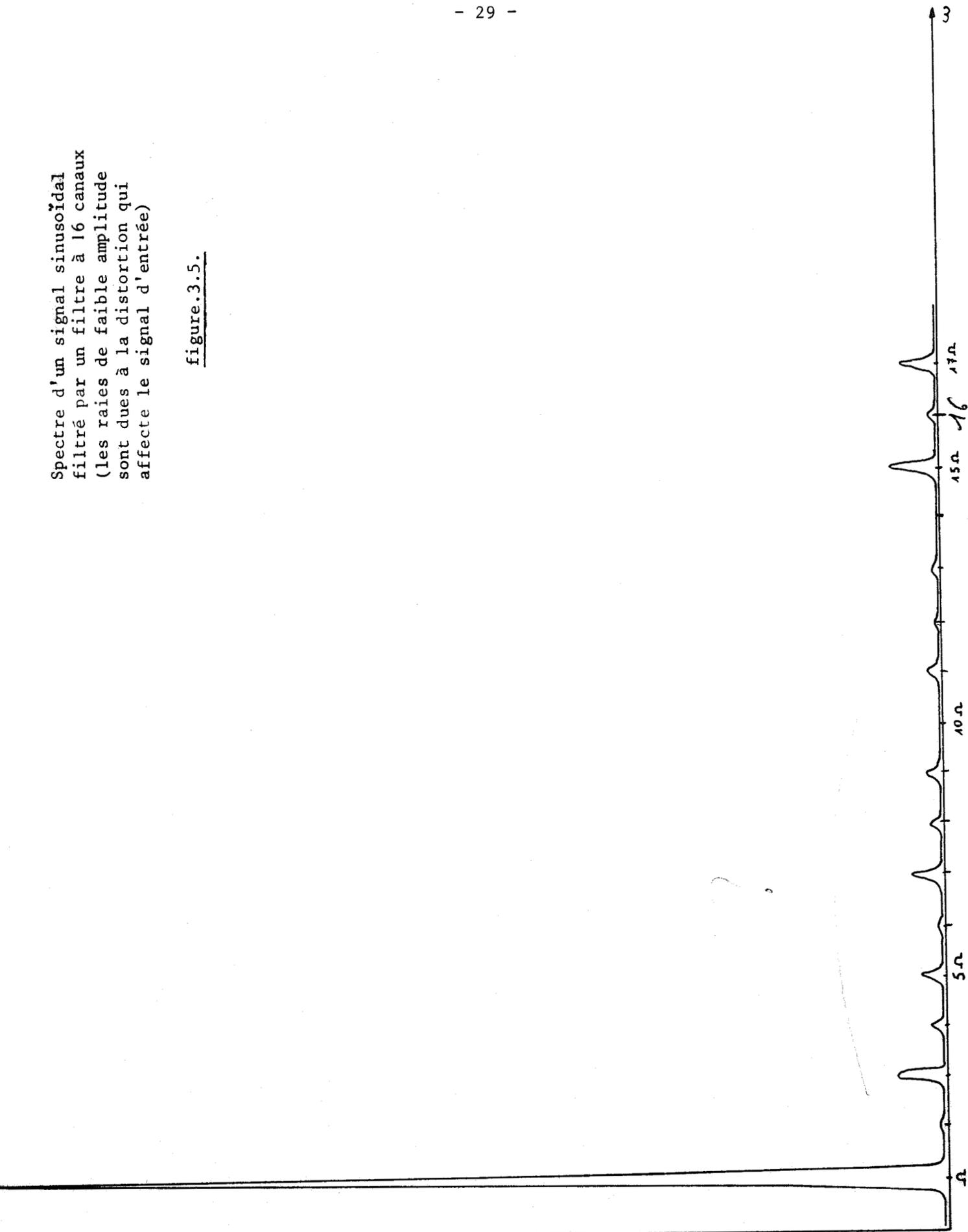
$\alpha = 8$ $\varphi = 0$

Comparaison du signal original
et du signal filtré par un filtre
à 16 canaux pour différentes valeurs
de α .
(α est le rapport entre la fréquence du
signal et la fréquence d'accord du filtre

figure.3.4.

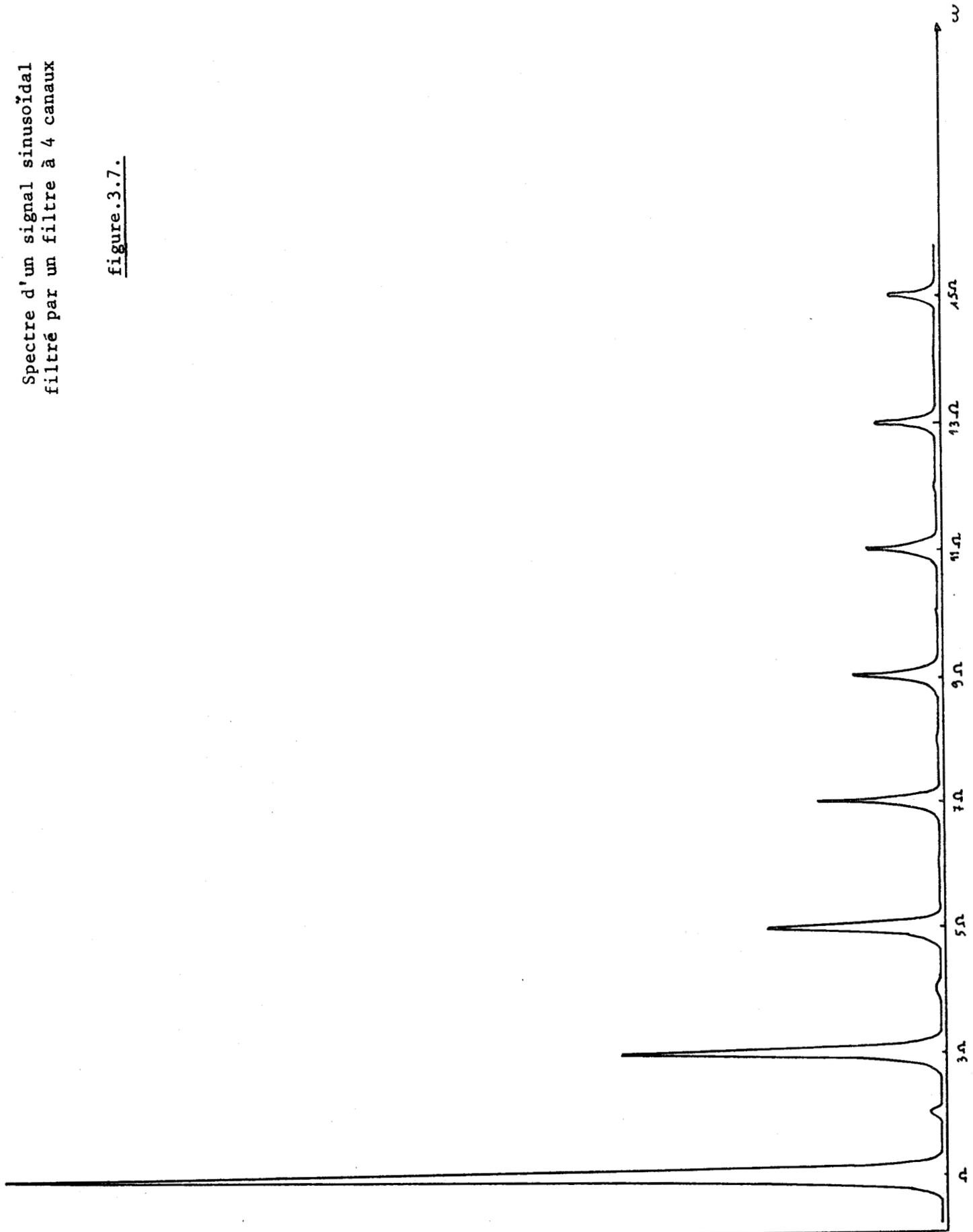
Spectre d'un signal sinusoïdal
filtré par un filtre à 16 canaux
(les raies de faible amplitude
sont dues à la distortion qui
affecte le signal d'entrée)

figure.3.5.



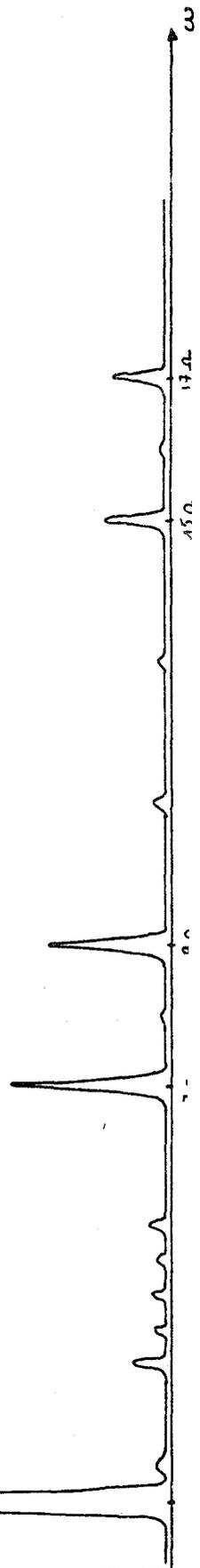
Spectre d'un signal sinusoïdal
filtré par un filtre à 4 canaux

figure.3.7.



Spectre d'un signal sinusoïdal filtré
par un filtre à 8 canaux
(les raies parasites de faible amplitude
sont dues à la distortion qui affecte le
signal d'entrée)

figure.3.6.



L'influence des termes parasites diminue lorsque le nombre des canaux augmente. Ceci provient du fait que plus N est grand plus la reconstitution du signal est fidèle. Le premier terme parasite est un harmonique de rang $N-\alpha$. Le gain sur les termes parasites est proportionnel à l'inverse de leur rang.

3.3.c. Influence des termes parasites

Le filtre doit être utilisé pour extraire du bruit un signal à la fréquence $\alpha\Omega/2\pi$. Le bruit contient des composantes aux fréquences $k\Omega/2\pi$ (k entier positif). Nous allons rechercher les valeurs particulières de k pour lesquelles le signal parasite donne après son passage dans le filtre une composante à la fréquence du signal utile. D'après l'expression de $y_r(t)$ (formule 3.25.), ce sont les valeurs de k telles que :

$$k = \beta N - \alpha \quad (3.26.)$$

Un signal d'entrée parasite de la forme :

$$x_p(t) = \sin(\beta N - \alpha) \Omega t$$

donnera à la sortie du filtre une composante :

$$y_p(t) = \left(\frac{N}{\alpha\pi} \sin \frac{\alpha\pi}{N}\right)^2 \cdot \frac{(-1)^{\beta\alpha}}{\beta N - \alpha} \sin \alpha\Omega t \quad (3.27.)$$

L'atténuation de ce terme parasite par rapport à un signal utile de même amplitude initiale est égale au rapport des fréquences de ces deux signaux.

Pour éviter cet inconvénient, il faut placer avant le filtre échantillonné un filtre passe-bas qui élimine les fréquences harmoniques de rang supérieur à $N-\alpha$.

Dans le cas d'un filtre à deux canaux et pour $\alpha = 1$, les fréquences parasites sont les harmoniques de rang :

$$k = 2\beta - 1$$

$k = 1$ est solution de cette équation.

Par conséquent, dans ce cas, le terme fondamental $y_0(t)$ dépendra du déphasage entre le signal et la référence.

L'expression complète de $y(t)$ est alors :

$$y(t) = 2(2/\pi)^2 \cos\pi(\varphi+1/2) \cdot \left\{ \sum_{\beta=0}^{\infty} \frac{(-1)^\beta}{2\beta+1} \sin(2\beta+1)[\Omega t + (\varphi+1/2)] \right\} \quad (3.28.)$$

Ce résultat est semblable à celui du détecteur synchrone. En particulier, les harmoniques pairs sont éliminés et les harmoniques impairs sont transmis avec un gain par rapport au terme fondamental égal à l'inverse de leur rang.

3.3.d. Influence du décalage entre le signal et la référence sur l'amplitude du signal détecté

Le filtre est en général suivi d'un détecteur linéaire qui fournit une tension continue \bar{y} proportionnelle à l'amplitude du signal filtré :

$$\bar{y} = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} y(t) dt$$

T_0 est la constante de temps du détecteur supposée grande devant la période du signal.

Le signal issu du filtre échantillonné est de la forme (3.23.) :

$$y(t) = y_0(t) + y_r(t)$$

L'erreur de mesure due au terme parasite est donnée par :

$$E = \frac{\bar{y}_0 - \bar{y}}{\bar{y}_0} \quad (3.29.)$$

Le calcul direct de \bar{y} est très difficile. Par contre il est facile de

calculer l'erreur à partir de la formule (3.13.) qui donne l'amplitude moyenne d'un échantillon. Cette formule montre que la valeur moyenne du signal filtré est égale à celle du signal d'entrée sauf pour les échantillons correspondant au passage par zéro de ce signal. Le filtre donne la valeur moyenne de ces échantillons alors que le détecteur donnerait la valeur moyenne de leur module. Chacun de ces échantillons peut être décomposé en une partie positive y_m^+ et une partie négative y_m^- . L'amplitude de l'échantillon filtré est :

$$\overline{y_{mf}} = \overline{y_m^+} - \overline{y_m^-}$$

L'amplitude du même échantillon détecté serait :

$$\overline{y_{md}} = \overline{y_m^+} + \overline{y_m^-}$$

L'erreur est par conséquent, pour cet échantillon :

$$E_m = \frac{2\overline{y_m^-}}{\overline{y_m^+} + \overline{y_m^-}}$$

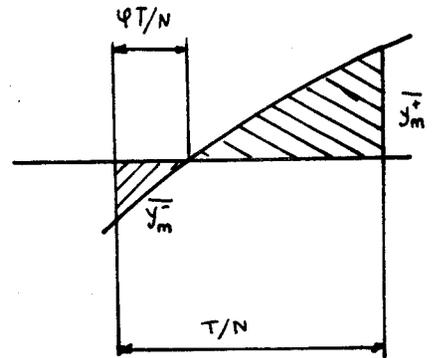


figure.3.8.

Pour N/α impair, l'erreur totale est :

$$E = 1 - \cos \frac{2\alpha\pi\varphi}{N} \quad (3.30.)$$

Pour N/α impair, cette erreur est réduite de moitié.

L'erreur est nulle pour $\varphi = 0$ et maximale pour $\varphi = 1/2$. Il faut noter qu'elle est due uniquement aux termes parasites du signal filtré puisque le terme fondamental est indépendant de φ . Elle peut être éliminée si les termes parasites sont éliminés avant la détection. Cette élimination s'effectue simplement au moyen d'un filtre passe-bas puisque le premier harmonique est de rang $N-\alpha$.

3.4. ETUDE DE L'AMELIORATION DU RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT ^(9,10,11,12)

3.4.a. Etude générale

Nous considérons pour cette étude le système représenté par la figure.3.9.



figure.3.9.

A_e et A_s sont des filtres de transmittances $A_e(\omega)$ et $A_s(\omega)$;

G est un échantillonneur de gain $g(t)$

A l'entrée de ce système est appliqué un bruit blanc, c'est-à-dire un bruit dont la densité spectrale de puissance S_0 est uniforme.

$x(t)$ est le bruit filtré par A_e ;

$u(t)$ est le bruit échantillonné ;

$y(t)$ est le bruit filtré par A_s .

Le filtre A_e est utilisé pour moduler la répartition spectrale du bruit blanc. Il est ainsi possible de donner au bruit $x(t)$ la répartition spectrale désirée.

Le facteur d'amélioration du rapport signal sur bruit est défini par la relation :

$$F = A \sqrt{\frac{\overline{X^2}}{\overline{Y^2}}} \quad (3.31.)$$

dans laquelle : A est le gain du système pour le signal utile, $\overline{X^2}$ et $\overline{Y^2}$ sont les valeurs quadratiques moyennes des bruits $x(t)$ et $y(t)$.

La détermination de ce facteur nécessite la connaissance de $\overline{Y^2}$ en fonction de $\overline{X^2}$.

$$y(t) = x(t) \cdot g(t) \cdot A_s(\omega)$$

Si la transformée de Fourier de $x(t)$ est $X(\omega)$, la transformée de Fourier de $x(t)e^{jn\Omega t}$ est $X(\omega-n\Omega)$. Par conséquent, si $g(t)$ est défini par son développement en série de Fourier (formule 3.1.), la transformée de Fourier de $y(t)$ a pour expression :

$$y(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} y_n(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C'_n \cdot X(\omega-n\Omega) \cdot A_s(\omega) \quad (3.32.)$$

$$\overline{Y_n^2} = \int_{-\infty}^{+\infty} |Y_n(\omega)|^2 d\omega \quad (3.33.)$$

La relation (3.33.) appliquée au signal $x(t)$ permet d'écrire :

$$|X(\omega-n\Omega)|^2 = K_e \cdot \overline{X^2} \cdot |A_e(\omega-n\Omega)|^2 \quad (3.34.)$$

$$K_e = \frac{1}{\int_{-\infty}^{+\infty} |A_e(\omega)|^2 d\omega} \quad (3.35.)$$

De ces dernières relations on déduit :

$$\overline{Y_n^2} = \overline{X^2} \cdot K_e \cdot C_n'^2 \int_{-\infty}^{+\infty} A_s(\omega)^2 \cdot |A_e(\omega-n\Omega)|^2 d\omega \quad (3.36.)$$

L'intégrale représente le produit de convolution de $|A_e|^2$ et $|A_s|^2$ qui s'écrit :

$$[|A_s|^2 * |A_e|^2]_{n,\Omega}$$

C'est une fonction de $n\Omega$.

$\overline{Y_n^2}$ est la valeur quadratique moyenne du signal obtenu par le battement entre l'harmonique de rang n de $g(t)$ et le bruit représenté par $\overline{X^2}$. Dans ce terme n'interviennent que les composantes de bruit comprises dans la bande passante du filtre de sortie A_s autour de la fréquence $n\Omega/2\pi$. Si cette bande passante est inférieure à $\Omega/2\pi$, les différentes composantes du bruit d'entrée n interviennent chacune que dans un seul terme $\overline{Y_n^2}$. Dans ce cas les $\overline{Y_n^2}$ ne sont pas corrélés entre eux et :

$$\overline{Y^2} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \overline{Y_n^2} \quad (3.37.)$$

Le facteur d'amélioration du rapport signal sur bruit a pour expression finale :

$$F^2 = \frac{A^2}{K_e \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_n^2 (|A_e|^2 * |A_s|^2)_{n\Omega}} \quad (3.38.)$$

Pour le calcul de cette expression, la série peut, si le nombre de termes non nuls est important, être remplacée par une intégrale. Le produit de convolution peut être obtenu à partir des transformées de Fourier inverses des fonctions $A_e^2(\omega)$ et $A_s^2(\omega)$.

Cette formule est applicable à tous les types de filtres échantillonnés dont la bande passante est inférieure à la fréquence d'échantillonnage. Nous allons maintenant l'appliquer à un filtre A_s passe-bas. Les résultats sont valables pour les filtres multicanaux puisque les canaux sont totalement indépendants.

3.4.b. Amélioration du rapport signal sur bruit apportée par un filtre passe-bas échantillonné

A_s est un filtre passe-bas du premier ordre (relation 3.4.). Sa fréquence de coupure est inférieure à la fréquence d'échantillonnage.

A_e est un filtre de forme quelconque mais dont la bande passante est très supérieure à celle du filtre A_s sinon le filtrage n'aurait pas de sens.

Nous pouvons donc supposer que $A_e(\omega - n\Omega)$ est constant dans tout le domaine où $A_s(\omega)$ est différent de zéro et pour les valeurs de n pour lesquelles $\omega - n\Omega$ est à l'intérieur de la bande passante du filtre A_e .

Dans ces conditions, le produit de convolution peut se simplifier :

$$(|A_s|^2 * |A_e|^2)_{n\Omega} \neq |A_e(n\Omega)|^2 \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} |A_s(\omega)|^2 d\omega$$

Par analogie avec la formule (3.35.), nous posons :

$$\frac{1}{K_s} = \int_{-\infty}^{+\infty} |A_s(\omega)|^2 d\omega = \pi\omega_s \quad (3.39.)$$

L'amélioration du rapport signal sur bruit devient :

$$F^2 = \frac{A^2 \cdot K_s}{2K_e \int_0^{\infty} C_n'^2 |A_e(n\Omega)|^2 dn}$$

La série a été remplacée par une intégrale qui s'étend de 0 à ∞ puisque la fonction à intégrer est paire. Si A_e est un filtre passe-bas du premier ordre, l'intégrale a pour valeur (13, p.404, n°1) :

$$\int_0^{\infty} C_n'^2 \cdot |A_e(n\Omega)|^2 dn = \frac{2\pi}{\epsilon^2 \Omega \omega_e} (e^{-\epsilon\omega} e^{\epsilon\omega} - 1)$$

Si nous prenons pour le gain A le premier coefficient C_1' de la série de Fourier de $g(t)$, le facteur d'amélioration du rapport signal sur bruit devient :

$$F^2 = \sin^2 \frac{\Omega\epsilon}{2} \cdot \frac{2\omega_e^2}{\Omega\omega_s \pi (e^{-\epsilon\omega} e^{\epsilon\omega} - 1)} \quad (3.40.)$$

Soit $z = \frac{2\pi\omega_e}{N\Omega}$

z représente le rapport entre les bandes passantes équivalentes du filtre d'entrée et du filtre échantillonné (voir remarque).

Remarque

La bande passante équivalente d'un filtre de transmittance $A(\omega)$ est par définition :

$$B_{\text{éq}} = \frac{1}{A(\omega_0)} \int_{-\infty}^{+\infty} |A(\omega)|^2 d\omega$$

ω_0 étant la pulsation d'accord du filtre.

Par analogie, nous définissons la bande passante équivalente du filtre échantillonné comme étant égale à :

$$B_{\text{éq}} = \frac{1}{C_0^2} \int_{-\infty}^{+\infty} C_n^2 dn$$

$$B_{\text{éq}} \neq \frac{N\Omega}{2}$$

Cette bande passante équivalente est égale à la pulsation de coupure du filtre échantillonné (pulsation au-delà de laquelle un signal ne peut plus être reconstitué sous sa forme initiale).

Pour un filtre multicanaux et si le nombre de canaux est assez grand, F peut se mettre sous la forme :

$$F^2 \neq \frac{\Omega}{2\pi\omega_s} \frac{z^2}{e^{-z} + z - 1} \quad (3.41.)$$

En pratique, puisque le filtre échantillonné génère des termes parasites pour les harmoniques de rang supérieur à $N/2$:

$$\omega_e < N\Omega/2$$

Par conséquent :

$$z < \pi$$

On constate alors que l'amélioration du rapport signal sur bruit ne dépend pratiquement pas de la bande passante du filtre d'entrée :

$$F^2 \neq \frac{\Omega}{\pi\omega_s} \quad (3.42.)$$

Lorsque le filtre d'entrée est plus complexe, l'intégrale devient très difficile à calculer. Il est alors plus simple d'effectuer une étude approchée qui distingue plusieurs cas particuliers en fonction de la valeur de z .

1er cas : Les C_n^2 sont constants, égaux à 1, pour toutes les valeurs de n pour lesquelles $A_e(n\Omega)$ n'est pas nul. Ceci revient à dire que le nombre d'harmoniques de $x(t)$ transmis par le système n'est limité que par le filtre d'entrée A_e . ($z < 1$). Dans ce cas :

$$\int_0^{\infty} C_n^2 |A_e(\Omega)|^2 dn \neq \frac{1}{2K_e \Omega}$$

et

$$F^2 = A^2 K_s \Omega$$

2ème cas

Les coefficients $A_e(n\Omega)$ sont constants, égaux à 1 pour toutes les valeurs de n pour lesquelles les C_n^2 ne sont pas nuls, c'est-à-dire que le nombre d'harmoniques transmis par le système n'est limité que par les échantillonneurs ($z > 1$). Dans ce cas :

$$\int_0^{\infty} C_n^2 A_e(n\Omega)^2 dn \neq \frac{\pi}{\Omega \epsilon}$$

et

$$F^2 \neq \frac{A^2 K_s \Omega \epsilon}{2\pi K_e} \quad (3.43.)$$

Pour un filtre passe-bas multicanaux et si A_e est un filtre passe bas :

$$F^2 \neq A^2 \cdot \frac{\omega_e}{N\omega_s}$$

La signification physique de ce résultat est la suivante :

Le nombre d'harmoniques transmis par le système est limité à $N/2$ par les échantillonneurs (théorème de Shannon) ; la bande passante équivalente du filtre échantillonné est donc égale à :

$$\frac{N}{2} \cdot 2\omega_s = N\omega_s$$

L'amélioration du rapport signal sur bruit est égale au rapport des bandes passantes du filtre d'entrée et du filtre de sortie. Par conséquent, pour un filtre d'entrée du premier ordre, on retrouve la relation (3.43.).

3ème cas

Le filtre d'entrée est un passe-bande étroit. Les deux cas que nous venons de considérer sont applicables au filtrage d'un signal périodique complexe pour lequel il faut restituer un grand nombre d'harmoniques. Dans le cas particulier du filtrage d'un signal sinusoïdal, le filtre d'entrée A_e peut être un passe-bande étroit dont la bande passante est inférieure à la fréquence d'échantillonnage. Par conséquent :

$$A_e(n\Omega) = 0 \text{ sauf pour } n = \alpha$$

$$A_e(\alpha\Omega) = 1$$

L'intégrale se simplifie :

$$\int_0^{\infty} C_n'^2 |A_e(n\Omega)|^2 dn = C_\alpha'^2$$

Le gain du filtre échantillonné est :

$$A = C_\alpha'$$

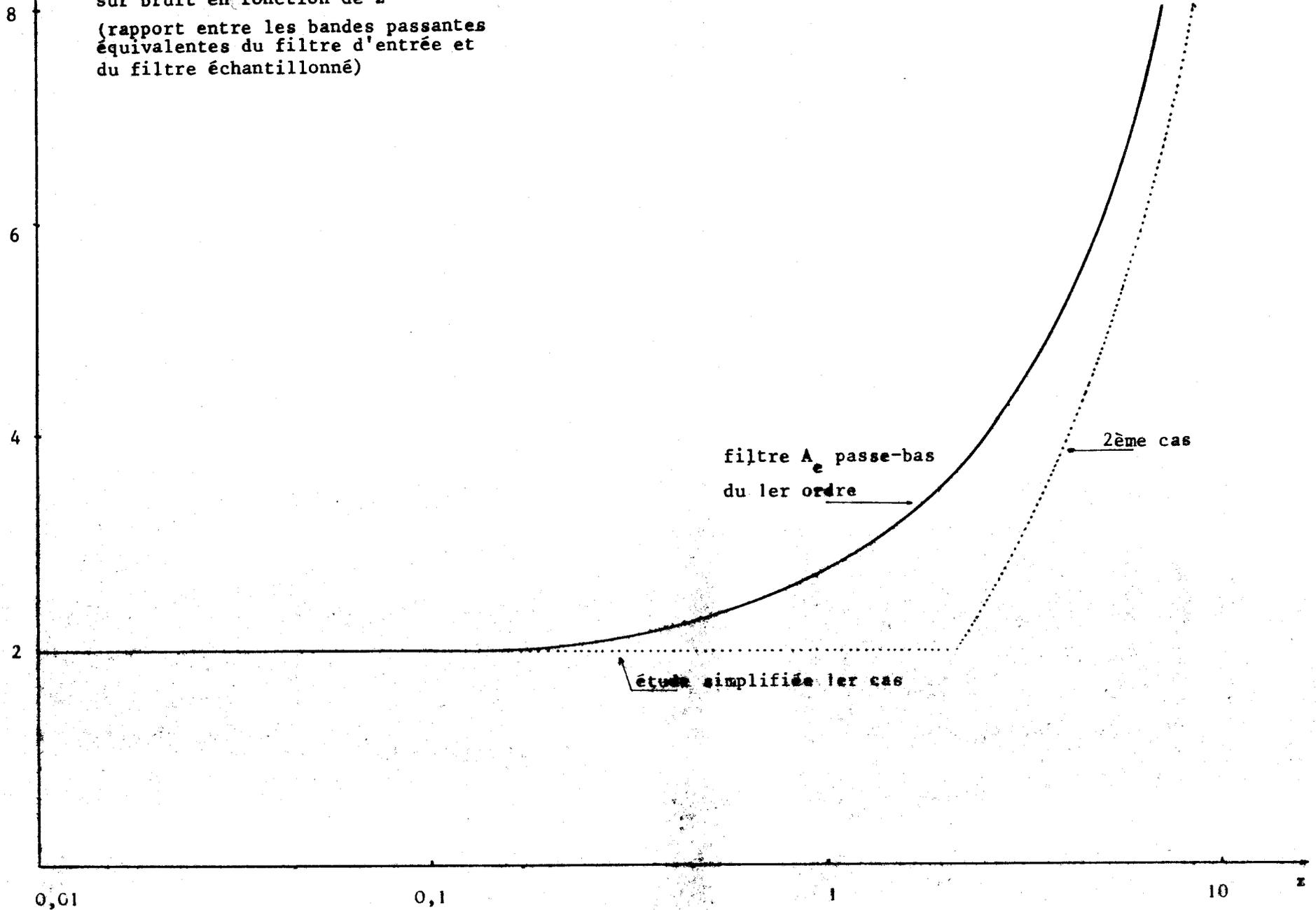
Par conséquent :

$$F^2 = \frac{K_s}{2K_e}$$

Ce résultat est identique à celui du cas précédent.

Ces résultats montrent que l'amélioration du rapport signal sur bruit apportée par un filtre échantillonné est sensiblement la même que celle des filtres classiques. Dans ce cas l'intérêt du filtre échantillonné est sa faible bande passante. Une justification du résultat obtenu dans le premier cas (formule 3.42.) est donnée en annexe.

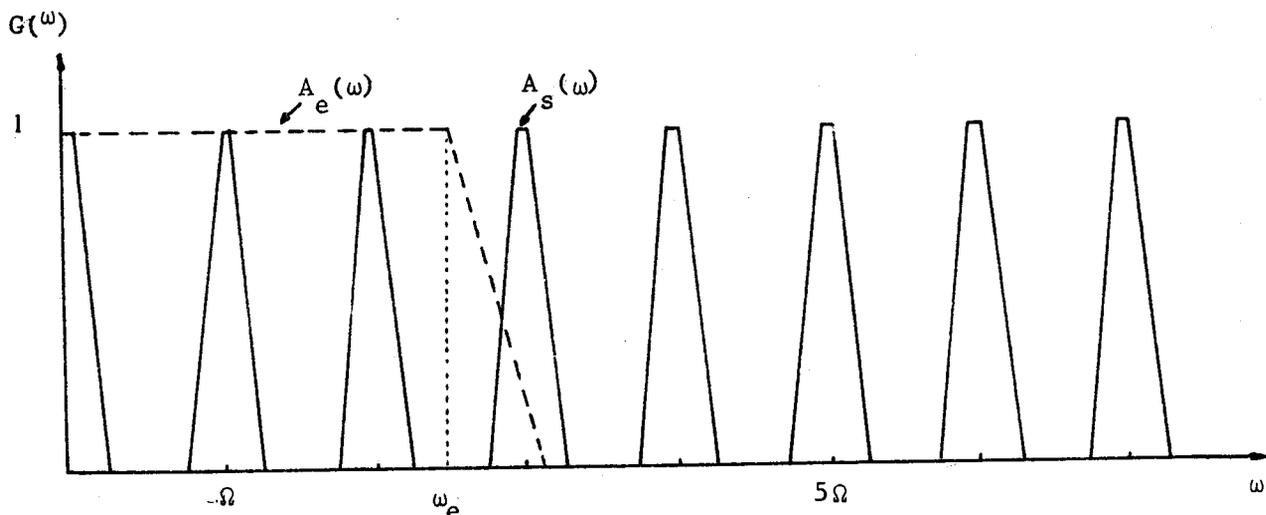
Amélioration du rapport signal
sur bruit en fonction de z
(rapport entre les bandes passantes
équivalentes du filtre d'entrée et
du filtre échantillonné)



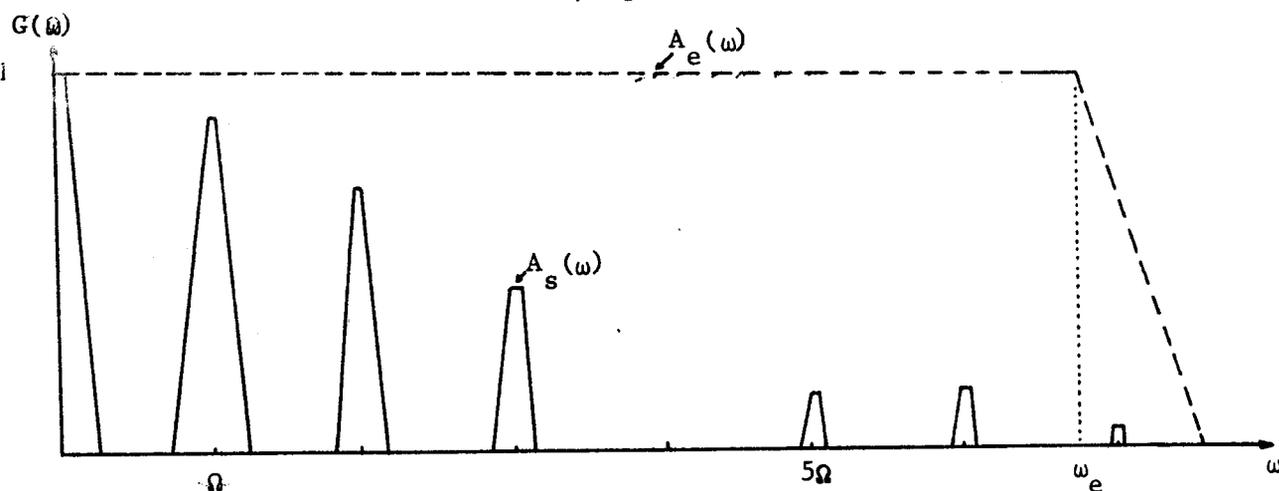
filtre A_e passe-bas
du 1er ordre

2ème cas

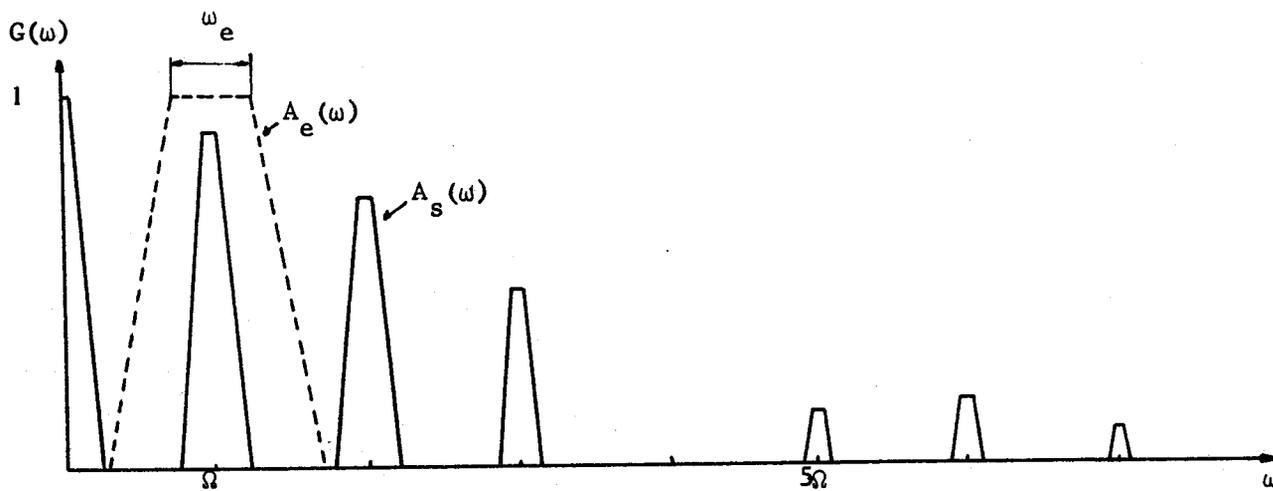
étude simplifiée 1er cas



1er cas $\omega_e \ll \frac{N\Omega}{2}$ $F \neq \sqrt{\frac{\Omega}{\pi\omega_s}}$



2ème cas $\omega_e \gg \frac{N\Omega}{2}$ $F \neq \sqrt{\frac{\omega_e}{N\omega_s}}$



3ème cas $\omega_e < \Omega$ $F \neq \sqrt{\frac{\omega_e}{2\omega_s}}$

figure.3.11.

Illustration des trois cas de l'étude approchée de l'amélioration du rapport signal sur bruit

3.5. INFLUENCE DES IMPERFECTIONS DES CIRCUITS

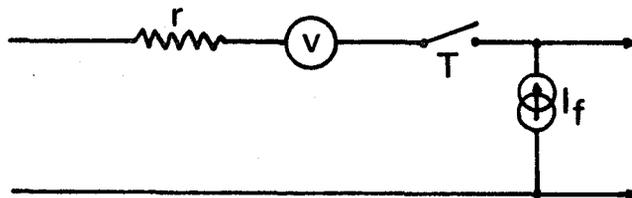
Les performances des filtres échantillonnés sont limitées, d'une part par les imperfections des échantillonneurs, d'autre part par les imperfections des filtres utilisés.

3.5.a. Imperfection des échantillonneurs

Les principales imperfections d'un échantillonneurs dans le domaine des basses fréquences sont :

- les fuites de l'échantillonneur lorsqu'il est ouvert,
- la résistance série de l'échantillonneur fermé,
- les tensions parasites à ses bornes,
- les non linéarités de ses caractéristiques en fonction de l'amplitude des signaux qui lui sont appliqués.

Un échantillonneur peut être représenté sous la forme suivante :



r : résistance résiduelle en circuit fermé

v : tension d'offset

i_f : courant de fuite en circuit ouvert

T : interrupteur parfait

Tous ces éléments parasites peuvent dépendre de la tension appliquée à l'entrée de l'échantillonneur.

Ce schéma est applicable à des composants actifs : diodes, transistors bipolaires, transistors à effet de champ ...

- Transistors bipolaires . Les transistors bipolaires ont un courant de fuite de quelques dizaines de nanoampères et une résistance saturée très faible. Dans les systèmes multicanaux, les différences entre les tensions d'offset des différents échantillonneurs produisent un signal parasite périodique qui existe même lorsqu'aucun signal n'est appliqué à l'entrée du filtre. L'amplitude de ce signal parasite est de quelques dizaines de microvolts pour des transistors choppers à faible niveau. Les transistors bipolaires deviennent conducteurs lorsque leur tension base-collecteur s'inverse. Par conséquent la dynamique des filtres utilisant ces transistors est assez limitée.

- Transistors à effet de champ. Ces transistors ont un courant de fuite de quelques centaines de picoampères et une résistance saturée souvent égale à 25Ω . Cette résistance peut, dans certains cas limiter l'atténuation apportée par le filtre en dehors des bandes transmises. Un transistor à effet de champ se comporte comme une résistance pure ; il n'y a donc pas de tension d'offset. La plupart de ces transistors sont symétriques et admettent des tensions assez élevées. Les filtres réalisés avec ces transistors ont par conséquent une dynamique importante. En basse fréquence leurs performances sont très supérieures à celles des transistors bipolaires

3.5.b. Limitation apportée au temps d'intégration par les imperfections des composants

La limite supérieure du temps d'intégration d'un filtre passe-bas échantillonné est imposée par les courants de fuite des portes d'échantillonnage et les pertes des condensateurs d'intégration.

- Pertes des condensateurs. Les pertes des condensateurs peuvent être exprimées sous la forme de leur constante de temps propre τ_f . C'est la constante de temps de décharge d'un condensateur parfaitement isolé. Elle constitue donc une limite absolue à la constante d'intégration du filtre.

Si l'erreur maximale admissible sur le gain du filtre est E, la constante d'intégration maximale utilisable sera :

$$\tau_m = k \cdot \tau_f$$

k est donné par la formule :

$$e^{-k} = 1 - E$$

Si E est petit, on a approximativement :

$$k = E$$

Les valeurs de la constante de temps propre des condensateurs couramment utilisés sont :

$$\begin{aligned}\tau_f &= 10^5 \text{ s pour les condensateurs au polystyrène} \\ \tau_f &= 10^4 \text{ s pour les condensateurs au polycarbonate} \\ \tau_f &= 5 \cdot 10^3 \text{ s pour les condensateurs au Mylar.}\end{aligned}$$

Ces valeurs sont valables à 25°C ; elles décroissent très rapidement lorsque la température augmente.

- Fuites des portes d'échantillonnage (réalisées à l'aide de transistors à effet de champ). Lorsque l'échantillonneur est bloqué, il possède un courant de fuite qui dépend peu de la tension à ses bornes. Ce courant peut être représenté par une résistance de fuite si nous considérons une certaine tension moyenne aux bornes de l'échantillonneur. Dans cette résistance nous pouvons inclure également toutes les autres pertes, notamment celles dues au câblage. Soit R_e cette résistance, la constante de temps propre d'un intégrateur est donc :

$$\tau_e = R_e C$$

Elle dépend de la valeur des condensateurs.

La constante de temps propre du filtre est τ_p telle que :

$$\frac{1}{\tau_p} = \frac{1}{\tau_f} + \frac{1}{\tau_e}$$

Si l'erreur doit être inférieure à E, la constante d'intégration maximale τ_m sera :

$$\tau_m \neq E \frac{\tau_f \tau_e}{\tau_f + \tau_e}$$

Le courant de fuite de la porte d'échantillonnage peut être de l'ordre du nanoampère ; par conséquent, pour une tension moyenne de IV, la résistance de fuite est de 1000M Ω .

La valeur maximale des condensateurs couramment utilisés est de 1 μ F pour les condensateurs au polystyrène, 22 μ F pour les condensateurs au polycarbonate et au mylard. Dans ces conditions, pour une erreur de gain de 1%, les constantes d'intégration maximales sont :

10s pour un condensateur au polystyrène de 1 μ F

66s pour un condensateur au polycarbonate de 22 μ F

40s pour un condensateur au mylard de 22 μ F

Ce sont donc les condensateurs au polycarbonate qui donnent les meilleurs résultats.

La bande passante minimale d'un filtre passe-bas échantillonné réalisé à l'aide de ces condensateurs est de 0.005Hz. Pour un filtre classique du second ordre, la bande passante minimale à 12.5 Hz et pour une même erreur de gain est d'environ 0.25Hz. L'utilisation de l'échantillonnage permet donc de réduire dans un rapport 50 la bande passante d'un filtre tout en conservant la même précision de mesure.

3.6. CONCLUSION

Les filtres échantillonnés permettent de résoudre facilement le problème du filtrage d'un signal périodique complexe. Leur utilisation pour des signaux sinusoïdaux est justifiée par leurs performances élevées et leur grande souplesse d'utilisation.

Dans le cas de signaux complexes, le nombre de canaux doit être supérieur au double du nombre d'harmoniques à transmettre. Les termes parasites produits par l'échantillonnage n'ont pas d'influence si le filtre échantillonné est encadré par deux filtres passe-bas dont la fréquence de coupure est égale à celle du filtre échantillonné (définie au paragraphe 3.4.b.).

Dans le cas où le signal à filtrer est sinusoïdal, l'avantage des filtres échantillonnés est de produire une bande passante très étroite avec une grande stabilité. Ils sont insensibles à la phase du signal et le restituent dans sa forme originale. Leur structure du premier ordre les rend pratiquement insensibles aux parasites impulsionnels. Par contre, pour une même bande passante équivalente, leur temps de réponse est plus long que celui des filtres classiques du second ordre.

CHAPITRE. 4.

REALISATION PRATIQUE DES RECEPTEURS

Dans ce chapitre nous allons décrire les récepteurs réalisés d'après le cahier des charges et l'étude théorique que nous venons d'exposer.

4.1. DESCRIPTION GENERALE

Le système de réception destiné aux mesures de télédiagraphie est composé d'une sonde et d'un récepteur de surface reliés entre eux par un câble.

La sonde contient un amplificateur sélectif qui adapte les signaux captés par les électrodes aux caractéristiques du câble.

Le câble possède un ou plusieurs conducteurs électriques protégés par une armature d'acier qui lui assure une grande résistance à la traction.

Le récepteur de surface contient le filtre échantillonné, les circuits de détection et les alimentations.

Deux types de sondes ont été réalisées. L'une a un diamètre de 100mm et utilise un câble à sept conducteurs dont la longueur peut atteindre 7000m. Elle est destinée aux forages pétroliers profonds. L'autre sonde a un diamètre de 38mm et utilise un câble monoconducteur dont la longueur est en général inférieure à 1000m. Elle est principalement destinée aux forages de génie civil. Ces deux types de sondes utilisent le même récepteur de surface. Leurs principales caractéristiques sont résumées par la figure.4.1.

4.2. SONDE DE 100mm

Le schéma synoptique est le suivant (figure.4.2.) :

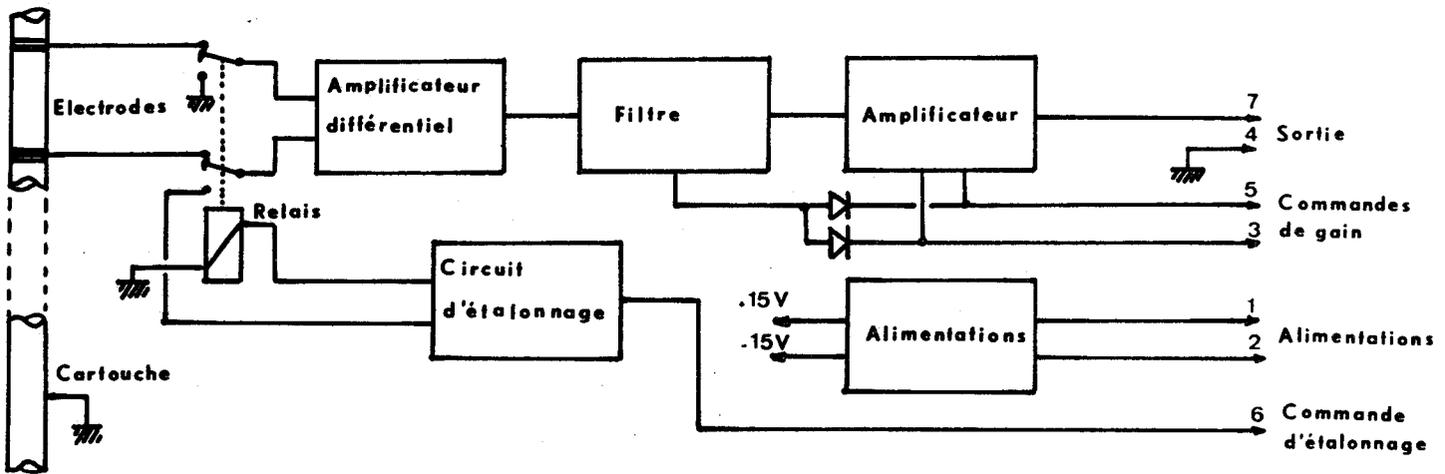


figure.4.2. Synoptique de la sonde 100mm

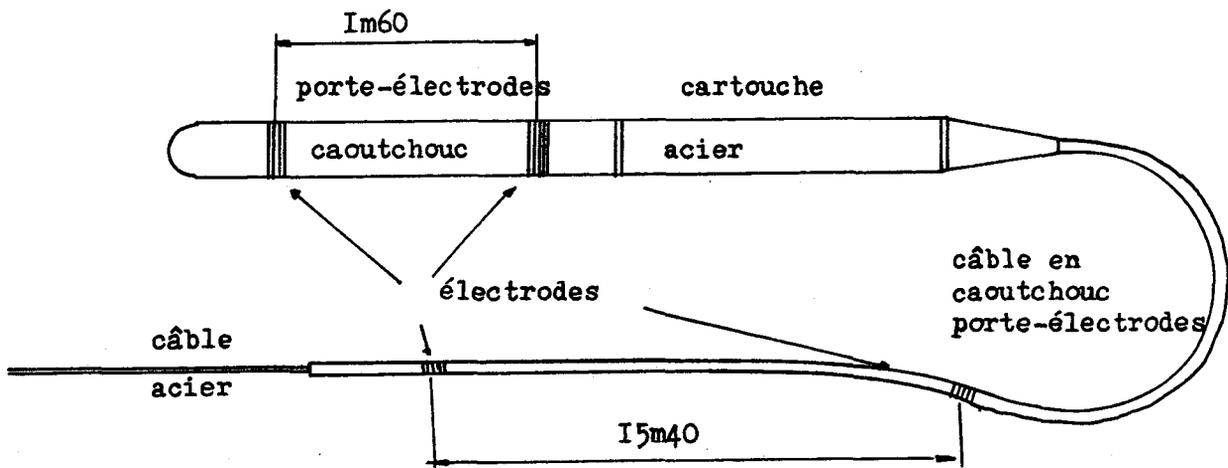
4.2.a. Amplificateur différentiel ^(14,15)

Cet amplificateur constitue l'étage d'entrée de la sonde. Il doit être caractérisé par :

- une grande impédance d'entrée,
- un taux de réjection en mode commun élevé,
- un bruit de fond très faible.

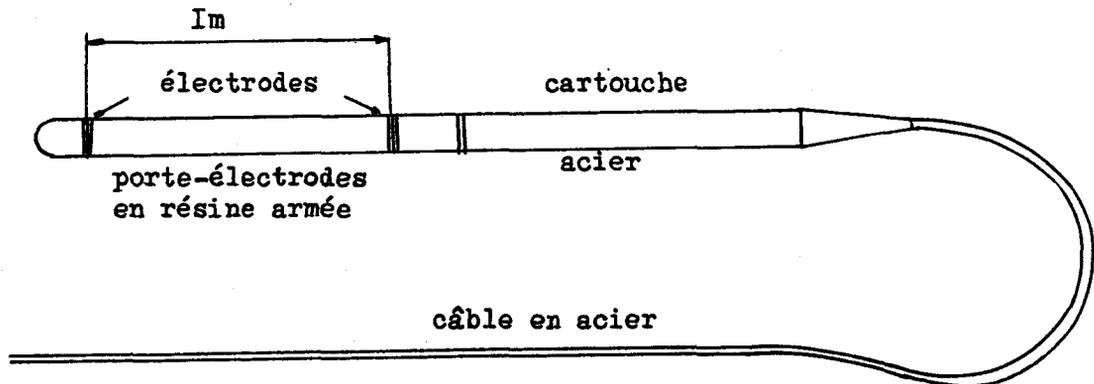
La liaison entre les électrodes et les entrées de l'amplificateur doit de préférence être directe. Une liaison par condensateurs réduirait le taux de réjection en mode commun et l'impédance d'entrée de la sonde. Pour que cette impédance reste suffisamment élevée, il faudrait utiliser des amplificateurs opérationnels à très faible courant d'entrée. La liaison directe oblige à limiter le gain de cet étage à une valeur assez faible pour éviter qu'il ne soit saturé par les différences de potentiel continu qui existent entre les différentes couches de terrain (potentiel spontané). Avec un gain de 40, il est possible d'admettre des tensions de 200mV à l'entrée de la sonde ce qui semble être un maximum pour la base de réception de 15m40 utilisée avec la sonde de 100mm.

Diamètre de la sonde	nombre de conducteurs du câble	résistance des conducteurs	capacité entre conducteurs	longueur de la base de réception	longueur du câble
100mm	7 + armature	50 Ω /km	0.5 μ F/km	1m60 et 15m40	3000m à 7000m
38mm	1 + armature	50 Ω /km	0.15 μ F/km	1m	inférieure à 1000m



Sonde de 100mm

La masse électrique est isolée de l'armature du câble et reliée à la cartouche qui sert d'électrode de masse.



Sonde de 38mm

La cartouche est reliée électriquement à l'armature du câble qui sert de retour de masse.

Figure 4.I Description des sondes

Dans le montage utilisé, l'amplificateur différentiel proprement dit est précédé d'un préamplificateur à faible bruit dont le gain en mode commun est égal à 1. Le taux de réjection en mode commun de l'ensemble est donc proportionnel au gain en mode différentiel du préamplificateur. Les résistances utilisées dans cet étage sont de faible valeur afin que le courant de bruit des amplificateurs opérationnels ait une contribution négligeable au bruit total. Deux types d'amplificateurs opérationnels ont été utilisés ; leurs principales caractéristiques sont :

CARACTERISTIQUES	A 725 FAIRCHILD	3050 BURR BROWN
. Tension de bruit à l'entrée	$15\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$30\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
. Courant de bruit à l'entrée	$1\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	$1\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
. Gain en boucle ouverte	10^6 min.	70.000 min.
. Impédance d'entrée	$1\text{M}\Omega$	$300\text{k}\Omega$

L'amplificateur différentiel proprement dit utilise quatre résistances VISHAY-SFERNICE S102 dont la précision est de 10^{-4} et le coefficient de température de $\pm 3.10^{-6}/^\circ\text{C}$. Le taux de réjection en mode commun de cet étage est égal à l'inverse de la précision de ces résistances.

4.2.b. Filtre

L'amplificateur différentiel est suivi d'un filtre qui permet d'éliminer une grande partie des signaux parasites et d'éviter ainsi la saturation de l'amplificateur de sortie de la sonde. Il est constitué par un circuit double T monté en contre-réaction sur un amplificateur opérationnel⁽⁸⁾. Son coefficient de qualité est égal à 5.

4.2.c. Amplificateur à gain variable

Le gain de la sonde est commandé à partir du récepteur de

surface au moyen de deux conducteurs du câble. Les éléments de commutation de gain dans la sonde sont des transistors à effet de champ dont la résistance en saturation est de 25Ω . Les commandes de gain agissent sur le filtre et sur l'amplificateur de sortie de la sonde.

4.2.d. Circuit d'étalonnage

Ce circuit permet d'étalonner l'ensemble du système de mesure en tenant compte des pertes du câble.

En fonction "Etalonnage", un relais déconnecte les électrodes et relie l'entrée de la sonde à un circuit qui génère un signal de référence à 12.5Hz dont l'amplitude est de $30\mu\text{V}$ crête. Le signal de commande de l'étalonnage est fourni par le récepteur de surface. Il est constitué par la superposition d'un signal continu qui alimente le relais et d'un signal à 50Hz qui permet d'obtenir, après division fréquence par 4, un signal de référence à 12.5Hz. Ce signal à 50Hz est fourni par l'horloge à quartz du récepteur de surface.

4.3. SONDE DE 38MM

Cette sonde est une version simplifiée de la précédente. Elle ne dispose pas actuellement de circuit d'étalonnage interne. Cet étalonnage s'effectue en reliant, par un câble, les électrodes de mesure à un circuit d'étalonnage contenu dans le récepteur de surface.

La commande de gain est réalisée par un interrupteur placé dans la sonde.

Le gain de l'amplificateur différentiel d'entrée est égal à 100. La tension maximale admissible à l'entrée est de 80mV ce qui est suffisant pour une base de réception de 1m.

4.3.a. Filtre ⁽¹⁶⁾

Cette sonde a été prévue pour fonctionner sur plusieurs

fréquences puisque dans les petits forages il n'est pas toujours utile d'utiliser l'émetteur à 12.5Hz. Le filtre utilisé synthétise au moyen de deux intégrateurs bouclés une fonction de transfert du second ordre. Sa fréquence d'accord est facilement réglable sans modifier ses autres paramètres (gain, bande passante). Une description détaillée de ce filtre est donnée en annexe.

4.3.b. Alimentation

Les sondes sont alimentées à partir du récepteur de surface au moyen de générateurs de courant continu. Il est ainsi possible d'éliminer l'influence de la résistance des conducteurs du câble.

Dans la sonde de 38mm, le conducteur central unique doit assurer à la fois la descente du courant d'alimentation et la remontée du signal. Pour éviter toute atténuation du signal dans le câble, il est indispensable que les impédances de charge à chacune de ses extrémités soient très élevées. Celle du générateur de courant en surface est très grande. Dans la sonde, un filtre à haute impédance d'entrée sépare le courant continu d'alimentation du signal basse fréquence à mesurer.

L'amplificateur de sortie de la sonde et l'entrée du récepteur de surface sont protégés contre les surtensions qui se produisent à la mise sous tension de la sonde.

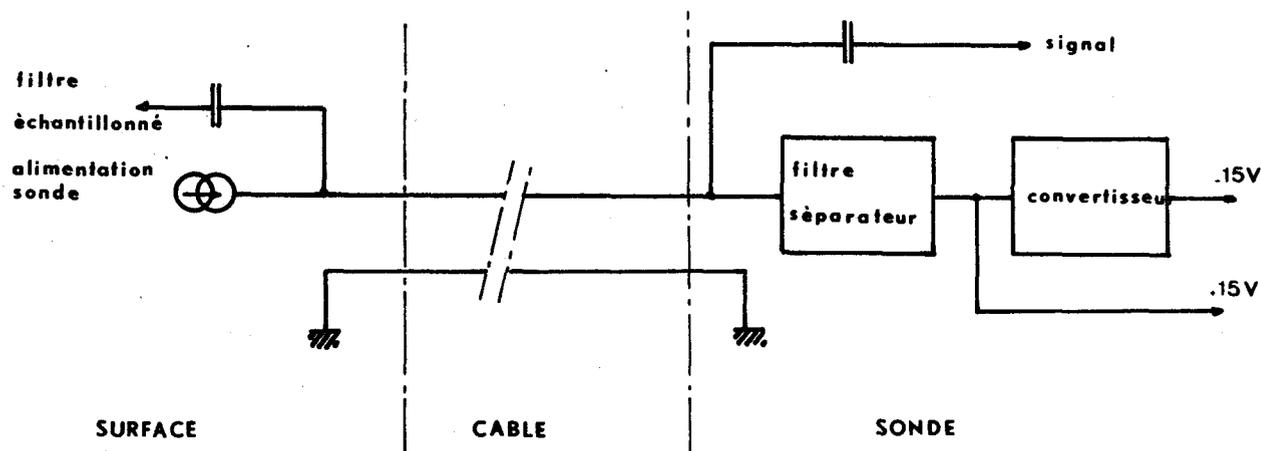


figure.4.3. Alimentation de la sonde monocâble

4.4. RECEPTEUR DE SURFACE

Il est constitué par :

- un filtre passe-bas échantillonné à quatre canaux et son horloge à quartz,
- un filtre passe-bas du deuxième ordre,
- un détecteur qui possède une sortie linéaire et une sortie logarithmique,
- un circuit d'étalonnage.

Son schéma synoptique est donné par la figure suivante :

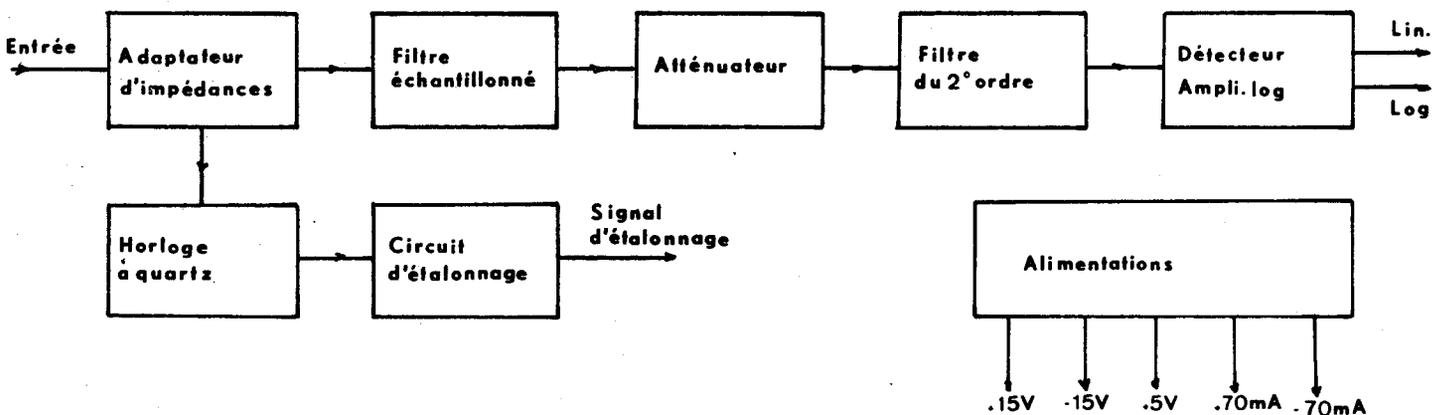


figure.4.4. Synoptique du récepteur de surface

4.4.a. Filtre échantillonné

1. Rappel de quelques résultats de l'étude théorique

Le filtre échantillonné est destiné ici au filtrage d'un signal sinusoïdal. Les défauts du filtre sont dans ce cas :

- la transmission des harmoniques du signal jusqu'au rang $N/2$ (N étant le nombre de canaux du filtre)
- la transposition des harmoniques de rang $kN-1$ à la fréquence fondamentale (le facteur de transposition est égal à l'inverse du rang de l'harmonique),

- l'erreur sur l'amplitude du signal détecté due au décalage entre le signal et la référence de l'échantillonnage. Cette erreur n'est due qu'à la distorsion qui affecte le signal filtré.

Ces défauts sont supprimés en encadrant le filtre échantillonné par deux filtres classiques. Le filtre d'entrée est placé dans la sonde.

Les autres caractéristiques du filtre échantillonné sont :

- l'élimination des harmoniques de rang kN ,
- l'indépendance de l'amélioration du rapport signal sur bruit vis-à-vis du nombre de canaux lorsque le filtre d'entrée est un passe-bas étroit.

Le nombre de canaux a été choisi égal à quatre. Le filtre est ainsi facile à réaliser et la réjection du secteur 50Hz et de ses harmoniques est très élevée pour une fréquence d'accord de 12.5Hz. Son gain est égal à $8/\pi^2$. Le filtre de la sonde doit éliminer les harmoniques de rang $4k-1$. Ces harmoniques proviennent essentiellement de la distorsion qui affecte le signal émis. Le filtre de sortie doit éliminer tous les harmoniques du signal.

2°) Réalisation pratique du filtre échantillonné

Son schéma de principe est le suivant :

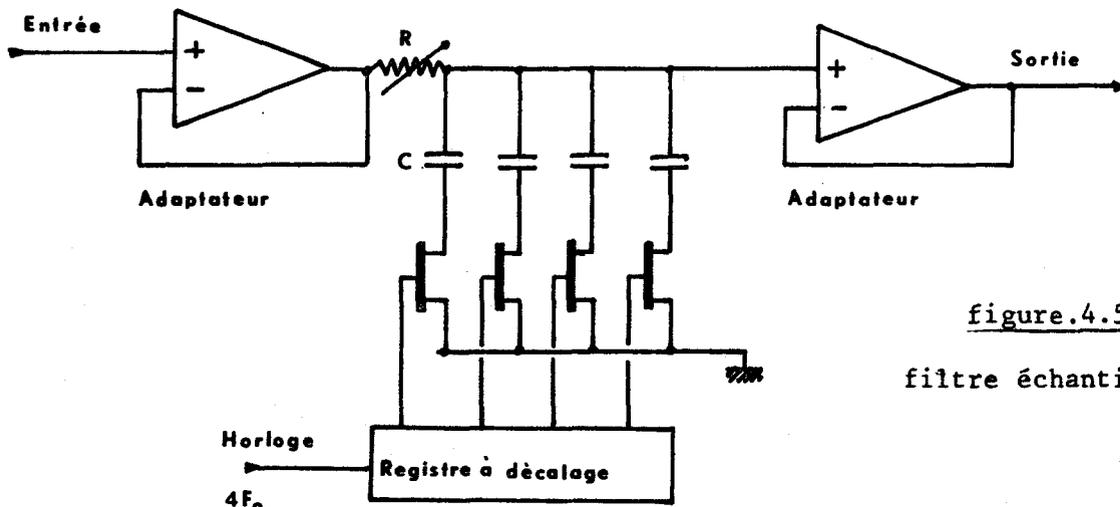


figure.4.5.

filtre échantillonné

Il ne possède qu'un seul échantillonneur par canal. Cet échantillonneur est placé de telle sorte qu'il possède un point à la masse et qu'il isole le condensateur d'intégration à la fois de la source et de la charge. Les échantillonneurs sont des transistors à effet de champ commandés par un registre à décalage. La résistance des circuits d'intégration est commune à tous les canaux. C'est sa valeur qui détermine la bande passante du filtre.

Lorsque la bande passante la plus étroite doit être utilisée dans des mesures en point fixe, il est possible de réduire le temps de mesure en utilisant d'abord une bande passante large pour amener rapidement le signal à la sortie du filtre au voisinage de sa valeur finale.

4.4.b. Filtre du deuxième ordre

Ce filtre est utilisé pour éliminer les harmoniques produits par le filtre échantillonné. Il est du même type que celui utilisé dans la sonde de 38mm. Il peut être asservi en fréquence dans une plage de 5% autour de sa fréquence d'accord. Cet asservissement est utilisé si la fréquence du signal à mesurer n'est pas stable.

4.4.c. Détection

Il s'agit d'une détection opérationnelle à double alternance. Sa réalisation a été particulièrement soignée pour lui donner une dynamique de 60 dB avec une précision de 1%. Elle est suivie d'un amplificateur logarithmique à quatre décades qui permet d'éviter les commutations de gain en cours d'enregistrement. La détection possède des sorties adaptées à différents types d'enregistreurs. Elle est reliée en permanence à un voltmètre numérique.

4.4.d. Référence d'étalonnage

Le récepteur de surface contient un circuit qui fournit un

signal rectangulaire à la fréquence de travail d'amplitude très stable. Ce signal est obtenu par découpage, à la fréquence désirée, d'une tension continue fournie par un générateur de courant débitant dans une résistance.

4.4.e. Alimentation

Le récepteur de surface contient des alimentations stabilisées de $\pm 15V$ et $+ 5V$ pour l'électronique de surface et deux générateurs de courant de $\pm 70mA$ pour l'alimentation des sondes. Pour la sonde de 38mm seul le générateur de courant de $+70mA$ est utilisé. Les alimentations de $\pm 15V$ sont asservies entre elles pour éviter les dérives de zéro du détecteur et de l'amplificateur logarithmique.

4.5. PERFORMANCES DU SYSTEME DE MESURE

. Sensibilité :

- $0.3 \mu V$ à $10mV$ crête par bonds 1 - 3 - 10 pour la sonde de 100mm
- $3 \mu V$ à $10mV$ crête pour la sonde de 38mm

. Gains :

- sonde de 100mm : 400, 4000, 40.000, 400.000 $\pm 1\%$ entre $0^\circ C$ et $+125^\circ C$
- sonde de 38mm : 400, 4000, 40.000 $\pm 1\%$ entre $0^\circ C$ et $+125^\circ C$
- récepteur de surface : 2.5, 8.33, 25, 83.3 $\pm 1\%$ entre $0^\circ C$ et $+50^\circ C$

. Bandes passantes :

- 0.5Hz, 0.1Hz, 0.02Hz ; extension possible à 0.005Hz

. Fréquences de travail disponibles sur l'horloge interne :

- 12.5Hz, 39.06Hz, 78.12Hz, 156.25Hz, 312.5Hz

. Réjection du secteur et de ses harmoniques

- supérieure à 10^6 pour une fréquence d'accord de 12.5Hz

. Taux de réjection en mode commun des sondes :

- supérieur à 3.10^5 entre $0^\circ C$ et $+125^\circ C$ pour la sonde de 38mm
- supérieur à 5.10^4 entre $0^\circ C$ et $+125^\circ C$ pour la sonde de 100mm

. Impédance d'entrée différentielle des sondes :

- supérieure à $100\text{M } \Omega$

. Dérive des signaux d'étalonnage

- inférieure à $10^{-4}/^{\circ}\text{C}$

. Dérive du zéro du détecteur :

- inférieure à $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ de la pleine échelle

. Bruit ramené à l'entrée des sondes

- 18nV eff. pour les sondes utilisant des amplificateurs BURR BROWN 3050
- 5 nV eff. pour les sondes utilisant des amplificateurs FAIRCHILD $\mu\text{A}725$ pour une bande passante de 0.02Hz

CHAPITRE. 5.

RESULTATS DE MESURE

Les appareils décrits au chapitre.4. ont été utilisés sur de nombreux sondages de génie civil et dans des forages de stockage souterrains de gaz. Ces campagnes de mesure ont permis de tester sur le terrain, dans des conditions atmosphériques souvent difficiles, les performances des appareils.

Nous allons donner dans ce chapitre quelques résultats de mesures caractéristiques.

5.1. RESULTATS OBTENUS AVEC LA SONDE DE 100MM

Cette sonde a été utilisée sur les stockages souterrains de gaz de VELAINE (MEURTHE-et-MOSELLE) et CHEMERY (LOIR-et-CHER) appartenant à GAZ de FRANCE⁽¹⁷⁾. Les conditions de mesure étaient les suivantes :

<i>Lieu</i>	:	<i>VELAINE</i>	<i>CHEMERY</i>
<i>Profondeur du sondage</i>	:	500m	1100m
<i>Distance émetteur-sondage</i>	:	100m à 3000m	100m à 2800m
<i>Résistivité des terrains</i>	:	50 Ω /m	20 Ω /m
<i>Longueur de la base de réception</i>	:	15m40	15m40
<i>Longueur des bases d'émission</i>	:	200m	200m
<i>Courant émis</i>	:	1A.crête	2A à 5A crête

Dans les deux cas la plus faible amplitude des signaux mesurés était de 300nV crête par des fluctuations dues au bruit de $\pm 5\%$. Ces résultats montrent que le bruit capté par les électrodes de mesure est inférieur au bruit propre de l'étage d'entrée de la sonde.

Ces campagnes de mesures nous ont permis de constater quelques défauts du fonctionnement de la sonde qui proviennent essentiellement du câble.

Les électrodes de mesure utilisées sont situées au-dessus de la sonde sur une portion du câble isolée. Il se produit alors un couplage parasite entre les entrées et la sortie de la sonde. Ce couplage fait osciller les amplificateurs lorsque les électrodes de mesure se trouvent dans des terrains très résistants. Ce défaut a pu être éliminé en rendant capacitive l'impédance d'entrée de la sonde.

La position de la masse de mesure est très importante. Un choix inadéquat de cette masse peut entraîner des erreurs de mesure graves. Il faut éviter une saturation de la sonde par des signaux en mode commun d'amplitude trop élevée. Il faut également éviter l'émission, par le dipôle formé par l'armature du câble et la cartouche de la sonde, d'un signal parasite susceptible de perturber les mesures. Nous avons donc relié la cartouche de la sonde à la masse électrique de la sonde et isolé la masse électrique de la terre dans le récepteur de surface. Dans ces conditions, l'amplitude des signaux mesurés correspond à leur valeur théorique. La présence de l'armature du câble ne semble pas perturber les mesures.

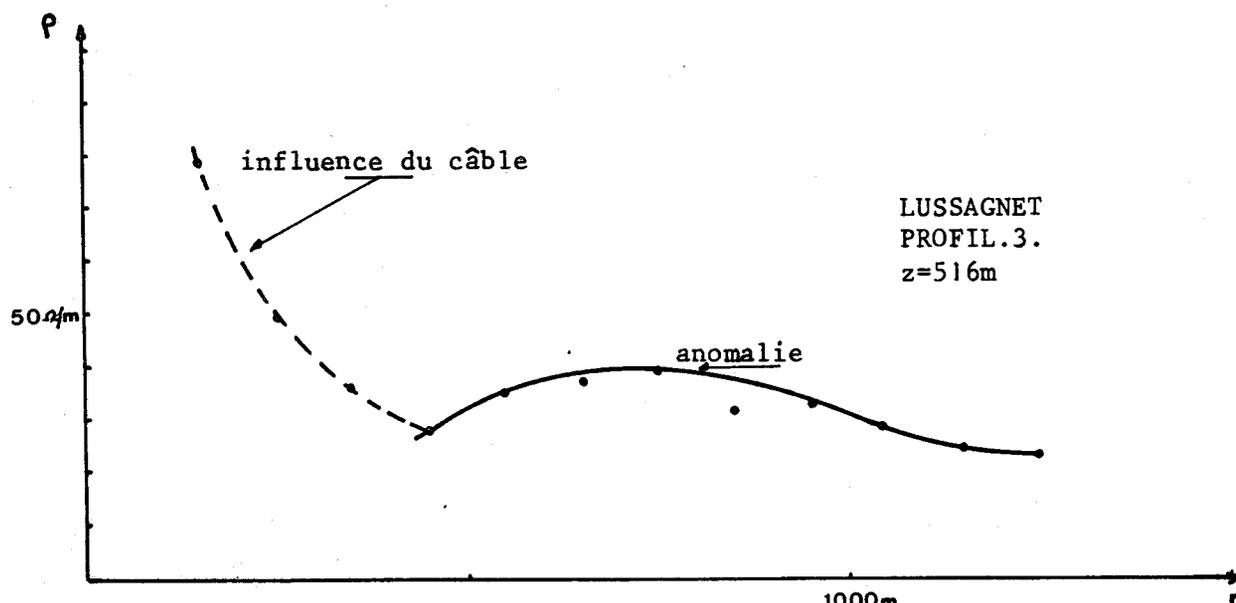


figure.5.2. - Influence du câble monoconducteur

5.2. RESULTATS OBTENUS AVEC LA SONDE DE 38MM

La sonde de 38mm a été utilisée sur de nombreux sondages de génie civil et sur le stockage souterrain de gaz de LUSSAGNET (LANDES) appartenant à la S.NP.A. Les signaux mesurés dans les sondages de génie civil, peu profonds, (15m en moyenne) sont d'amplitude élevée. Les seules difficultés rencontrées provenaient de la mauvaise qualité des contacts entre les électrodes et le terrain dans les forages effectués sans boue. C'est pour éviter ces difficultés que l'impédance d'entrée de la sonde doit être très élevée.

Dans le forage de LUSSAGNET l'amplitude des signaux mesurés était très faible à cause de la mauvaise qualité des prises de terre de l'émetteur. Pour une distance émetteur-forage de 1800m, nous avons mesuré, à 500m de profondeur, un signal de 60nV crête avec des fluctuations dues au bruit de $\pm 20\%$ ⁽¹⁸⁾.

La principale difficulté rencontrée avec cette sonde est due à l'utilisation de l'armature du câble comme conducteur de masse. On constate dans ce cas une augmentation de l'amplitude du signal mesuré par rapport à sa valeur théorique. La valeur de la résistivité équivalente calculée à partir de ces mesures est trop élevée, particulièrement lorsque l'émetteur est situé près du forage. Ce défaut a pu être atténué en isolant la cartouche de la sonde et le câble sur une longueur de quelques mètres.

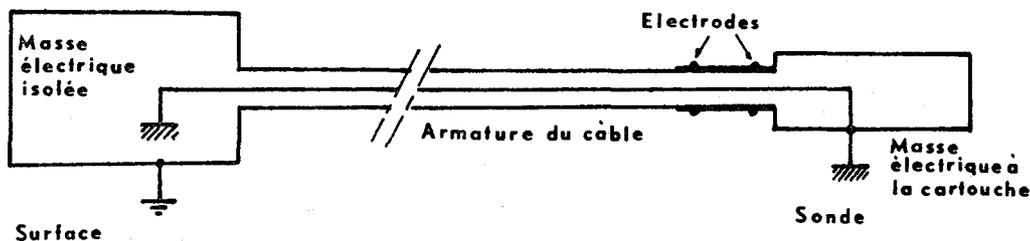


figure.5.1. Position des masses sur la sonde de 100mm

5.3. AMELIORATIONS POSSIBLES DES PERFORMANCES DES SONDES

Nous avons constaté au cours des campagnes de mesure que le bruit capté par les électrodes était inférieur au bruit propre des sondes. Il est donc possible d'accroître la sensibilité des récepteurs sans augmenter le temps de mesure, en réduisant le bruit de l'électronique.

La résistance optimale de source des amplificateurs opérationnels est d'environ $10k\Omega$ à $50k\Omega$, alors que l'impédance présentée par les électrodes de mesure est en général inférieure à $1k\Omega$. Le bruit peut être réduit en adaptant ces impédances au moyen d'un transformateur. Cette solution permet également de supprimer l'étage différentiel, ce qui simplifie considérablement la réalisation des sondes. Cependant la réalisation d'un tel transformateur fonctionnant à 12.5Hz est assez délicate.

L'inductance du primaire doit être suffisamment grande pour que l'impédance d'entrée de la sonde reste élevée. La résistance des enroulements doit être négligeable devant celle des électrodes pour ne pas apporter de bruit supplémentaire. Les dimensions de ce transformateur doivent être compatibles avec celles de la sonde et il doit fonctionner à des températures élevées.

Ses caractéristiques doivent être les suivantes :

- . inductance du primaire : $> 90H$
- . résistance du primaire : $< 100\Omega$
- . rapport de transformation : 10.

Avec un tel transformateur, pour une impédance des électrodes de mesure de 100Ω , le niveau de bruit à l'entrée de la sonde devrait être d'environ $2nV/\sqrt{Hz}$.

CONCLUSION

Le travail que nous venons d'exposer dans cette thèse constitue une contribution à l'étude et à la réalisation de récepteurs destinés aux mesures de faibles champs électriques dans le domaine des très basses fréquences.

L'intérêt de cette étude réside d'une part dans la recherche d'une fréquence de travail optimale pour la transmission d'ondes électromagnétiques à travers le sol, d'autre part dans la réalisation d'un système de mesure suffisamment fiable pour répondre aux exigences d'une utilisation industrielle.

Ces récepteurs ont permis d'effectuer sans défaillance de très nombreuses mesures qui ont contribué à la mise au point de la Télédiagraphie.

Des performances très élevées ont pu être obtenues malgré des conditions climatiques sévères grâce à l'utilisation de circuits à haute stabilité et en particulier celle du filtre passe-bas échantillonné.

Nous pensons que l'étude que nous avons faite de ce filtre en régime sinusoïdal est susceptible d'intéresser de nombreux ingénieurs qui doivent résoudre des problèmes de filtrage dans le domaine des très basses fréquences.

BIBLIOGRAPHIE

- (1) GABILLARD R., LOUAGE F., DESBRANDES R., Procédé de prospection des terrains situés autour d'un forage
Brevet I.F.P., P.V. n°156220, 24 Juillet 1968
- (2) R. DESBRANDES, R. GABILLARD, Z. BASSIOUNI, Nouvelle méthode de prospection électrique du sous-sol et appareillage pour sa mise en oeuvre
Brevet français, Février 1972
- (3) R. GABILLARD, Propagation des ondes électromagnétiques dans les milieux conducteurs
Service de Radioélectricité et Electronique de l'Université des Sciences et Techniques de LILLE
- (4) Z. BASSIOUNI, Contribution à la création et au développement d'une nouvelle méthode de diagraphie pétrolière "Le Télélog"
Thèse de Doctorat d'Etat, LILLE, Novembre 1972
- (5) D. VANLOOT
Mémoire C.N.A.M., LILLE, à paraître
- (6) SODEBERG, FINKLE, A comparison of E.L.F. atmospheric noise spectra measured above and in the sea
Navy Underwater Sound Laboratory New London, Connecticut
- (7) MAX, Principales méthodes et techniques de traitement du signal et application aux mesures physiques
Tome.1., MASSON

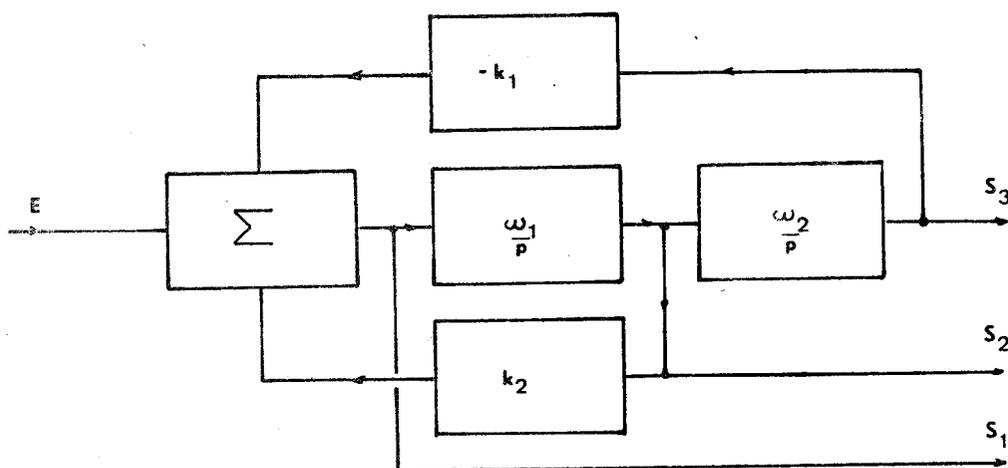
- (8) J.P. THERY, Contribution à l'étude et à la réalisation d'amplificateurs sélectifs à hautes performances et à leur adaptation dans des sondes de mesure de diagraphies pétrolières
Thèse de Docteur-Ingénieur, LILLE, 1970
- (9) J.N. AUBRUN, Aspects théoriques et expérimentaux de l'extraction des signaux périodiques
Onde Electrique, Septembre 1965, pp.1063-77
- (10) J.N. AUBRUN, P. VEILLET
C.R. Acad. Sci. fr., 256, 1963, p.1696
- (11) J.N. AUBRUN, P. VEILLET, TRAN VAN HIEP
C. R. Acad. Sci. fr., 256, 1963, p.3430
- (12) Y. CROSNIER, Amélioration du rapport signal sur bruit d'un signal périodique par échantillonnage. Application à la résonance paramagnétique électronique
Thèse de 3ème Cycle, LILLE, 1963
- (13) GRADSTEYN, RYZHIK, Table of integrals series and products
ACADEMIC PRESS, 1965
- (14) S. LETZER, N. WEBSTER, Noise in amplifiers
IEEE Spectrum, Aout 1970, pp.67-75
- (15) L. SMITH, D.H. SHEINGOLD, Noise and operational amplifiers circuits
Analog dialogue, Vol.3, n°1, Mars 1969
- (16) Filtres actifs universels
Bull. Tech. n°7, Technique et Produits

(17) Z. BASSIOUNI, R. GABILLARD, Détermination de la forme du gisement de gaz de CHEMERY - GAZ de FRANCE - par des mesures Télégol effectuées dans le forage Cs 33
Rapport I.F.P., réf.20076, Mars 1972

(18) Z. BASSIOUNI, R. GABILLARD, Détermination de la distance du bord du gisement de gaz de LUSSAGNET (S.N.P.A.) à l'axe du puits LUG 39 par des mesures de Télédiagraphie
Rapport I.F.P., réf.2058, Janvier 1972

ANNEXE. 1.

CALCUL DES FILTRES A SYNTHESE

1) PRINCIPE GENERAL

Le circuit représenté par la figure synthétise une fonction de transfert du deuxième ordre. Trois configurations de filtres sont possibles sur les sorties S_1 , S_2 , S_3 .

a) passé-haut :

$$\frac{S_1}{E} = \frac{p^2}{p^2 + k_2 \omega_1 p + k_1 \omega_1 \omega_2}$$

b) passé-bande :

$$\frac{S_2}{E} = \frac{-\omega_1 p}{p^2 + k_2 \omega_1 p + k_1 \omega_1 \omega_2}$$

c) passé-bas :

$$\frac{S_3}{E} = \frac{\omega_1 \omega_2}{p^2 + k_2 \omega_1 p + k_1 \omega_1 \omega_2}$$

Le dénominateur de ces fonctions peut s'écrire en régime sinusoïdal :

$$D = \omega_0^2 - \omega^2 + j \frac{\omega \omega_0}{Q}$$

$$\omega_0 = \sqrt{k_1 \omega_1 \omega_2}$$

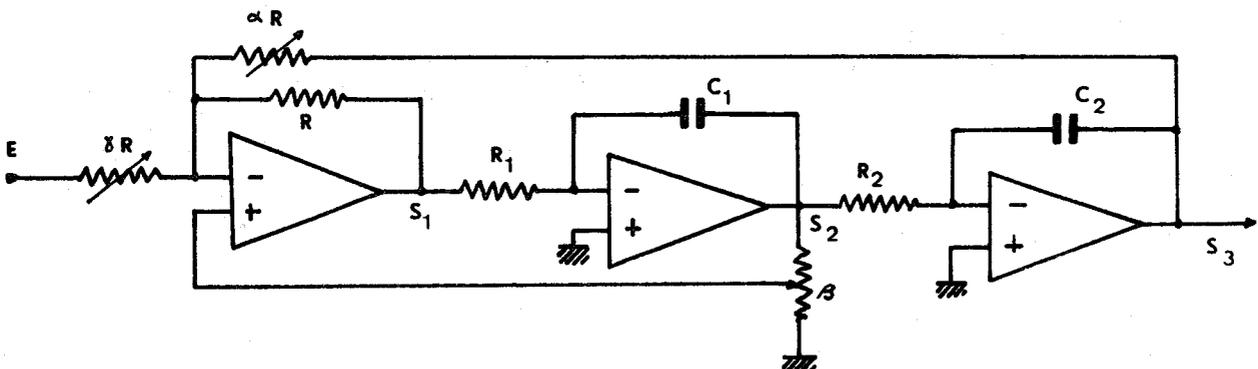
$$Q = \frac{\omega_0}{k_2 \omega_1} = \frac{\sqrt{k_1}}{k_2} \quad \text{si } \omega_1 = \omega_2$$

ω_0 est la pulsation d'accord du filtre

Q est son coefficient de qualité

2) REALISATION PRATIQUE AU MOYEN D'AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

a) Premier montage



$$\text{Soit } \tau_1 = R_1 C_1$$

$$\tau_2 = R_2 C_2$$

Dans ce cas :

$$\omega_0^2 = \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \alpha}$$

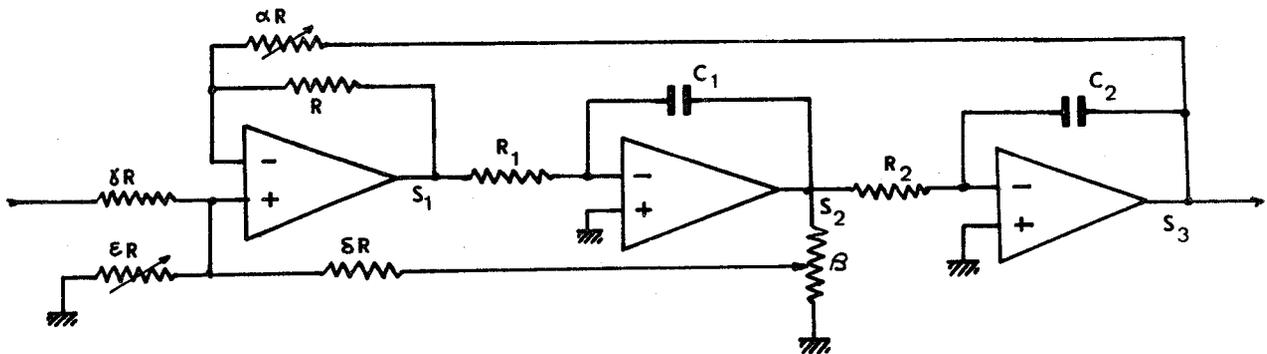
$$Q = \frac{\gamma}{\beta \sqrt{\alpha} (1 + \gamma + \gamma/\alpha)} \cdot \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}}$$

Soit G_0 le gain à l'accord en structure passe bande $G_0 = \frac{1}{\beta [1 + \gamma (1 + 1/\alpha)]}$

Dans ce montage ω_0 est réglé par τ_1 et τ_2 et G_0 par β ou γ .

La valeur de Q dépend de celle de G_0 . Elle est indépendante de celle de ω_0 si τ_1/τ_2 reste constant.

b) Deuxième montage



Avec les mêmes notations que précédemment :

$$\omega_0^2 = \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \alpha}$$

$$G_0 = \frac{\delta}{\beta \gamma}$$

$$Q = \sqrt{\alpha} \frac{\gamma (1 + \delta/\epsilon) + \delta}{\beta \gamma (1 + \alpha)}$$

Dans le montage τ_1 , τ_2 , γ et δ sont fixes ; ω_0 est réglé par α , G_0 par β et Q par E . La valeur de Q dépend de α et β .

Q ne peut pas prendre toutes les valeurs. Sa valeur minimale, obtenue pour $\varepsilon = \infty$ est :

$$Q_{\min} = \frac{\sqrt{\alpha}(\gamma + \delta)}{\beta\gamma(1 + \alpha)}$$

Des filtres plus complexes peuvent être aisément réalisés par addition de plusieurs sorties. En particulier l'addition des sorties passe-haut et passe-bas permet d'obtenir un zéro dans la fonction de transfert.

ANNEXE. II.

AMELIORATION DU RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT
 APPORTEE PAR UN FILTRE PASSE-BAS ECHANTIL-
 LONNE IDEAL

Le filtre idéal peut être caractérisé par :

- une durée de l'impulsion d'échantillonnage ϵ infiniment courte
- une intégration parfaite des échantillons.

Dans ce cas tous les harmoniques de la fréquence d'accord sont transmis sans atténuation puisque quelque soit leur rang n :

$$C'_n = 1 \quad (C'_n \text{ est défini au paragraphe.3.1.a.)}$$

L'amplitude d'un échantillon e_n est :

$$e_n = e_{sn} + e_{bn}$$

e_{sn} : amplitude du signal au moment de l'échantillon

e_{bn} : amplitude du bruit au même instant.

Si l'on intègre N échantillons e_n de largeur ϵ ; l'information utile est $N\epsilon e_s$ si le signal est synchrone de l'échantillonnage ;

l'information parasite est : $\left| \sum_1^N \epsilon^2 (e_{bn})^2 \right|^{1/2}$

Si nous remplaçons les e_{bn}^2 par leur valeur quadratique moyenne l'information parasite peut s'écrire :

$$\sqrt{N} \epsilon \sqrt{e_b^2}$$

Le rapport signal sur bruit à l'entrée du filtre est :

$$(S/b)_e = \frac{e_s}{\sqrt{e_b^2}}$$

Le rapport signal sur bruit à la sortie est :

$$(S/b)_s = \frac{N e_s}{\sqrt{N} e \sqrt{e_b^2}} = \sqrt{N} (S/b)_e$$

Par conséquent l'amélioration du rapport signal sur bruit apportée par le filtre échantillonné est égale à la racine carrée du nombre d'échantillons pris en considération dans l'intégration. Si l'intégrateur est un filtre passe-bas de constante de temps τ_s et si la période d'échantillonnage est T , le nombre d'échantillons est approximativement $N = \tau_s / T$.

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

$$\tau_s = \frac{1}{\omega_s}$$

Donc :

$$F^2 = N = \frac{\Omega}{2\pi\omega_s}$$

Au facteur 2 près, on retrouve le résultat du 1er cas de l'étude simplifiée du paragraphe.3.4.b.

ANNEXE. III.

SCHEMAS DES RECEPTEURS

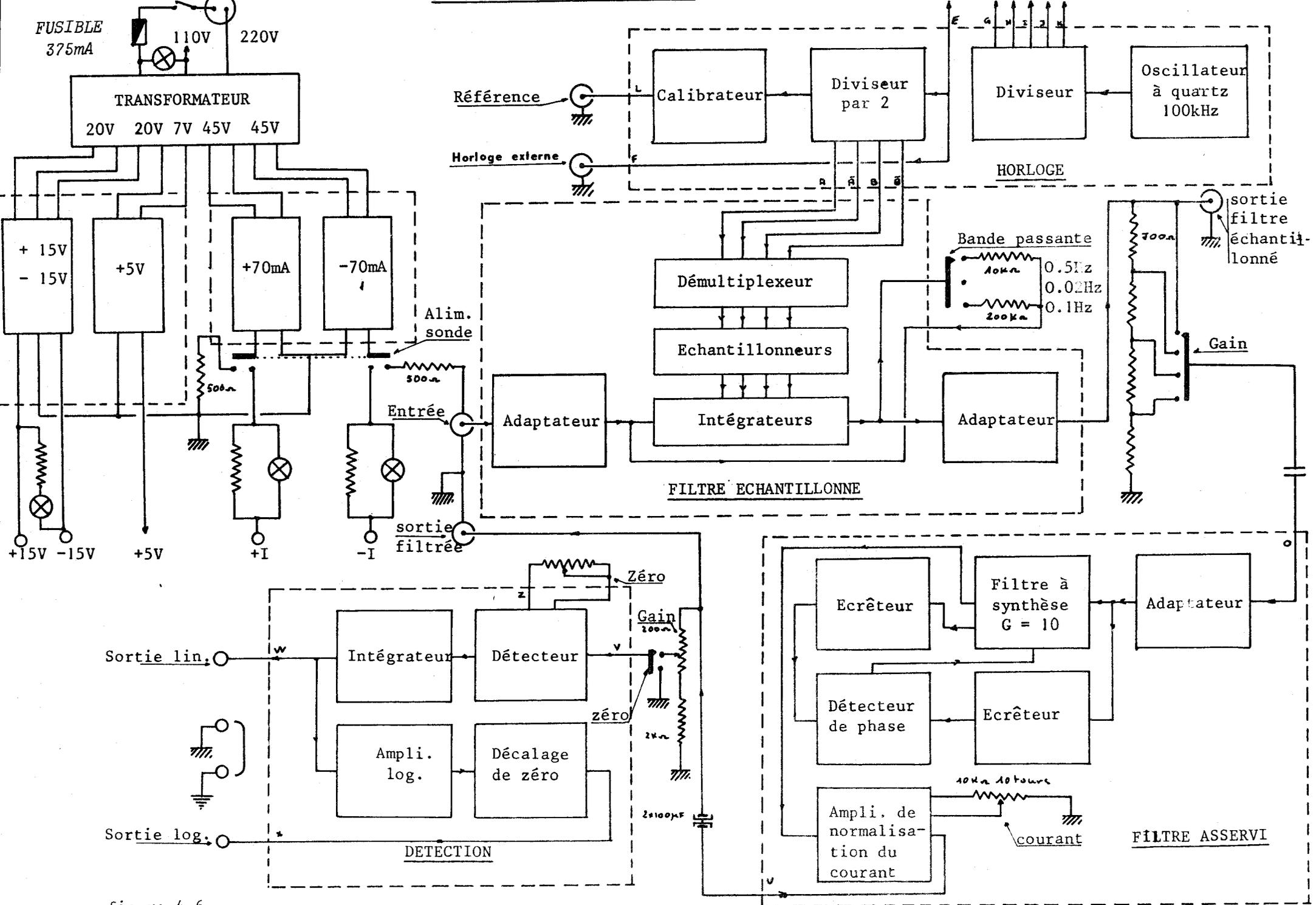
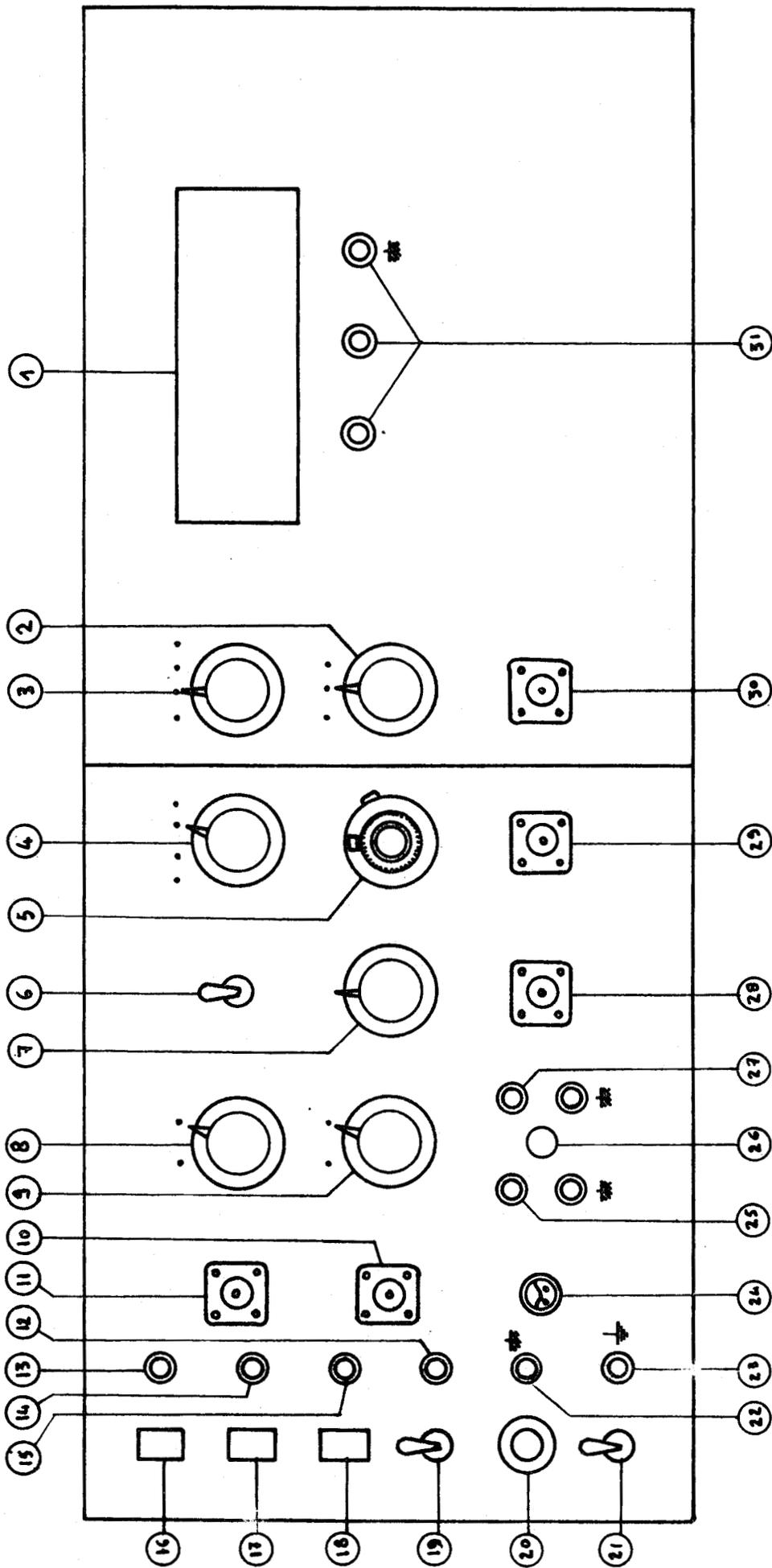


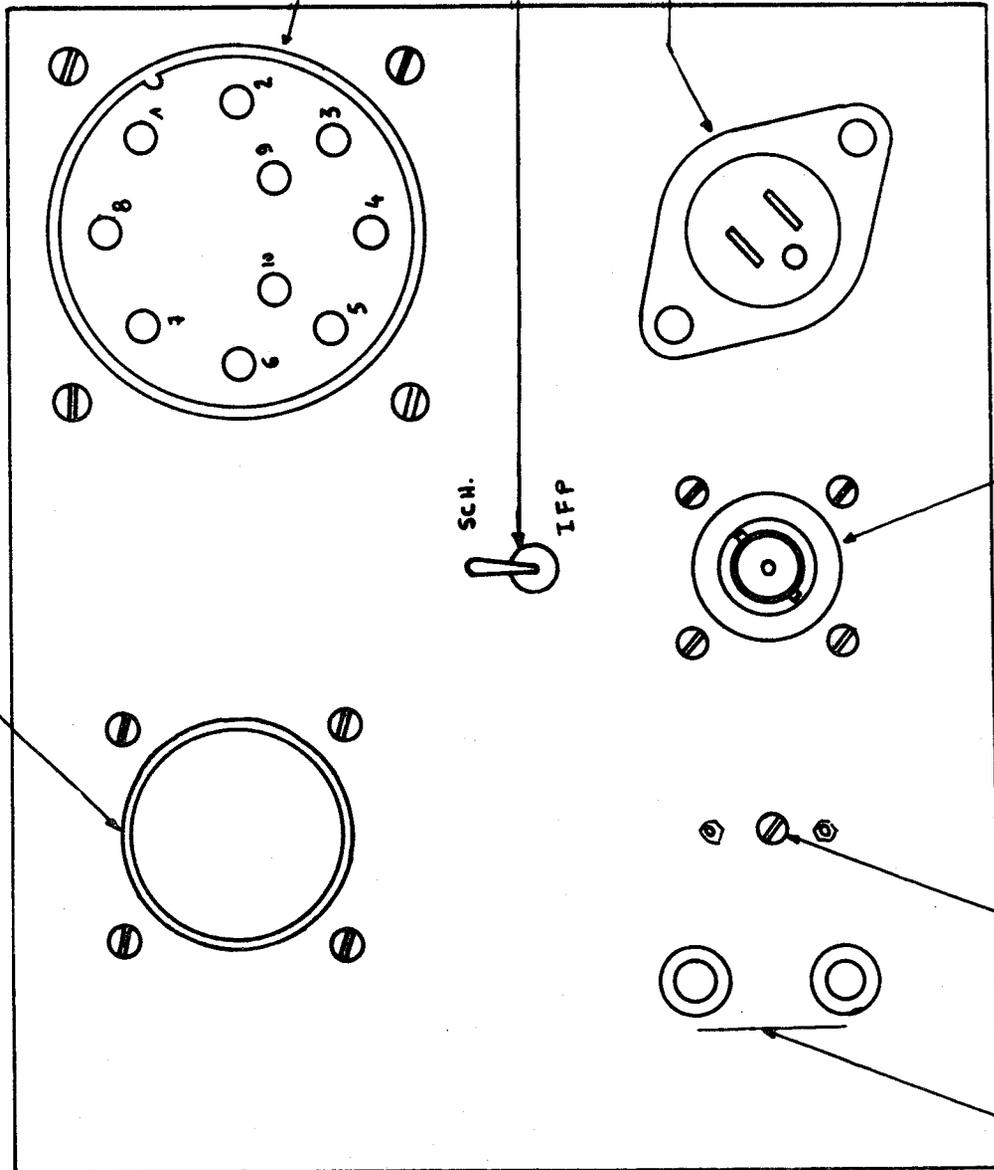
figure.4.6.



RECEPTEUR DE SURFACE

1. Voltmètre numérique
2. Commande d'étalonnage de la sonde de 100mm
3. Commande gain de la sonde de 100mm
4. Commande de gain du récepteur de surface
5. Potentiomètre de normalisation du courant (1A = 100 divisions)
6. Réglage de bande passante
7. Ajustage du gain du récepteur de surface
8. Commutateur zéro - mesure
9. Commutateur Télélog - latérolog
10. Entrée horloge externe
11. Sortie du signal d'étalonnage (100mV crête)
12. Prise test - 15V
13. Prise test +I (70mA ou 90mA)
14. Prise test -I (70mA)
15. Prise test +15V
16. Voyant alimentations sondes
17. Voyant alimentations de surface
18. Voyant secteur
19. Commande d'alimentation des sondes
20. Fusible secteur (375mA)
21. Interrupteur MARCHE - ARRET
22. Prise de masse
23. Prise de terre
24. Prise d'alimentation secteur 220V
25. Sortie détectée linéaire
26. Réglage zéro du détecteur
27. Sortie détectée logarithmique
28. Sortie sinusoïdale filtrée
29. Sortie du filtre échantillonné
30. Sortie du câble
31. Entrée du Voltmètre

galvas. Schlumberger



câble 7 conducteurs
Schlumberger

inverseur sondes

Secteur

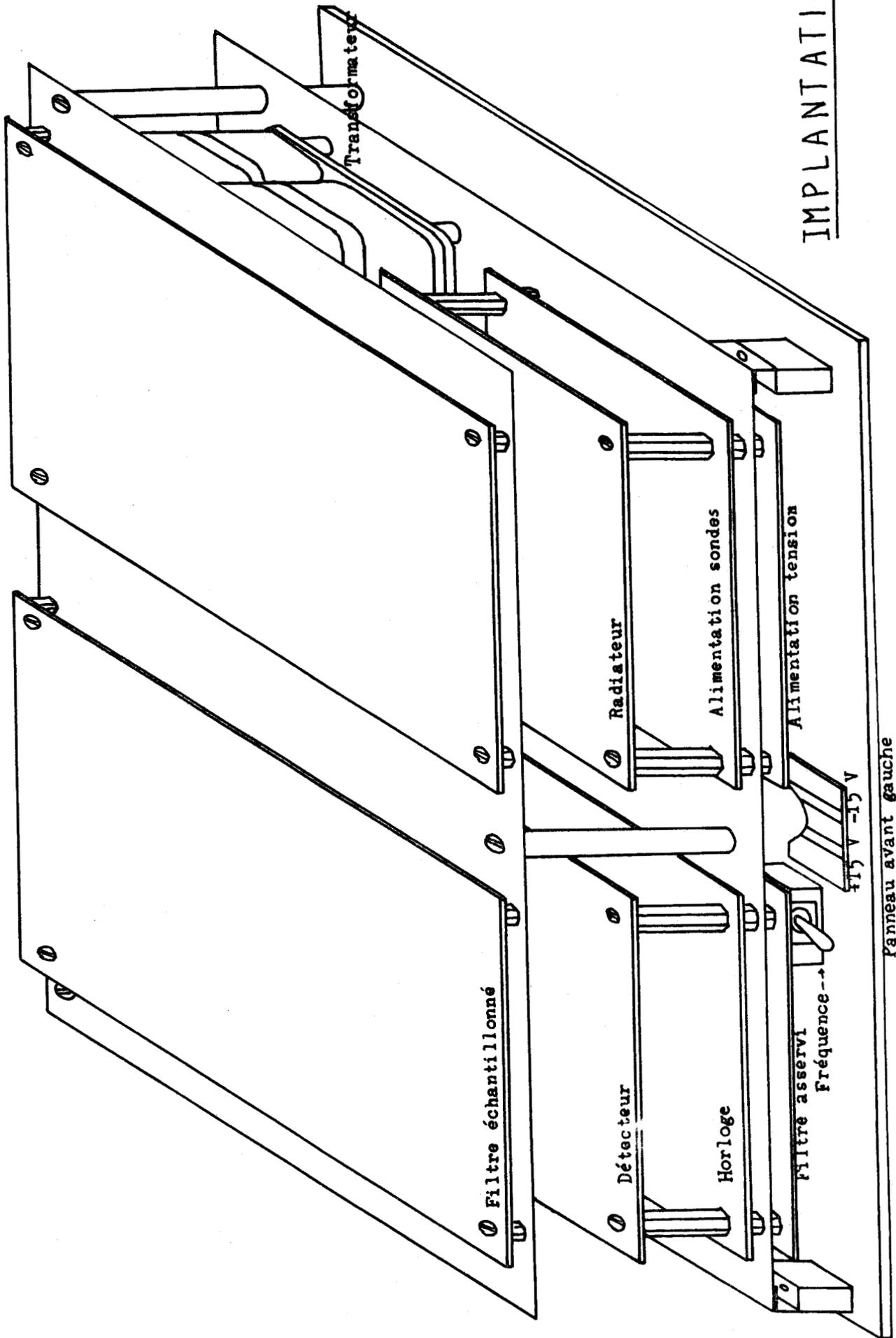
SCH.

IFP

câble monofilaire

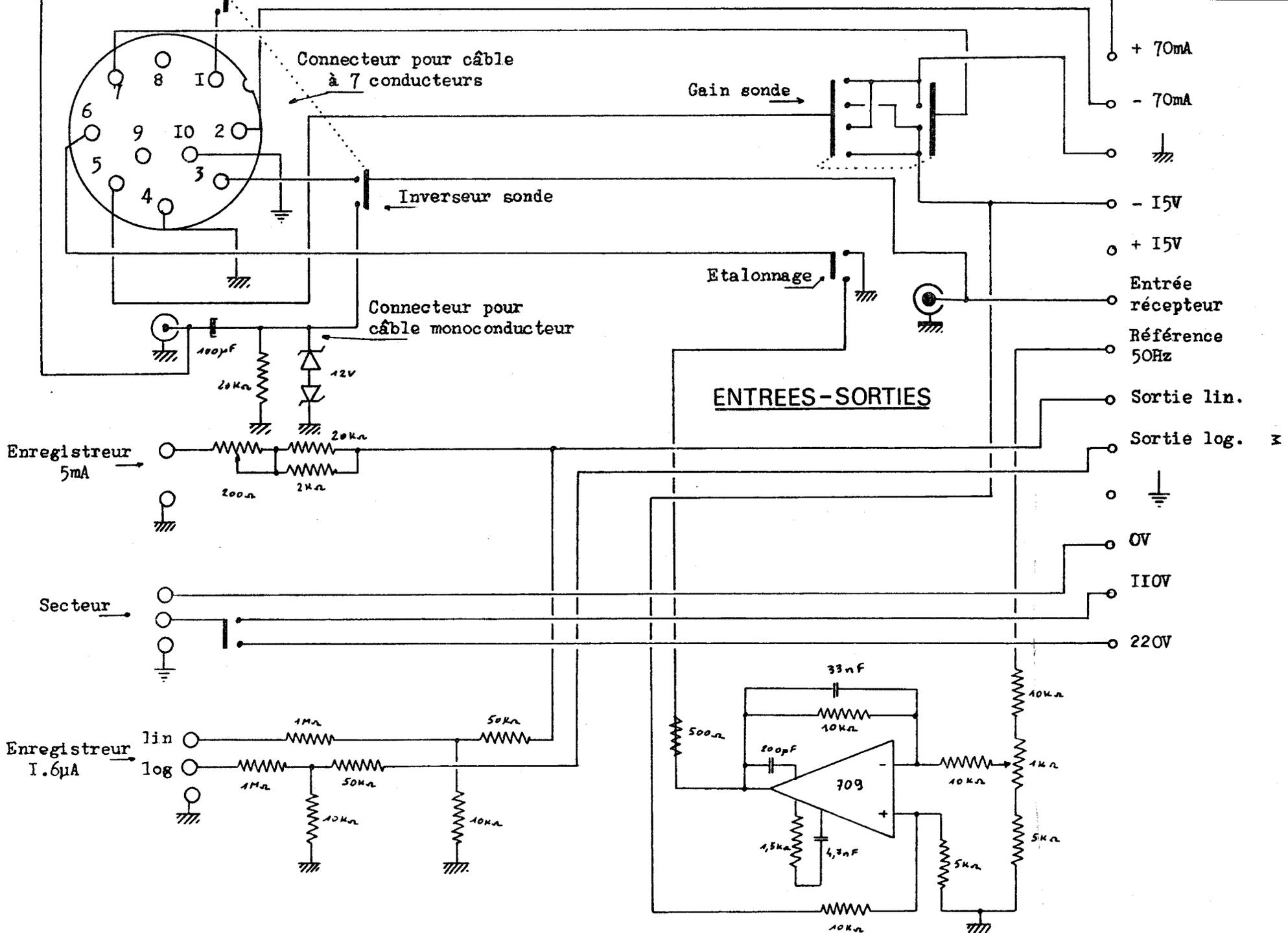
Calibrage enr. 5 mA

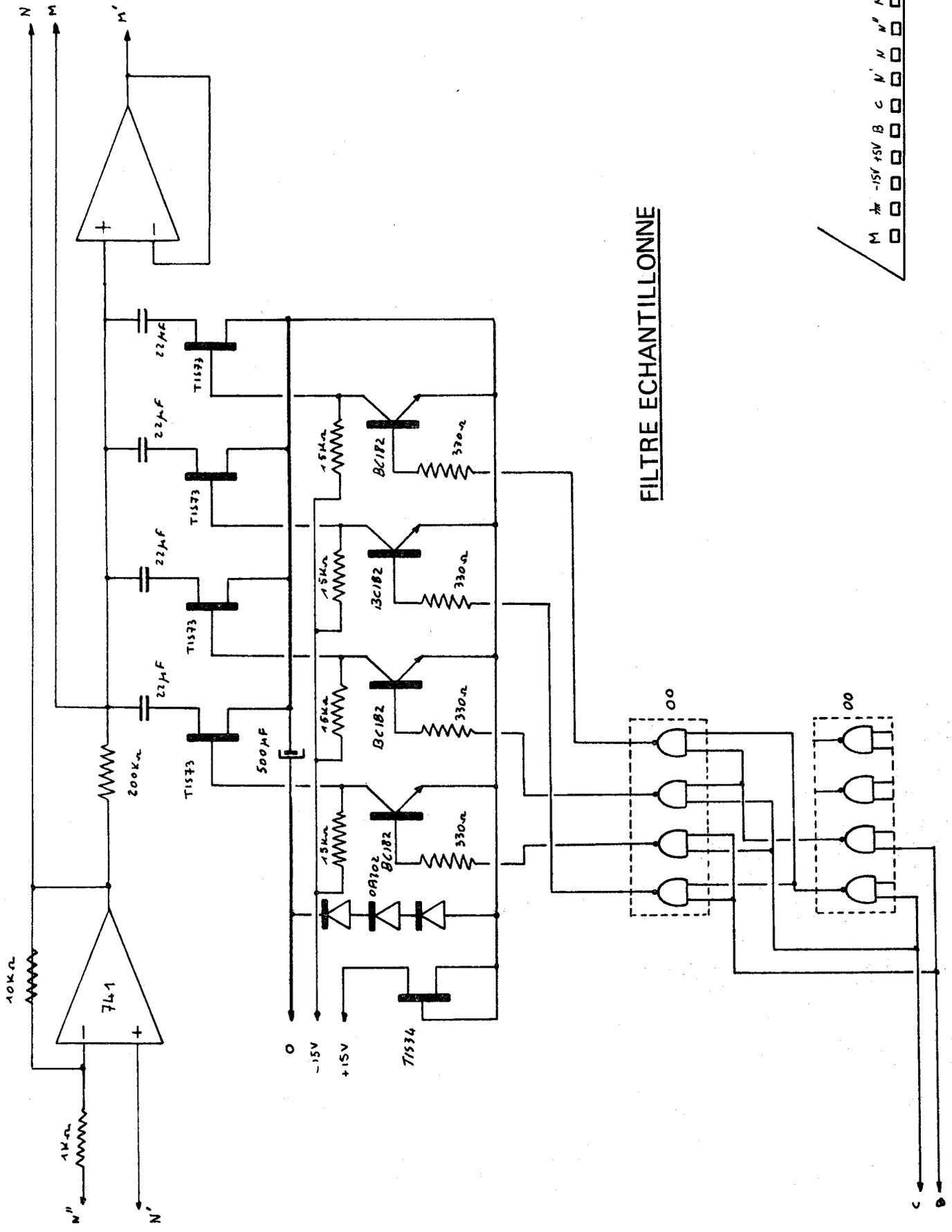
Enregistreur 5 mA



IMPLANTATION

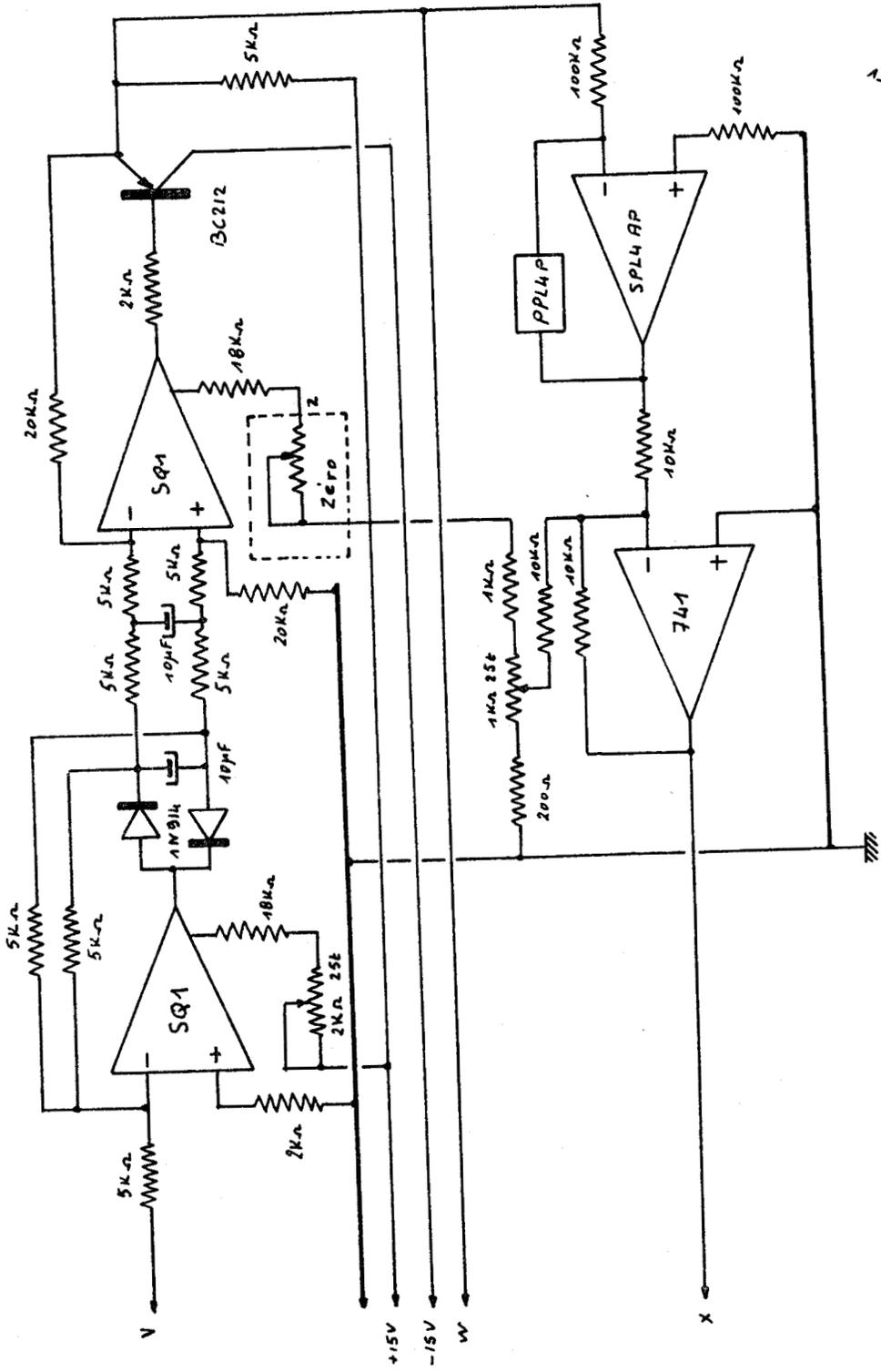
Fanneau avant gauche



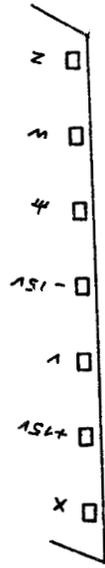


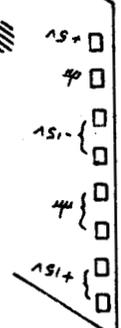
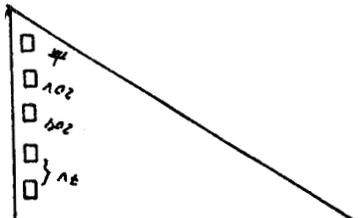
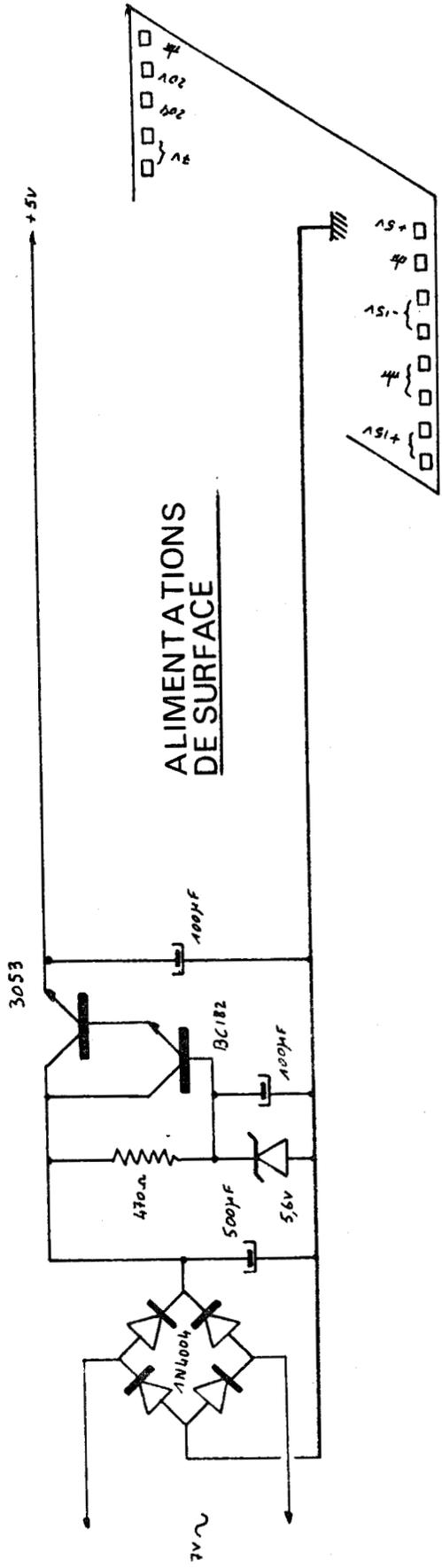
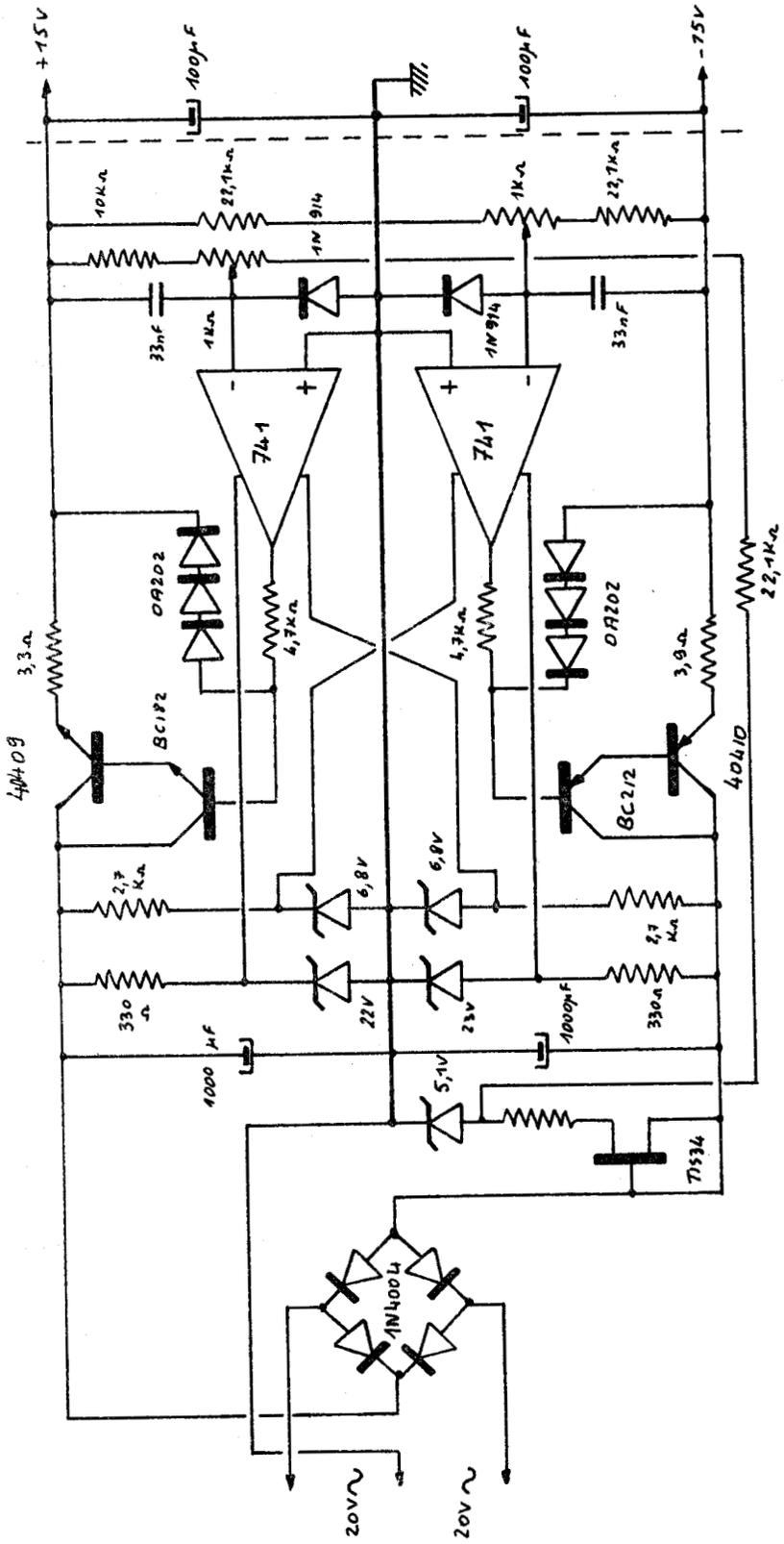
FILTRE ECHANTILLONNE

M	+	-15V	+15V	B	C	N	N'	N''	M	M'	M''	+15V
---	---	------	------	---	---	---	----	-----	---	----	-----	------



DETECTION





ALIMENTATIONS DES SONDES

